ENSEA
Ecole Nationale
Supérieure
de l'Electronique
et de ses Applications

TRAVAUX DIRIGÉS D'ÉLECTRONIQUE RF
(Majeure Electronique)

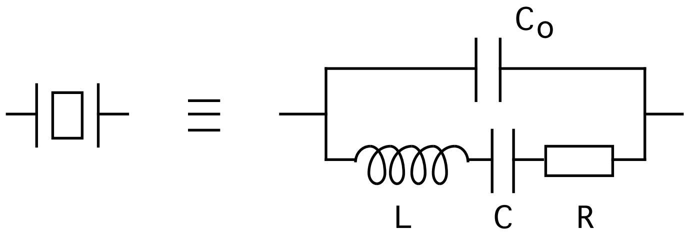
ENSEA 2ème année

2022 - 2023

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE, DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE

OSCILLATEUR à QUARTZ

Le schéma équivalent d'un quartz est le suivant :



avec $L = 0{,}5$ H ; $C = 0{,}5$ fF ; $R = 30\ \Omega$; $C_o = 2$ pF

1°) Déterminer l'expression de Y(p), admittance du quartz

2°) On cherche à déterminer les pulsations de résonance : valeurs de ω telles que Y(jω) est un réel (positif).

a) Écrire l'équation permettant de déterminer ω sous la forme :

$$\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right)\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right) = -R^2 C \frac{C\,C_o}{C + C_o}\,\omega^2$$

b) Valeur des fréquences de résonance dans le cas limite où R = 0 ?

c) Calculer les valeurs numériques de f_1 et f_2 avec au moins 8 chiffres exacts.

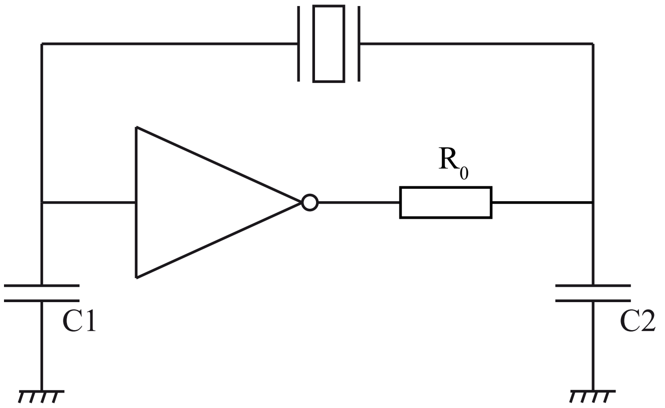
3°) La résolution exacte de l'équation du 2°) a) montre que les valeurs exactes des fréquences de résonance sont identiques à celles obtenues pour R = 0 à mieux que $2\ 10^{-9}$ près. On peut donc négliger R dans les calculs qui suivent.

On se place autour de la résonance série, on pose donc : $\omega = \omega_1(1+\varepsilon)$, avec $\varepsilon \ll 1$

Montrer qu'autour de la résonance série, on a : $Y(j\omega) \cong j(C+C_0)\omega_1 \dfrac{1-\dfrac{\omega_1^2}{\omega_2^2}}{-2\varepsilon} = jC\omega_1\dfrac{1}{-2\varepsilon}$

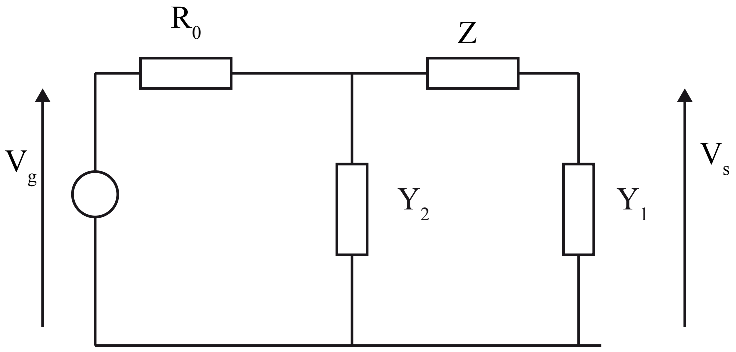
En déduire qu'au voisinage de la résonance série, l'impédance du quartz est équivalente à celle de L en série avec C

3°) On considère le montage suivant :



Avec $C_1 = C_2 = 30$ pF

Pour étudier cet oscillateur, on effectue le calcul préalable du circuit suivant :



Et l'on obtient : $\dfrac{V_s}{V_g} = \dfrac{1}{1 + R_0\left(Y_1 + Y_2\right) + Y_1 Z + R_0 Y_1 Y_2 Z}$

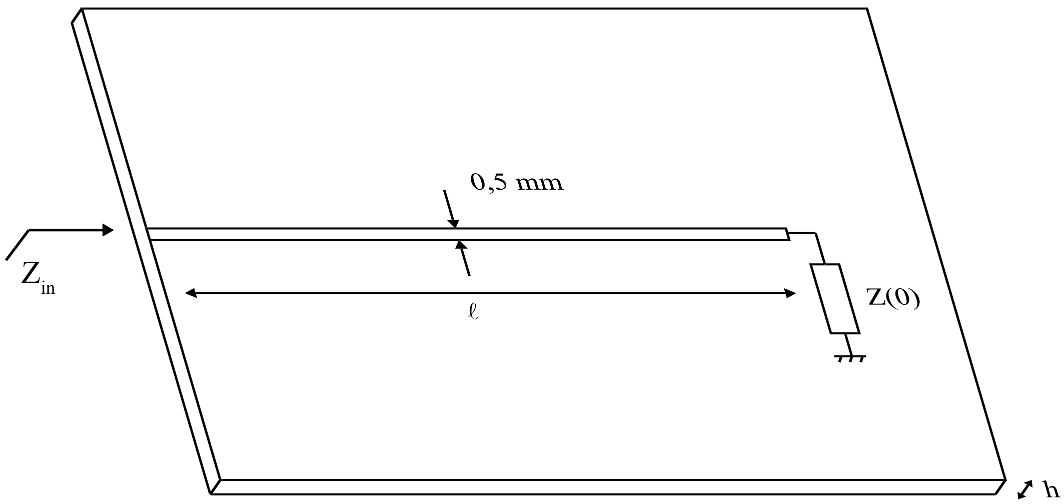
En utilisant le résultat du 2°), calculer la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur.

Justifier le fait que l'amplificateur doit être un amplificateur inverseur.

IMPEDANCE RAMENÉE A L'EXTRÉMITÉ D'UNE PISTE SUR PCB

(Abaque de Smith fourni)

On étudie le circuit suivant :



Le substrat est utilisé est le FR4 avec plan de masse, pour lequel $\varepsilon_r = 4{,}5$, et h = 1,5 mm

1°) Déterminer l'impédance caractéristique de la ligne, ainsi que sa constante diélectrique effective

2°) Z(0) = 150 + j 50 Ω. Calculer la valeur de Γ(0) (la référence d'impédance est l'impédance caractéristique de la ligne) à l'aide d'un calcul analytique, puis à l'aide de l'abaque de Smith

3°) Déterminer la valeur de l'impédance d'entrée à 960 MHz, à l'aide de l'abaque de Smith, pour les valeurs de ℓ suivantes :

ℓ = 10 mm

ℓ = 20 mm

ℓ = 30 mm

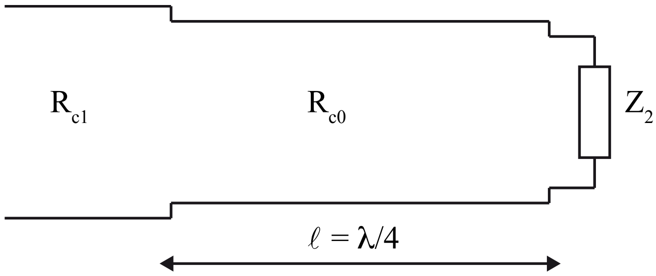
4°) Calculer la valeur de la capacité équivalente, ou l'inductance équivalente, à la réactance de Z(0) et Z(ℓ).

ADAPTATION D'IMPEDANCE

(Abaque de Smith fourni)

1°) Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde
On souhaite connecter une charge d'impédance $Z_2 = 100\ \Omega$ à une ligne sans pertes d'impédance caractéristique $Rc_1 = 50\ \Omega$. La fréquence de travail est $f_0 = 600$ MHz.

On utilise pour cela le montage suivant :



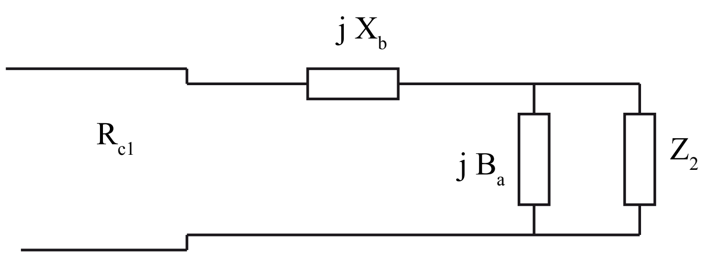
a) Déterminer analytiquement la valeur de R_{c0} permettant de réaliser l'adaptation.

b) Représenter Z_2 et R_{c1} sur un abaque de Smith normalisé par rapport à R_{c0}. À quel déplacement correspond la transformation de z_2 en r_{c1} ?

c) Comment modifier la méthode si $Z_2 = 100 + j\ 10\ \Omega$?

2°) Adaptation en constantes localisées
On souhaite connecter une charge d'impédance $Z_2 = 150 - j\ 50\ \Omega$ à une ligne sans pertes d'impédance caractéristique $Rc_1 = 50\ \Omega$. La fréquence de travail est $f_0 = 2{,}50$ GHz.

On utilise pour cela le montage suivant :



a) Déterminer, à l'aide de l'abaque de Smith, les valeurs de B_a (susceptance) et X_b (reactance) permettant de réaliser cette adaptation. On choisira la solution donnant lieu au déplacement le plus court possible dans l'abaque de Smith.

b) Déterminer la valeur des composants (inductance, capacité) correspondant aux valeurs trouvées ci-dessus.

c) Utiliser la méthode analytique pour trouver une autre solution pour B_a et X_b.

d) On remplace l'admittance j B_a par un tronçon de ligne d'impédance caractéristique $Rc_1 = 50\ \Omega$. Déterminer la longueur réduite de ce tronçon.

INITIATION AU LOGICIEL ADS

(TD sur logiciel de CAO)

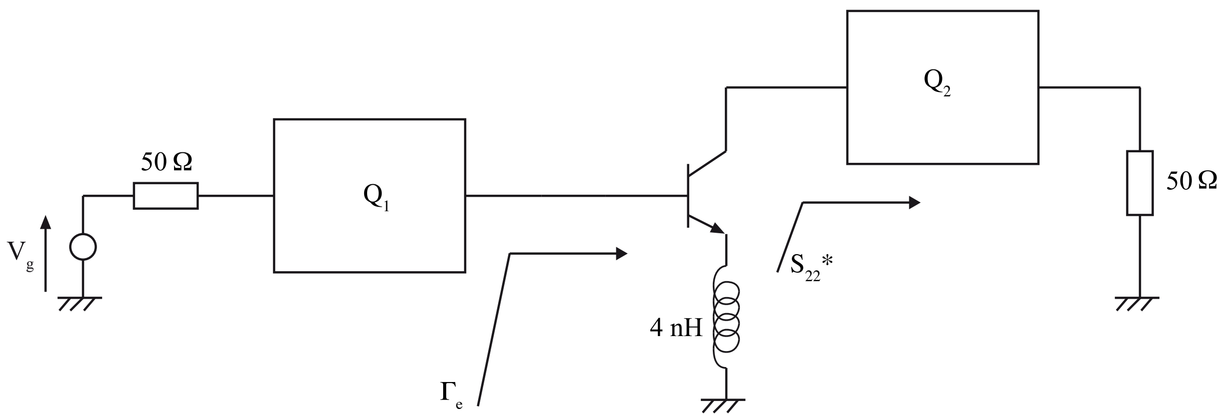
Comme initiation au logiciel de CAO RF, on reprendra, à l'aide d'ADS, les thèmes n°2 et n°3

Pour la synthèse des réseaux d'adaptation, on utilisera les outils « Smith Chart » et « LineCalc », accessibles depuis le menu « Tools », disponible depuis une page « Schematic ».

RÉALISATION D'UN AMPLIFICATEUR À TRANSISTOR EN RF

(TD sur logiciel de CAO)

On souhaite réaliser un amplificateur fonctionnant à 500 MHz, à l'aide d'un transistor BFR93, polarisé sous 5 V, 2 mA, selon le schéma suivant :



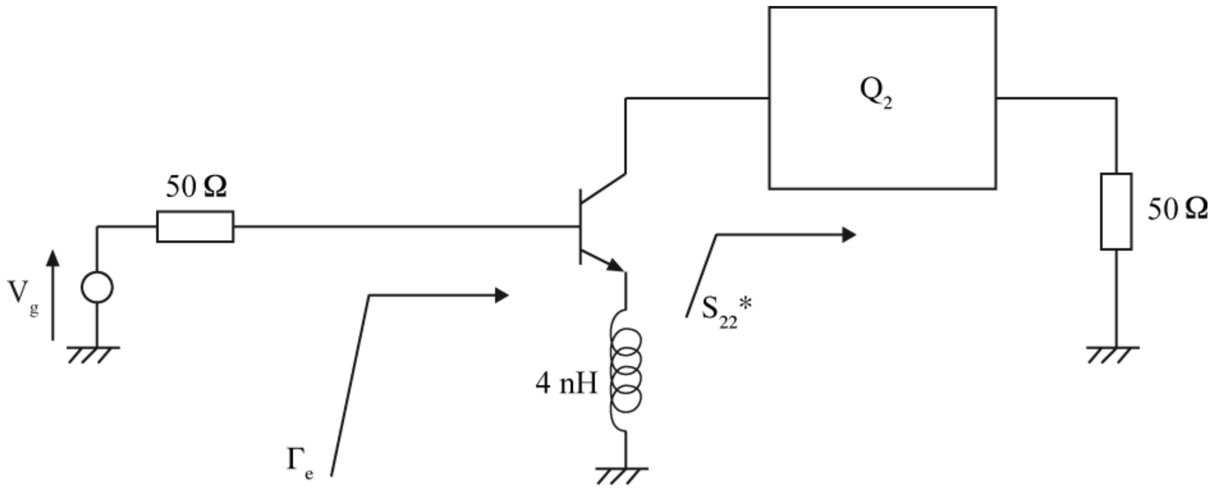
(L'inductance de 4 nH est utilisée pour des raisons de stabilité)

Le choix simultané des quadripôles Q_1 et Q_2 est dans ce cas un problème difficile car le transistor n'est pas rigoureusement unilatéral. Nous adopterons dans ce TD une méthode simplifiée en deux temps, qui donne lieu cependant à un résultat satisfaisant.

Le transistor sera modélisé à partir du fichier de Paramètres (S) fournis par le vendeur, et mis à disposition en début de séance (Moodle)
On associera ce fichier de paramètres (S) à un composant de type « N Port S parameter»

1°) Détermination de l'adaptation en sortie

La synthèse du quadripôle Q_2 est effectuée graphiquement, à l'aide de l'abaque de Smith, de façon à présenter un coefficient de réflexion égal à S_{22}^* en face du transistor :



Déterminer à l'aide de l'outil « Smith Chart » accessible de puis le menu « Tools » d'une page « Schematic », les 2 solutions possibles (en constantes localisées)

2°) Détermination de l'adaptation en entrée :

Lorsque le quadripôle Q_2 déterminé ci-dessus est connecté en sortie, le coefficient de réflexion Γ_e ramené en entrée n'est plus égal à S_{11}.
Déterminer à l'aide de l'abaque de « Smith Chart », les deux solutions possibles permettant de réaliser l'adaptation en entrée (c.a.d. le quadripôle Q_1).

3°) Solution de type passe-bas

Parmi toutes les solutions possibles, choisir pour Q_1 et Q_2 les solutions de type passe-bas.

Tracer la courbe de réponse en large-bande.

Comparer les deux valeurs de gain suivantes : gain sans adaptation / gain obtenu avec adaptation.

Comparer à la formule théorique.

4°) Adaptation de la solution, en fonction des composants disponibles.

a) Modifier les schémas ci-dessus, afin d'utiliser des composants de bonne qualité, en technologie CMS.

b) Introduire une possibilité de réglage sous la forme de condensateurs variables 0,5 – 5 pF (2 réglages pour Q_1 et 2 réglages pour Q_2)

ADAPTATION MULTI QUART D'ONDE

(TD sur logiciel de CAO)

On souhaite réaliser une adaptation d'impédance, à l'aide de lignes quart d'onde, entre un générateur d'impédance $R_g = 50\ \Omega$, et une charge résistive d'impédance $R_\ell = 5\ \Omega$. La fréquence de travail est f = 1 GHz.

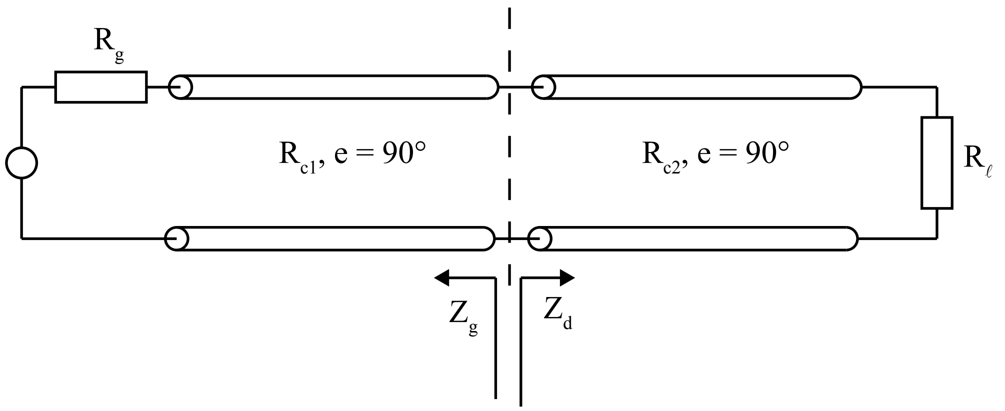
Calculs préliminaires :

1°) On réalise l'adaptation à l'aide d'une seule ligne quart d'onde.

Déterminer l'impédance caractéristique de cette ligne.

2°) On souhaite maintenant utiliser deux lignes quart d'onde, de façon à augmenter la bande-passante.

On utilise donc le circuit ci-dessous, où e représente « la longueur électrique de la ligne », soit 90° pour une ligne quart d'onde :



Lorsque l'on a réalisé l'adaptation, sachant que l'on utilise des composants *sans pertes*, les impédances vues en vis-à-vis, comme Z_d et Z_g sur le schéma doivent être *complexes conjuguées*. Sachant de plus que les extrémités sont des résistances, et que les lignes sont quart d'ondes, la condition suivant doit être vérifiée à l'adaptation :

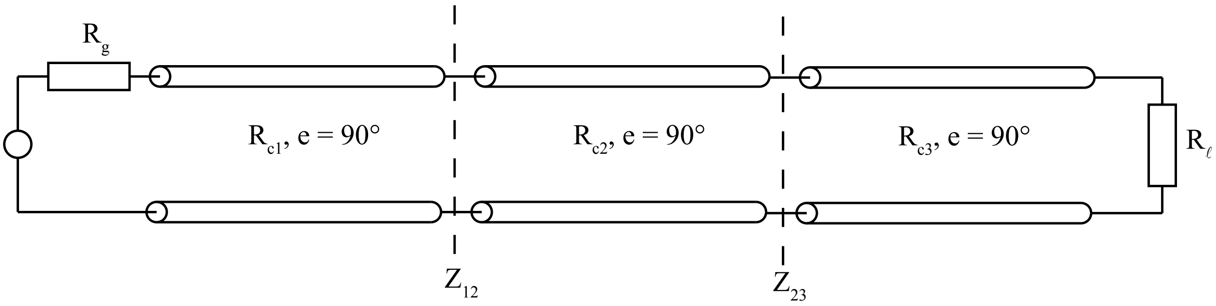
$$Z_d = Z_g$$

On impose une condition (être adapté), et on a deux degrés de libertés (R_{c1} et R_{c2}) , on a donc une infinité de solutions.

a) Déterminer les valeurs de R_{c1} et R_{c2}, en imposant la condition $Z_d = Z_g = \sqrt{R_g\, R_\ell}$

b) Comment se placent R_g, Z_d et R_ℓ sur une échelle logarithmique ?

3°) On utilise maintenant 3 lignes quart d'onde :



On choisit Z_{12} et Z_{23}, de façon à ce que R_g, Z_{12}, Z_{23} et R_ℓ soient régulièrement répartis sur une échelle logarithmique

En déduire les valeurs de R_{c1} et R_{c2}, et R_c

Simulations :

4°) Effectuer une simulation des 3 solutions ci-dessus, et déterminer à chaque fois la « bande passante à -10 dB » (bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion à l'entrée est inférieur à -10 dB).

Comparer avec la bande passante à -0,5 dB en transmission.

Conclusion ?

5°) Pour la troisième solution, effectuer la simulation à l'aide de l'outil « Smith Chart ».

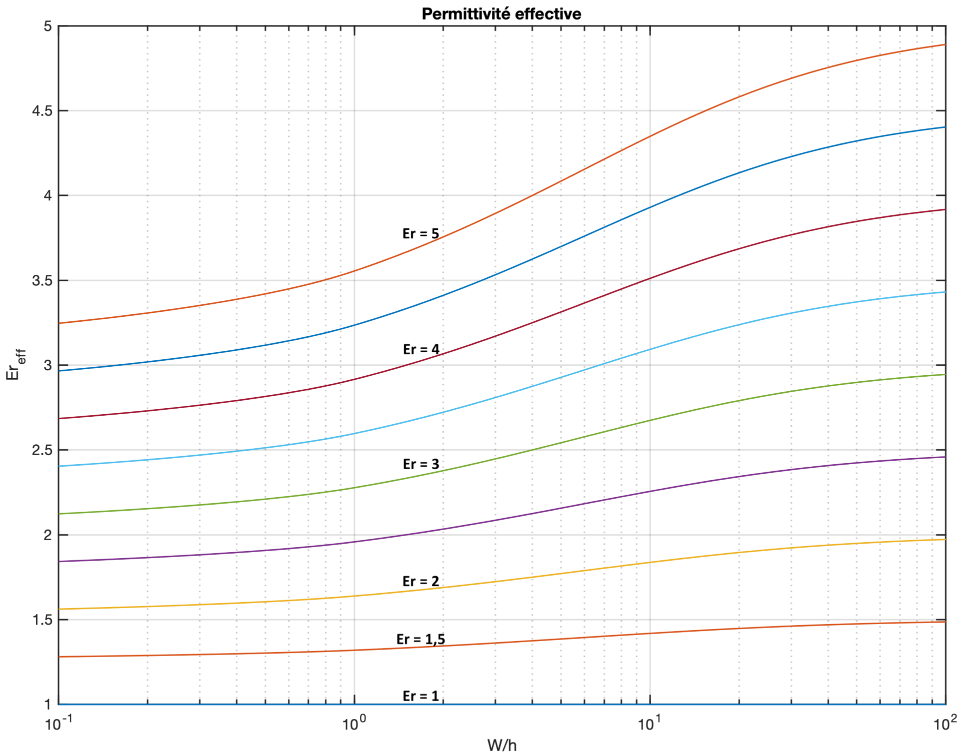
Superposer à la solution le cercle à « Q = constante » tangent à la trajectoire obtenue.

6°) Reprendre l'adaptation, mais en utilisant exclusivement des constantes localisées, de façon à ce que la trajectoire obtenue soit tangente au cercle Q = cste, obtenu ci-dessus.

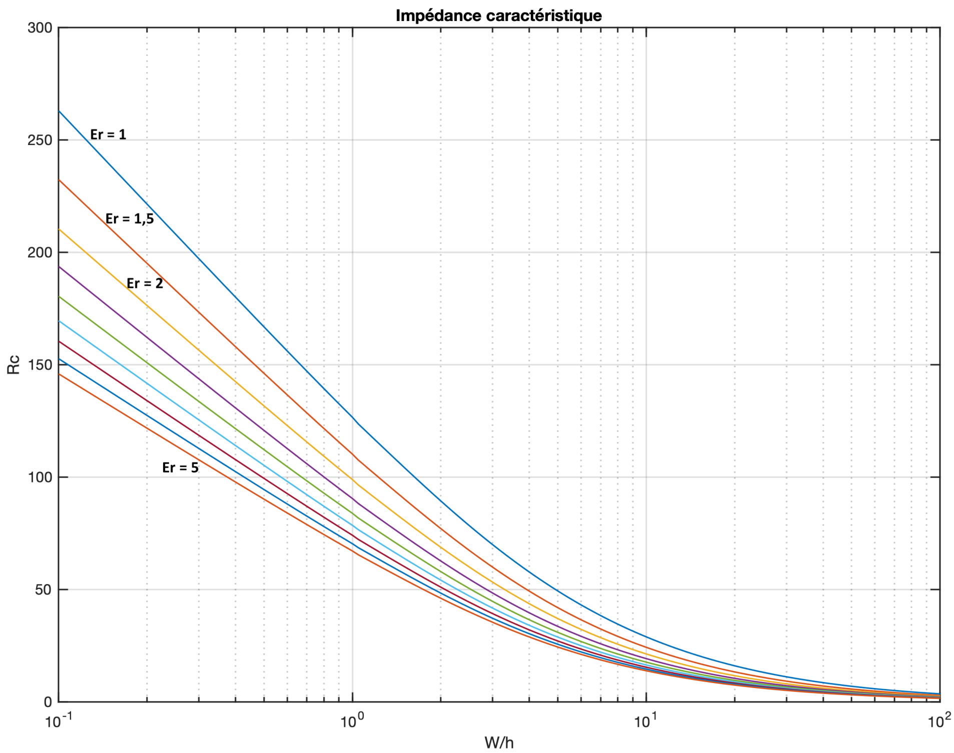
Quelle valeur obtient-on pour la bande-passante ?

On utilise les abaques suivants qui concernent les lignes microstrip :

Permittivité effective

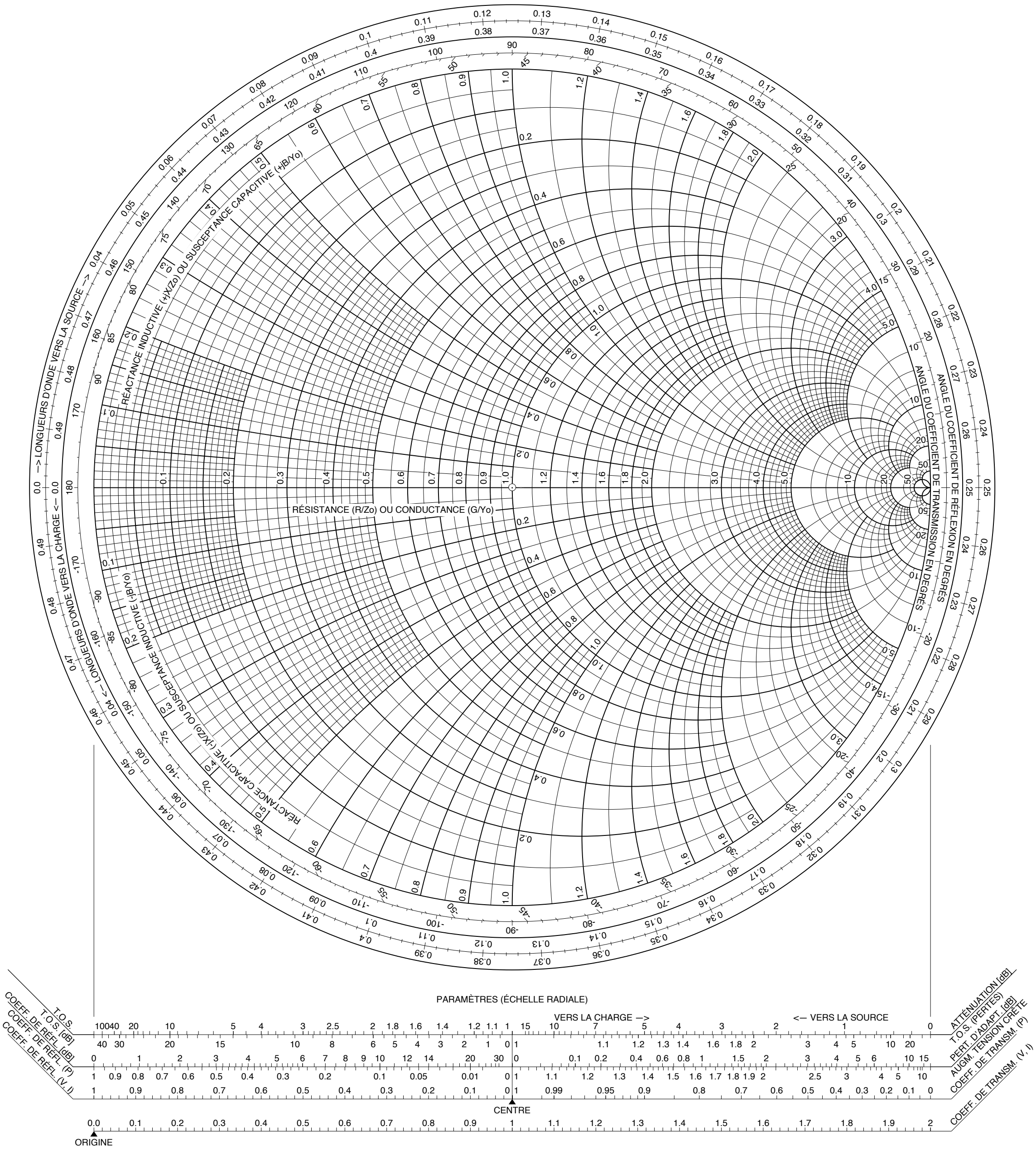


Impédance caractéristique



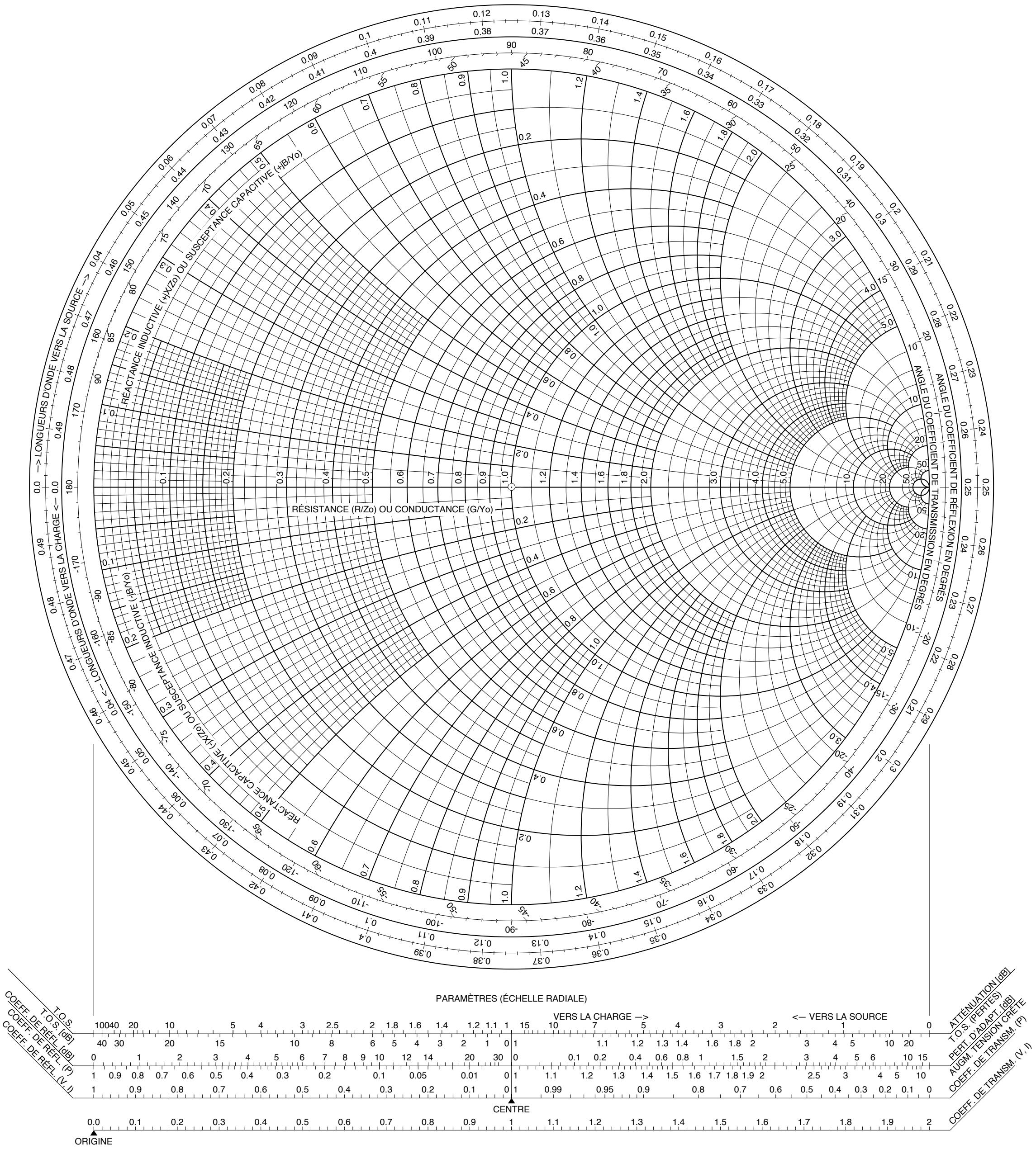
Abaque de Smith

COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES



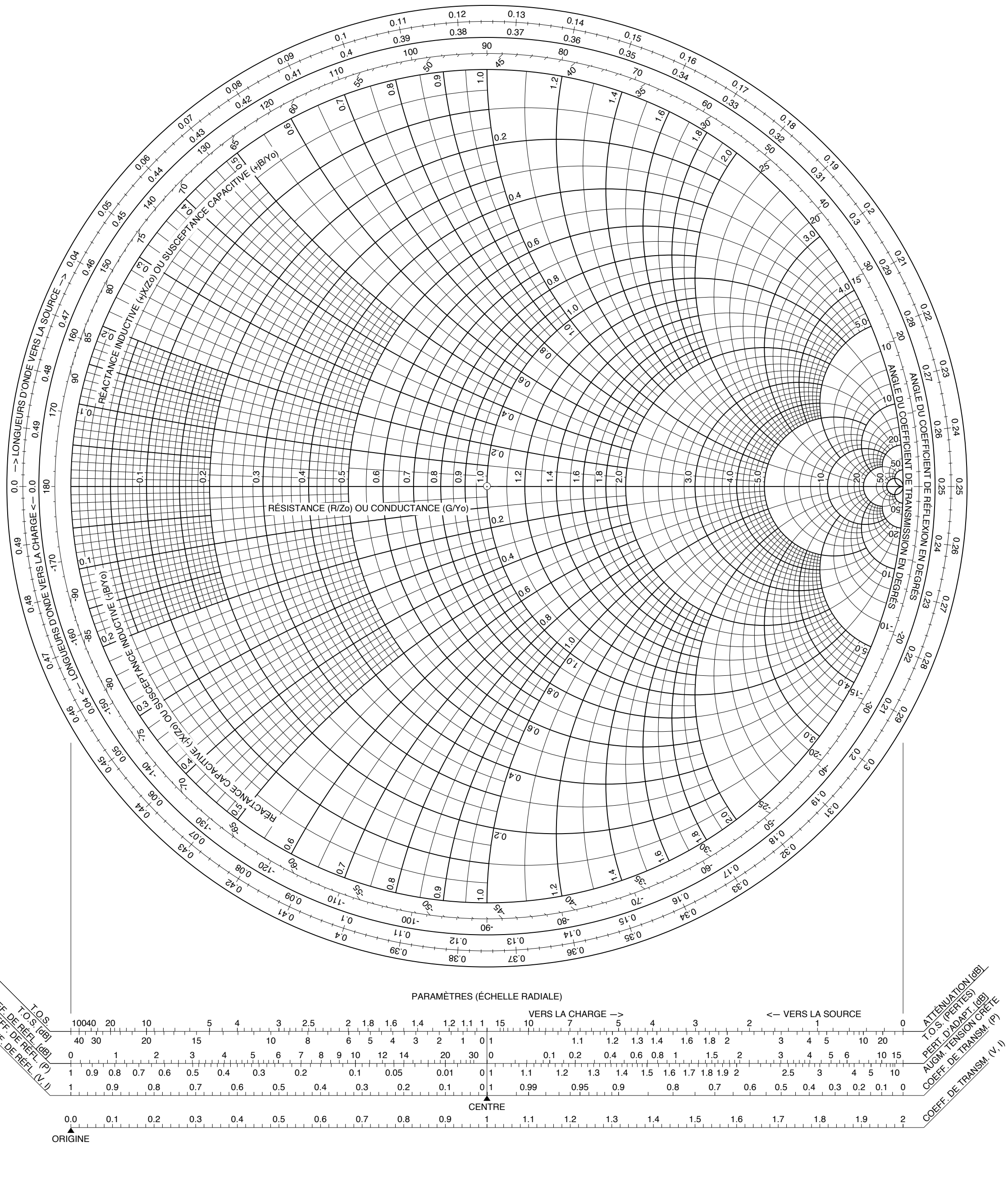
Abaque de Smith

COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES



Abaque de Smith

COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES



Abaque de Smith

COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES