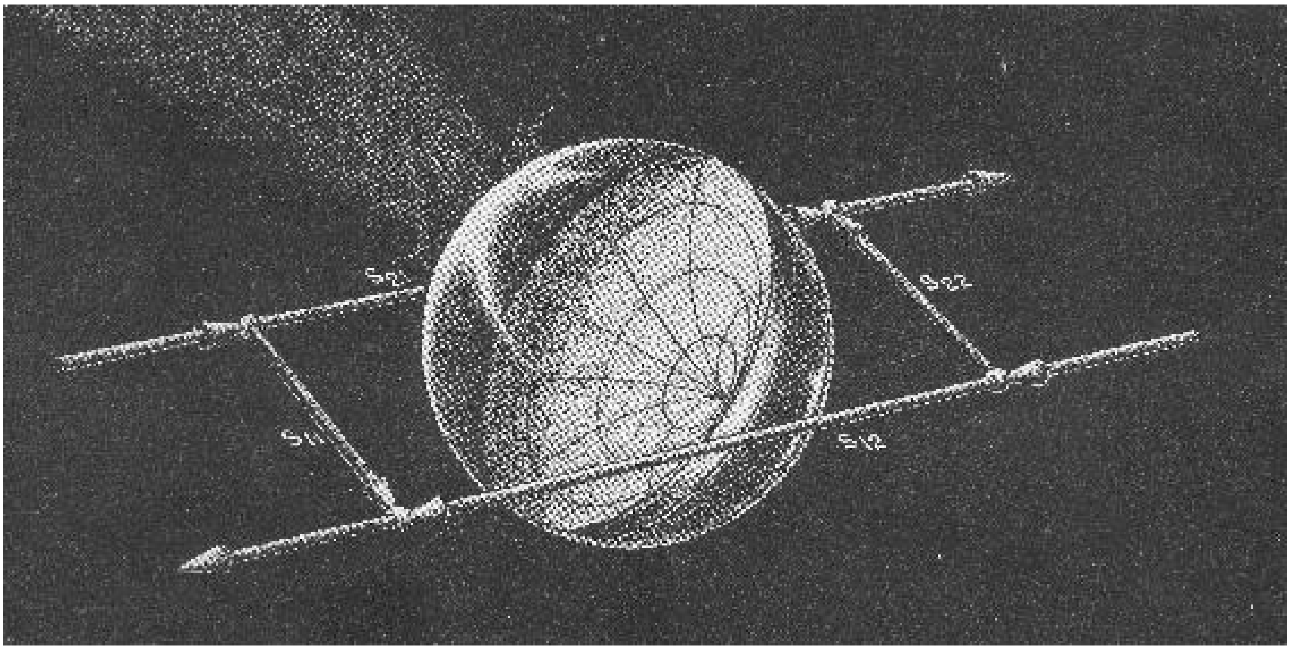
esme sudria
école d'ingénieurs

DEPARTEMENT T.S.T



EXERCICES D'HYPERFREQUENCES

C. JOUSSEMET

Edition du 5 novembre 2007

3B

1 Enoncés

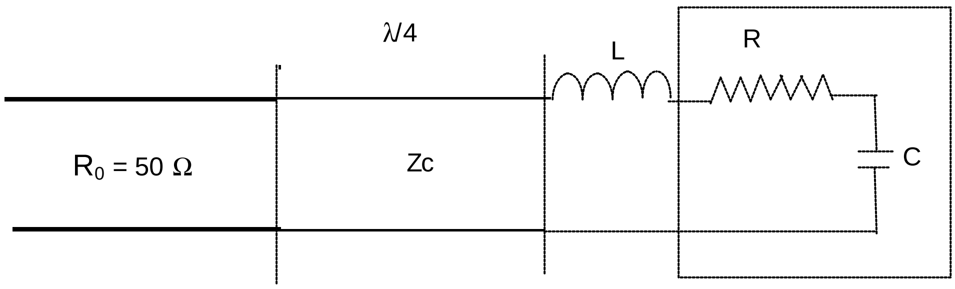
1.1 Questions diverses

Remarque : vous trouverez ci-après quelques questions de base qui vous permettront de vérifier vos connaissances Il s’agit de questions élémentaires qui ne nécessitent aucun calcul particulier à part un peu de calcul mental. Avec une bonne connaissance du cours, les réponses sont à trouver dans les 2 à 3 minutes (voire moins).

Questions n°1 : Une ligne d’impédance caractéristique de 75 Ω est fermée sur l’impédance réelle de 150 Ω. Quel est le TOS sur la ligne et quelle autre valeur d’impédance réelle trouve-t-on en se déplaçant sur cette ligne.

Questions n°2 : Une ligne d’impédance caractéristique de 60 Ω est fermée sur une impédance dont le coefficient de réflexion correspondant est : $r = \frac{1}{3} e^{j\frac{p}{2}}$. A quelle distance (en fraction de λ) de cette charge trouvera-t-on une impédance réelle, et quelle est la valeur de cette impédance.

Questions n°3 : Pour adapter à 50 Ω une impédance constituée d’une résistance R en série avec une capacité C, on utilise une inductance L en série suivie d’un transformateur quart d’onde (schéma ci-après).



Quelle relation relie L et C pour que l’adaptation soit possible ?

Question n°4 : Un générateur d'impédance interne 100 Ω délivre dans la charge de référence Ro=50Ω une puissance de 0,5 W. Quelles sont les valeurs de b_g et de Γ_g ; quelle est la puissance maximale que l'on peut tirer de ce générateur et quelle est alors l'impédance de charge correspondante ?

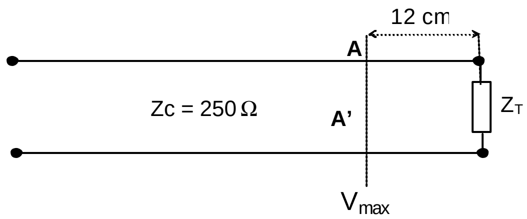
Question n°5 : Quelle est la matrice [S] d’un tronçon de ligne 50 Ω de longueur λ/8 ?

Questions n°6 : Quelle est la matrice de chaîne réduite d’un tronçon de ligne 50 Ω de longueur λ/4 ?

1.2 Exercices sur la théorie des lignes et l’abaque de Smith

Exercice n°1.2.1

On considère une ligne de transmission d’impédance caractéristique Zc = 250 Ω, fermée par une impédance Z_T inconnue.



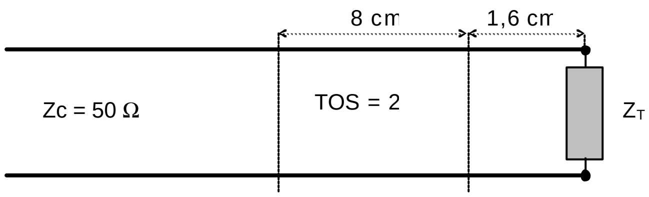
Pour F = 250 MHz on trouve sur la ligne un TOS de 5, et un maximum de tension dans le plan AA’ situé à 12cm de la charge Z_T :

1°) Quel le module du cœfficient de réflexion $|\rho|$ et la valeur de l'impédance dans le plan AA' ?
2°) Quelle est la valeur de Z_T ?

Exercice n°1.2.2

Une ligne 50 Ω est terminée par une charge inconnue Z_T

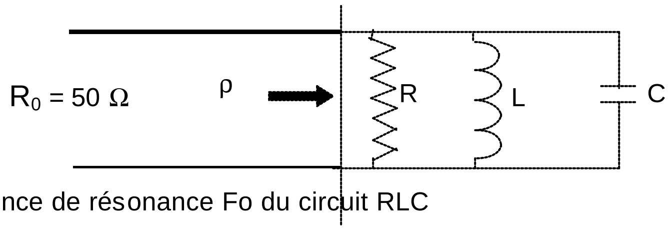
- Le TOS sur la ligne est égal à 2
- Un 1er minimum de tension se trouve à 1,6 cm de la charge
- Un 2ème se trouve à 8 cm du 1er



1°) A quelle fréquence travaille-t-on ?
2°) Quelle est la valeur de Z_T ?

Exercice n°1.2.3

Soit une ligne sans perte d'impédance caractéristique R_0 = 50 Ω.
On ferme cette ligne sur un dipôle d'impédance Z_t constitué par la mise en parallèle d'une résistance R de 62,5 Ω ,d'une inductance L de 6,6 nH.



1°) Donner la fréquence de résonance Fo du circuit RLC

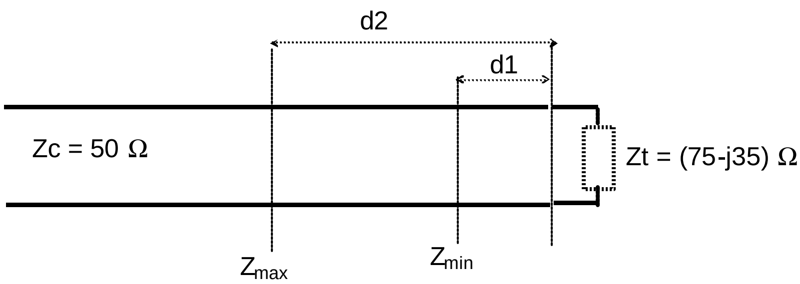
2°) Pour F = Fo, F = 1 GHz, et F = 4 GHz, donnez le module et la phase du cœfficient de réflexion ρ, et placez les points correspondants sur l'abaque de Smith (où l'inverse).

3°) Quel est le lieu décrit lorsque la fréquence varie de 0 à l'infini ?

Exercice n°1.2.4 *(n°1 de la PC1)*

Soit une ligne sans perte d'impédance caractéristique Z_0 = 50 Ω.
On ferme la ligne sur l'impédance Z_t = (75 – j35) Ω

1°) Calculer le module et la phase du coefficient de réflexion à l'extrémité de la ligne,
2°) Calculer les impédances Z_{min} et Z_{max} le long de cette ligne,
3°) A quelles distances d1= k1 * λ et d2= k2 * λ de la charge a-t-on ces impédances Z_{min} et Z_{max} ? (On donnera les valeurs de k1 et k2).

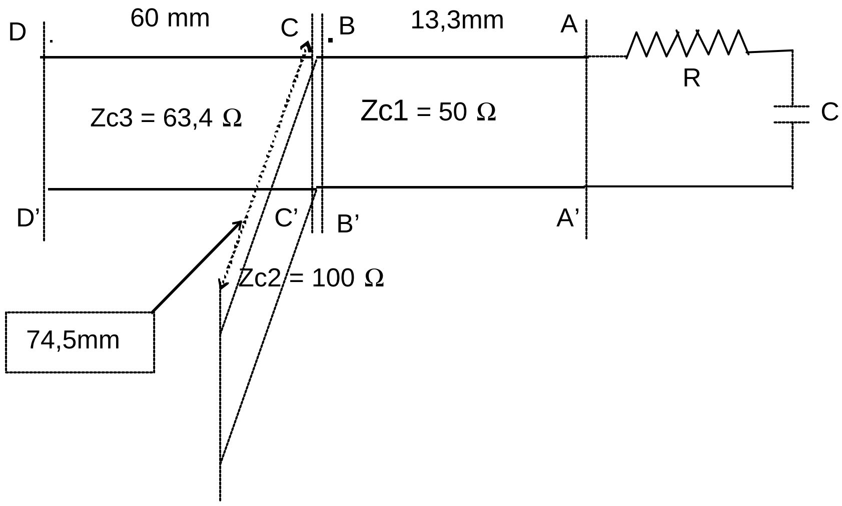


Exercice n°1.2.5

Considérons le dipôle d'impédance Z_T constitué par la mise en série d'une résistance R de 30 Ω et d'une capacité C de 3,2 pF.

On place devant ce dipôle, conformément au schéma ci-après :

- un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Zc1 = 50 Ω et de longueur d1 = 13,3 mm,
- puis un stub parallèle en circuit ouvert, d'impédance caractéristique Zc2 = 100 Ω et de longueur d2 = 74,5 mm,
- et enfin un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Zc3 = 63,4 Ω et de longueur d3 = 60mm,



1°) Pour F = 1250 MHz, calculer le module et la phase du cœfficient de réflexion de Z_T (plan AA'), et placer le point correspondant sur l'abaque de Smith.

2°) On donnera les valeurs des impédances (non normalisées) dans les plans BB' (avant le stub), CC' (après le stub) et DD' et l'on placera les points correspondants sur le même abaque de Smith.

3°) Quel serait le lieu décrit sur l'abaque de Smith par $Z_{DD'}$ lorsque la longueur du stub d2 varie de 0 à 120 mm.

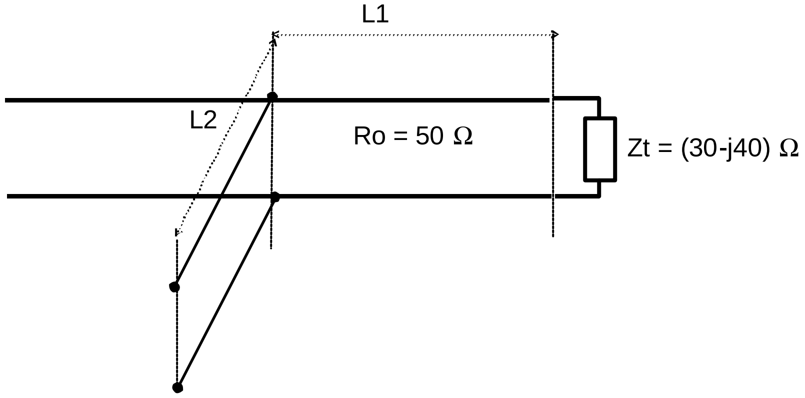
1.3 Adaptation d'impédance

Exercice n°1.3.1

Une ligne de transmission d'impédance caractéristique Ro = 50 Ω est fermée par l'impédance :
Zt = (30 - j40) Ω

1°) Calculer le coefficient de réflexion ρ (amplitude et phase) de la charge, et le TOS correspondant.

2°) On désire adapter cette impédance par un stub parallèle d'impédance caractéristique Ro en court-circuit. Calculer, en fonction de la longueur d'onde λ, les longueurs L1 et L2 correspondantes (2 couples de solutions).

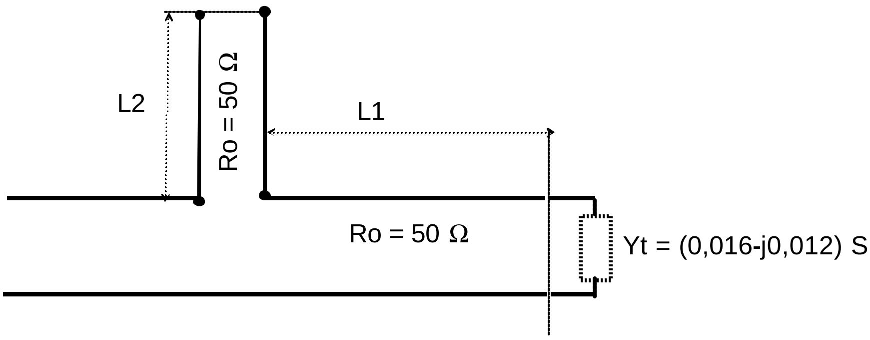


Exercice n°1.3.2

Une ligne de transmission d'impédance caractéristique Ro = 50 Ω est fermée par l'admittance :
Yt = (0,016 – j0,012) S

1°) Calculer le coefficient de réflexion ρ (amplitude et phase) de la charge, et le TOS correspondant.

2°) On désire adapter cette admittance par un stub série d'impédance caractéristique Ro en circuit-ouvert. Calculer, en fonction de la longueur d'onde λ, les longueurs L1 et L2 correspondantes (2 couples de solutions).

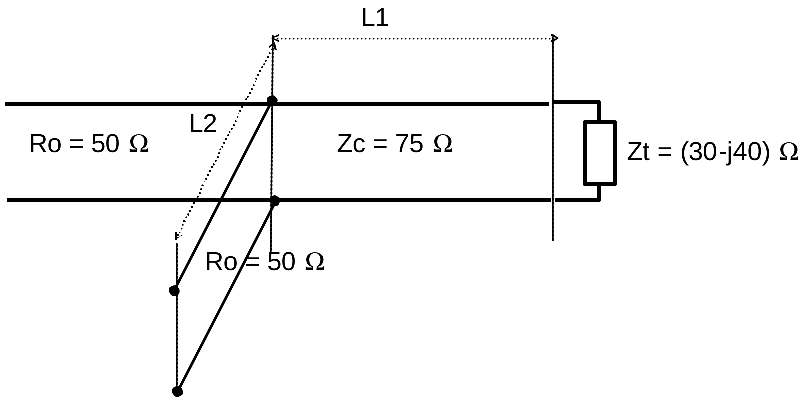


Exercice n°1.3.3

Une ligne de transmission d'impédance caractéristique Ro = 50 Ω est fermée par l'impédance :
Zt = (30 - j40) Ω

Pour adapter cette impédance à 50 Ω on place devant elle un tronçon de ligne de transmission d'impédance caractéristique **Zc = 75** W et de longueur L1, suivi d'un stub parallèle en court-circuit, d'impédance caractéristique **Ro = 50** W**.** et de longueur L2.

Calculer, en fonction de la longueur d'onde λ, les longueurs L1 et L2 correspondantes (2 couples de solutions).

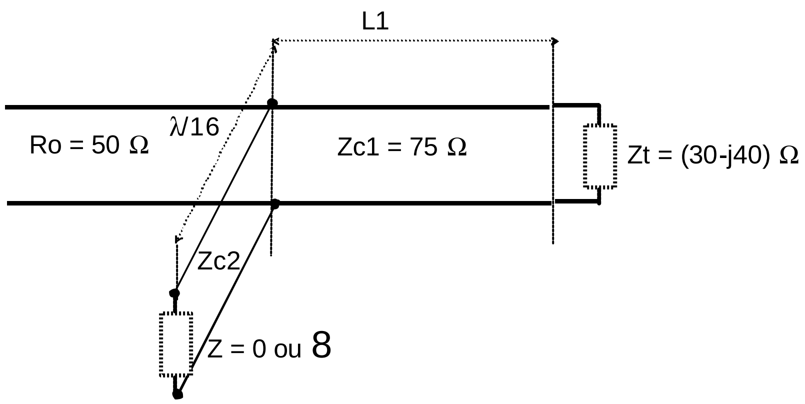


Exercice n°1.3.4

Cet exercice est une variante du précédent :
Une ligne de transmission d'impédance caractéristique Ro = 50 Ω est fermée par l'impédance :
Zt = (30 - j40) Ω

Pour adapter cette impédance à 50 Ω on place devant elle un tronçon de ligne de transmission d'impédance caractéristique **Zc1 = 75** W et de longueur L1, suivi d'un stub parallèle de longueur λ/16 et d'impédance caractéristique **Zc2.** Ce stub est fermé par un court circuit ou un circuit ouvert.

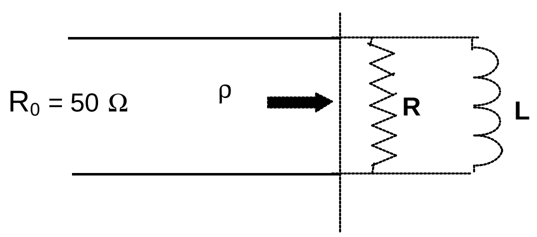
Calculer, la longueur L1 en fonction de la longueur d'onde λ, ainsi que l'impédance caractéristique Zc2. (il y a deux solutions : une pour avec le stub en court-circuit et l'autre avec le stub en circuit ouvert).



Exercice n°1.3.5

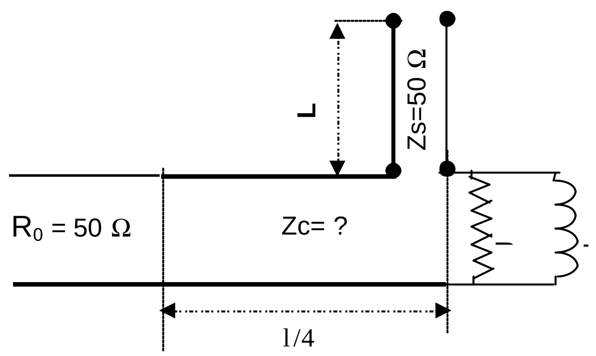
Soit une ligne sans perte d'impédance caractéristique R_0 = 50 Ω.

On ferme cette ligne sur un dipôle d'impédance Z_t constitué par la mise en parallèle d'une résistance R de 62,5 Ω et d'une inductance L de 6,6 nH.



1. Donner le module et la phase du coefficient de réflexion ρ pour F = 2 GHz.

2. Pour réaliser l'adaptation de cette impédance à 50 Ω, on place un stub en **circuit ouvert**, directement en **série** avec le dipôle, suivi d'un tronçon de ligne quart d'onde, comme indiqué ci-dessus :



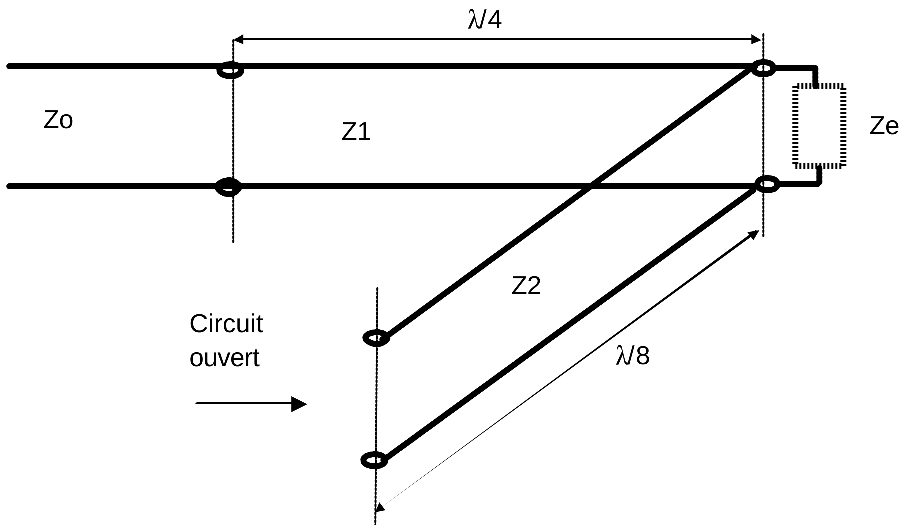
Donner la longueur L du stub et la valeur de l'impédance caractéristique Zc du quart d'onde correspondant. (1 couple de solutions).

Exercice n°1.3.6 *(ou n°2 de la PC1)*

On cherche à adapter à une ligne d'impédance caractéristique Zo = 50 Ω un transistor dont l'impédance d'entrée est Ze = (6.9 + j13) Ω à la fréquence d'utilisation. A cette fréquence (1GHz) la longueur d'onde guidée sur une ligne microruban, réalisée sur alumine, est λ = 100 mm.

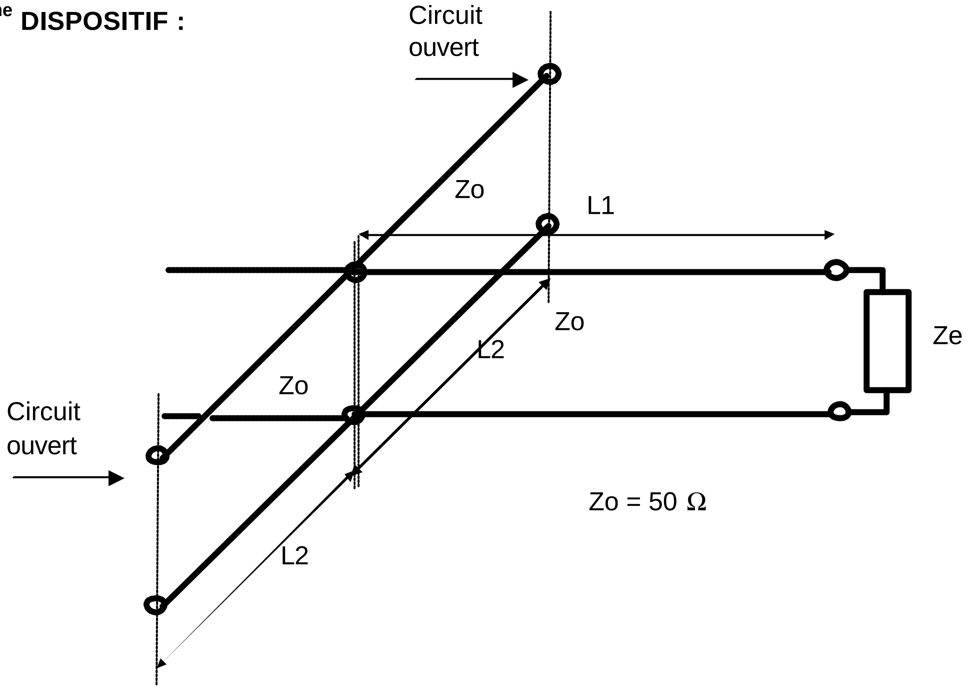
Pour réaliser cette adaptation on envisage les trois dispositifs suivants :

1er DISPOSITIF



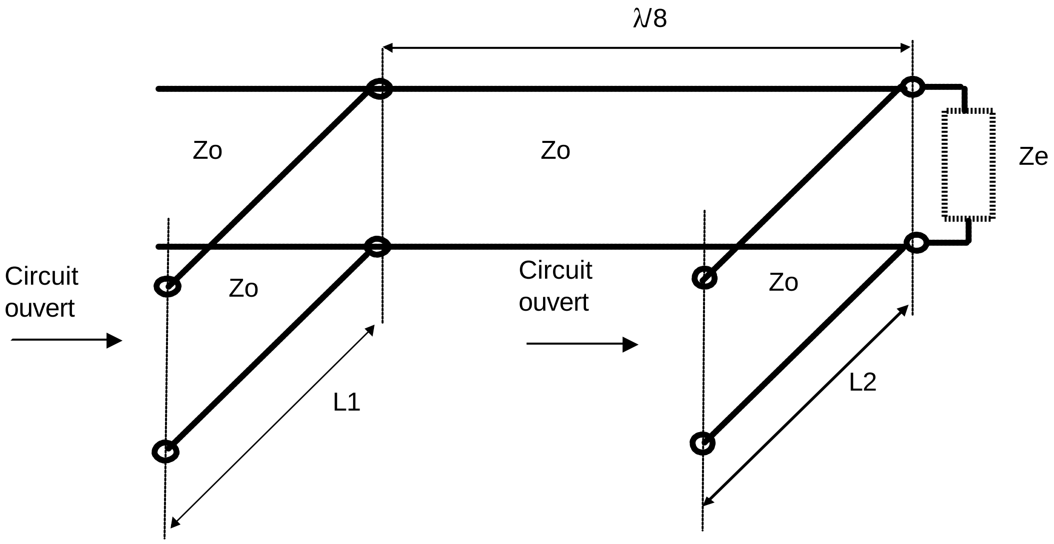
Calculer les impédances caractéristiques Z1 et Z2 des lignes de longueurs respectives λ/4 et λ/8 pour que le système soit adapté.

2ème DISPOSITIF :



Calculer les longueurs L1 et L2. On se servira de l'abaque de Smith, et l'on donnera deux couples de solutions.

3ème DISPOSITIF :

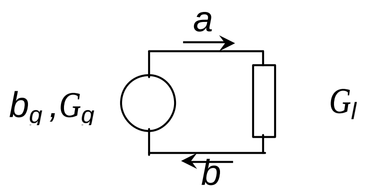


1°) Calculer les longueurs L1 et L2 des 2 stubs espacés d'1/8 de longueur d'onde, (comme pour le dispositif n°2 on se servira de l'abaque de Smith, et l'on donnera deux couples de solutions).

1.4 Paramètres [S] – Quadripôles – Multipôles

Exercice n°1.4.1 Charge et générateur

Dans un système où l'impédance de référence est Ro = 50 Ω, un générateur d'impédance interne Zg=100 Ω délivre dans la charge de référence Ro une puissance de 0,5 W.
Considérons le cas où ce générateur est fermé sur une charge de 100 Ω, conformément au schéma suivant :



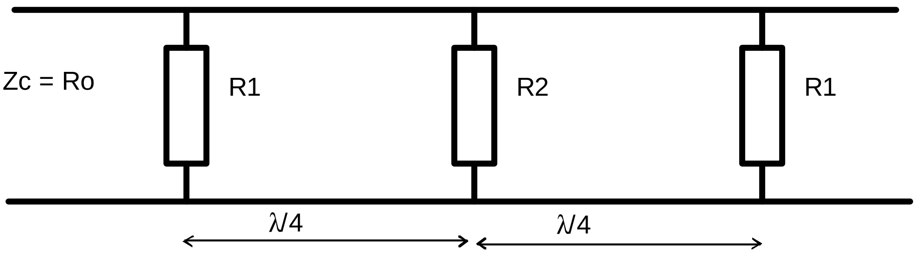
1°) donnez les valeurs de b_g et G_g

2°) donnez les valeurs de a et b, puis de $\frac{1}{2}|a|^2$ et $\frac{1}{2}|b|^2$ et en déduire la puissance dissipée dans la charge G_l

3°) comparez avec la puissance maximale admissible du générateur.

Exercice n°1.4.2 - Conception d'un atténuateur *(n°3 de la PC1)*

Considérons le quadripôle constitué de 3 résistances en parallèle sur une ligne de transmission d'impédance caractéristique Ro = 50 Ω, et situées à un quart de longueur d'onde les unes des autres conformément au schéma ci-dessous :



1°) Calculer la matrice de chaîne normalisée de ce quadripôle : $K = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix}$

On exprimera les termes A, B, C et D de cette matrice en fonction des admittances réduites g1 = Ro/R1 et g2 = Ro/R2

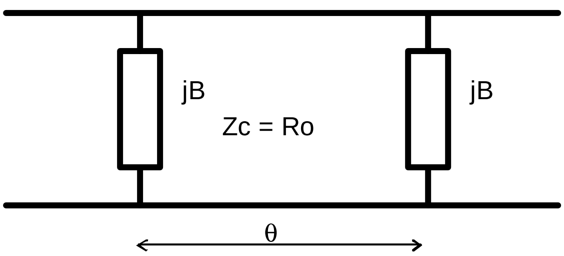
2°) En déduire (toujours en fonction de g1 et g2) les paramètres S_{11} et S_{21} de ce quadripôle, et en déduire la relation entre g1 et g2 (g2 = f(g1)) pour que ce quadripôle soit adapté,

3°) En supposant cette relation satisfaite :

- exprimer le paramètre S_{21} en fonction de g1,
- et donner les valeurs correspondantes de R1 et R2 pour que le quadripôle soit un atténuateur de 6 dB (20 log (S_{21})) = -6

Exercice n°1.4.3 – Cellule à perturbation

Considérons le quadripôle constitué d'un tronçon de ligne de transmission d'impédance caractéristique Ro et de longueur électrique θ, ayant en parallèle à ces deux extrémités une admittance purement imaginaire Y = jB, conformément au schéma ci-dessous :



1°) Exprimer en fonction de la réactance réduite jb = jB/Ro et de la longueur électrique θ, les éléments de la matrice [S] de ce quadripôle.

2°) Quelle est la relation entre b et θ qui permet d'avoir un quadripôle adapté (en dehors de la solution évidente b=0) ?

3°) Que devient alors le paramètre S_{21} (amplitude et phase).

1.5 AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS

Exercice 1.5.1 Calcul de gain et de facteur de bruit

Le transistor MGF1923 de Mitsubishi présente à 4 GHz les paramètres [S] suivants :

- S_{11} : module = 0,90 Argument = -76,4 degrés
- S_{21} : module = 2,70 Argument = 109,7 degrés
- S_{12} : module = 0,06 Argument = 37,9 degrés
- S_{22} : module = 0,65 Argument = -51,5 degrés

De plus les paramètres de bruit donnés par le constructeur, pour cette fréquence, sont les suivants :

- Fmin = 0,75 dB
- Résistance de bruit : Rn = 21 Ω
- Admittance réduite optimale de source (à présenter au transistor) : y_{opt} = 0,2 – j0,3

1°) En plaçant ce transistor entre un générateur et une charge Ro = 50 Ω, quel sera le gain (en dB) de l'amplificateur ainsi obtenu ?

2°) Dans les mêmes conditions, quel sera son facteur de bruit (en dB) ?

3°) En négligeant le terme S_{12}, quel est le gain maximum (en dB) que l'on peut avoir avec ce transistor ?

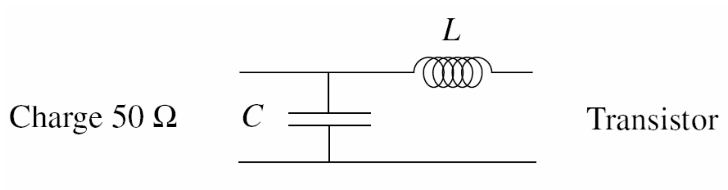
4°) Quelle est l'impédance (partie réelle et partie imaginaire en ohms) du générateur à présenter au transistor pour avoir ce gain maximal ? (On supposera que la sortie est adaptée).

Exercice 1.5.2 stabilité, gains et adaptation

A 12 GHz un transistor hyperfréquence à pour matrice [S] mesurée :

$$[S]=\begin{bmatrix} 0.8e^{j30°} & 0.01e^{-j100°} \\ 4e^{-j160°} & 0.8e^{j150°} \end{bmatrix}$$

1°) Ce transistor est-il inconditionnellement stable ?
2°) Quel est son gain transducique unilatéral G1 lorsque l'entrée et la sortie sont chargées par 50 Ω ?
3°) Quel est son gain transducique unilatéral G2 lorsque l'entrée est chargée par S_{11}^*, et la sortie par 50 Ω ?
4°) Quel est son gain transducique unilatéral G_{max} maximum ?
3°) On décide d'utiliser ce transistor en lui présentant à l'entrée le coefficient de réflexion $r = 0.678e^{-j156.5°}$. Pour cela on utilise le réseau en éléments localisés suivants :



Donnez les valeurs de L et de C.

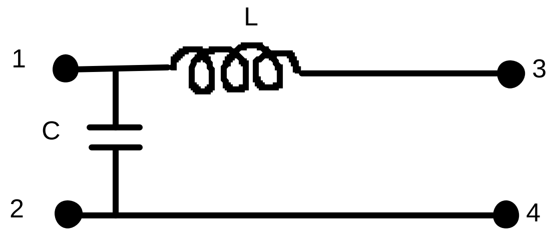
Exercice 1.5.3 : Amplificateur faible bruit

Le facteur de bruit d'un étage amplificateur à transistor est donné par la formule suivante :

$F = F_{\min} + k \cdot \left| Y_s - Y_{opt} \right|^2$, avec :

F_{min} = facteur de bruit minimum du transistor,
Y_S = admittance présentée par la source à l'entrée du transistor,
Y_{opt} = admittance optimale de bruit.

Soit un transistor dont l'impédance optimale de bruit est :
Z_{opt} = (15 + j20) Ω à 10 GHz .
On intercale entre le générateur, d'impédance interne Zo = 50 Ω, et le transistor le réseau suivant :



Le générateur est situé entre les points 1 et 2 et l'entrée du transistor entre les points 3 et 4.

1°) Calculer les valeurs de L et C permettant d'obtenir le facteur de bruit minimum (on pourra se servir de l'abaque de Smith).

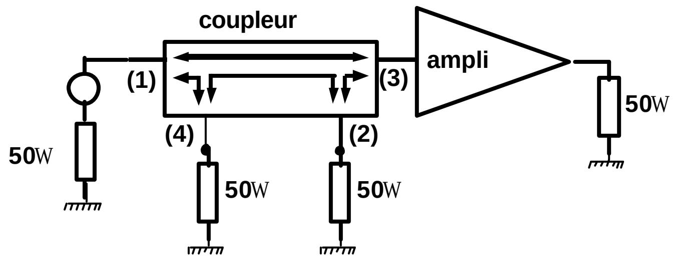
2°) A 10 GHz l'impédance d'entrée du transistor vaut : Ze = (15 - j15) Ω

- Quel est le TOS d'entrée du transistor seul ?
- Quel est le TOS de l'ensemble formé du transistor et du circuit trouvé en 1°) ?
- Quelle est en décibel la perte en puissance transmise due à la présence de ce TOS ?

1.6 COUPLEURS DIRECTIFS

Exercice 1.6.1

On considère le schéma ci-après, constitué de gauche à droite d'un générateur d'impédance interne Ro = 50 Ω, d'un coupleur directif et d'un amplificateur, lui-même chargé sur 50 Ω..
Les portes (2) et (4) du coupleur sont fermées sur Ro = 50 Ω, et toutes les liaisons entre ces circuits sont faites avec des lignes d'impédance caractéristique Zc = 50 Ω.



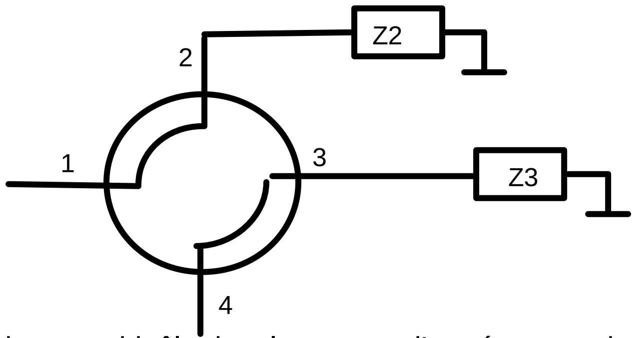
Les caractéristiques du coupleurs sont : Couplage = 10 dB ; Directivité = 20 dB
Les caractéristiques de l'amplificateur sont : TOS d'entrée : 1,5 ; TOS de sortie : 2 ; Gain : 10 dB.
La puissance du générateur (et donc la puissance incidente à l'entrée (1) du premier coupleur) est de +10 dBm.

1°) En supposant dans un premier temps que la directivité du coupleur est infinie, donner en dBm les puissances respectives que l'on recueille sur les portes (2) et (4) du coupleur.

2°) En tenant compte de la directivité réelle du coupleur, et en supposant que les caractéristiques ci-dessus sont indépendantes de la fréquence, donner les tensions crêtes maximale et minimale que l'on mesure aux bornes de la résistance 50 Ω de la porte 2 du coupleur lorsque la fréquence varie.

Exercice 1.6.2

Soit le circuit suivant (impédance de référence Ro = 50 Ω) constitué d'un anneau hybride 3dB dont les portes 2 et 3 sont respectivement fermées sur les dipôles d'impédance Z2 et Z3 auquel sont associés les coefficients de réflexion Γ2 et Γ3.



On obtient donc ainsi un quadripôle dont les portes d'entrées – sorties sont les portes 1 et 4 du coupleur.

En se rappelant que la matrice [S] de l'anneau hybride (3 dB, 90°) s'écrit :

$$\|S\| = \frac{-1}{\sqrt{2}}\begin{Vmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{Vmatrix}$$

1°) Donner la matrice [S] du quadripôle ainsi obtenu.

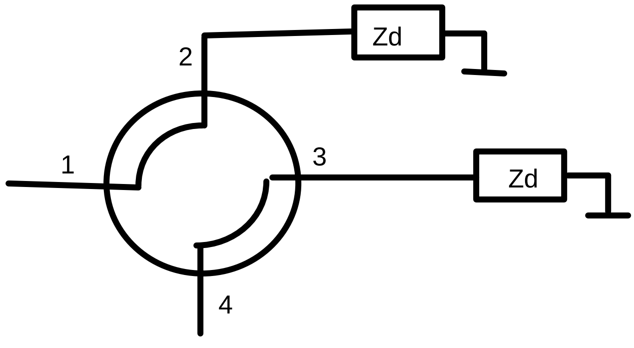
2°) Que devient ce quadripôle si Z2 = Z3 = jX

3°) Que devient ce quadripôle si Z2 = Z3 = R

1.7 Fonctions

Problème 1.7.1 : Atténuateur analogique (*ou PC n°2)*

Soit le circuit suivant (impédance de référence Ro = 50 Ω) :



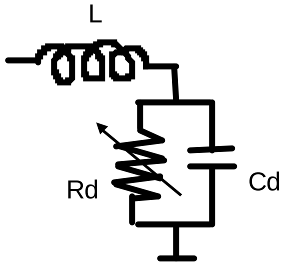
Deux diodes PIN chargent les portes 2 et 3 d'un anneau hybride (3 dB, 90°). Chaque diode est reliée au circuit par un fil de connexion d'inductance L. L'ensemble constitué par la diode et son fil est un dipôle d'impédance Zd auquel est associé le coefficient de réflexion Γd.

On rappelle que la matrice [S] de l'anneau hybride (3 dB, 90°) s'écrit :

$$\|S\| = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{Vmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{Vmatrix}$$

1°) Sachant que le dispositif est adapté en sortie (porte 4 fermée sur Zo=50 Ω), calculer l'onde sortante b4 en fonction de l'onde entrante a1 et du coefficient de réflexion Γd.

2°) Le dipôle Zd peut se représenter selon le schéma ci-contre, la résistance Rd est fonction du courant de polarisation qui traverse la diode Rd = f(I) avec f(0) = ∞ et f(I>10 mA) = 0.



- Quelle est la valeur du module de Γd permettant d'avoir une atténuation nulle ?
- En déduire les deux états de polarisation de la diode permettant d'obtenir cette atténuation nulle.
- Quelle valeur doit prendre l'impédance Zd pour obtenir une atténuation, en théorie, infinie ?

3°) On se propose de réaliser un atténuateur analogique travaillant à la fréquence de 1 GHz en utilisant une diode PIN de capacité Cd = 1 pF.

- Donner l'admittance réduite de la diode en fonction de Rd et Cd, et représenter sur l'abaque de Smith le lieu décrit par cette admittance quand Rd varie de zéro à l'infini.

- Quelles sont les 2 valeurs de L permettant de réaliser la condition d'atténuation théorique infinie ? Déduire dans chaque cas la valeur correspondante que doit prendre la résistance Rd.

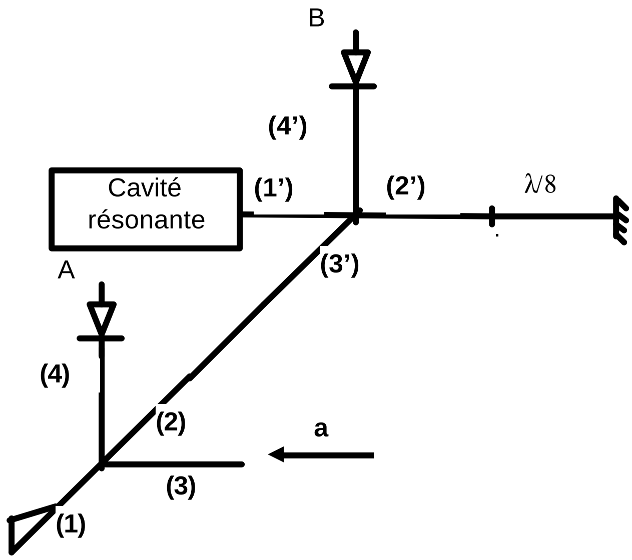
4°) A l'aide des résultats trouvés ci-dessus, décrire le comportement du circuit en fonction du courant de polarisation appliqué aux diodes (le même pour les 2).

Problème 1.7.2 : Discriminateur de Pound

On considère le montage ci-après réalisé à l'aide de deux Tés magiques.

Pour le premier (portes 1, 2, 3, 4) :
- la porte (1) est fermée sur une charge adaptée,
- la porte (2) est connectée à la porte (3') du 2ème Té magique,
- la porte (3) sert de porte d'entrée du circuit,
- et la porte (4) est fermée sur un détecteur adapté, symbolisé par une diode.

Pour le deuxième (portes 1', 2', 3', 4') :
- la porte (1') est fermée sur une cavité résonante,
- la porte (2') est fermée par un tronçon de ligne λ/8 en court circuit,
- la porte (3') est connectée à la porte (2) du 1er Té magique,
- et la porte (4') est fermée sur un détecteur adapté, symbolisé par une diode.



On rappelle que la matrice [S] d'un Té magique s'écrit :

$$\|S\| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{Vmatrix} 0 & 0 & +1 & +1 \\ 0 & 0 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & 0 & 0 \\ +1 & -1 & 0 & 0 \end{Vmatrix}$$

1°) Soit a l'onde de puissance incidente (phase de a = 0 : puissance d'entrée $Po = \frac{1}{2}a^2$).

Soit Γc le coefficient de réflexion de la cavité (Γc est un nombre complexe)

- Exprimer en fonction de a et Γc les ondes de puissances arrivant sur les détecteurs A et B
- Sachant que les détecteurs sont quadratiques (Tension détectée proportionnelle à la puissance incidente sur le détecteur : $Vd = k|a|^2$), exprimer V_A et V_B, ainsi que la tension $V = (V_A - V_B/2)$ – Pour le calcul de V on séparera les parties réelle et imaginaire de Γc.

2°) La cavité étant schématisée par un circuit oscillant parallèle (R, L, C) de fréquence de résonance $f_0 = \omega_0/2\pi$, exprimer Γc en fonction de $g = Zo/R$ ($Zo = 50\ \Omega$), $Q = RC\omega_0$ et $\delta = (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$

3°) En déduire l'allure de la courbe $V = (V_A - V_B/2) = f(\delta)$.

2 Solutions

2.1 Réponses aux questions

Questions n°1 : TOS = 2 ; Z = 75/2 = 37,5 Ω

Questions n°2 : λ/8 ; Z = 120 Ω

Questions n°3 : $LC\omega^2 = 1$

Question n°4 : $b_g = 1\ W^{1/2}$; $\Gamma_g = 1/3$ $P_A = 9/16\ W$; la charge correspondante est de 100 Ω

Questions n°5 : $S_{11} = S_{22} = 0 \quad S_{12} = S_{21} = e^{-j\frac{p}{4}}$

Questions n°6 : A = D = 0 B = C = 1

2.2 Exercices sur la théorie des lignes et l'abaque de Smith

Solutions de l'exercice n°1.2.1

1°) $|\rho| = 2/3$ $Z_{AA'} = 1250\ \Omega$

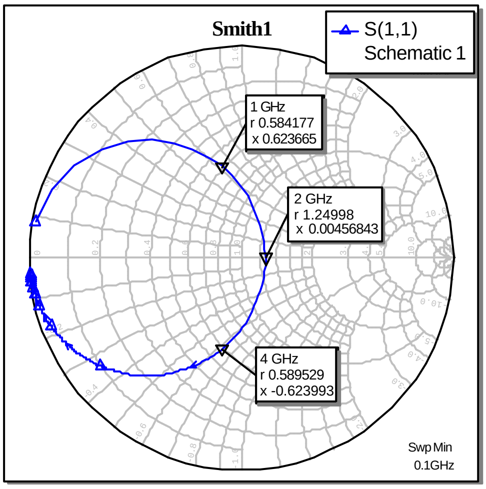
2°) ZT = (134,5 + j307) Ω

Solutions de l'exercice n°1.2.2

1°) F = 1850 MHz
2°) $Z_T = (33.7 - j24.1)\ \Omega$

Solutions de l'exercice n°1.2.3

1°) Fo = 2 GHz
2°) Pour F = 1 GHz : module de ρ = 0,111 phase de ρ = 0°
Pour F = 2 GHz : module de ρ = 0,44 phase de ρ = 102°
Pour F = 4 GHz : module de ρ = 0,44 phase de ρ = -102°
3°) le lieu est le cercle représenté ci-après :



Solutions de l'exercice n°1.2.4

1°) $\left| r \right| = 0.331$ **et** $Arg\left(r \right) = -38°.8$

2°) $Z\min = \dfrac{Zc}{TOS} = 25\Omega$ **et** $Z\max = Zc \cdot TOS = 100\Omega$

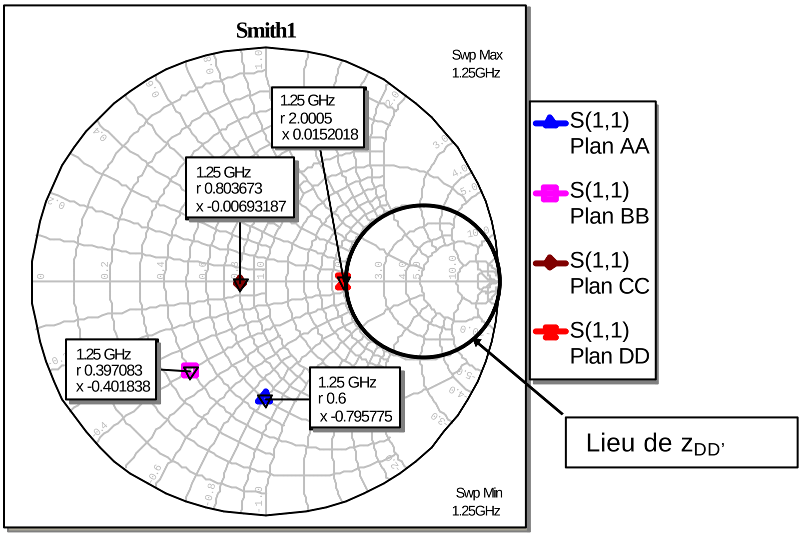
3°) pour Zmin **d1 = 0.196** l**,** et pour Zmax **d2 = 0.446** l

Solutions de l'exercice n°1.2.5

1°) Pour F = 1250 MHz on a dans le plan AA' : module de ρ = 0,5 et phase (ρ) = -90° et $Z_{AA'}$ = (30-j40) Ω

2°) $Z_{BB'}$ = (20-j20) Ω - $Z_{CC'}$ = 40 Ω et $Z_{DD'}$ = 100 Ω
L'abaque de Smith est donné ci-après :

3°) Lorsque d2 varie de 0 à 120 mm le point représentatif de $Z_{DD'}$ décrit le cercle correspondant à l'impédance réduite r = 2



2.3 Adaptation d'impédance

Solutions de l'exercice n°1.3.1

1°) $r = -\dfrac{j}{2} = \dfrac{1}{2}e^{-j\frac{p}{2}}$ soit amplitude 1/2 et phase -90° TOS = 3

2°) 1ère solution : L1 = 0,027 λ et L2 = 0,152 λ
2ème solution : L1 = 0,208 λ et L2 = 0,387 λ

Solutions de l'exercice n°1.3.2

1°) $r = \dfrac{j}{3} = \dfrac{1}{3}e^{+j\frac{p}{2}}$ soit amplitude 1/3 et phase +90° TOS = 2

2°) 1ère solution : L1 = 0,042 λ et L2 = 0,114 λ
2ème solution : L1 = 0,223 λ et L2 = 0,348 λ

Solutions de l'exercice n°1.3.3

1ère solution : L1 = 0,030 λ et L2 = 0,127 λ
2ème solution : L1 = 0,143 λ et L2 = 0,374 λ

Solutions de l'exercice n°1.3.4

1ère solution : L1 = 0,030 λ avec un stub en court-circuit d'impédance Zc2 = 123 Ω
2ème solution : L1 = 0,143 λ avec un stub en circuit ouvert d'impédance Zc2 = 21 Ω

Solutions de l'exercice n°1.3.5

1°) module de ρ = 1/3 et phase de ρ = 90°- Le TOS correspondant est égal à 2

2°) La longueur du stub est : L = 24,6 mm.
L'impédance caractéristique du quart d'onde est Zc = 44,7 Ω

Solutions de l'exercice n°1.3.6

1er DISPOSITIF : Z2 = 16,67 Ω Z1 = 39,7 Ω

2ème DISPOSITIF : **1ère solution :** L1/ λ = 1,4 mm et L2/ λ = 14 mm
2ème solution : L1/ λ = = 40,4 mm et L2/ λ = 36 mm

3ème DISPOSITIF : **1ère solution :** L2/ λ = 22 mm et L1/ λ = 16 mm
2ème solution : L2/ λ = 20 mm et L1/ λ = 7,4 mm

2.4 Exercices sur les multipôles et les paramètres [S]

Solutions de l'exercice n°1.4.1 - Charge et générateur

1°) $b_g = 1W^{\frac{1}{2}}$ $\Gamma_g = \frac{1}{3}$

2°) $a = \frac{9}{8}W^{\frac{1}{2}}$; $b = \frac{9}{24}W^{\frac{1}{2}}$ $P_d = \frac{1}{2}\left(|a|^2 - |b|^2\right) = \frac{9}{16}W$

3°) $P_A = \frac{1}{2}|b_g|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_g|^2} = \frac{9}{16}W = P_d$ (charge adaptée)

Solutions de l'exercice n°1.4.2 - Conception d'un atténuateur

1°) A = D =-1-g1g2 B = -g2 C = -g1(2+g1g2)

2°)
$$S_{11} = \frac{g_2 - 2g_1 - g_1{}^2 g_2}{2 + 2g_1 g_2 + g_2 + 2g_1 + g_1{}^2 g_2} = S_{22}$$

$$S_{21} = \frac{-2}{2 + 2g_1 g_2 + g_2 + 2g_1 + g_1{}^2 g} = S_{12}$$

Adaptation: $g_2 = \frac{2g_1}{1 - g_1{}^2}$

3°)
$$S_{21} = \frac{g_1 - 1}{g_1 + 1} = \left(\frac{1-g_1}{1+g_1}\right)e^{jp}$$

Atténuateur 6dB : R1 = 3Ro= 150 Ω et R2 = 4/3de Ro = 66,7 Ω

Solutions de l'exercice n°1.4.3 – Cellule à perturbation

1°) Pour la matrice [S], on obtient :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{jb(b\sin\theta - 2\cos\theta)}{(2\cos\theta - 2b\sin\theta) + j(2b\cos\theta + \sin\theta(2-b^2))}$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{2}{(2\cos\theta - 2b\sin\theta) + j(2b\cos\theta + \sin\theta(2-b^2))}$$

2°) La relation permettant l'adaptation est : $\tan\theta = \frac{2}{b}$

3°) S_{21} devient alors : $S_{21} = -e^{+j\theta}$, soit module (S_{21}) = 1 et phase de S21 = $\pi+\theta$

2.5 Exercices sur les amplificateurs à transistors

Solutions de l'exercice 1.5.1

1°) **G = 8,6 dB**
2°) **F=1,75 dB**
3°) **Gmax = 18,2 dB**
4°) **Zg = (6,85+j63,1)** Ω

Solutions de l'exercice 1.5.2

1°) Le transistor est inconditionnellement stable : K = 1,52 >1
2°) G1 = 12 dB
3°) G2 = 16,5 dB
4°) Gmax = 20,9 dB
5°) C = 0 ,53 pF ; L = 0,13 nH

Solutions de l'exercice 1.5.3

1°) C = 0,486 pF L = 0,683 nH
2°) transistor seul : TOS = 3,66
Transistor + circuit : TOS = 1,40
Pertes liées au TOS : L = -0,12 dB

2.6 Exercices sur les coupleurs directifs

Solutions de l'exercice 1.6.1

1°) En supposant la directivité du coupleur infinie :
la puissance recueillie sur la porte (4) est de 1 mW = 0 dBm
la puissance recueillie sur la porte (2) est de -14,46 dBm

2°) Avec une directivité du coupleur de 20 dB, lorsque la fréquence varie la tension résultante passe de Vmin = 28.2 mV à Vmax = 91.4 mV

Solutions de l'exercice 1.6.2

1°) La matrice [S] du quadripôle est : $\|S\| = \begin{Vmatrix} -\frac{1}{2}(\Gamma_2 - \Gamma_3) & \frac{j}{2}(\Gamma_2 + \Gamma_3) \\ \frac{j}{2}(\Gamma_2 + \Gamma_3) & \frac{1}{2}(\Gamma_2 - \Gamma_3) \end{Vmatrix}$

2°) La matrice [S] devient : $\|S\| = \begin{Vmatrix} 0 & e^{-j\arg(\Gamma)} \\ e^{-j\arg(\Gamma)} & 0 \end{Vmatrix}$; le quadripôle est un déphaseur fixe adapté.

3°) La matrice [S] devient : $\|S\| = \begin{Vmatrix} 0 & j\Gamma \\ j\Gamma & 0 \end{Vmatrix}$ avec Γ réel ; le quadripôle est un atténuateur fixe adapté.

2.7 Exercices ou problèmes sur les fonctions

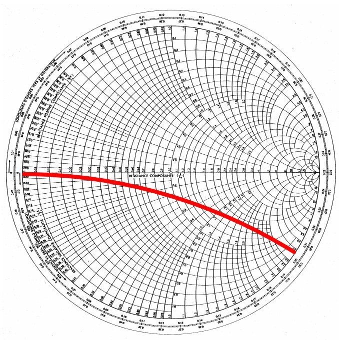
Solutions du problème 1.7.1

1°) $b_4 = j\Gamma_d a_1$

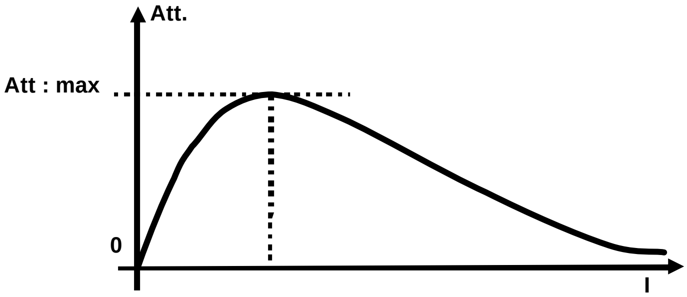
2°) $|\Gamma_d| = 1$; Polarisation directe (Rd=0) et inverse (Rd=∞) ; Rd = 50 Ω

3°) $Y_d = \frac{50}{R_d} + 0{,}314\,j$

Atténuation infinie :
Ld = 2,8 nH et Rd = 56 Ω
ou
Ld = 22,5 nH et Rd = 450 Ω



4°) Courbe ci-dessous :



Solutions du problème 1.7.2

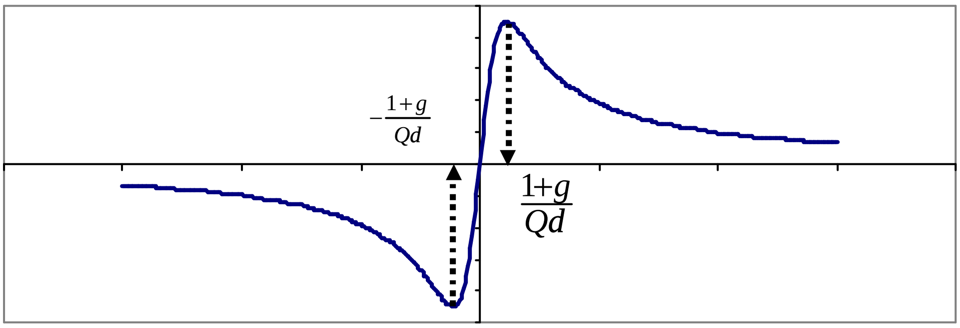
1°) Détecteur A : $b_4 = -\frac{a}{4}(\Gamma_c + j)$

Détecteur B : $b_4' = \frac{a}{2\sqrt{2}}(\Gamma_c - j)$

V = (V_A – V_B/2) = $V = k\frac{Po}{2} \cdot |I_m(\Gamma_c)|$

2°) $\Gamma_c = \frac{(1 - g^2 - g^2Q^2d^2) - 2jgQd}{(1+g)^2 + g^2Q^2d^2}$

3°) $V(d) = kP_0 \cdot \frac{gQd}{(1+g)^2 + g^2Q^2d^2}$


$-\frac{1+g}{Qd}$
$\frac{1+g}{Qd}$