Distributed **P**assive **C**ircuits PHELMA Grenoble-INP (10h GTD/8h TP)

J.D. ARNOULD

TIMA

46, avenue Félix Viallet F-38 031 Grenoble Cedex Phone: +33 476 574 871

http://chamilo.grenoble-inp.fr jean-daniel.arnould@grenoble-inp.fr

Prerequisites, Goals (1/2)

Prerequisites

Integrated Passive Circuits

■ localised, lumped elements : R, L, C, G

Prerequisites, Goals (1/2)

Prerequisites

Integrated Passive Circuits

- localised, lumped elements : R, L, C, G
- Frequency analysis (S, Z, Y, ABCD matrices)

Introduction

Prerequisites, Goals (1/2)

Prerequisites

Integrated Passive Circuits

- localised, lumped elements: R, L, C, G
- Frequency analysis (S, Z, Y, ABCD matrices)
- Smith Chart

Prerequisites, Goals (1/2)

Prerequisites

Integrated Passive Circuits

- localised, lumped elements : R, L, C, G
- Frequency analysis (*S*, *Z*, *Y*, *ABCD* matrices)
- Smith Chart
- Microstrip lines, Coplanar lines, slow-wave lines

Prerequisites

Integrated Passive Circuits

- localised, lumped elements : R, L, C, G
- Frequency analysis (S, Z, Y, ABCD matrices)
- Smith Chart
- Microstrip lines, Coplanar lines, slow-wave lines

Caracterisation

Calibration method

Prerequisites, Goals (1/2)

Prerequisites

Integrated Passive Circuits

- localised, lumped elements: R, L, C, G
- Frequency analysis (S, Z, Y, ABCD matrices)
- Smith Chart
- Microstrip lines, Coplanar lines, slow-wave lines

Caracterisation

- Calibration method
- de-embedding method

Prerequisites, Goals (2/2)

Goals

Distributed Passive Circuits

Smith Chart reminder, single and double stub adaptation

Introduction

3/77

Goals

Distributed Passive Circuits

- Smith Chart reminder, single and double stub adaptation
- Electromagnetic coupling, coupled lines

Prerequisites, Goals (2/2)

Goals

Distributed Passive Circuits

- Smith Chart reminder, single and double stub adaptation
- Electromagnetic coupling, coupled lines
- Distributed baluns, power divider, hybrid coupler, rat-race

Prerequisites, Goals (2/2)

Goals

Distributed Passive Circuits

- Smith Chart reminder, single and double stub adaptation
- Electromagnetic coupling, coupled lines
- Distributed baluns, power divider, hybrid coupler, rat-race
- Filtering

Guidelines

- 1 Introduction
 - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits

Introduction

- 1 Introduction
 - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- adaptation
 - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub

Introduction

- 1 Introduction
 - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- adaptation
 - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- electromagnetic coupling

- 1 Introduction
 - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- adaptation
 - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- 3 electromagnetic coupling
- Composants passifs micro-ondes planaires
 - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

•000

Outlines

- 1 Introduction
 - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

Bibliography

Bibliographie



[Ferrari, 2005] Ferrari P.,

Dispositifs radiofréquences et hyperfréquence, IUT 1 GEII2, Grenoble, 2005.



[Combes, 1997] Combes P.F.,

Micro-ondes: circuits passifs, propagation, antennes, **Dunod**, 1997.

Outlines

0000

- 1 Introduction
 - Advantages Of Distributed Circuits
- - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

What are Distributed Circuits?

Definition

Distributed circuits have lenght $> \lambda_0/20$ at the work frequency f_0

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Introduction

What are Distributed Circuits?

Definition

- Distributed circuits have lenght $> \lambda_0/20$ at the work frequency f_0
- Advantage: Obtaining a very accurate value of inductance (example: thin microstrip line) or capacitance (example: thick microstrip line) with the length of the line due to the fine etching

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Introduction

What are Distributed Circuits?

Definition

- Distributed circuits have length $> \lambda_0/20$ at the work frequency f_0
- Advantage: Obtaining a very accurate value of inductance (example: thin microstrip line) or capacitance (example: thick microstrip line) with the length of the line due to the fine etching
- Drawback : line can be long or cumbersome

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Outlines

- 1 Introduction
 - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- 2 adaptation
 - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- 3 electromagnetic coupling
- 4 Composants passifs micro-ondes planaires
 - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

Intérêt

- L'abaque de Smith a été développé en 1938 par Philip H. Smith dans les laboratoires de Bell.
- Il constitue aujourd'hui un outil largement utilisé dans le domaine des hyperfréquences, malgré l'avènement d'outils CAO de plus en plus performants et accessibles. Il permet d'effectuer graphiquement le passage (dans les deux sens) entre le coefficient de réflexion à l'extrémité d'une ligne et l'impédance de charge. Ces deux paramètres étant complexes, ils peuvent être représentés dans un plan complexe.
- L'abaque de Smith consiste à superposer deux plans complexes : un plan polaire représentant le coefficient de réflexion (module et phase) et un faisceau de courbes représentant l'impédance de charge. L'abaque permet également de se déplacer le long d'une ligne de propagation sans pertes.
- Il permet de calculer l'impédance d'entrée connaissant l'impédance de charge d'une ligne et vice versa.
- Il permet de designer les circuits d'adaptation d'impédance entre une impédance de charge et une impédance de source données.

Smith chart

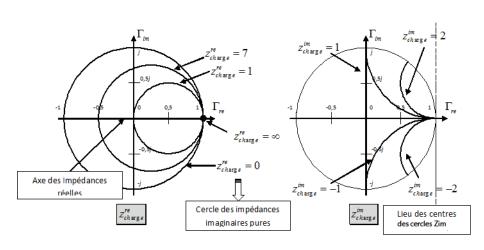
Construction

- 3 types de cercle sur l'abaque :
- les cercles de coefficient de réflexion constant (lignes sans pertes)
- les cercles d'impédances réduites de partie réelle constante
- les cercles d'impédances réduites de partie imaginaire constante

Relations mathématiques pour une ligne sans pertes entre z_L et Γ_L

- tension le long de la ligne : $V(z) = V^+ \exp^{-j\beta z} + V^- \exp^{+j\beta z}$
- coefficient de réflexion : $\Gamma(z) = \frac{V \exp^{+j\beta z}}{V + \exp^{-j\beta z}} = \Gamma_0 \exp^{2j\beta z} = \frac{Z(z) Z_0}{Z(z) + Z_0}$
- impédance réduite en z = L : $z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma_L}{1 \Gamma_L} = r_L + \jmath x_L$

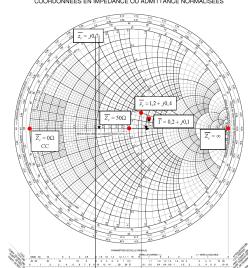
Abaque



Abaque

Smith chart

Abaque de Smith COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES



- circuit ouvert CO : $Z_L = \infty \Rightarrow \Gamma = 1$ point à l'extrémité droite de l'abaque
- court circuit CC : $Z_L = 0 \Rightarrow \Gamma = -1$ point à l'extrémité gauche de l'abaque
- charge adaptée CA : $Z_L = Z_0 \Rightarrow \Gamma = 0$ centre de l'abaque

J.D. ARNOULD TIMA

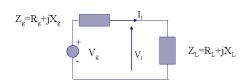
Outlines

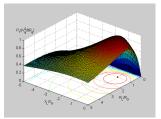
- - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- adaptation

 - Adaptation d'impédance
 - Single stub Double stub
- - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

Adaptation d'impédance

■ Puissance fournie à une charge Z_L par un générateur d'impédance Z_q :





15 / 77

2022/2023

$$P_{t} = \frac{1}{2} \Re e(V_{1} \cdot I_{1}^{*}) = \frac{1}{4} |V_{g}|^{2} \frac{Z_{L} + Z_{L}^{*}}{|Z_{L} + Z_{g}|^{2}} = \frac{1}{4} |V_{g}|^{2} \frac{2R_{L}}{(R_{L} + R_{g})^{2} + (X_{L} + X_{g})^{2}}$$

■ Si $R_L > 0$ et $R_g > 0$ la puissance maximale fournie à la charge par le quadripôle est obtenue pour : $R_L = R_g$ et $X_L = -X_g$ soit $Z_L = Z_g^*$ et est notée puissance disponible $P_d = \frac{|V_g|^2}{8R_L}$

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP)

Détermination des couples (*L*, *C*)

- Soit on part de $Z_0 = 50 \Omega$ en se dirigeant vers la charge complexe conjuguée Z_i^* que l'on souhaite adapter, soit on part de la charge Z_1 pour se diriger vers Z_0 (c'est ce trajet que l'on prendra)
- 2 En série, une inductance permet d'augmenter la partie imaginaire de $jL\omega$ vers le haut de l'abaque, une capacité de la diminuer de $1/(\gamma C\omega)$ vers le bas.

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023 16 / 77

Détermination des couples (*L*, *C*)

- Soit on part de $Z_0 = 50 \Omega$ en se dirigeant vers la charge complexe conjuguée Z_i^* que l'on souhaite adapter, soit on part de la charge Z_1 pour se diriger vers Z_0 (c'est ce trajet que l'on prendra)
- 2 En série, une inductance permet d'augmenter la partie imaginaire de $jL\omega$ vers le haut de l'abaque, une capacité de la diminuer de $1/(\gamma C\omega)$ vers le bas.
- 3 En parallèle, on a l'effet dual sur des cercles d'admittance, c'est à dire une capacité parallèle permet d'augmenter l'admittance en se dirigeant vers le bas de l'abaque.

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Détermination des couples (*L*, *C*)

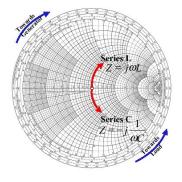
- Soit on part de $Z_0 = 50 \Omega$ en se dirigeant vers la charge complexe conjuguée Z_i^* que l'on souhaite adapter, soit on part de la charge Z_1 pour se diriger vers Z_0 (c'est ce trajet que l'on prendra)
- 2 En série, une inductance permet d'augmenter la partie imaginaire de $jL\omega$ vers le haut de l'abaque, une capacité de la diminuer de $1/(\gamma C\omega)$ vers le bas.
- 3 En parallèle, on a l'effet dual sur des cercles d'admittance, c'est à dire une capacité parallèle permet d'augmenter l'admittance en se dirigeant vers le bas de l'abaque.

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Adaptation d'impédance

Elements en série





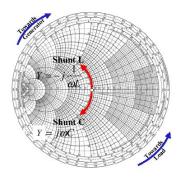
$$Z = j\omega(L_2 - L_1)$$

$$Z = -j\frac{1}{\omega(C_2 - C_1)}$$

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Elements en parallèle

Y-Chart

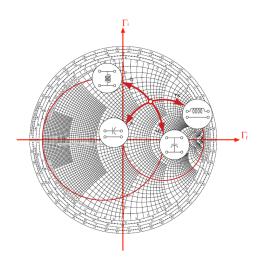


$$Y = j\omega(C_2 - C_1)$$
$$Y = -j\frac{1}{\omega(L_2 - L_1)}$$

18 / 77

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

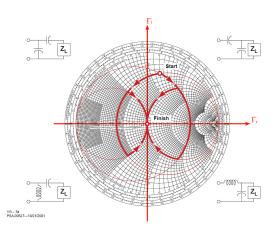
Elements localisés



J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

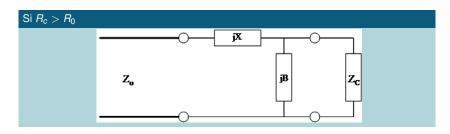
20 / 77

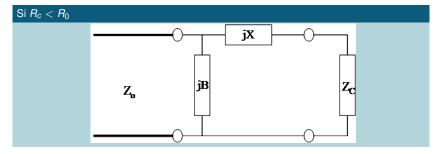
Elements localisés



J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP)

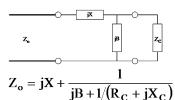
Réseaux en L





Réseaux en L

Réseau en L



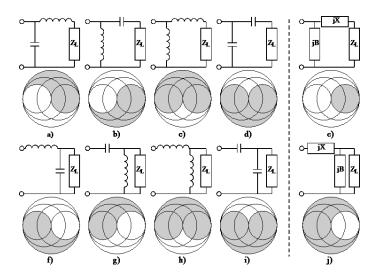
Adaptation ⇒

Séparer parties réelles et parties imaginaires

$$\mathbf{B} = \frac{\mathbf{X_C} \pm \sqrt{\mathbf{R_C}/\mathbf{Z_o}} \cdot \sqrt{\mathbf{R_C}^2 + \mathbf{X_C}^2 - \mathbf{Z_o} \cdot \mathbf{R_C}}}{\mathbf{R_C}^2 + \mathbf{X_C}^2} \qquad \begin{array}{c} \text{Condition} \\ \text{Rc>R0} \end{array}$$

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\mathbf{B}} + \frac{\mathbf{X_C \cdot Z_o}}{\mathbf{R_C}} - \frac{\mathbf{Z_o}}{\mathbf{B \cdot R_C}}$$

Zone inadaptable (en gris) avec les éléments discrets



J.D. ARNOULD TIMA

Adaptation d'impédance à 2 étages

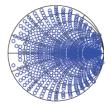
- Avec 2 étages, on peut adapter tout l'abaque mais il faut faire attention à ne pas amener trop de pertes par insertion (compromis à faire)
- En pratique, on cherche une adaptation autour de -15 dB max ($\Gamma = 0, 2, VSWR = 1, 5$); cela correspond sur l'abaque de Smith à un disque centré sur 50 Ω et passant par le point d'impédance 75 Ω ($\Gamma = \frac{75-50}{75+50} = 0, 2,$

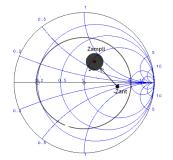
$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = 1,5$$
)











J.D. ARNOULD TIMA

Que se passe t'il en cas de pertes?

Facteur de qualité non infini

- Lorsque les lignes comportent des pertes, leur facteur de qualité $Q = \beta/2\alpha$ n'est plus infini; l'adaptation est encore possible mais les pertes d'insertion augmentent, il faut donc les évaluer $P_d/P_i = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ pour savoir si l'adaptation est encore utile!
- Idem pour les composants discrets $Q_L = L\omega/R$ et $Q_C = 1/(RC\omega)$
- Sur l'abaque de Smith, on ne se déplace plus sur des cercles mais sur des spirales à rayon décroissant
- 4 Il faut toujours se demander si l'adaptation n'apporte pas plus de pertes que si on ne faisait rien ; un circuit tampon peut absorber toute l'énergie sans la restituer à la charge...le générateur sera donc bien adapté mais l'énergie ne sera pas transmise à la charge!
- Il faut donc utiliser des composants (discrets ou répartis) avant des forts facteurs de qualité : c'est en général l'inductance qui limite les performances des systèmes.

Conclusion sur le coté pratique de ces adaptations

Avantages/inconvénients

- L'adaptation à ligne/stub permet d'adresser des valeurs continues de charge complexe à adapter (pas de limitation due à la précision de la gravure)
- Les composants discrets CMS sont moins encombrants et permettent d'adresser en théorie des valeurs discrètes de charge mais leurs facteurs de qualité peuvent lever cet inconvénient (au détriment des pertes d'insertion bien sûr!)
- Les composants CMS sont limités dans leur gamme d'utilisation en fréquence $(f_c \approx 6 \text{ GHz})$
- Les lignes et stub peuvent être encombrants à quelques GHz...plus on monte en fréquence, plus les longueurs seront petites mais plus les pertes augmentent!

26 / 77

Adaptation d'un amplificateur en E/S

Adaptation simultanée

 Le problème se durcit lorsqu'on cherche à adapter en E/S un composant actif comme un montage amplificateur

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023



Adaptation d'un amplificateur en E/S

Adaptation simultanée

- Le problème se durcit lorsqu'on cherche à adapter en E/S un composant actif comme un montage amplificateur
- La charge de sortie de l'amplificateur modifie son impédance d'entrée et vis-versa

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Adaptation d'un amplificateur en E/S

Adaptation simultanée

- Le problème se durcit lorsqu'on cherche à adapter en E/S un composant actif comme un montage amplificateur
- La charge de sortie de l'amplificateur modifie son impédance d'entrée et vis-versa
- Il faut donc prévoir l'impédance de sortie de l'amplificateur, son entrée étant supposée adaptée et l'impédance d'entrée de l'amplificateur, sa sortie étant supposée adaptée

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

Adaptation d'un amplificateur en E/S

Adaptation simultanée

- Le problème se durcit lorsqu'on cherche à adapter en E/S un composant actif comme un montage amplificateur
- La charge de sortie de l'amplificateur modifie son impédance d'entrée et vis-versa
- Il faut donc prévoir l'impédance de sortie de l'amplificateur, son entrée étant supposée adaptée et l'impédance d'entrée de l'amplificateur, sa sortie étant supposée adaptée
- On parle alors d'adaptation simultanée

Adaptation d'impédance

Adaptation d'un amplificateur en E/S

Adaptation simultanée

- Le problème se durcit lorsqu'on cherche à adapter en E/S un composant actif comme un montage amplificateur
- La charge de sortie de l'amplificateur modifie son impédance d'entrée et vis-versa
- Il faut donc prévoir l'impédance de sortie de l'amplificateur, son entrée étant supposée adaptée et l'impédance d'entrée de l'amplificateur, sa sortie étant supposée adaptée
- On parle alors d'adaptation simultanée
- Des équations permettent de prévoir ces impédances de charge mais il faut s'assurer que les critères d'adaptation et de stabilité soient bien remplis

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 27 / 77

Outlines

- 1 Introduction
 - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- 2 adaptation
 - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stubDouble stub
- 3 electromagnetic coupling
- 4 Composants passifs micro-ondes planaires
 - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

How to match a complex impedance with a line and a stub

Particular case

- The generator has an internal impedance $Z_q = Z_0 = 50 \ \Omega$
- The line has a characteristic impedance $Z_1 = Z_0 = 50 \Omega$ and a length L_1
- The stub has a characteristic impedance $Z_2 = Z_0 = 50 \Omega$ and a length L_2 and its contribution is in parallel.
- The goal is to find the couples L_1 , L_2 to match a load $Z_L = R_L + jX_L$
- There are always two pairs of solution. Generally, we keep the solution with the more compact stub.

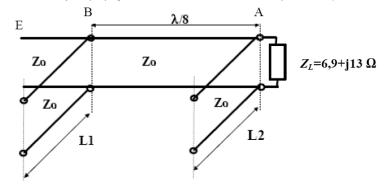
J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP)

Outlines

- - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- adaptation

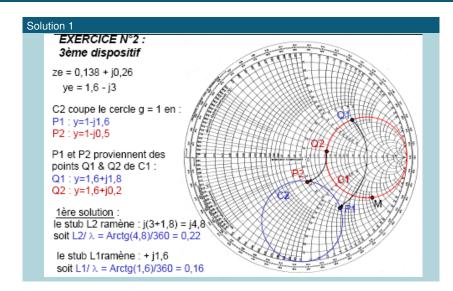
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

- The goal now is to match a load $Z_L = 6,9 + \jmath 13 \Omega$ with a generator of $Z_g = 50 \Omega$ placed at the entry E.
- To do this, we have 2 stubs in open circuits whose lengths L_1 and L_2 can be adjusted. These two stubs are separated by a length of $\lambda/8$ propagation line. This length was chosen arbitrarily. All propagation lines have a characteristic impedance $Z_0 = 50 \Omega$.

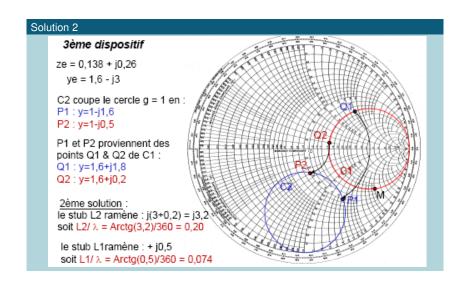


J.D. ARNOULD TIMA

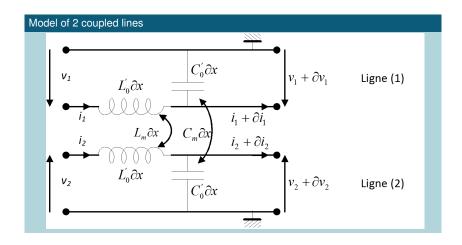
Double stub



Double stub

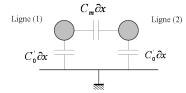


Model



Explications physiques

- \blacksquare Deux lignes identiques, isolées, ont pour caractéristiques linéiques L_0 et C_0 .
- Si on rapproche ces lignes, les lignes de champ électrique et magnétique se déforment; les paramètres caractéristiques deviennent L'₀ et C'₀.
- L'induction magnétique entre les conducteurs des lignes peut être caractérisée par une mutuelle induction linéique L_m.
- De la même manière, pour le champ électrique, il existe une capacité de couplage linéique $C_m \Rightarrow$ diaphonie



Introduction



Kirchoff Equations

For the line (1):

$$\left\{ \begin{array}{ll} -\frac{\partial v_1}{\partial x} & = & L_0' \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_m \frac{\partial i_2}{\partial t} \\ -\frac{\partial i_1}{\partial x} & = & C_0' \frac{\partial v_1}{\partial t} + C_m \frac{\partial (v_1 - v_2)}{\partial t} \end{array} \right.$$

With $C = C'_0 + C_m$ and $L = L'_0$, we obtain the equations for the coupled line :

$$\begin{cases} -\frac{\partial v_1}{\partial x} &= L\frac{\partial i_1}{\partial t} + Lm\frac{\partial i_2}{\partial t} \\ -\frac{\partial i_1}{\partial x} &= C\frac{\partial v_1}{\partial t} - Cm\frac{\partial v_2}{\partial t} \\ -\frac{\partial v_2}{\partial x} &= Lm\frac{\partial i_1}{\partial t} + L\frac{\partial i_2}{\partial t} \\ -\frac{\partial i_2}{\partial x} &= -Cm\frac{\partial v_1}{\partial t} + C\frac{\partial v_2}{\partial t} \end{cases}$$

Harmonic solution research

We search a harmonic solution $v_1 = v_{10} \exp^{j(\omega t - \beta x)}$ et $v_2 = v_{20} \exp^{j(\omega t - \beta x)}$ We obtain then the system:

$$\jmath\beta \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{bmatrix} = \jmath\omega \begin{bmatrix} 0 & L & 0 & L_m \\ C & 0 & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L \\ -C_m & 0 & C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

then

$$\begin{bmatrix} -\beta/\omega & L & 0 & L_m \\ C & -\beta/\omega & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & -\beta/\omega & L \\ -C_m & 0 & C & -\beta/\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [0]$$

Résolution

- Pour que ce système d'équations linéaires ait au moins une solution, il faut que le déterminant de la matrice soit nul. On obtient alors 2 solutions différentes correspondant aux 2 modes de propagation progressif et régressif.
- Pour découpler les équations précédentes, on pose V_e = V₁ + V₂ et V_o = V₁ V₂ correspondant respectivement aux modes "pair ou even" (encore appelé mode "somme") et "impair ou odd" (encore appelé mode "différence"). On raisonne de la même façon pour les courants : I_e = I₁ + I₂ et I_o = I₁ I₂
- On obtient :

$$\begin{cases} \beta_{e}/\omega V_{e} &= L(1+k_{L})l_{e} \\ \beta_{e}/\omega l_{e} &= C(1-k_{C})V_{e} \\ \beta_{o}/\omega V_{0} &= L(1-k_{L})l_{o} \\ \beta_{e}/\omega l_{0} &= C(1+k_{C})V_{o} \end{cases}$$

avec $k_C = C_m/C$ et $k_L = L_m/L$ les cœfficients de couplage

■ Les lois de dispersions sont obtenues en multipliant les 2 couples d'ég. préc. :

$$(\beta_e/\omega)^2 = (1/v_e)^2 = LC(1+k_L)(1-k_C)$$

$$(\beta_0/\omega)^2 = (1/v_0)^2 = LC(1-k_L)(1+k_C)$$

Dans le cas d'un diélectrique homogène dans un plan transversal, les vitesses de phase des 2 modes sont identiques, donc k_I = k_C = k

Propriétés des modes pair et impair

Mode pair "even"

- équation de dispersion $(\beta/\omega)^2 = LC(1-k^2)$
- impédance caratéristique $Z_{0e} = \frac{V_e}{I_e} = Z_c \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}$ avec $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$



Mode impair "odd"

- équation de dispersion $(\beta/\omega)^2 = LC(1-k^2)$
- impédance caratéristique $Z_{0o} = \frac{V_o}{I_o} = Z_c \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}$ avec $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$



J.D. ARNOULD TIMA

Outlines

- - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- - Smith chart Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- Composants passifs micro-ondes planaires
 - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

Introduction

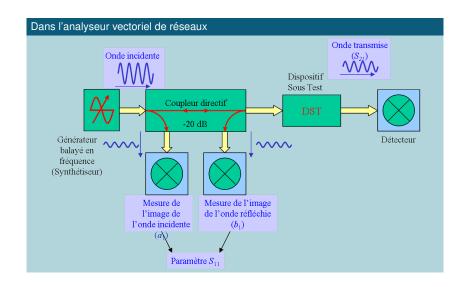
Le coupleur directif est un élément essentiel dans plusieurs applications des hyperfréquences :

- Instrumentation hyperfréquence.
- Systèmes d'émission-réception dans le domaine des télécommunications, en particulier 900 MHz et 1800 MHz (applications aux téléphones cellulaires)
- Défis technologiques et financiers liés à l'intégration des coupleurs : importantes recherches

DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

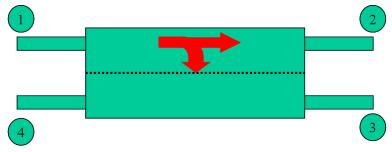
41 / 77

Exemple d'utilisation



Coupleurs codirectifs et contradirectifs

- Le coupleur directif est un dispositif à 4 accès. C'est donc un octopôle.
- On distingue 2 grandes familles de coupleurs directifs :
 - Les coupleurs directifs basés sur le principe du couplage entre 2 lignes parallèles, que l'on appelle communément coupleurs à lignes parallèles
 - Les coupleurs hybrides.

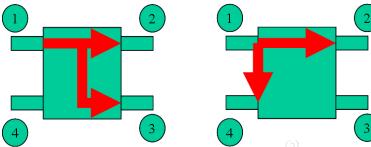


43 / 77

Coupleurs codirectifs et contradirectifs

Le coupleur étant excité par l'accès 1, on obtient :

- Un coupleur codirectif si une partie de la puissance sort par l'accès 2, la puissance restante étant couplée à l'accès 3. Rien ne sort par l'accès 4 si le coupleur est idéal:
- Un coupleur contradirectif si une partie de la puissance sort par l'accès 2, une partie étant couplée à l'accès 4. Rien ne sort par l'accès 3 si le coupleur est idéal.



44 / 77

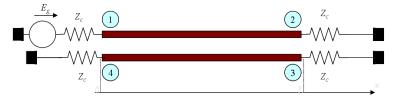
Paramètres caractéristiques

- **COUPLAGE** $C = 10 \log(P_1/P_3)$ pour un coupleur codirectif $C = 10 \log(P_1/P_4)$ pour un coupleur contradirectif
- **ISOLATION** $I = 10 \log(P_1/P_4)$ pour un coupleur codirectif $I = 10 \log(P_1/P_3)$ pour un coupleur contradirectif
- **DIRECTIVITE** $D = 10 \log(P_3/P_4)$ pour un coupleur codirectif $D = 10 \log(P_4/P_3)$ pour un coupleur contradirectif **DIRECTIVITE-ISOLATION-COUPLAGE**

J.D. ARNOULD TIMA DPC

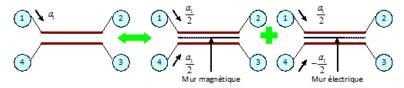
Coupleur à lignes parallèles

- L'étude de 2 lignes couplées dans le cas général fait appel à la mise en équation déjà vue.
- Aujourd'hui, les logiciels de CAO autorisent leur étude de façon très efficace.
- Nous supposons que les 2 lignes couplées sont identiques. On considère un coupleur symétrique, de longueur L, adapté aux quatre accès, excité à l'accès 1 par un générateur sinusoïdal E_a .



46 / 77

On considère que le générateur impose à l'entrée de l'accès 1 une onde a₁. On répartit cette excitation sur les deux modes propres.



La présence d'un mur magnétique ou électrique permet de traiter chaque demi-structure comme un quadripôle et non comme un octopôle, ce qui facilite le calcul des ondes émergentes.

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

47 / 77

Coupleur à lignes parallèles

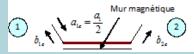
Mode pair "even"

■ b_{1e} et b_{2e} sont les ondes émergentes aux accès 1 et 2. Le quadripôle défini constitue une ligne de propagation d'imp. caract. $Z_{0.9}$, chargée par une impédance Z_0 de part et d'autre, et présentant un déphasage $\theta = \beta L$ (L=distance de couplage) entre l'onde entrante a_{10} et l'onde émergente b_{10} .

$$\begin{bmatrix} b_{1e} \\ b_{2e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11e} & S_{12e} \\ S_{21e} & S_{22e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1e} \\ a_{2e} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} b_{4e} \\ b_{3e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11e} & S_{12e} \\ S_{21e} & S_{22e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{4e} \\ a_{3e} \end{bmatrix} \text{ avec}$$

$$a_{1e} = a_{4e} = \frac{1}{5} a_{1}$$

$$\begin{split} S_{11e} &== \frac{A + B/Z_{c} - CZ_{c} - D}{A + B/Z_{c} + CZ_{c} + D} = \frac{\jmath(Z_{0e}/Z_{c} - Z_{c}/Z_{0e})\sin\theta}{2\cos\theta + \jmath(Z_{0e}/Z_{c} + Z_{c}/Z_{0e})\sin\theta} \\ S_{21e} &== \frac{2}{A + B/Z_{c} + CZ_{c} + D} = \frac{2}{2\cos\theta + \jmath(Z_{0e}/Z_{c} + Z_{c}/Z_{0e})\sin\theta} \end{split}$$



J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

2022/2023

Coupleur à lignes parallèles

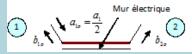
Mode impair "odd"

b₁₀ et b₂₀ sont les ondes émergentes aux accès 1 et 2. Le quadripôle défini constitue une ligne de propagation d'imp. caract. Z_{0o} , chargée par une impédance Z_c de part et d'autre, et présentant un déphasage $\theta = \beta L$ (L=distance de couplage) entre l'onde entrante a_{10} et l'onde émergente b_{10} .

$$\begin{bmatrix} b_{10} \\ b_{20} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{110} & S_{120} \\ S_{210} & S_{220} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{10} \\ a_{20} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} b_{40} \\ b_{30} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{110} & S_{120} \\ S_{210} & S_{220} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{40} \\ a_{30} \end{bmatrix} \text{ avec}$$

$$a_{10} = -a_{40} = \frac{1}{6} a_{1}$$

$$\begin{split} S_{11o} &== \frac{A + B/Z_C - CZ_C - D}{A + B/Z_C + CZ_C + D} = \frac{\jmath(Z_{0o}/Z_C - Z_C/Z_{0o})\sin\theta}{2\cos\theta + \jmath(Z_{0o}/Z_C + Z_C/Z_{0o})\sin\theta} \\ S_{21o} &== \frac{2}{A + B/Z_C + CZ_C + D} = \frac{2}{2\cos\theta + \jmath(Z_{0o}/Z_C + Z_C/Z_{0o})\sin\theta} \end{split}$$



J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP)

50 / 77

Matrice S du coupleur à lignes parallèles

On superpose les 2 modes :

$$\begin{aligned} b_1 &= b_{1e} + b_{1o} = S_{11e} a_{1e} + S_{11o} a_{1o} = (S_{11e} + S_{11o}) \frac{a_1}{2} = S_{11} a_1 \\ b_2 &= b_{2e} + b_{2o} = S_{21e} a_{1e} + S_{21o} a_{1o} = (S_{21e} + S_{21o}) \frac{a_1}{2} = S_{21} a_1 \\ b_3 &= b_{3e} + b_{3o} = S_{21e} a_{4e} + S_{21o} a_{4o} = (S_{21e} - S_{21o}) \frac{a_1}{2} = S_{31} a_1 \\ b_4 &= b_{4e} + b_{4o} = S_{11e} a_{4e} + S_{11o} a_{4o} = (S_{11e} - S_{11o}) \frac{a_1}{2} = S_{41} a_1 \end{aligned}$$

A titre de vérification, pour obtenir un coupleur contradirectif, on doit avoir $b_3 = 0$, soit $S_{210} = S_{210}$. Ceci entraîne $(Z_{0e}/Z_c+Z_c/Z_{0e})=(Z_{0o}/Z_c+Z_c/Z_{0o})$, ce qui donne : $Z_{0e}Z_{0o}=Z_c^2$. En remplaçant dans les équations précédentes, on trouve alors : $S_{110} = -S_{11e}$, ce qui entraîne $b_1 = 0$. Donc le coupleur est adapté. On remarque que pour obtenir un coupleur codirectif, on doit avoir $b_4 = 0$, soit $S_{110} = S_{110}$ (équation (50)). Dans ces conditions, le coupleur ne peut être adapté $(b_1 \neq 0)$. Donc, un coupleur codirectif à lignes parallèles ne peut être adapté. Ceci exclue cette technologie pour réaliser des coupleurs codirectifs.

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP)

Coupleur à lignes parallèles

■ La mise en équation présentée auparavant permet d'obtenir les paramètres S suivants pour le coupleur :

$$S_{41} = \frac{\jmath k \sin \theta}{\sqrt{1 - k^2} \cos \theta + \jmath \sin \theta}$$

$$S_{21} = \frac{\sqrt{1 - k^2}}{\sqrt{1 - k^2} \cos \theta + \jmath \sin \theta}$$

avec
$$S_{11} = 0$$
 et $S_{31} = 0$

- Du fait de la symétrie du dispositif, on a $S_{23} = S_{32}$ et $S_{14} = S_{41}$
- Du fait de la réciprocité du dispositif, on a $S_{12} = S_{21}$ et $S_{43} = S_{34}$

Coupleur à lignes parallèles

- Pour $\theta = \beta L = 2\pi L/\lambda = \pi/2$, soit $L = \lambda/4$, on obtient : $S_{41} = k$ et $S_{21} = -\gamma\sqrt{1 - k^2}$
- La matrice complète du coupleur s'écrit alors :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -\jmath\sqrt{1-k^2} & 0 & k \\ -\jmath\sqrt{1-k^2} & 0 & k & 0 \\ 0 & k & 0 & -\jmath\sqrt{1-k^2} \\ k & 0 & -\jmath\sqrt{1-k^2} & 0 \end{bmatrix}$$

- On se place toujours dans ce cas pour la conception des coupleurs à lignes parallèles (lignes couplées quart d'onde)
- On vérifie bien que le système est sans pertes : $S.S^{*T} = I_2$ (vecteurs colonnes de norme 1, perpendiculaires 2 à 2)

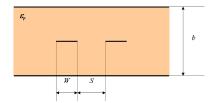
Méthodologie de conception

- 1^{re} étape : choix du couplage en dB $C = -10 \log(P_A/P_1) = -20 \log(k)$
- 2^{me} étape : calcul <u>de l'impédance des modes pair et impair</u>

$$Z_{0o}=rac{V_{0}}{I_{0}}=Z_{c}\sqrt{rac{1-k}{1+k}}$$
 et $Z_{0e}=rac{V_{e}}{I_{e}}=Z_{c}\sqrt{rac{1+k}{1-k}}$ avec $Z_{c}pprox50\,\Omega$

3^{me} étape : calcul des dimensions géométriques
A ce stade, il faut choisir la technologie utilisée. Le plus classique (compte tenu de l'hypothèse d'un milieu homogène k_I = k_O = k) est la structure triplaque (stripline).





2022/2023

53 / 77

Ensuite, on obtient les dimensions (largeur des rubans W et espace entre les lignes couplées S) à partir des abaques fournis.

Outlines

- - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- Composants passifs micro-ondes planaires
 - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

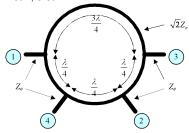
Diviseurs de puissance

Diviseurs de puissance

- Systèmes permettant de répartir l'énergie issue d'une seule source entre plusieurs branches d'un circuit
- Différents des coupleurs du fait que la répartition de l'énergie se fait de façon symétrique (la moitié de la puissance est couplée dans chaque branche pour un répartiteur 1 vers 2)
- 2 dispositifs les plus utilisés :
 - anneau hvbride
 - répartiteur de Wilkinson

Anneau hybride

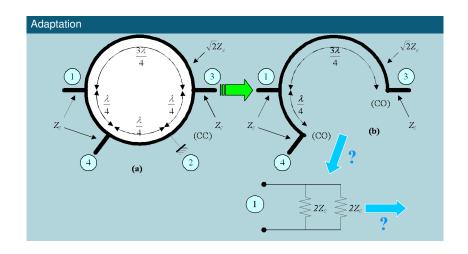
Découplage des accès 1 et 2, 3 et 4 :



J.D. ARNOULD TIMA

2022/2023

Anneau hybride



J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP)

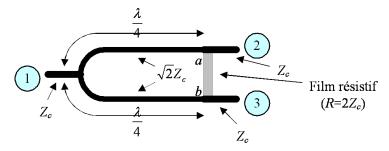
Anneau hybride

- \blacksquare On considère une onde a_1 entrant à l'accès 1, les autres accès étant adaptés. L'accès 1 est adapté. Les accès 1 et 2 sont découplés.
- La puissance entrant à l'accès 1 se répartit de façon égale vers les accès 3 et 4. Donc $b_3 = \eta a_1/\sqrt{2}$ (déphasage $-3\pi/2$ ou $\pi/2$) et $b_4 = -\gamma a_1/\sqrt{2}$ (déphasage $-\pi/2$)
- Par symétrie, le même phénomène se produit dans les autres configurations. D'où:

$$[S] = \frac{\jmath}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Diviseur de Wilkinson

- Décrit en 1960 par Wilkinson
- Diviseur de puissance par N répartissant une puissance dans N canaux de sortie (les ondes sortantes étant en phase et de même amplitude)
- Schéma d'un diviseur par 2 symétrique :

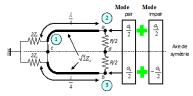


Introduction

Diviseur de Wilkinson

adaptation

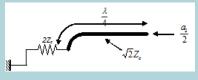
- Nous considérons une onde incidente à l'accès 2. Dans ce cas, nous allons montrer qu'elle se répartit de façon égale dans l'accès 1 et la résistance R, aucune onde n'apparaissant à l'accès 3. La résistance R sert à adapter les accès 2 et 3; cette adaptation assure le découplage des accès 2 et 3.
- Nous utilisons le principe de la décomposition des ondes selon deux modes pair (« even ») et impair (« odd »).
- L'adaptation de l'accès 1 est représentée par deux impédances en , de valeur 2Z_c. Le film résistif est représenté par deux résistances en série, de valeur R/2. Cela permet de définir un axe de symétrie pour la décomposition selon les modes pair et impair.



Diviseur de Wilkinson

Mode pair "even"

Considérons le mode pair. La symétrie impose que les points a et b soient au même potentiel. Aucun courant ne circule donc dans R. Ainsi le circuit peut être ouvert au point d sans modifier le fonctionnement. De la même facon, nous pouvons ouvrir au point c.



Diviseurs de puissance

Diviseur de Wilkinson

Mode pair "even"

En choisissant l'impédance caract. de la ligne $\lambda/4$ égale à $\sqrt{2}Z_c$, l'impédance d'entrée Z_e vue des accès 2 ou 3 du mode pair est égale à Z_c. Le circuit est donc adapté aux accès 2 et 3. En conséquence, l'onde incidente $a_{2e} = \frac{a_2}{2}$ est totalement transmise vers l'accès 1.

On nomme $b_{1e(2)}$ et $b_{1e(3)}$ les ondes émergentes à l'accès 1, dues à a_{2e} et a_{3e} respectivement. Soit $b_{1e} = b_{1e(2)} + b_{1e(3)}$. Du fait qu'aucune puissance n'est dissipée dans R, on a :

$$P_{1e} = P_{1e(2)} + P_{1e(3)} = |a_{2e}|^2 + |a_{3e}|^2 = \frac{|a_2|^2}{4} + \frac{|a_2|^2}{4} = \frac{|a_2|^2}{2} = |b_{1e(2)} + b_{1e(3)}|^2 = |2b_{1e(2)}|^2 = 4|b_{1e(2)}|^2$$
. onc l'onde émergente par l'accès 1 s'écrit : $b_{1e} = -\gamma\sqrt{2} \frac{a_2}{5}$.

J.D. ARNOULD TIMA

63 / 77

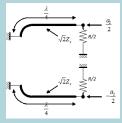
adaptation

Introduction

Diviseur de Wilkinson

Mode impair "odd"

Considérons à présent le mode impair. La polarité opposée des ondes appliquées aux accès 2 et 3 impose un potentiel nul au niveau de l'axe de symétrie (mur électrique), soit au niveau des points c et d. Cela signifie que l'on peut placer des courts-circuits au niveau des points c et d sans perturber le fonctionnement. Le court-circuit au point c ramené à travers la ligne $\lambda/4$ au point a est équivalent à un circuit ouvert. L'impédance d'entrée vue à l'accès 2 pour le mode impair est donc égale à R/2. En choisissant $R=2Z_0$, l'accès 2 est alors adapté pour le mode impair. Le point c étant à la masse, on a : $b_{10} = 0$.



Introduction

Diviseur de Wilkinson

La superposition des modes pair et impair, pour une onde incidente à l'accès 2.donne :

- $b_1 = b_{1e} + b_{1o} = -\jmath\sqrt{2}\frac{a_2}{2}$
- $b_2 = 0$
- $b_3 = 0$
- c'est-à-dire

$$[S] = \frac{\jmath}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

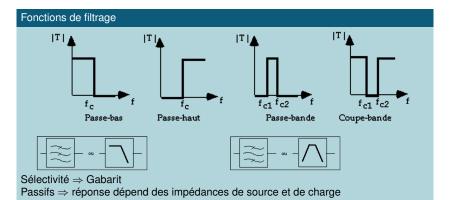
■ L'accès 2 est donc bien adapté et les accès 2 et 3 sont découplés. Il est également important de constater que pour une onde incidente aux accès 3 ou 3, la moitié de la puissance est dissipée dans la résistance *R*.

J.D. ARNOULD TIMA

Outlines

- - Bibliography
 - Advantages Of Distributed Circuits
- - Smith chart
 - Adaptation d'impédance
 - Single stub
 - Double stub
- Composants passifs micro-ondes planaires
 - Coupleurs
 - Diviseurs de puissance
 - Filtres

Filtres



Introduction

- Impossible de construire un filtre d'ordre n avec des filtres du 1^{er} ou du 2nd ordre pour que la transmittance rentre dans le gabarit imposé.
- Utilisation de différentes fonctions complexes, dont les cœfficients polynomiaux sont répertoriés dans des tables (ouvrages listés dans la bibliographie).

Fonctions de Butterworth

- Obtention d'une réponse très plate du module de la transmittance dans la bande passante (dénomination MFn = "Maximally Flat").
- Dans le cas d'un filtre passe-bas, on a par exemple $T(\omega) = 1/D(\omega)$ où D est un polynôme d'ordre n en $\eta\omega$.

Fonctions de Chebyshev

 \blacksquare On cherche à obtenir une pente très raide de $|T(\omega)|$ près de la fréquence de coupure, mais on a des ondulations résiduelles à l'intérieur de la bande passante dont le nombre est proportionnel à n (dénomination ERn = "Equal Ripple")

Autres fonctions

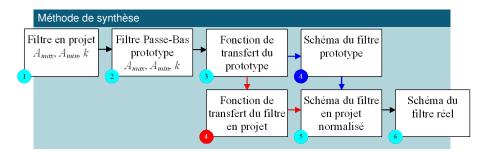
Fonctions de Bessel, Cauer, Legendre, Papoulis (compromis entre Butterworth et Chebyshev) ...

Conception

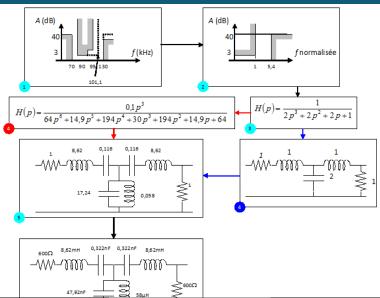
Méthode de synthèse

- On se base sur un filtre passe-bas de référence appelé prototype, de fonction de transfert 1 / H(p) où H(p)est un polynôme caractéristique de la fonction choisie (Butterworth, etc.)
- Un filtre passe haut, se déduit du FPB prototype en transposant simplement $j\omega/\omega_c$ en 1 / $(j\omega/\omega_c)$
- Un filtre passe-bande se déduit en transposant p en 1/B(p+1/p) où $B=(\omega_{c2}-\omega_{c1})/\omega_0$ avec $\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}$
- On utilise ensuite les tables pour déterminer les valeurs des éléments L, C et R nécessaires. Celles-ci sont normalisées (ou réduites), à savoir :
 - les éléments en série sont des impédances normalisées (par exemple, L_i devient a_i tel que $L_i\omega_c=g_i~Z_0~(Z_0$ étant l'impédance caractéristique, qui est souvent égale à 50 Ω));
 - les éléments en parallèle sont des admittances normalisées (par exemple, C_i devient g_i tel que $C_i\omega_c = g_i/Z_0$;
 - \blacksquare R_k devient a_k tel que $R_k = a_k Z_0$.

69 / 77

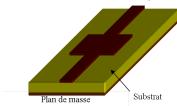


Exemple de synthèse d'un filtre passe-bande



Filtres

- Le problème est durci dès la conception car il faut prendre en compte la propagation des ondes ⇒ contrainte liée à l'adaptation des filtres en entrée et en sortie.
- On peut réaliser des inductances et capacités avec des tronçons de ligne (composants distribués) ainsi que les circuits de base associant ces deux éléments, à savoir les résonateurs série et parallèle.
- Les conceptions en éléments localisés/distribués présentent toutes deux leurs avantages et inconvénients : gain de place mais parasites dus au boitier pour les premiers, valeurs continues mais encombrement pour les seconds...



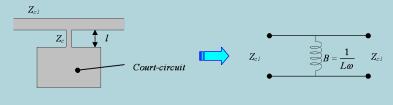
71 / 77

72 / 77

Filtres hyperfréquences

Réalisation d'inductances (dim $l \ll \lambda$)

- L série ⇒ fort rétrécissement du ruban métallique
- \blacksquare L parallèle \Rightarrow tronçon de ligne en court-circuit en dérivation sur la ligne principale

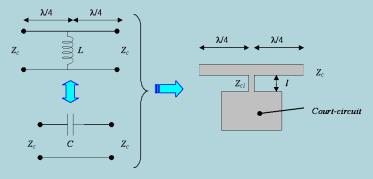


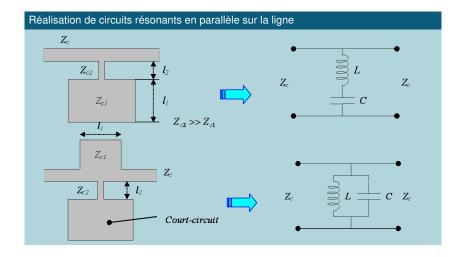
73 / 77

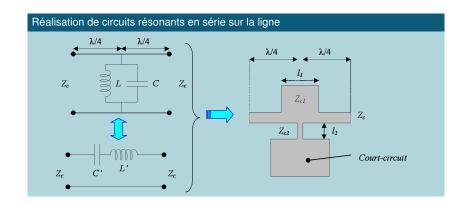
Filtres hyperfréquences

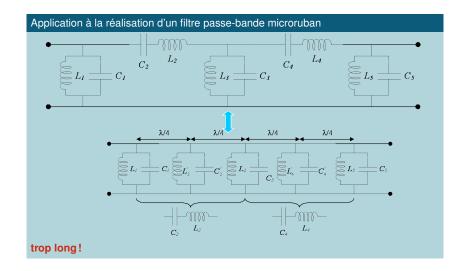
Réalisation de capacités (dim $I \ll \lambda$)

- C parallèle ⇒ fort élargissement du ruban métallique
- \blacksquare C série (plus délicat à réaliser) \Rightarrow
 - coupe de la ligne sur une très petite longueur (gap de quelques μm) ou fabrication d'une capacité à doigts interdigités
 - lacktriangle technique d'inversion d'impédance ($C=L/Z_c^2$)









Filtres

Solution : filtre passe-bande à rubans couplés (1) entrée entrée i sortie sortie sortie (b)

Réduction de la longueur à l'aide de capacités discrètes parallèles (technologie hybride)

J.D. ARNOULD TIMA DPC (10h CTD/8h TP) 2022/2023

77 / 77