

Analyse vectorielle de dispositifs passifs et d'un amplificateur RF simple

Département Télécommunications
2ème année option TST
Travaux Pratiques
Jean-Daniel ARNOULD

École Nationale Supérieure d'Électronique et de Radioélectricité de Grenoble
CIME - Plateforme d'Hyperfréquence et d'Optique Guidée (HOG)
Tel : 04.56.52.94.24

Institut de Microélectronique d'Électromagnétisme et de Photonique
Tel : 04.56.52.95.59

Minatec-INPG, 3 parvis Louis Néel, BP 257
F-38016 GRENOBLE

<http://communication.minatec.inpg.fr/arnould/>

Mai 2007



Table des matières

I	Présentation de l'ENA	4
I.1	Présentation générale de l'analyse vectorielle	5
II	Partie théorique	15
II.1	Calculs préliminaires	16
III	Partie Pratique	23
III.1	Procédure de calibrage de l'ENA	24
III.2	Caractérisation de dispositifs passifs	27
III.3	Caractérisation d'un dispositif actif simple	33

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents



Ce T.P. propose une prise en main rapide (4 heures) de l'appareil d'analyse vectorielle *Agilent-ENA E5062A* permettant la caractérisation de dispositifs passifs et d'un amplificateur RF simple dans la bande $300\text{ kHz} - 3\text{ GHz}$.

Ce texte de T.P. au format PDF naviguable a été écrit en \LaTeX avec la classe PolyTeX développée à l'Université Technologique de Compiègne. Il est directement consultable en ligne, ainsi que tout autre document lié à l'enseignement ou à la recherche dans le domaine des *Télécommunications RF* à l'adresse : <http://communication.minatec.inpg.fr/arnould/>.

Ce document comporte 3 chapitres ; le premier présente l'analyse vectorielle de manière générale, le second traite de la partie théorique qui doit être **impérativement préparée avant la séance de T.P.**, le troisième décrit la partie pratique à effectuer pendant la séance.

Les notions de ce T.P. font référence au cours 1A de Mme Vilcot "Ondes Electromagnétiques" et au cours 2A de Mme Cabon "Architectures de systèmes sans fils". Les résultats sont directement à mettre en relation avec ceux du T.P. "Conception d'un amplificateur RF simple" et donneront lieu à un compte rendu à remettre à l'enseignant en fin de séance. Une attention particulière sera portée sur la comparaison des résultats de simulation numérique avec ceux mesurés en pratique en ce qui concerne l'amplificateur RF dans ces 3 configurations (non adapté, adapté avec une topologie discrète et avec une topologie répartie).

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

Chapitre I

Présentation de l'ENA

I.1 Présentation générale de l'analyse vectorielle 5

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

I.1 Présentation générale de l'analyse vectorielle

I.1.1	Introduction	6
I.1.2	Présentation de l'appareil	8
I.1.3	Mesure sur un dispositif : nécessité du calibrage . .	13

La connectique utilisée en hyperfréquences en général et avec un analyseur vectoriel de réseaux en particulier est un composant microondes à part entière. Elle joue un rôle primordial dans les performances du système, en particulier en ce qui concerne la phase des signaux.

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, et, dans le cadre du TP, **un léger serrage manuel des connecteurs des ports de mesure -et non des charges- suffira.**

[Table des
matières
Concepts](#)

[Exemples
Exercices
Documents](#)



I.1.1 Introduction

Les mesures dans le domaine fréquentiel (ou mesures en régime harmonique) sont un moyen puissant d'étude des circuits microondes. Dans un certain nombre de 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.). Par ailleurs, l'accroissement général des dispositifs microondes nécessite des systèmes de mesure de plus en plus performants. En particulier la dynamique obtenue avec les analyseurs scalaires de réseaux (50 à 60dB) est parfois insuffisante. Enfin, il faut noter que la limitation 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.

Ces différents points fixent les limites de l'analyse scalaire de réseaux et justifient l'utilisation du système beaucoup plus élaboré qu'est l'analyseur vectoriel de réseaux. Les progrès de la micro-informatique d'une part et des composants hyperfréquences d'autre part ont permis la naissance de matériel très performant autorisant une très grande dynamique (jusqu'à 120 dB) et une précision

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

inégalée grâce à un calcul de correction d'erreur effectué en temps réel par un processeur.

Introduction

[Table des
matières](#)
[Concepts](#)

[Exemples](#)
[Exercices](#)
[Documents](#)

I.1.2 Présentation de l'appareil

Un analyseur vectoriel permettant des mesures en réflexion et en transmission est obligatoirement constitué des éléments suivants :

- Une source, qui peut être constituée d'un générateur balayé en fréquence (sweeper) ou d'un synthétiseur. Dans le premier cas, le balayage peut être rapide mais la précision en fréquence, liée à la rampe de balayage est moyenne. Avec un générateur synthétisé, la précision en fréquence est excellente, mais la vitesse de balayage est plus lente (et le coût plus élevé !)
- Des dispositifs directifs, dirigeant le signal sur les voies convenables. Il est possible d'utiliser des coupleurs directifs ou des ponts directifs. Les premiers présentent une faible atténuation en branche principale et une bonne directivité, mais leur bande passante est limitée. Les ponts directifs permettent d'obtenir de plus grandes bandes passantes, mais sont plus atténués en branche principale.
- Un mélangeur avec son oscillateur local. Pour conserver l'information sur la phase, il est impossible de réaliser une détection directe par diode comme pour un analyseur scalaire. Il faut procéder par changement de fréquence. Le signal de mesure est donc mélangé avec un signal issu d'un oscillateur local asservi en fréquence au signal de référence. Le signal résultant est donc converti en base fréquence (bande étroite) et un filtrage

[Table des matières](#)
[Concepts](#)

[Exemples](#)
[Exercices](#)
[Documents](#)

permet d'améliorer le rapport signal sur bruit.

- Un dispositif d'affichage de résultats. En général les résultats apparaissent sur un écran. Selon le degré de complexité du système plusieurs formats peuvent être utilisés (coordonnées cartésiennes, polaires, abaque de Smith).
- Un ensemble d'étalon de calibrage. Ces éléments sont nécessaires à l'établissement des plans de référence des mesures.
- Un calculateur (incorporé ou extérieur). Cet élément permet de gérer et d'automatiser les échanges entre tous les éléments constitutifs du banc d'analyse vectorielle. Il permet également de contrôler l'affichage des données et de choisir le format le plus adapté. Enfin et surtout, il permet d'effectuer une correction d'erreur vectorielle en temps réel, ce qui améliore considérablement les performances de l'appareillage.

Un dispositif microonde 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 peut donc définir un composant 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

Présentation de l'appareil

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

(Scattering parameters).

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

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.1.1})$$

Les paramètres S_{ij} sont complexes.

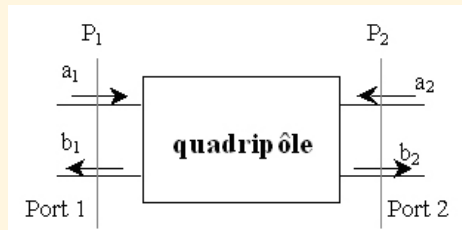


FIG. I.1.1 – Mesure de paramètres [S] sur un dispositif à 2 ports

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

- Excitation sur le port 1, l'accès 2 est adapté sur son impédance caractéristique ($a_2 = 0$), on mesure alors $S_{11} = b_1/a_1$ et $S_{21} = b_2/a_1$.

- Excitation sur le port 2, l'accès 1 est adapté sur son impédance caractéristique ($a_1 = 0$), on mesure alors $S_{12} = b_1/a_2$ et $S_{22} = b_2/a_2$.

Toute mesure hyperfréquence n'a de valeur que si on connaît le plan de référence qui lui est associé (Figure I.1.1). 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 par une mesure préliminaire sur un dispositif à réflexion totale pour des mesures en réflexion (en général en court-circuit et/ou en circuit-ouvert) ou à transmission totale à longueur électrique nulle pour des mesures en transmission (ce dernier cas n'est réalisable que pour les *DST* insérables, c'est-à-dire hermaphrodites ou munis de prises d'entrée et sortie de sexes opposés). La précision de l'établissement du plan de référence conditionne la précision des mesures ultérieures.

Les paramètres $[S]$ mesurés à différentes fréquences permettent d'appréhender le comportement du dispositif à ces fréquences.

Le but de ce TP est de mesurer les paramètres $[S]$ en module et en phase de différents dispositifs à 2 ports en utilisant l'analyseur vectoriel de réseaux **ENA E5062A** (*Economic Network Analyser*) mais il ne fonctionne que vis à vis du port 1 pour un branchement donné.

On ne pourra donc disposer que des paramètres de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en même temps. Pour mesurer les deux autres paramètres (S_{22} et

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

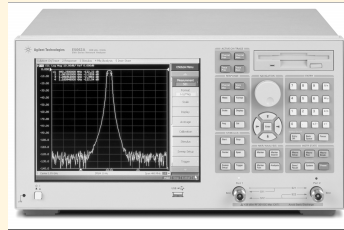


FIG. I.1.2 – Analyseur Vectoriel de Réseaux ENA E5062A

S_{12}), il faudra débrancher et retourner le dispositif, avec toute l'incertitude que cette manipulation comporte !

Présentation
de l'appareil

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

I.1.3 Mesure sur un dispositif : nécessité du calibrage

Le calibrage du système est une opération fondamentale, nécessaire à toute mesure sur analyseur vectoriel de réseaux. Elle permet d'une part de définir les plans de référence de la mesure, et d'autre part elle améliore considérablement la précision de ces mesures. En effet, les erreurs prédominantes sur le système d'analyse de réseaux sont d'origine systématique; elles sont donc corrigibles mathématiquement, à condition de les avoir modélisées avec précision.

Plusieurs modèles d'erreurs peuvent être utilisés pour cette opération, selon le degré de précision désiré, le temps de calcul, et la connectique utilisée (standards coaxiaux, guides d'ondes, lignes planaires ...).

Nous utiliserons dans ce T.P. un calibrage large bande *Short Open Load Thru (SOLT)* à l'aide de 3 charges étalons en connectique 3.5 mm que nous placerons tour à tour sur le port 1 pour finir par une liaison directe (Thru) entre le port 1 et le port 2 qui a la propriété de fixer le plan de référence au milieu de sa longueur (ici le Thru est défini avec une longueur nulle). Sans rentrer dans les détails de l'algorithme de calcul permettant de référencer la mesure des paramètres $[S]$, le kit de calibrage utilisé est le *Cal Kit 3.5 mm 85033E* qui donne une précision pour l'étalon *Short*, que l'on peut assimiler à une inductance, telle que $L = 2,0765 \cdot 10^{-12} - 108,54 \cdot 10^{-24} * \omega + 2,1705 \cdot 10^{-33} * \omega^2 - 0,01 \cdot 10^{-43} * \omega^3$ Henry et l'étalon *Open*, que l'on peut assimiler à une capacité, telle que $C = 49,43 \cdot 10^{-15} - 310,13 \cdot 10^{-27} * \omega + 23,17 \cdot 10^{-36} * \omega^2 - 0,16 \cdot 10^{-45} * \omega^3$ Farad. Ces valeurs ainsi que l'*Offset delay [ps]*, *Offset Z_0 [50Ω en général]*, *Offset loss [GΩ/s]* sont nécessaires

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

à la procédure de calibrage et sont déjà référencé dans l'ENA sous la dénomination *85033E* (table des définitions des standards fournies en Annexe).

**Mesure sur un
dispositif :
nécessité du
calibrage**

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

Chapitre II

Partie théorique

II.1 Calculs préliminaires 16

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

II.1 Calculs préliminaires

II.1.1	Mesure d'impédance caractéristique d'une ligne	17
II.1.2	Transformateur quart d'onde	19
II.1.3	Influence d'un stub sur une ligne	20
II.1.4	Coupleur	21

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents



II.1.1 Mesure d'impédance caractéristique d'une ligne

On considère le montage de la Fig. II.1.1 correspondant à une partie du banc du TP. : l est la longueur de la ligne que l'on mesurera directement sur le dis-

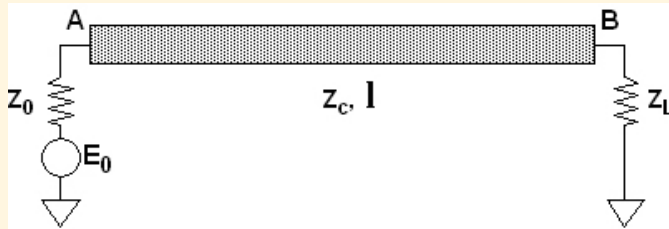


FIG. II.1.1 – Ligne de longueur l connue et d'impédance caractéristique Z_c à déterminer

positif. Z_c est son impédance caractéristique. Z_L est l'impédance de charge de la ligne. Z_0 est l'impédance du générateur E_0 .

L'impédance ramenée en entrée (au point A) s'écrit :

$$Z_A = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan(\beta l)}{Z_c + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (\text{II.1.1})$$

et le coefficient de réflexion à l'entrée de cette ligne chargée par Z_L se calcule facilement :

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (\text{II.1.2})$$

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

Mesure d'impédance caractéris- tique d'une ligne

- Pour des fréquences particulières, donner l'expression de Z_A et de $|S_{11}|$ dans le cas général, puis pour $Z_L = Z_0$.
- Donner l'allure du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.
- A quelle(s) fréquence(s) f_i peut-on mesurer facilement la longueur d'onde λ_g dans la ligne ? Donner alors l'expression donnant la permittivité effective ϵ_{reff} de la ligne en fonction de la fréquence mesurée f_r , de la longueur de la ligne l , etc.
- A quelle(s) fréquence(s) la mesure du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (en dB) permet de déduire la valeur de Z_c (connaissant l'impédance de charge $Z_L = Z_0$).
- Peut-on faire les mêmes déductions si Z_L est différente de Z_0 ? Examiner le cas du court-circuit et du circuit ouvert.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

II.1.2 Transformateur quart d'onde

On considère maintenant une ligne de longueur l terminée par une charge réelle Z_L inconnue (Composant Monté en Surface) comme le montre la Fig. II.1.2. Nous pouvons remarquer que cette ligne a été gravée sur le même substrat que la ligne résonnante précédente et qu'elle possède la même largeur.

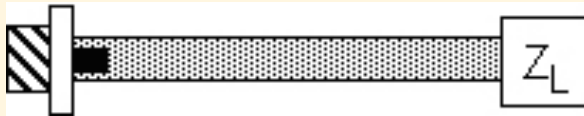


FIG. II.1.2 – Ligne microruban terminée par une charge inconnue Z_L

- Donner l'expression de l'impédance d'entrée Z_A pour une ligne chargée par Z_L quelconque à une fréquence telle que : $l = (2n + 1)\lambda_g/4$.
- Donner l'expression de l'impédance caractéristique nécessaire pour adapter une impédance réelle Z_L à l'impédance Z_0 du générateur.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

II.1.3 Influence d'un stub sur une ligne

La Fig. II.1.3 montre le schéma d'une ligne microruban principale AB terminée par une charge Z_L et sur laquelle une ligne CD d'impédance caractéristique Z_s et de longueur l_s a été connectée en parallèle (stub ouvert).

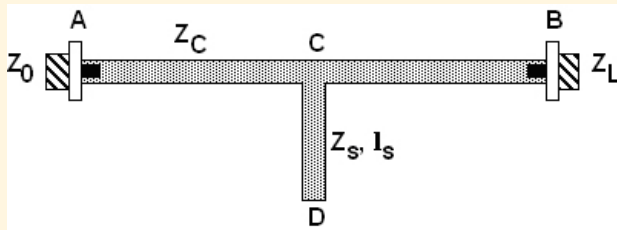


FIG. II.1.3 – Schéma (vue de dessus) d'une ligne microruban (tronçon AB) avec adjonction d'un stub (tronçon CD) en parallèle

- Donner le schéma électrique équivalent de ce dispositif.
- On considère maintenant que $Z_L = Z_0 = Z_c$. Quelle est l'impédance ramenée de D en C à une fréquence telle que $l_s = (2n + 1)\lambda_g/4$? Le générateur délivre une puissance P_0 . Quelle puissance est alors reçue en B ?
- Que devient cette puissance lorsque $l_s = n\lambda_g/2$ (on a toujours $Z_L = Z_0 = Z_c$)?
- Donner l'allure de la puissance reçue en B en fonction de la fréquence.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

II.1.4 Coupleur

Un coupleur est un dispositif à 4 accès comprenant le plus souvent deux lignes de transmission et un mécanisme de couplage entre elles (voir Fig. II.1.4). Une partie de la puissance incidente, qui se propage sur la ligne principale de 1 vers 2, est couplée sur la ligne auxiliaire et sort en 4, pour un coupleur directif, et en 3, pour un coupleur contradirectif.

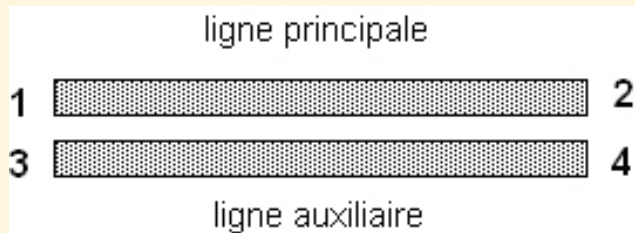


FIG. II.1.4 – Schéma du coupleur

Nous nous intéresserons dans la suite à un coupleur *contradirectif*. Les paramètres du coupleur se définissent comme :

- Couplage $C = \frac{P_1}{P_3}$ (caractéristique principale du coupleur)
- Affaiblissement ou pertes d'insertion $A = \frac{P_1}{P_2}$
- Isolation $I = \frac{P_1}{P_4}$ (P_4 est nulle pour un coupleur parfait)

[Table des matières](#)
[Concepts](#)

[Exemples](#)
[Exercices](#)
[Documents](#)

- Directivité $D = \frac{P_3}{P_4}$ (P_4 est nulle pour un coupleur parfait)

Le coupleur étant un dispositif symétrique et réciproque, le coefficient de réflexion en entrée (accès 1), ajouté aux paramètres A , C et I suffisent pour le caractériser entièrement.

- Exprimer les paramètres du coupleur en dB.
- Donner la relation entre D , I , C en dB.

Coupleur

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

Chapitre III

Partie Pratique

III.1	Procédure de calibrage de l'ENA	24
III.2	Caractérisation de dispositifs passifs	27
III.3	Caractérisation d'un dispositif actif simple	33

Vous prendrez soin dans cette partie d'imprimer les résultats qui vous semblent pertinents !
Une courbe bien commentée vaut mieux qu'un long discours théorique !

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

III.1 Procédure de calibrage de l'ENA

III.1.1	Calibrage SOLT	25
---------	--------------------------	----

Le calibrage sera effectué pour la gamme la plus large possible de fréquences, c'est-à-dire $300\text{ kHz} - 3\text{ GHz}$, avec 801 points de mesures, un moyennage de $Avg = 16$ et une puissance RF de -20 dBm . Il sera effectué une fois pour toute en début de T.P. et devra être vérifié par l'enseignant car la précision des courbes mesurées ensuite dépend essentiellement de la qualité de ce calibrage.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

III.1.1 Calibrage SOLT

Les différents réglages qui sont propres à un même calibrage, se situent dans le menu *Stimulus*, puis dans le sous-menu *Start* pour $f_{start} = 300 \text{ kHz}$ et $f_{stop} = 3 \text{ GHz}$, et dans le sous-menu *Sweep Setup* pour $Power = -20 \text{ dBm}$ et $Points = 801 \text{ pts}$. Il est à noter que toute modification de ces *stimuli* après la procédure de calibrage, fait rentrer l'ENA dans une mesure brute des paramètres $[S]$, c'est-à-dire non corrigée. Il est également très important de remarquer que l'ENA ne peut supporter sur ses ports une puissance RF dépassant 20 dBm et une tension DC de 30V . La mesure de dispositifs actifs RF ne doit donc en aucun cas dépasser ces limitations matérielles sous peine de détérioration de l'analyseur vectoriel !

Afin de compléter la précision mathématique des mesures, nous pouvons trouver dans le menu *Response*, la possibilité de mettre un moyennage pour $Avg = 16$ (mettre la fonction Averaging sur ON) et un lissage (smoothing que nous n'avons pas besoin d'utiliser).

La procédure de calibrage est la suivante :

- Afin de comprendre la nécessité du calibrage, connecter directement le connecteur du port 2 au port 1, observer le signal transmis en module et en phase et stocker le en mémoire par le menu *Display : Data->Mem*.
- Sélectionner dans le menu *Cal* le cal kit *85033E* et entrer dans le sous-menu *Enhanced Response* pour commencer la procédure de calibrage :

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

- Brancher la charge **OPEN** sur le port 1 en prenant soin de tourner la bague du connecteur et non la charge. Regarder l'allure du coefficient de réflexion et appuyer sur *Open*.
- Recommencer l'opération précédente avec le **SHORT** et le **LOAD** pour enfin terminer par le **THRU** que vous laisserez branché jusqu'à la fin de la procédure pour pouvoir le comparer par la mesure mise en mémoire.
- La procédure de calibrage se termine par **DONE**
- Superposer la courbe du **THRU CALIBRE** avec celle du **THRU BRUT**. Conclusion.
- Tester la reproductibilité de la mesure en débranchant et rebranchant les connecteurs des ports. Conclusion.
- D'après vous, comment évaluer la dynamique du système? Donner un ordre de grandeur.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

III.2 Caractérisation de dispositifs passifs

III.2.1	Tronçon de ligne d'impédance Z_c	28
III.2.2	Adaptation par transformateur quart d'onde . . .	29
III.2.3	Influence d'un stub	30
III.2.4	Coupleur	31
III.2.5	Filtre	32

Afin de prendre en main les différentes fonctions de base de l'ENA, nous allons nous intéresser aux caractéristiques fréquentielles de différents dispositifs microondes passifs simples.

[Table des matières](#)
[Concepts](#)

[Exemples](#)
[Exercices](#)
[Documents](#)

III.2.1 Tronçon de ligne d'impédance Z_c

- Pour utiliser les propriétés démontrées dans la partie théorique quand $Z_0 = Z_L$, connecter le câble du port 2 de l'ENA. En comparant cette courbe mesurée avec celle obtenue en branchant une charge SMA possédant une impédance de 50Ω , que peut-on en déduire ?
- Visualiser le coefficient de réflexion. D'où viennent les résonances ?
- Mesurer l'impédance caractéristique Z_c de la ligne.
- Mesurer la longueur l de cette ligne et en déduire la permittivité relative effective ϵ_{reff} avec une marge d'incertitude liée à la mesure de l et de f_r .
- Commentaires et conclusion.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

III.2.2 Adaptation par transformateur quart d'onde

Le tronçon de ligne identique au précédent est fermé par une charge inconnue Z_L .

- Mesurer le coefficient de réflexion en entrée et expliquer les résultats obtenus (en particulier les fréquences de résonance observées).
- Pour quelle fréquence y a-t-il adaptation et pourquoi ?
- Vérifier que la ligne est en $\lambda/4$ à la fréquence d'adaptation.
- Quelle est alors la valeur de l'impédance Z_L ?
- Commentaires et conclusion.

[Table des matières](#)
[Concepts](#)

[Exemples](#)
[Exercices](#)
[Documents](#)

III.2.3 Influence d'un stub

- Mesurer les coefficients de transmission et de réflexion. Que se passe-t-il autour de 1 GHz ?
- Quelle serait l'allure du coefficient de réflexion si la longueur du stub était multipliée par 2 ? (donner sur le graphique les 3 premières fréquences de résonance).
- De la même façon, quelle serait l'allure du coefficient de réflexion si le stub était court-circuité ? (donner sur le graphique les 3 premières fréquences de résonance).
- Commentaires et conclusion.

[Table des
matières
Concepts](#)

[Exemples
Exercices
Documents](#)

III.2.4 Coupleur

- Visualiser le coefficient de couplage C en adaptant les autres accès. Relever la fréquence pour laquelle le couplage est maximum.
- Mesurer les autres paramètres A et I du coupleur à cette fréquence. En déduire D .
- Commentaires et conclusion.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

III.2.5 Filtre

- Visualiser les coefficients de transmission et de réflexion du circuit. Quelle est sa fonction ?
- On désire établir le comportement de la puissance dissipée en fonction de la fréquence. Effectuer le bilan des rapports P_r/P_i et P_t/P_i à 3 fréquences que vous choisirez judicieusement (vérifiez avec l'enseignant).
- En déduire le rapport $P_{dissipe}/P_i$ en fonction de la fréquence.
- Commentaires et conclusion.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

III.3 Caractérisation d'un dispositif actif simple

III.3.1 Mesure du transistor seul puis adapté 34

Il s'agit maintenant d'étudier les différences de performance d'adaptation simultanée conjuguée entre une topologie à selfs et capacités discrètes et une topologie distribuée à lignes et stubs en circuit ouvert.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents



III.3.1 Mesure du transistor seul puis adapté

Le montage à transistor seul comporte le bipolaire NPN *BFR93A* (data sheet donnée en Annexe), un circuit de polarisation active qui permet d'obtenir ($V_{CE} = 7,7 \text{ V}$, $I_c = 10 \text{ mA}$) et des capacités de découplage placées en série en entrée/sortie (Demander à l'enseignant pour une description plus précise). Ce montage simple est stable dans la bande de fréquence considérée mais n'a pas été optimisé en vue de présenter un gain maximal. Il sert uniquement d'élément de comparaison avec les circuits d'adaptation à topologie discrète ou répartie.

De plus, pour une caractérisation complète, les 4 paramètres S de ces dispositifs à réponses non symétriques seront mesurés. Il faudra alors retourner les *DST* qui ont été connectés de manière non hermaphrodite.

- Vérifier le point de polarisation sur le montage sachant qu'une résistance *CMS* de 51Ω en boîtier 0805 a été brasée en shunt entre la self de choc et la capacité de mise à la masse d'éventuels signaux HF dans le circuit de polarisation en sortie du bipolaire.
- A votre avis, avec cette polarisation, quel est le gain max que l'on pourrait espérer obtenir ?
- Mesurer les performances du montage à transistor seul en réflexion et transmission, dans les 2 sens.

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

- Comparer avec les performances des montages à transistor adapté en E/S dans les 2 topologies proposées.
- Comment peut on vérifier que le fonctionnement de ces montages à transistor est bien en petit signal ?
- Lorsqu'on retourne le montage, mesure t'on exactement le même dispositif ?
- Conclusion générale sur ces montages amplificateurs.

Mesure du transistor seul puis adapté

Table des matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents

Index des concepts

Table des
matières
Concepts

Exemples
Exercices
Documents