

Université Sidi Mohamed Ben Abdellah

Faculté des Sciences Dhar El Mehraz

**Master 2ME2S :**  
**Conception hautes fréquences**

El Ghzaoui Mohammed

[Elghzaoui.mohammed@gmail.com](mailto:Elghzaoui.mohammed@gmail.com)

**Conception hautes fréquences**

# Plan

## Partie 1

Introduction

Principe de fonctionnement des antennes

Différents types d'antennes

Résistance de rayonnement

L'intensité de rayonnement

Directivité et Gain

## Partie 2

Pourquoi adapter ? Et comment ?

Techniques d'adaptations

Technique de l'adaptation conjuguée

Technique de l'adaptation  $Z_c$

Introduction mathématique du diagramme de Smith

Adaptation avec éléments localisés

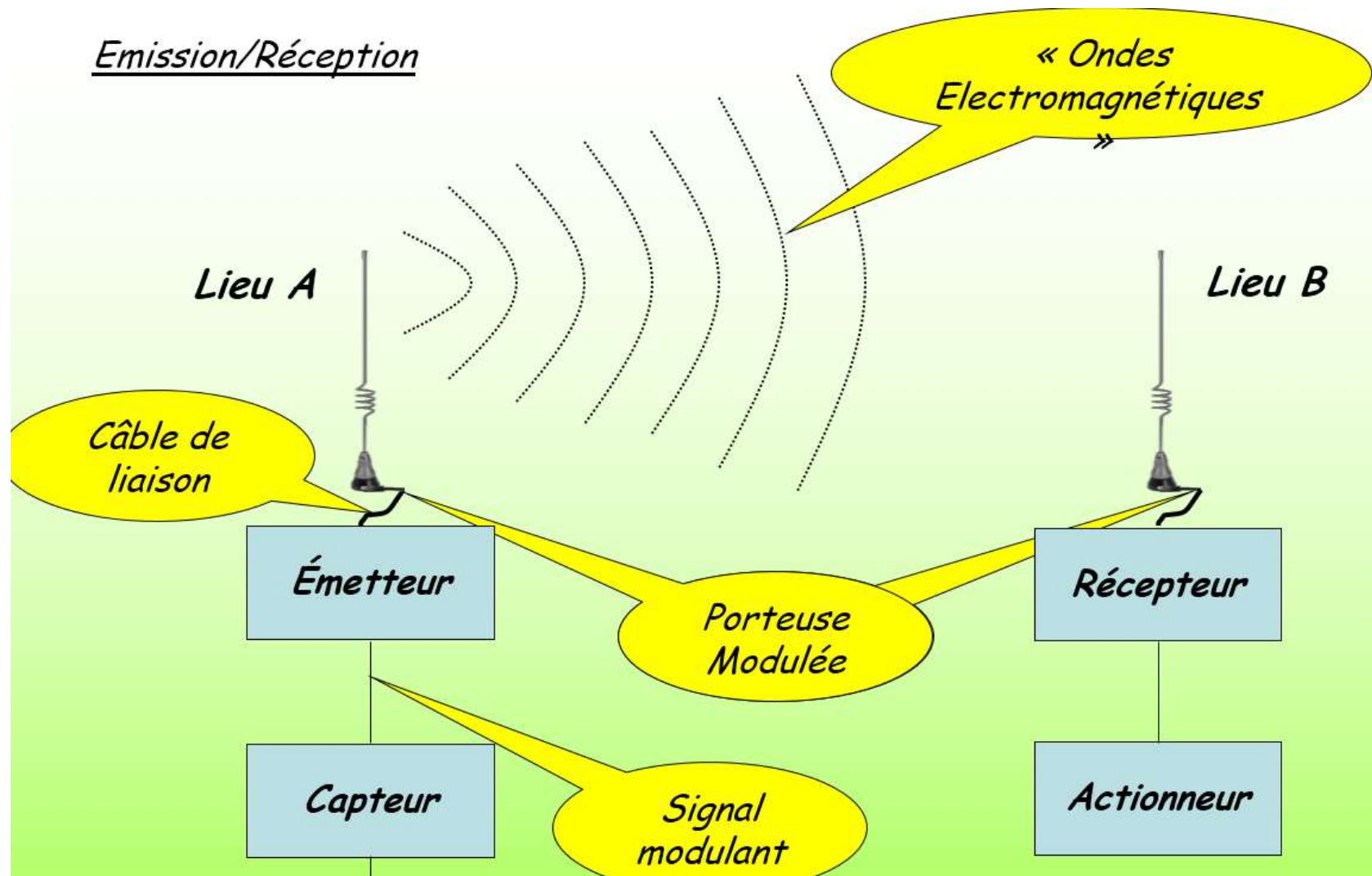
Adaptation avec 1 stub

# Introduction

Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur.

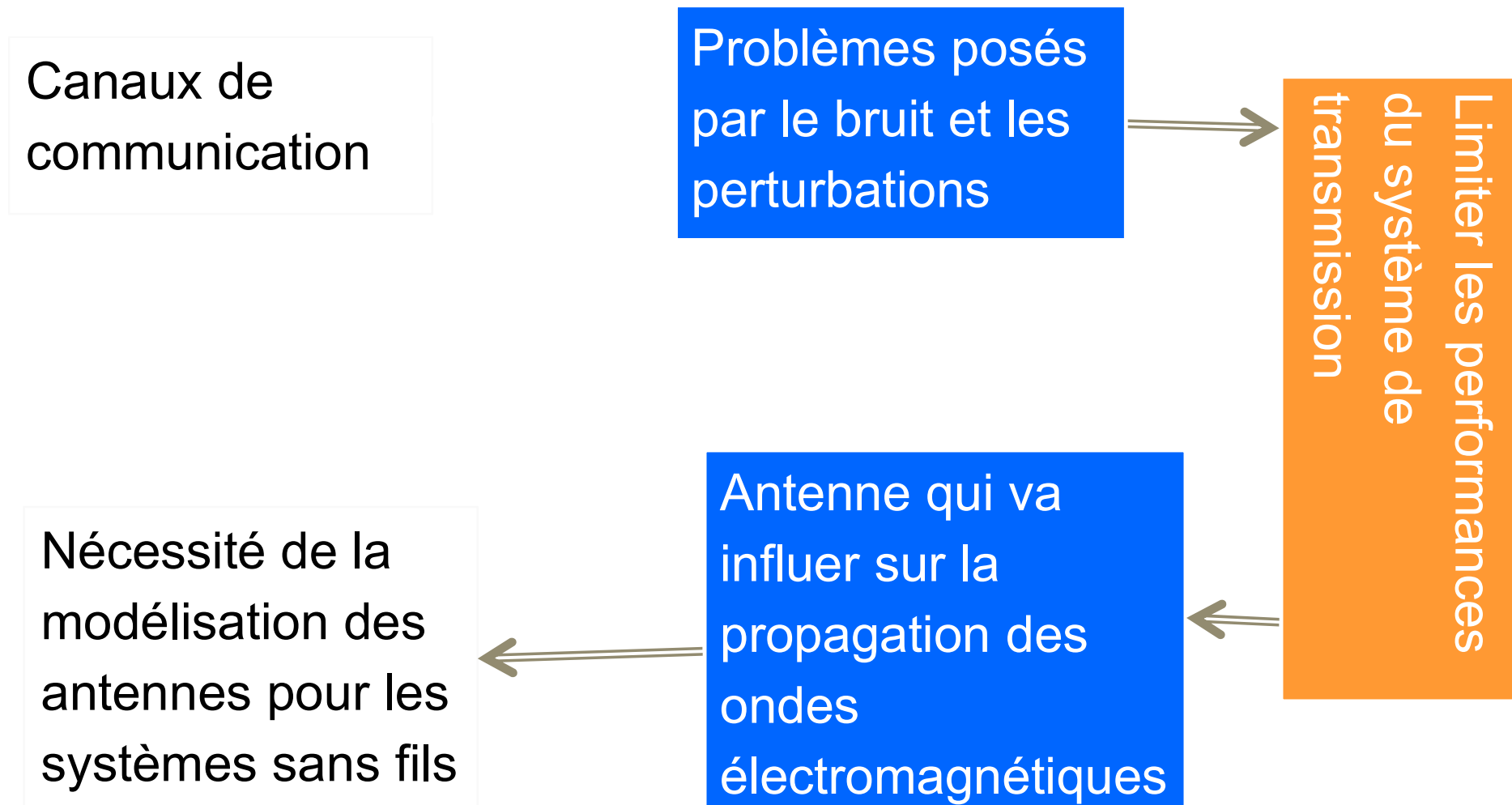
Le transport d'énergie par une onde électromagnétique va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique, à condition que l'onde électromagnétique soit modulée par un signal informatif.

# Principe de fonctionnement des antennes



Conception hautes fréquences

# Principe de fonctionnement des antennes



# Différents types d'antennes

Les antennes seront classées ici selon un ordre qui suit approximativement leur chronologie d'apparition.

## *Antenne dipolaire*

L'antenne dipolaire est constituée de deux fils alignés, très courts et reliés chacun à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire (figure 1.1).

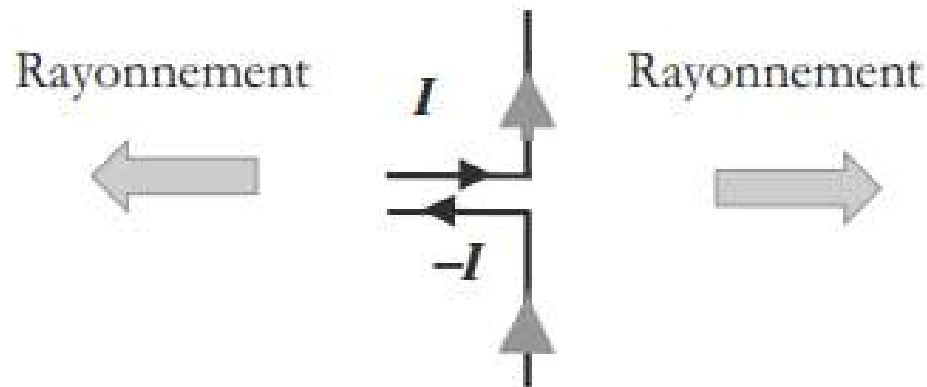


Figure 1.1 – Antenne dipolaire.

# Différents types d'antennes

Étant donnée la symétrie du dipôle, le rayonnement s'effectue autour de l'axe, matérialisé par le fil. Il est isotrope dans un plan perpendiculaire à cet axe. Le rayonnement est nul dans la direction du fil. On ne peut donc pas parler d'un rayonnement isotrope.

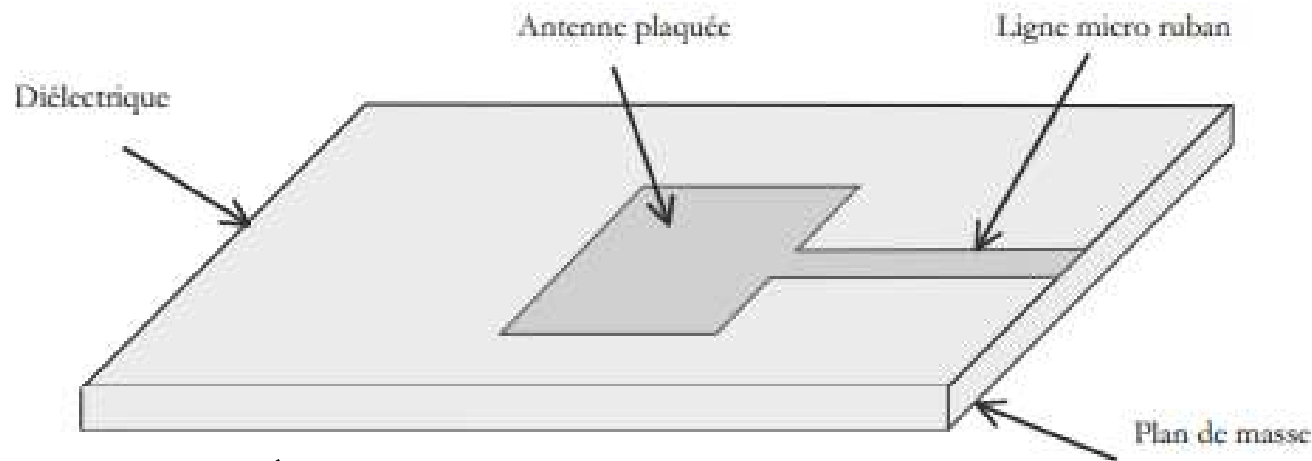
À l'extrémité de chaque fil apparaissent des charges de signes opposées dont l'existence s'explique par la conservation de la charge. En effet, la relation de conservation suivante lie les charges au courant :

$$I = \frac{dq}{dt}$$

# Différents types d'antennes

## *Antennes plaquées*

Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique (figure 1.2). Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne micro ruban.



**Figure 1.2- antenne plaquée**

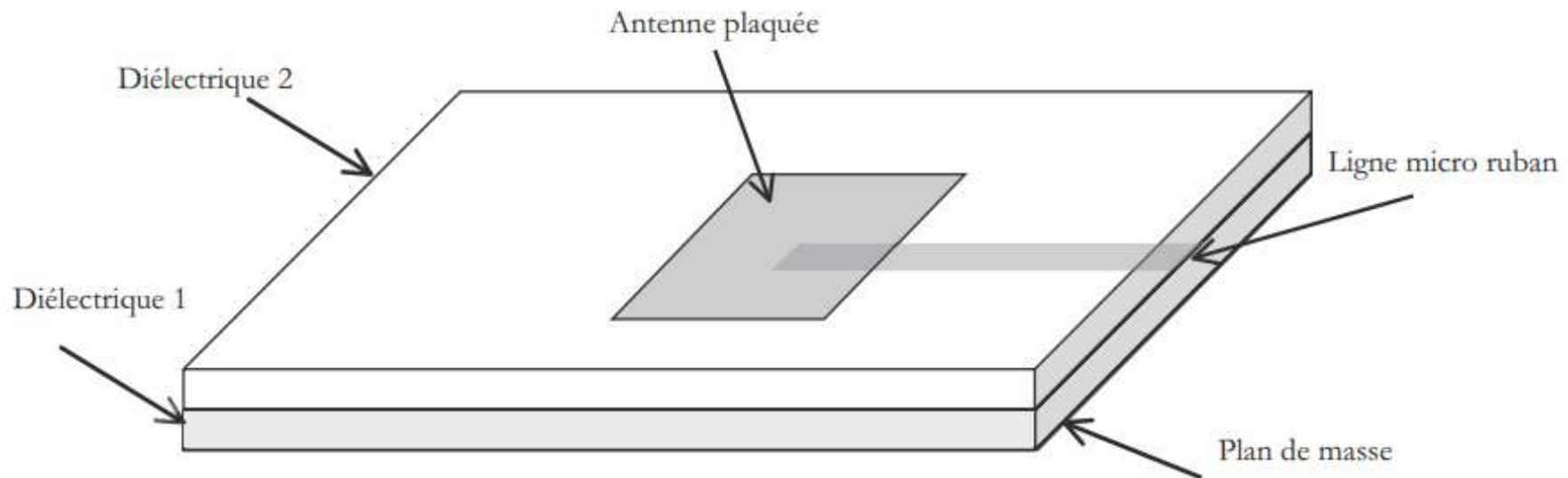
La géométrie des antennes plaquées peut être multipliée à l'infini.



# Différents types d'antennes

## *Antennes actives*

L'antenne a des fonctions qui dépassent son rôle simple de transformateur d'énergie. Selon les fonctions électroniques adjointes, on obtient un dispositif complexe. On parle ainsi d'antennes intelligentes si le dispositif a une partie de contrôle et de commande.



**Figure 1.3 – Antenne plaquée avec alimentation à couplage électromagnétique.**

# Modèle électrique et comportement fréquentiel

Une antenne rayonne efficacement sur une bande de fréquence étroite qui correspond à sa fréquence de résonance.

Pour représenter ce comportement résonant qui varie avec la fréquence, il est possible de modéliser l'antenne par un circuit passif RLC équivalent.

Afin d'éviter toute perte liée à la désadaptation entre la source électrique et l'antenne, il est nécessaire d'assurer les conditions d'adaptation.

# Modèle électrique et comportement fréquentiel

D'un point de vue électrique, une antenne passive peut donc être modélisée par un circuit équivalent RLC (Figure 1.4, valable pour une antenne dipôle). A noter que les valeurs du modèle ne sont valides que sur des bandes étroites.

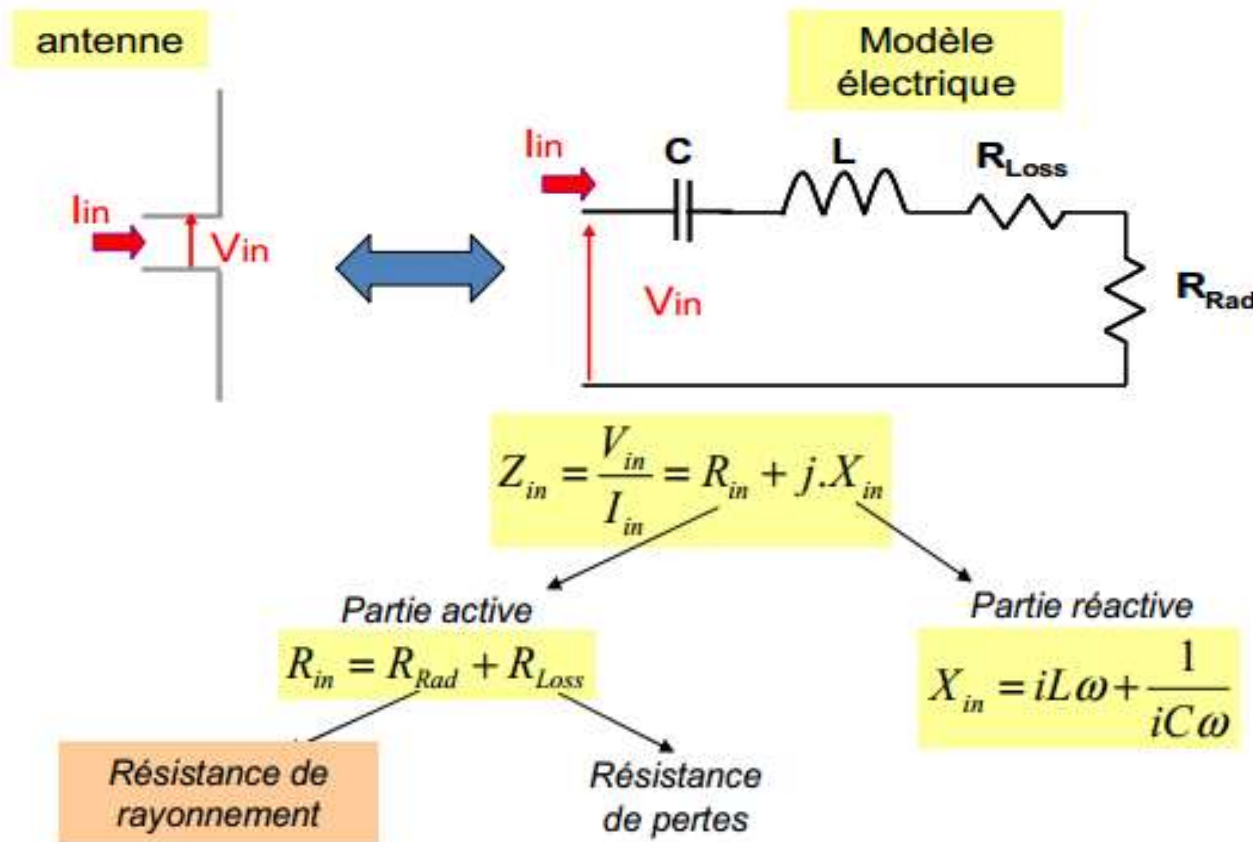


Figure 1.4 - Modèle d'impédance complexe d'une antenne

$$R_{loss} = R_j ; R_{rad} = R_r ;$$

$$R_{in} = R_A ; Z_{in} = Z_A ;$$

$$X_{in} = X_A$$

# Modèle électrique et comportement fréquentiel

Par exemple, prenons le cas d'une antenne dipôle.

L'inductance est négligeable et l'antenne se contente de stocker des charges

L'inductance et la capacité sont liées à la longueur de l'antenne

Fréquence ↓

En basse fréquence

L'effet de la capacité diminue alors que celui de l'inductance s'accroît et une partie de l'énergie est stockée sous forme d'énergie magnétique

Fréquence de résonance →

L'inductance et la capacité sont égales en magnitude et leurs effets s'annulent.

L'antenne est alors équivalente à une résistance pure. Si les pertes ohmiques sont négligeables, la puissance fournie à l'antenne est alors entièrement rayonnée. Sa capacité à rayonner est alors liée à la résistance de rayonnement.

# Résistance de rayonnement

Il s'agit de la perte de puissance liée à l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne.

La puissance totale rayonnée par l'antenne à travers une sphère de rayon  $r$  est donnée par :

$$P_r = \frac{k^2}{32\pi^2} Z \frac{(Il)^2}{r^2} \int_0^\pi 2\pi r^2 \sin^2 \theta \sin \theta d\theta$$

Avec

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega$$

Le résultat de l'intégration donne :

$$P_r = \frac{k^2}{12\pi} Z (Il)^2$$

# Résistance de rayonnement

Soit encore, en rapportant la taille du dipôle à la longueur d'onde  $l$  :

$$P_r = \frac{\pi}{3} \frac{l^2}{\lambda^2} Z I^2$$

La puissance est proportionnelle au carré de l'intensité, ce qui nous permet de considérer que l'antenne a une résistance, appelée résistance de rayonnement dont la valeur est donnée par rapport à l'intensité efficace  $I_{\text{eff}}$  :

$$P_r = R_r I_{\text{eff}}^2 = R_r \frac{1}{2} I^2$$

$$R_r = \frac{2\pi}{3} Z \frac{l^2}{\lambda^2} \approx 800 \frac{l^2}{\lambda^2}$$

Un calcul rapide donne un ordre de grandeur de la résistance d'un dipôle. Si le rapport de la taille du dipôle à la longueur d'onde est de  $1/10$ , la résistance de rayonnement est de  $8\Omega$ . On constate aussi que, plus la dimension du dipôle est petite, plus la puissance rayonnée est faible.

# Efficacité d'une antenne

Soit ( $P_e = P_A$ ) la puissance d'alimentation d'une antenne. Cette puissance est transformée en une puissance rayonnée  $P_r$ . Dans le sens de l'émission, la puissance rayonnée est inférieure à la puissance d'alimentation. L'antenne est un transformateur imparfait. Il y a des pertes lors de la transformation d'énergie, comme dans tout système. L'efficacité de l'antenne est définie par :

$$\eta = \frac{P_r}{P_e}$$
$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_f}$$

À la réception, la transformation a lieu en sens inverse. La puissance  $P_{rad}$  reçue sur le récepteur est inférieure à la puissance  $P_A$  rayonnée arrivant sur l'antenne.

# Exemple

L'antenne d'un récepteur à 6 *MHz* est constituée d'un dipôle de 0.5 *m* de long. Déterminez la résistance de pertes maximale pour que l'efficacité tombe à moins de 1%.



# L'intensité de rayonnement

On définit l'intensité de rayonnement  $K$  en  $W/sr$ , laquelle est indépendante de  $r$  mais varie selon la direction :

$$K(\theta, \phi) = \langle P(r, \theta, \phi) \rangle r^2 = \frac{E^2(r, \theta, \phi)}{2\eta_0} r^2 = \frac{E_\theta^2(r, \theta, \phi) + E_\phi^2(r, \theta, \phi)}{2\eta_0} r^2 .$$

$\eta_0$  est l'impédance intrinsèque du vide (le milieu de propagation) soit environ  $120\pi$ .

Il est possible d'obtenir la puissance totale émise  $\langle P_t \rangle$  en intégrant  $K(\theta, \phi)$  sur les  $4\pi sr$ . Cela découle directement de l'intégrale du produit scalaire de la densité puissance sur une surface fermée, en choisissant une sphère, on maximise le produit scalaire en tout points car:

$\langle \mathbf{P} \rangle = \langle P_r \rangle \mathbf{a}_r$  et  $d\mathbf{S} = dS \mathbf{a}_r$ . Donc :

$$\langle P_t \rangle = \oint_S \langle \mathbf{P}(r, \theta, \phi) \rangle \cdot d\mathbf{S} = \oint_S \langle P(r, \theta, \phi) \rangle dS$$

$$dS = r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi .$$

$$\langle P_t \rangle = \oint_{4\pi} K(\theta, \phi) d\Omega$$

$$d\Omega = \sin(\theta) d\theta d\phi .$$

# Directivité et Gain

Comme il a été écrit précédemment, l'antenne n'émet pas la puissance uniformément dans toutes les directions. L'antenne a donc une capacité :

- De concentrer la puissance afin de privilégier certaines directions en émission
- De capter plus facilement la puissance provenant de certaines directions en réception

la directivité  $D(\theta, \phi)$  d'une antenne dans une direction représente donc le rapport de l'intensité du rayonnement dans cette direction à l'intensité moyenne  $K_{moy}$ , soit celle qui serait obtenue si la puissance était émise uniformément dans toutes les directions par une antenne isotrope  $K_{iso} = K_{moy} = \langle P_t \rangle / 4\pi$  :

$$D(\theta, \phi) = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{moy}} = \frac{4\pi K(\theta, \phi)}{\langle P_t \rangle} = \frac{4\pi}{\langle P_t \rangle} \frac{E^2(r, \theta, \phi) r^2}{2\eta_o}$$

Gain

$$G(\theta, \phi) = \varepsilon_r D(\theta, \phi) = \frac{K_{max} K_n(\theta, \phi)}{\left( \frac{K_{max} \int_{4\pi} K_n(\theta, \phi) d\Omega}{4\pi} \right)} = \frac{4\pi}{\Omega_a} K_n(\theta, \phi).$$

Figure illustration de la directivité : rayonnement isotrope et directionnel

# Exemple

Une antenne émet un signal d'une puissance totale de 5 W. On mesure une densité de puissance qui suit l'expression suivante :

$$\langle P \rangle = \begin{cases} k \frac{\cos(\theta)}{r^2} W/m^2 & \text{avec } 0 \leq \theta \leq \pi/2, 0 \leq \phi < 2\pi \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Donnez la valeur de  $k$  qui convient.

Exprimez sa directivité.

# Impédance d'une antenne

## Impédance d'entrée

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant.

Elle est représentée par :  $Z_A = R_A + jX_A$

La résistance d'entrée  $R_A$  représente un terme de dissipation. Il est lié, d'une part à la puissance rayonnée et d'autre part, à la puissance perdue par effet Joule.

$$R_A = R_r + R_j$$

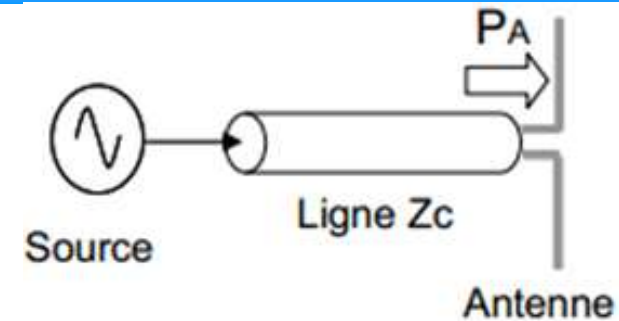
$$R_j \ll R_r$$

→ Fonctionnement optimal de l'antenne

Cependant les pertes par effet Joule peuvent représenter des valeurs non négligeables en fonction de la géométrie de l'antenne. Les pertes dans le plan de masse sont aussi à prendre en compte.

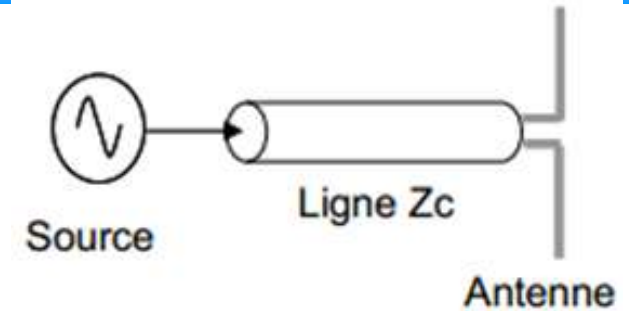
La définition de la puissance dissipée dans une antenne est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} R_A I_A^2$$



# Adaptation

Une antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$  (en général,  $Z_c = 50 \Omega$ ).



Coefficient de réflexion en puissance :  $|S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_i}$

Si l'impédance caractéristique de la ligne de propagation est  $Z_c$  et l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_{in}$ , le signal se réfléchit à l'entrée de l'antenne avec un coefficient  $\Gamma_{in}$  dont l'expression est :

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c}$$

# Adaptation

Impédance déduite d'une mesure de réflexion :

$$Z_{in} = Z_A = Z_C \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

On trouve la plupart du temps les valeurs exprimées en décibels :

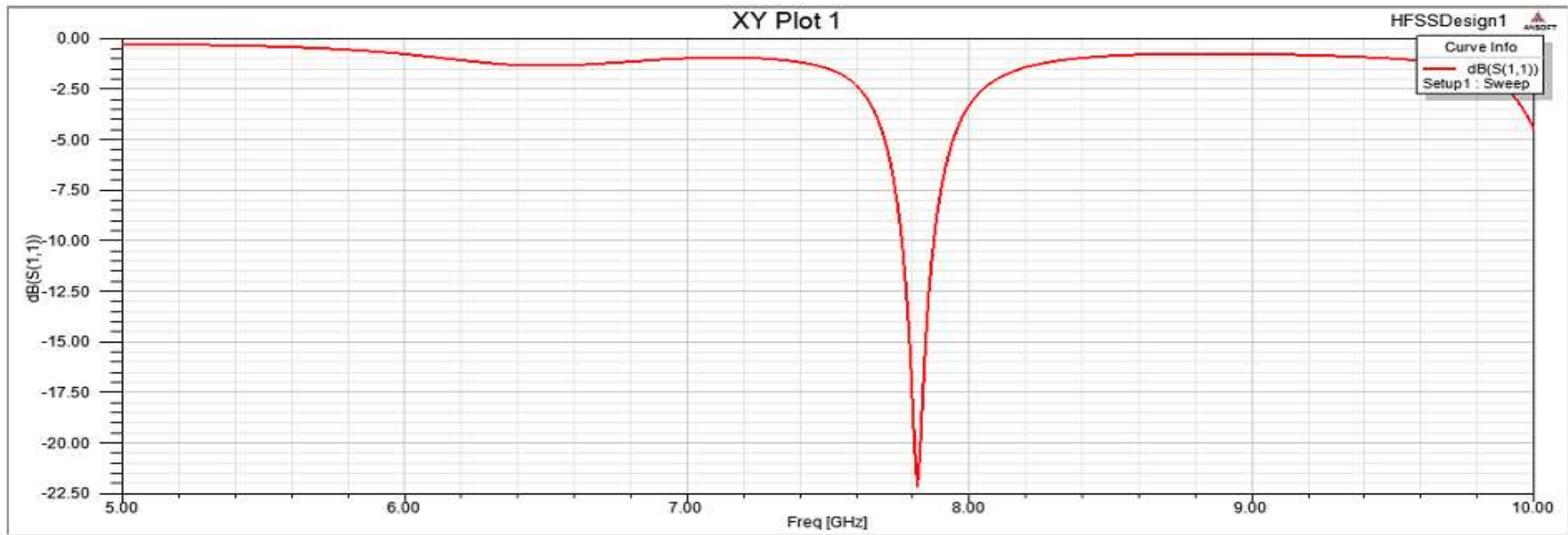
$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log |S_{11}|$$

La puissance maximale transmise à l'antenne est obtenue lorsque l'impédance du générateur est égale à l'impédance conjuguée de l'antenne. Il correspond à un paramètre de transmission de la matrice de répartition (**S21**) proche de **1** et à un coefficient de réflexion (**S11**) proche de 0 (en valeurs linéaires) :

Condition d'adaptation  $\Rightarrow S_{11} = 0 \Leftrightarrow Z_{in} = Z_C$

On admet qu'une bonne adaptation est obtenue lorsque le coefficient de réflexion est inférieur à **-10 dB**.

# Adaptation



En pratique, soit on cherchera à concevoir l'antenne de telle manière à ce qu'elle présente une impédance égale à  $Z_c$  à la fréquence de travail, soit on disposera en entrée de l'antenne un circuit de transformation d'impédance qui modifiera l'impédance d'entrée de l'antenne vue depuis la source et assurera l'adaptation d'impédance.

# Bande passante et facteur de qualité

Bande passante La largeur de bande ou bande passante en adaptation d'une antenne peut être définie comme une bande de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné. Elle est souvent considérée comme une gamme de fréquences positionnée de part et d'autre de la fréquence centrale  $f_0$ :

$$BP = \Delta F = F_2 - F_1$$

Souvent, on l'exprime en termes de bande passante relative par rapport à la fréquence centrale

$$BP_{\%} = \frac{BP}{f_0}$$



# Bande passante et facteur de qualité

Il existe de nombreuses définitions de bandes passantes. La plus commune est la bande passante en adaptation où le coefficient de réflexion de l'antenne respecte un certain niveau. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion. Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB ou -15 dB sur la bande passante.

D'un point de vue électrique, nous avons vu que l'antenne pouvait être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante BW (bande passante à 3 dB de la valeur du champ) est liée au facteur de qualité  $Q$  du circuit RLC à la fréquence de résonance  $f_{Res}$ .

$$Q = \frac{f_{Res}}{BW}$$

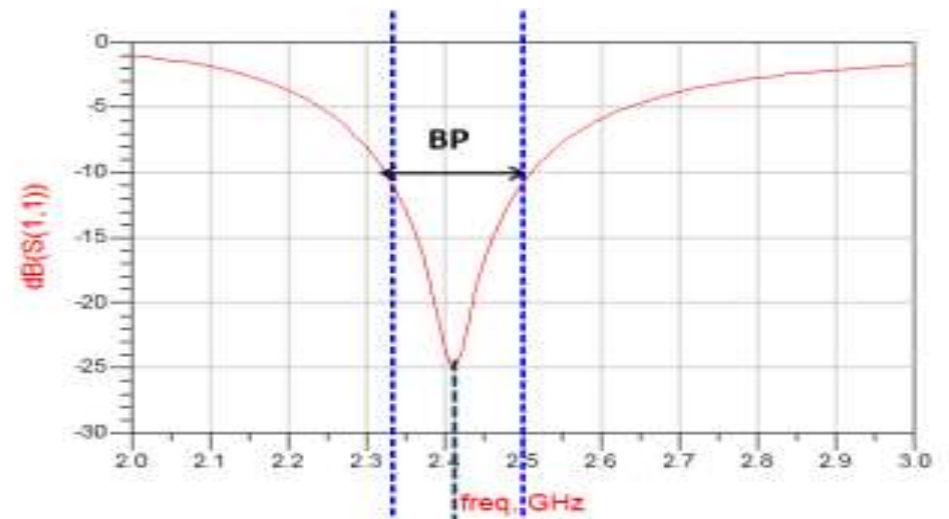


Figure 1.5 - Bande passante et coefficient de réflexion

# Plan

## Partie 1

Introduction

Principe de fonctionnement des antennes

Différents types d'antennes

Résistance de rayonnement

L'intensité de rayonnement

Directivité et Gain

## Partie 2

Pourquoi adapter ? Et comment ?

Techniques d'adaptations

Technique de l'adaptation conjuguée

Technique de l'adaptation  $Z_c$

Introduction mathématique du diagramme de Smith

Adaptation avec éléments localisés

Adaptation avec 1 stub

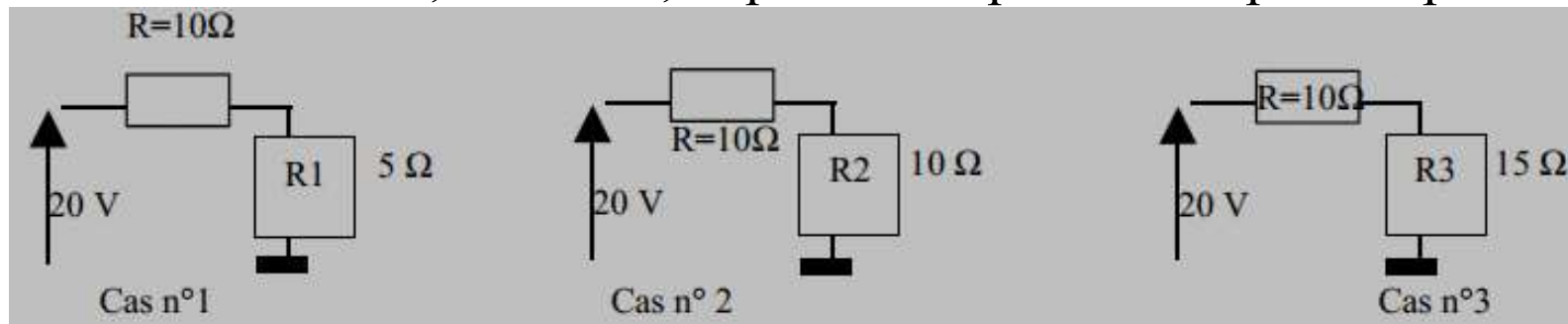
# Pourquoi adapter ? Et comment ?

## C'est quoi?

L'adaptation d'impédances permet de transformer une impédance d'entrée à une autre impédance. On utilise des éléments localisés (inductance, capacitance) ou des stubs.



**Exemple :** des trois résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ , laquelle dissipe-t-elle le plus de puissance ?



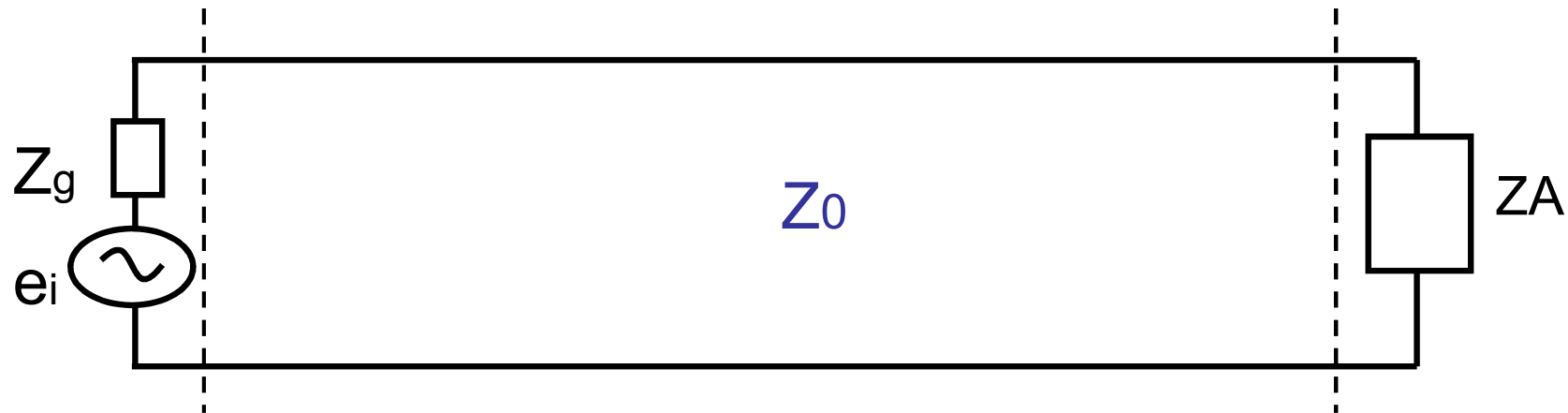
## Pourquoi?

On cherche à maximiser la puissance transmise à la charge.

Pour les composants critiques (antenne, amplificateur faible bruit), améliore le SNR.

Pour un réseau de distribution de puissance (ex : antennes), permet de réduire les erreurs de phase et d'amplitude.

# Définition et classification des techniques d'adaptation d'impédance



$Z_A \neq Z_g$



Problème de désadaptation d'impédance

En connectant un transformateur d'impédance conçu convenablement entre la ligne d'alimentation et la charge, on peut ajuster les impédances afin d'obtenir une adaptation globale correcte. Si cette adaptation est nécessaire pour couvrir une plage de fréquences donnée, la conception du transformateur peut devenir plus compliquée.

# Techniques d'adaptations

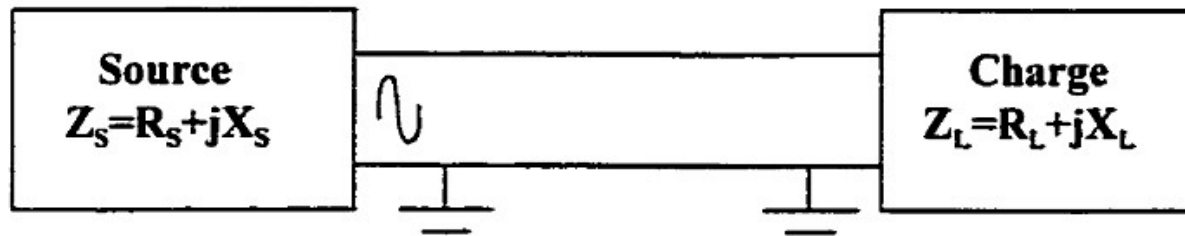
En général, les transformateurs d'impédance sont utilisés pour réaliser l'adaptation des charges selon deux techniques :

- **adaptation conjuguée** : qui consiste à adapter deux charges quelconques pour un transfert maximal de la puissance à la fréquence d'intérêt,

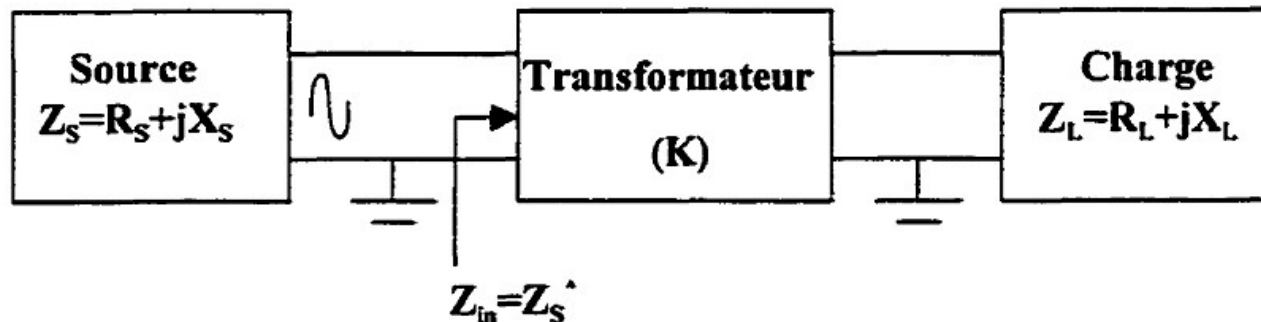
- **adaptation  $Z_0$**  : qui consiste à adapter une charge réelle et une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ , pour que le coefficient de réflexion vu du côté de la charge soit nul.

# Technique de l'adaptation conjuguée

consiste à adapter la charge et la source pour que cette dernière puisse fournir, à la fréquence d'opération  $f$ , la puissance maximale à la charge. Cette condition peut être réalisée dans le cas  $Z_L(f) = Z_S^*(f)$ .



Dans la situation où l'ajustement de l'impédance de la charge est impossible, un transformateur d'impédance placé entre la charge et la source devient nécessaire.

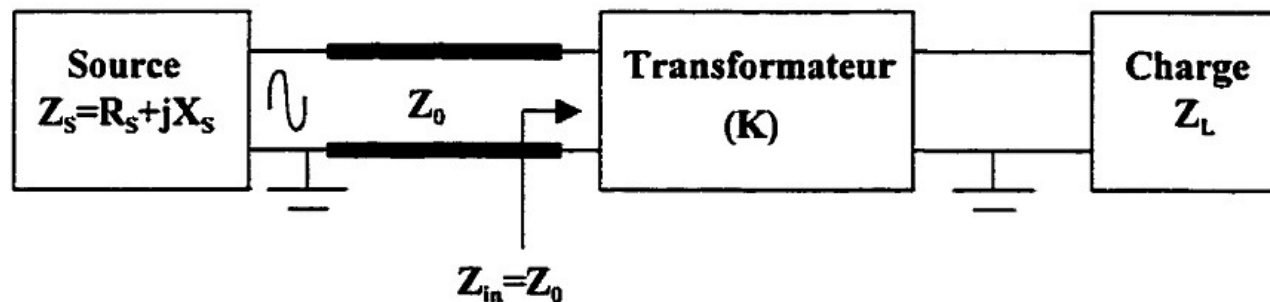


Il est, en général, impossible d'adapter les impédances  $Z_L$ , et  $Z_S$  à toutes les fréquences car on ne peut, en général, réaliser la condition  $Z_L = Z_S^*$  dans toute la gamme de fréquences. Par contre, une adaptation à des fréquences sélectives de la bande est possible.

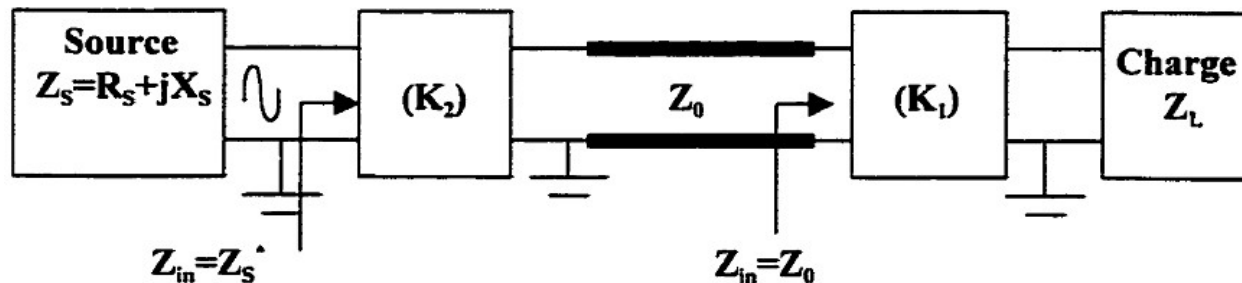
# Technique de l'adaptation $Z_c$

Cette technique est utilisée pour adapter une charge d'impédance  $Z_L$  et une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ .

Si  $Z_L \neq Z_0$ , un transformateur d'impédance sera utilisé pour réaliser la condition de l'adaptation  $Z_0$ . Dans cette technique, l'impédance d'entrée du transformateur doit être égale à l'impédance caractéristique  $Z_0$ .



Pour une impédance  $Z_s$  différente de l'impédance  $Z_0$ , un transformateur d'impédance placé entre la ligne de transmission et la source peut assurer l'adaptation complète du système.



# Moyens de calcul – abaque de Smith

Pour éviter des calculs longs et fastidieux, il est possible de résoudre les problèmes de l'adaptation par des méthodes graphiques. La plus répandue est celle qui utilise le diagramme de Smith.

La meilleure méthode pour calculer pratiquement ces valeurs, dans le cas d'une adaptation correcte, est l'utilisation de l'abaque de Smith.



# Introduction mathématique du diagramme de Smith

Nous avons vu que l'on pouvait écrire en chaque point d'une ligne sans pertes :

$$v = v^+ \cdot e^{j\beta\delta} + v^- \cdot e^{-j\beta\delta}$$

$$i = \frac{v^+}{Z_c} \cdot e^{j\beta\delta} - \frac{v^-}{Z_c} \cdot e^{-j\beta\delta}$$

en posant :

$$\frac{v^-}{v^+} = R \text{ coefficient de réflexion}$$

et :

$$\frac{Z_i}{Z_c} = z \text{ impédance réduite } (Z_i = \frac{v}{i} \text{ en chaque point de la ligne})$$

il vient :

$$z = \frac{1 + R \cdot e^{-2j\beta\delta}}{1 - R \cdot e^{-2j\beta\delta}}$$

# Introduction mathématique du diagramme de Smith

Le plan de Smith est celui de la variable complexe :

$$\Gamma = R \cdot e^{-2j\beta\delta} = p + jq$$

Exprimons les transformations qui permettent de passer d'une valeur de  $\Gamma$  à une valeur de  $z$  ; pour cela, posons :

$$z = r + jx = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + p + jq}{1 - p - jq}$$

Tous calculs faits, il vient :

$$r = \frac{1 - (p^2 + q^2)}{(1 - p)^2 + q^2} \quad \text{et} \quad x = \frac{2q}{(1 - p)^2 + q^2}$$

Pour trouver le point représentatif de la variable  $Z$  dans le plan  $\Gamma$ , il suffit de représenter dans le plan  $\Gamma$ , les lieux  $r = \text{cte}$  et  $x = \text{cte}$ .

# Abaque de Smith des impédances

**Cas :  $r = \text{cte}$**

L'équation donnant  $r$  peut se mettre sous la forme :

$$\left(p - \frac{r}{1+r}\right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2$$

Équation de cercles de rayon :  $1/(1+r)$  centrés sur l'axe des  $p$  à l'abscisse :

$$p_c = \frac{r}{1+r}$$

Pour  $q = 0$ , il vient :

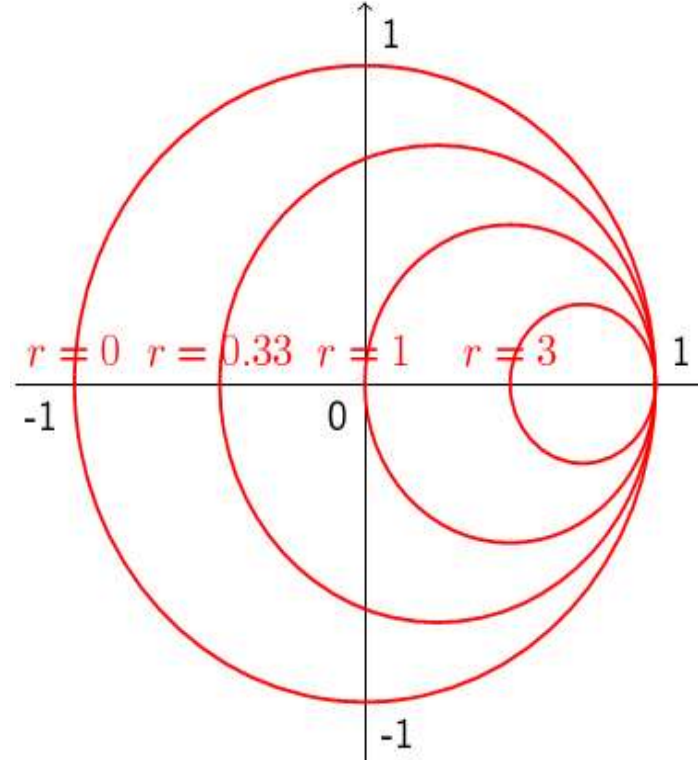
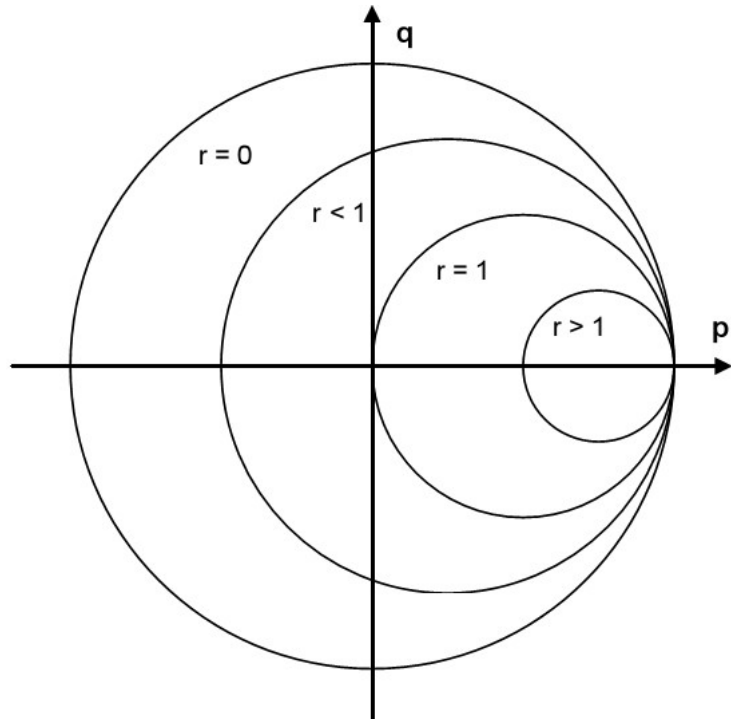
$$p - \frac{r}{1+r} = \pm \frac{1}{1+r}$$

soit :

$$p = \frac{r \pm 1}{r + 1}$$

# Abaque de Smith des impédances

Une des deux solutions est toujours  $p = 1$ . Les lieux  $r = \text{cte}$  sont des circonférences centrées sur l'axe des  $p$  et passent par le point  $p = 1$  ;  $q = 0$ :



Si  $r = 0$  :  $\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2 = 1$   
 → Centre : (0,0), rayon = 1

Si  $r_L = 0.33$  :  
 $(\Gamma_r - 0.25)^2 + \Gamma_i^2 = (0.75)^2$   
 → Centre : (0.25,0), rayon = 0.75

Si  $r = 1$  :  
 $(\Gamma_r - 0.5)^2 + \Gamma_i^2 = (0.5)^2$   
 → Centre : (0.5,0), rayon = 0.5

Si  $r = 3$  :  
 $(\Gamma_r - 0.75)^2 + \Gamma_i^2 = (0.25)^2$   
 → Centre : (0.75,0), rayon = 0.25

# Abaque de Smith des impédances

**Cas :  $x = \text{cte}$**

L'équation donnant  $x$  peut se mettre sous la forme :

$$(p - 1)^2 + \left( q - \frac{1}{x} \right)^2 = \frac{1}{x^2}$$

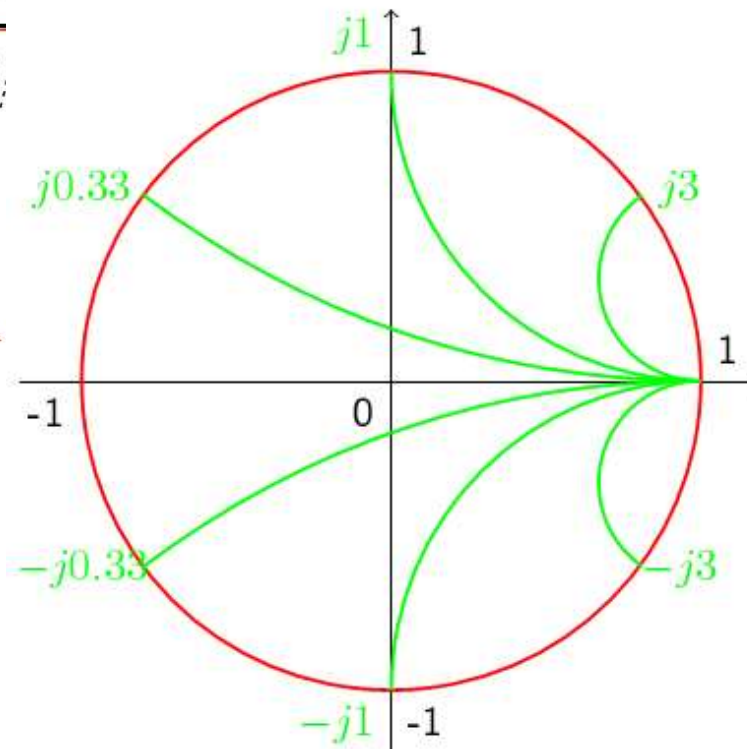
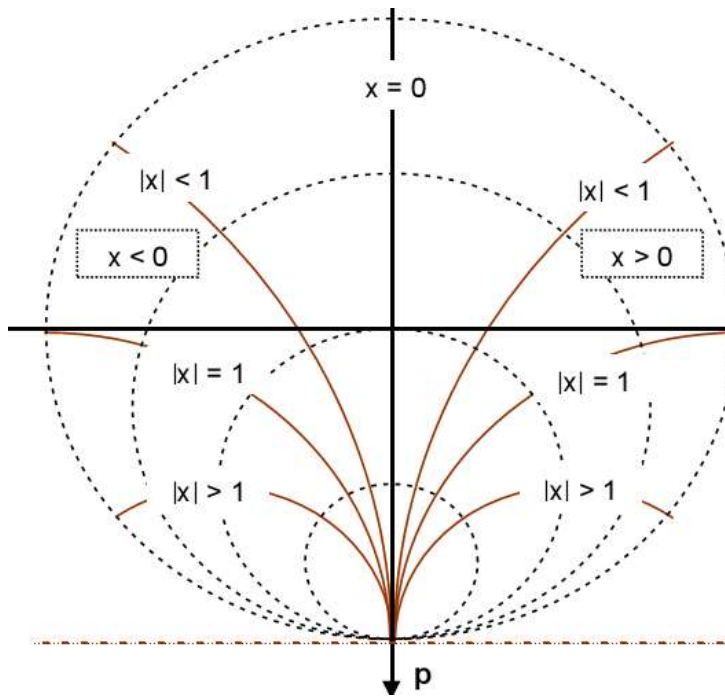
Équation de cercles de rayon  $1/x$  et de centre C, de coordonnées :

$$p_c = 1$$

$$q_c = 1/x$$

Pour  $x = 0$  la circonférence se réduit à la droite  $q = 0$  (axe des P)

# Abaque de Smith des impédances



Si  $x = 0.33$  :

$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - 3)^2 = (3)^2$$

→ Centre : (1,3), rayon = 3

Si  $x = 1$  :

$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - 1)^2 = (1)^2$$

→ Centre : (1,1), rayon = 1

Si  $x = 3$  :

$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - 0.33)^2 = (0.33)^2$$

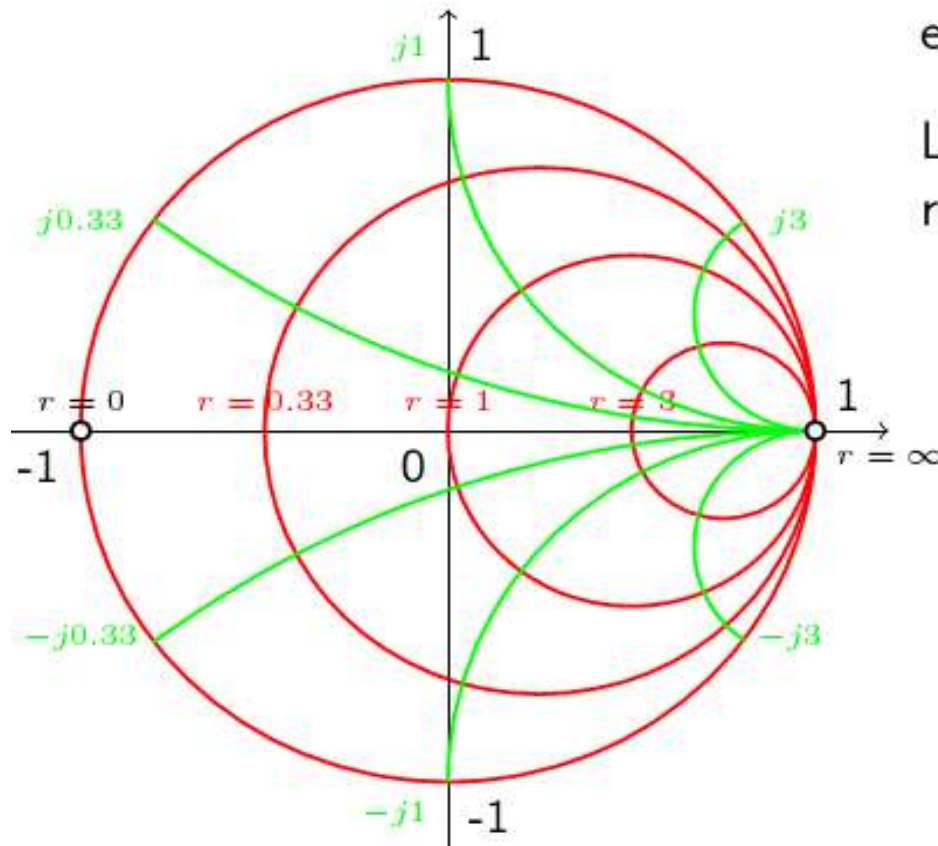
→ Centre : (1,0.33), rayon = 0.33

# Abaque de Smith des impédances

Le point représentatif d'une valeur quelconque de  $z$  dans le plan  $\Gamma$ , sera l'intersection d'une circonférence  $r = \text{cte}$  et d'une circonférence  $x = \text{cte}$ .

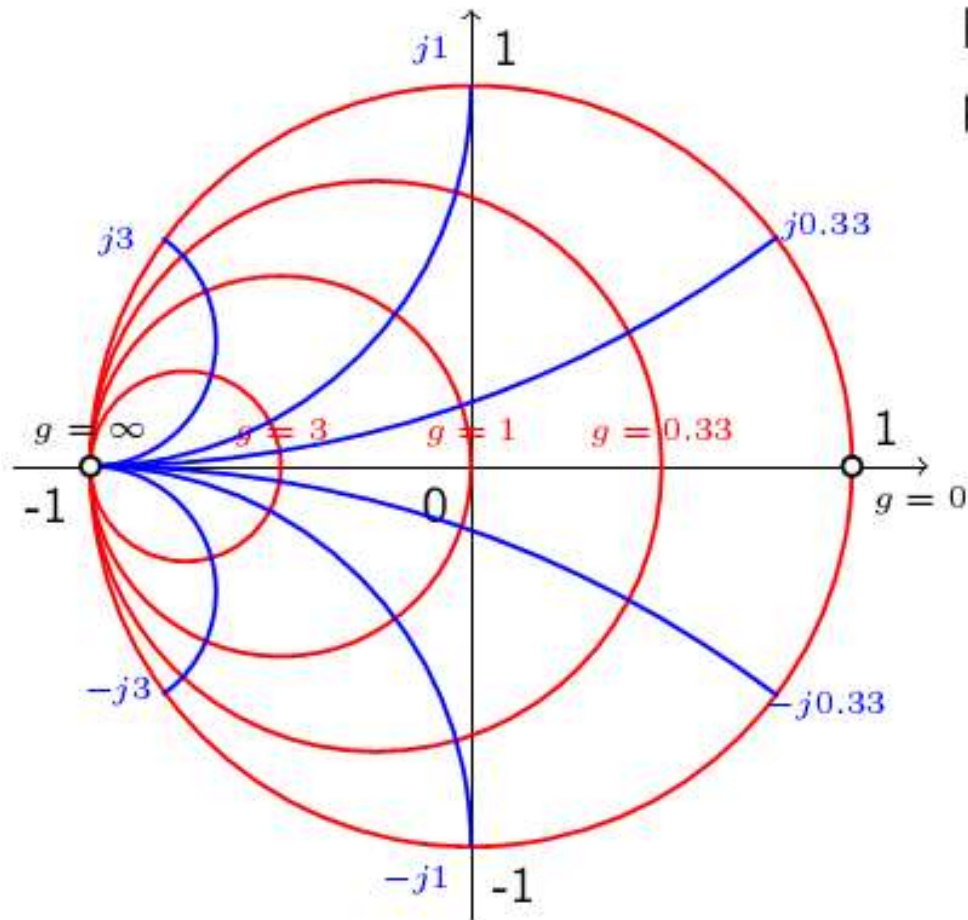
On combine les cercles de résistance et d'admittance.

Les cercles de résistance et de réactance sont orthogonaux.



# Abaque de Smith des admittances

Le point représentatif d'une valeur quelconque de  $y$  dans le plan  $\Gamma$ , sera l'intersection d'une circonférence  $r = \text{cte}$  et d'une circonférence  $x = \text{cte}$ .

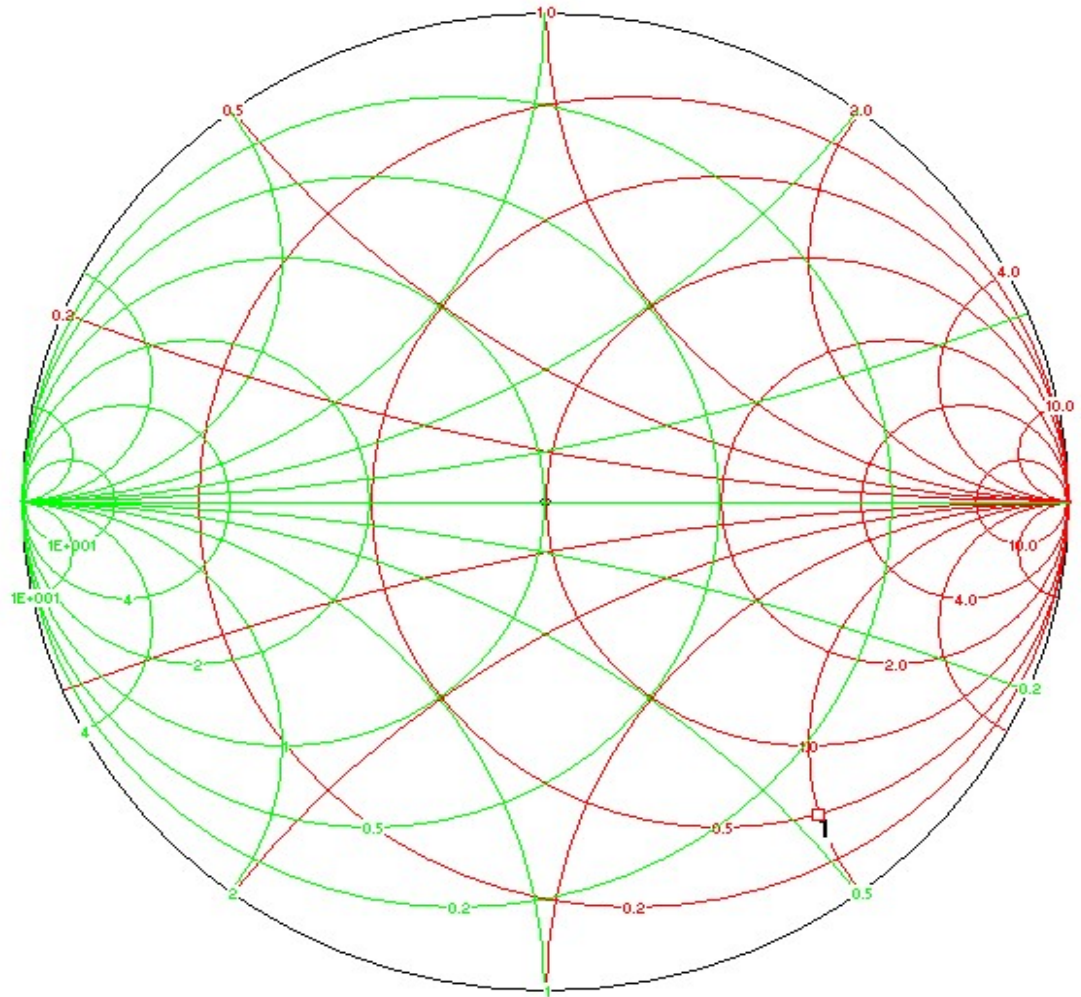


Pour des admittance  $y = g + jb$ , on peut aussi tracer des cercles.



# Abaque de Smith : double abaque

Le diagramme contenant l'ensemble de ces circonférences est connu sous le nom de diagramme de Smith, à chaque point du diagramme correspond une valeur de l'impédance réduite et une seule.



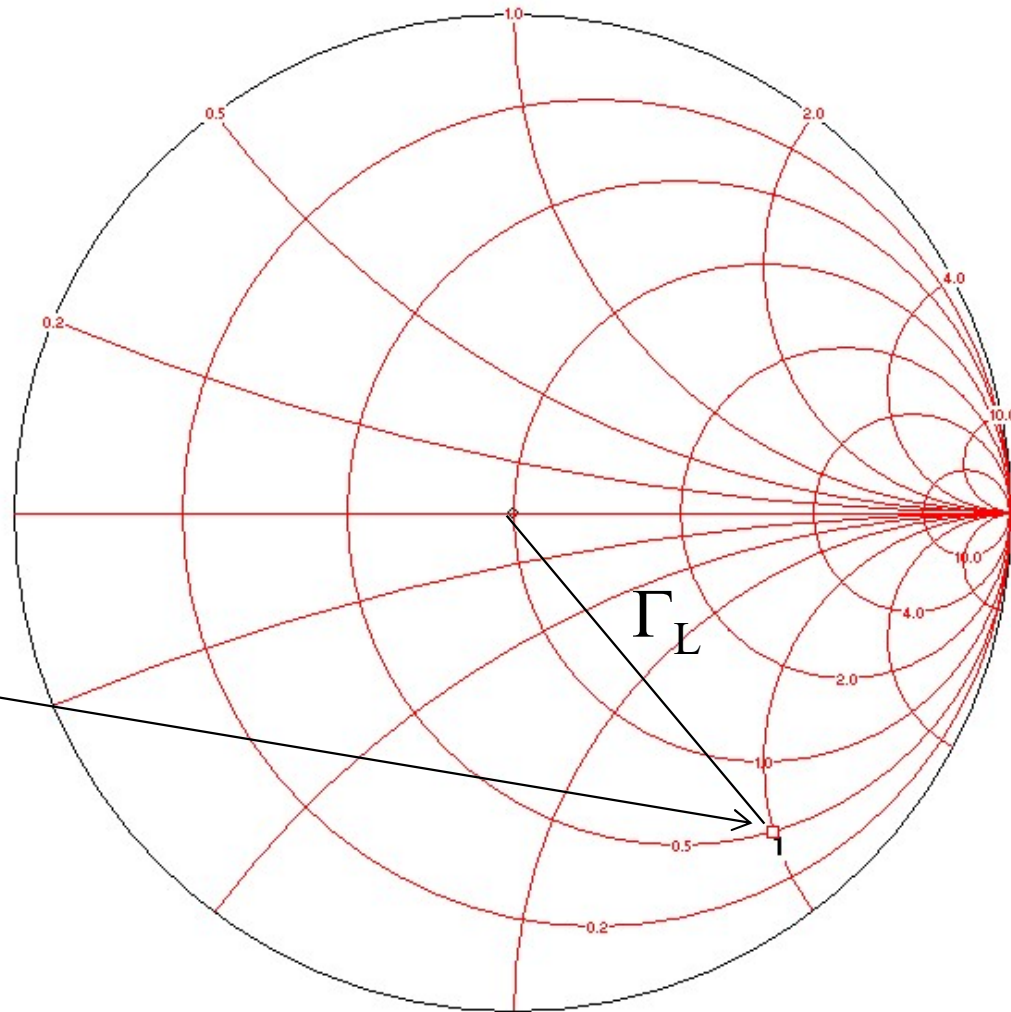
# Exemple

## ❖ Abaque des impédances

$$Z_L = 25 - j100 \Omega$$

$$z_L = Z_L / Z_0$$

$$z_L = 0.5 - j2 \Omega$$



# Exemple

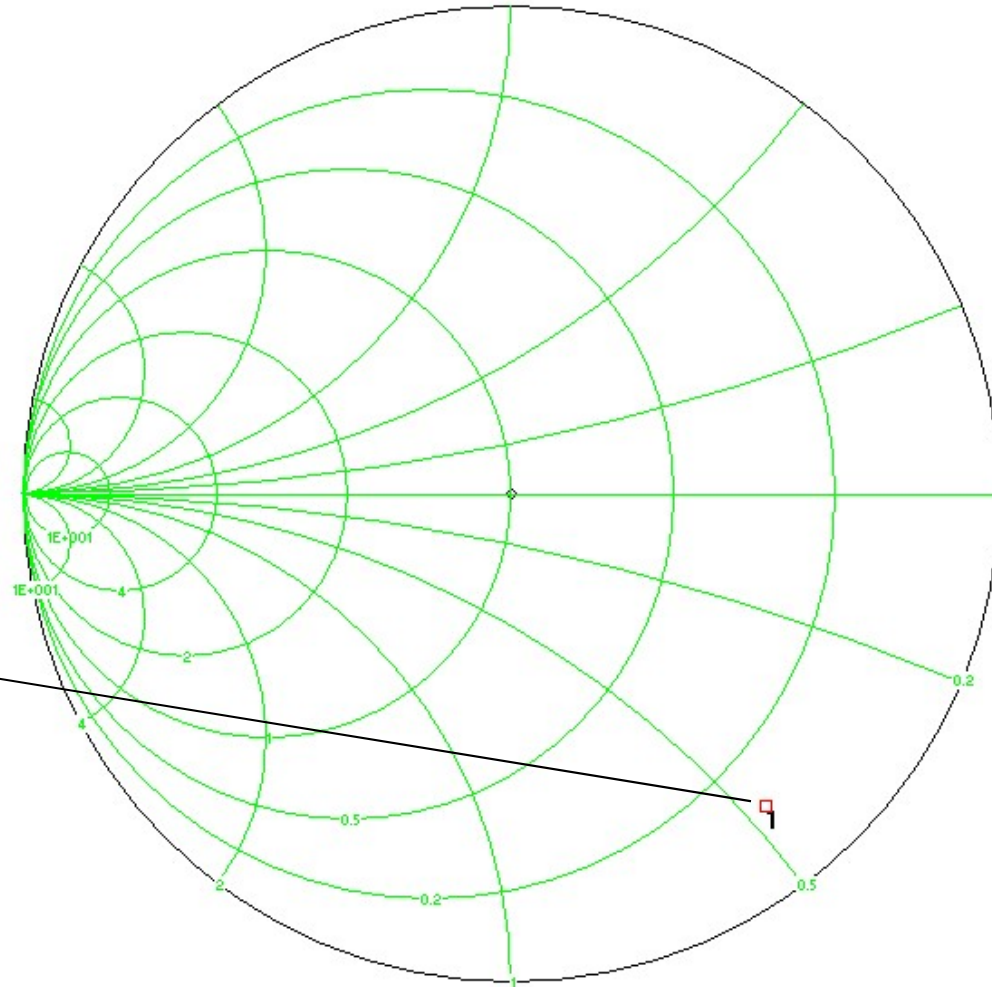
## ❖ Abaque des admittances

$$Y_L = 1 / Z_L$$

$$Y_L = 2.35e-3 + j9.41e-3$$

$$y_L = Y_L / Y_0$$

$$y_L = 0.12 + j0.47 \Omega$$



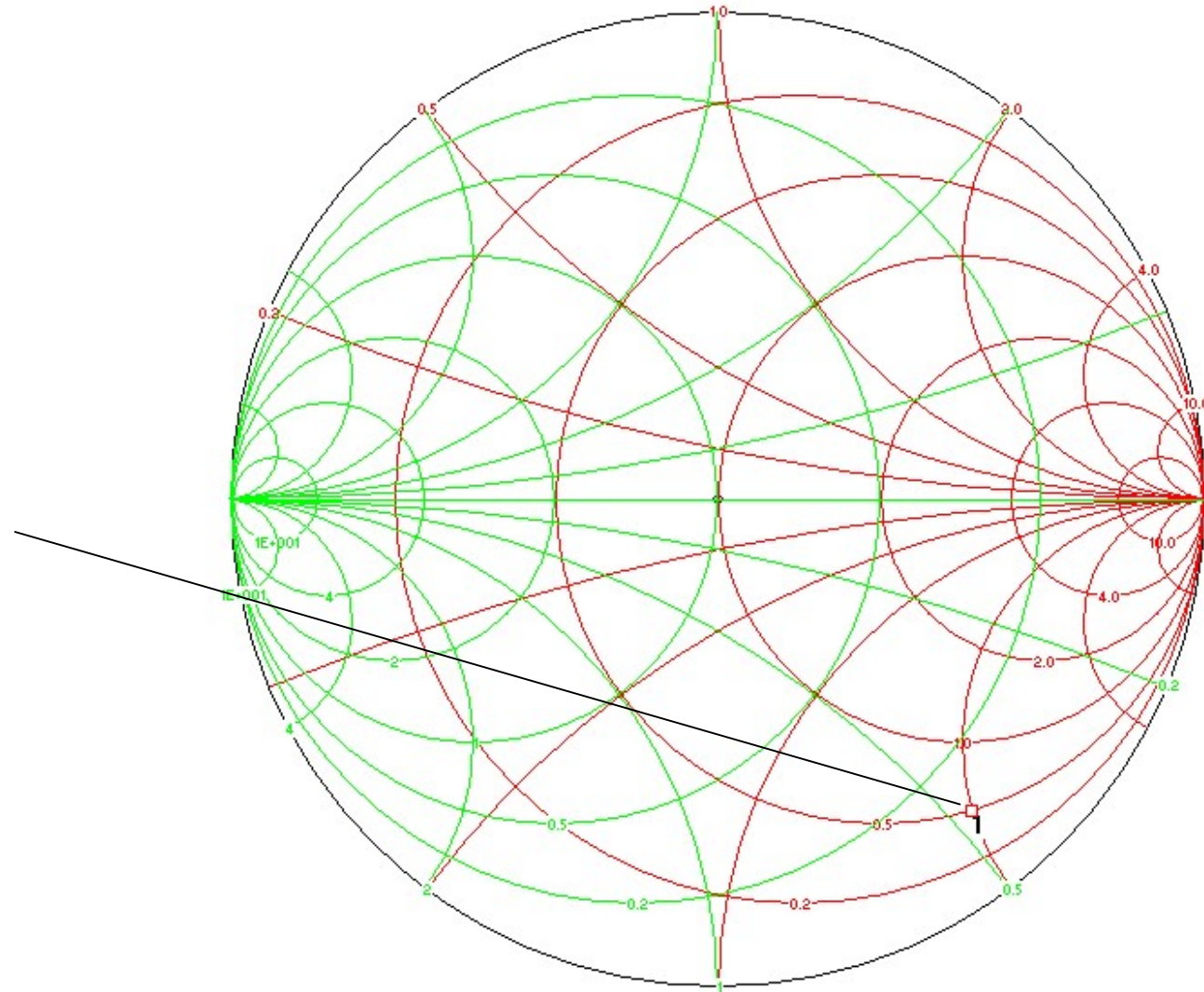
# Exemple

❖ Double abaque

$$Z_L = 25 - j100 \Omega$$

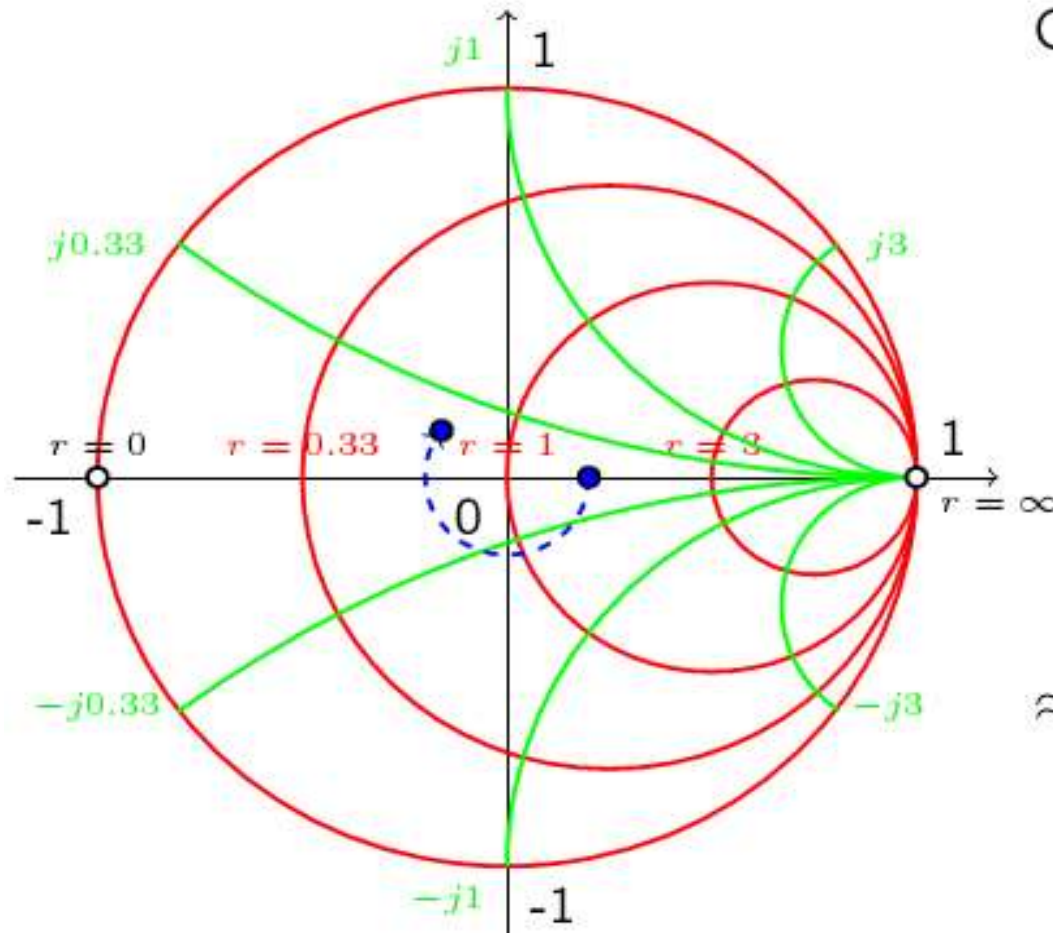
$$z_L = 0.5 - j2 \Omega$$

$$y_L = 0.12 + j0.47 \Omega$$



# Exemple

Soit une ligne de  $50\Omega$ , de longueur  $0.3\lambda$ . On branche une charge de  $75\Omega$  sur la ligne. Quelle est l'impédance d'entrée ?



On normalise :

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{75}{50} = 1.5 + j0$$

La rotation est :

$$\theta = \frac{0.3}{0.25} \cdot 180^\circ = 216^\circ$$

Le nouveau point est  
 $\approx 0.7 + j0.18$ , ou  $35 + j9 \Omega$

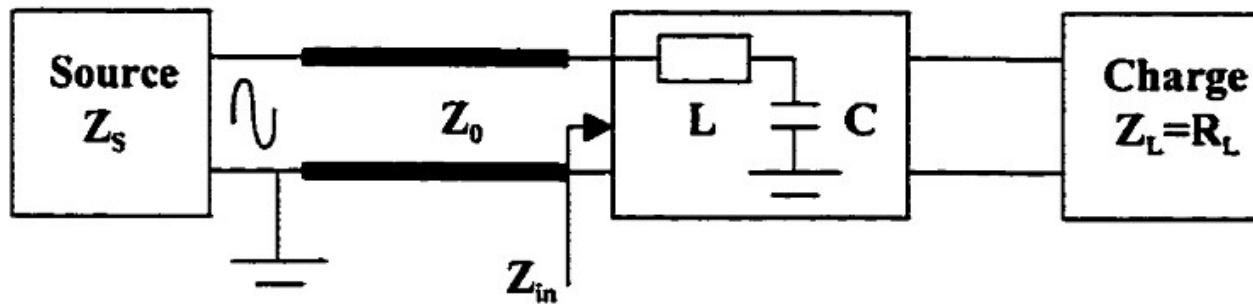
# Topologies des transformateurs d'impédance bande étroite

Les topologies les plus connues sont:

- **Stub en parallèle,**
- **Transformateur quart-d'ond**
- **Transformateur L-C.**

# Adaptation avec éléments localisés

La figure suivante représente un transformateur L-C utilisé pour adapter une charge résistive  $R_L$  et une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ , dans le cas où  $R_L > Z_0$ .



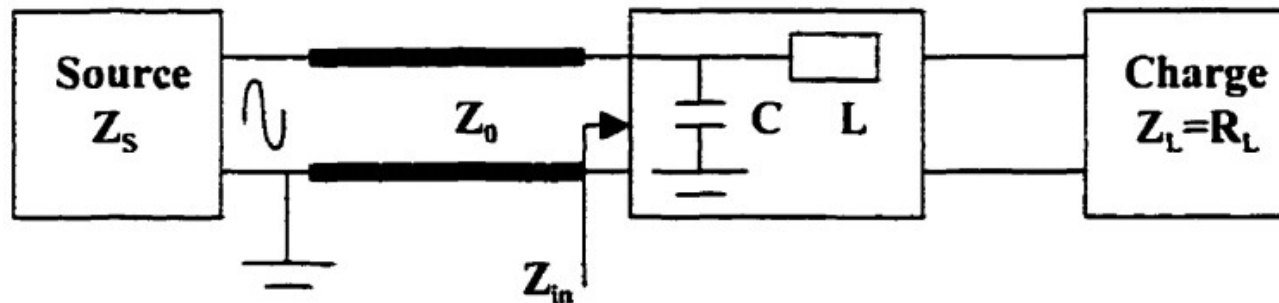
Pour la conception assistée par ordinateur CAO, les valeurs de  $L$  et de  $C$  sont données par les expressions suivantes :

$$\omega C = \sqrt{\frac{R_L - Z_0}{Z_0 R_L^2}}$$

$$\omega L = \sqrt{Z_0 (R_L - Z_0)}$$

# Adaptation avec éléments localisés

Pour une valeur de  $R_L < Z_0$ , une autre configuration du transformateur L-C doit être choisie.



Dans cet arrangement, les expressions appropriées établies pour  $L$  et  $C$  sont :

$$\omega L = \sqrt{R_L (Z_0 - R_L)}$$

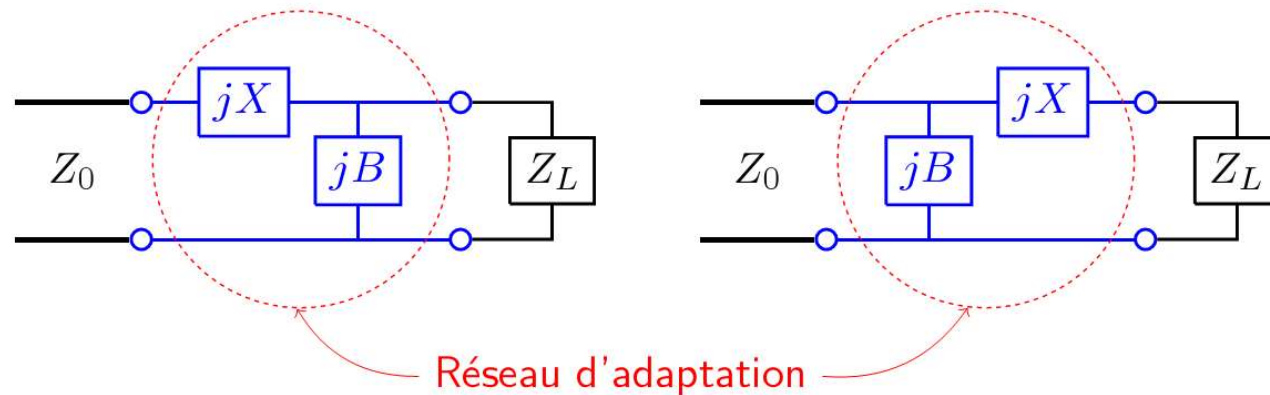
$$\omega C = \sqrt{\frac{Z_0 - R_L}{R_L Z_0^2}}$$

La meilleure méthode pour calculer pratiquement ces valeurs, dans le cas d'une adaptation correcte, est l'utilisation de l'abaque de Smith. Une explication bien détaillée de cette méthode sera présentée.



# L'abaque de Smith : Transformateur d'impédance LC

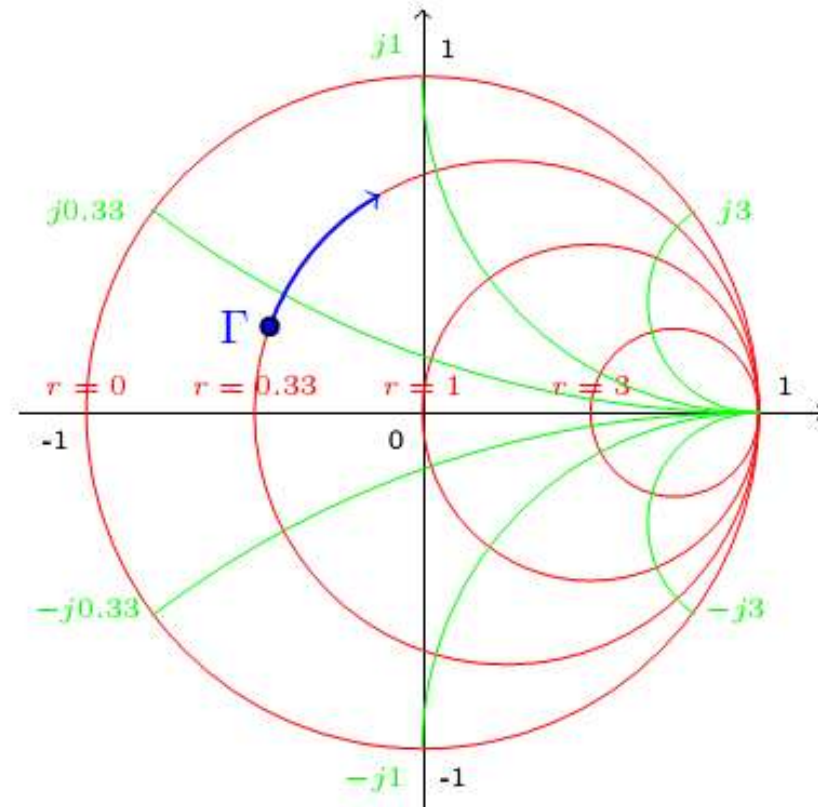
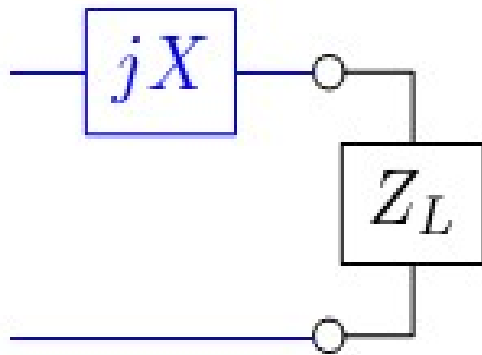
Le réseau le plus simple est le réseau L. Deux configurations sont possibles.



Les réactances peuvent être des condensateurs ou des inductances. Il y a 8 configurations possibles.

# Inductance en série

Soit une charge quelconque, dont on ajoute une inductance série.



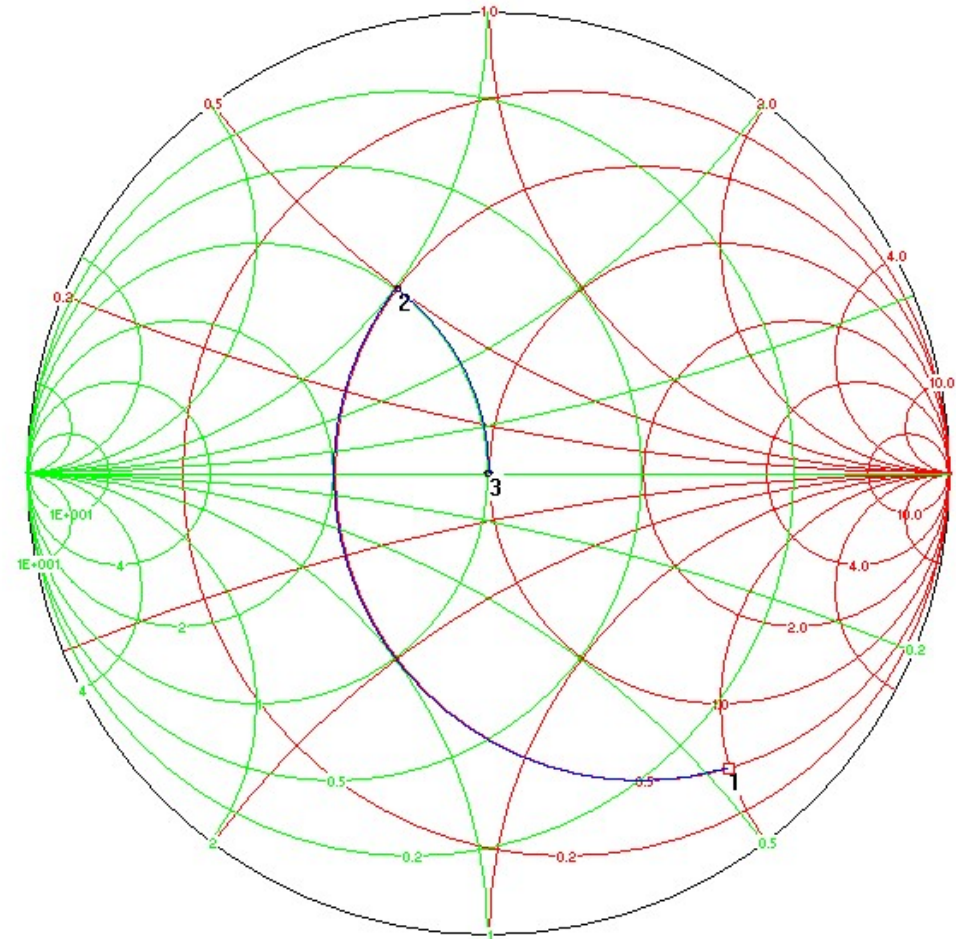
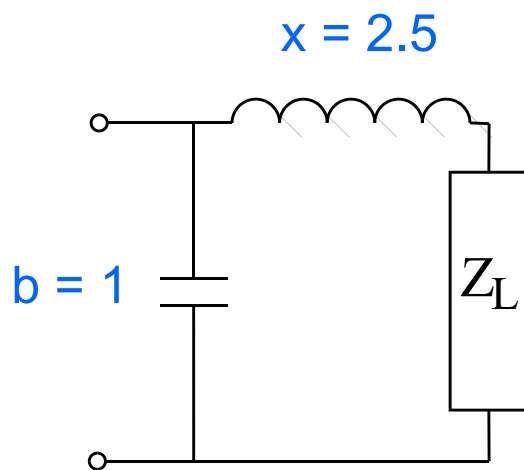
Une grande inductance implique un grand déplacement, et vice-versa.

# Inductance en série

$$Z_L = 25 - j100 \Omega$$

$$z_L = 0.5 - j2 \Omega$$

$$y_L = 0.12 + j0.47 \Omega$$



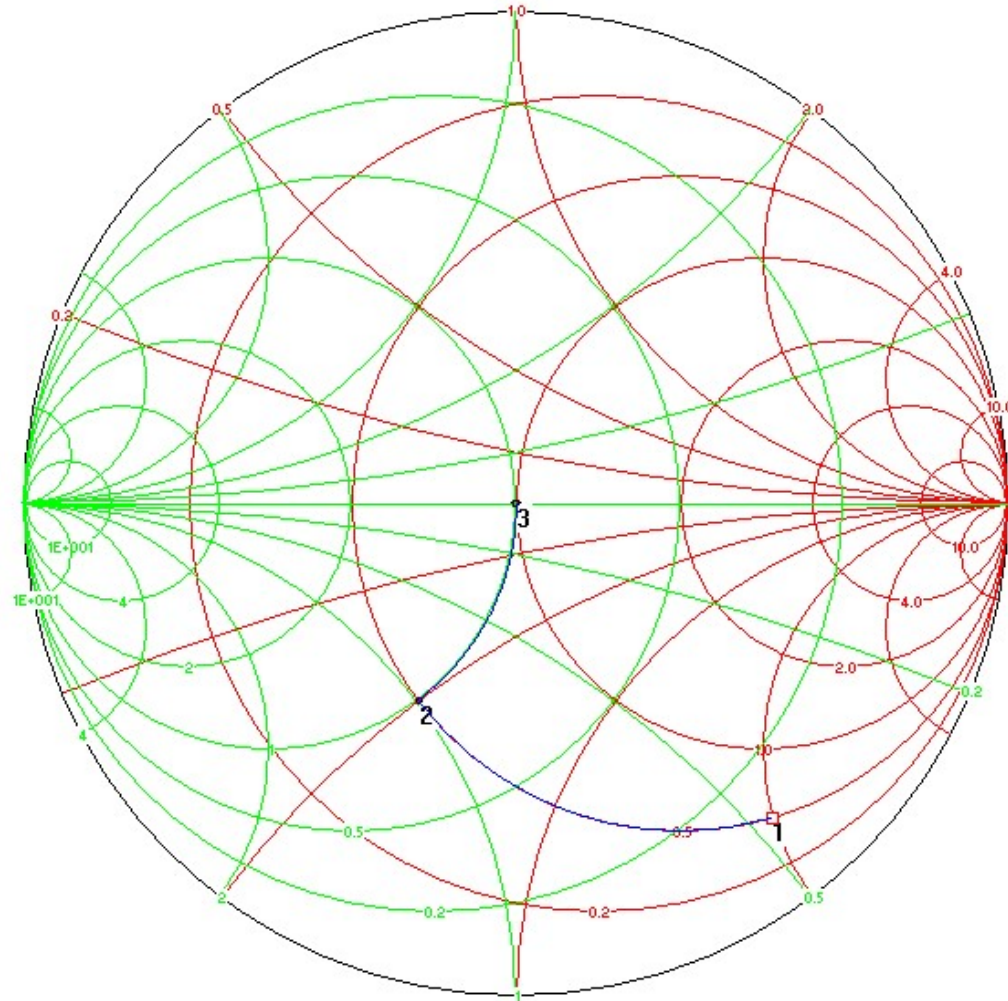
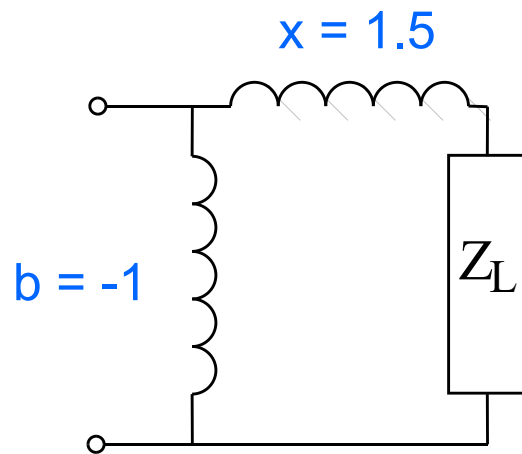
# Inductance en série

❖ Réseau en L

$$Z_L = 25 - j100 \Omega$$

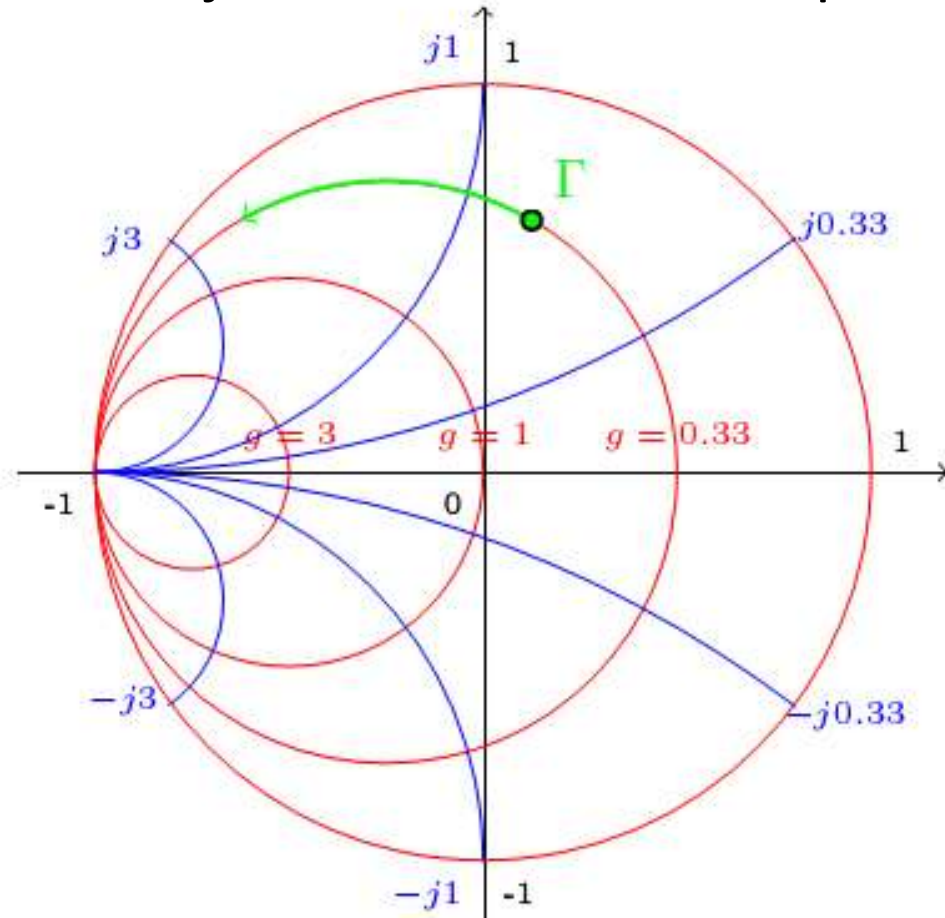
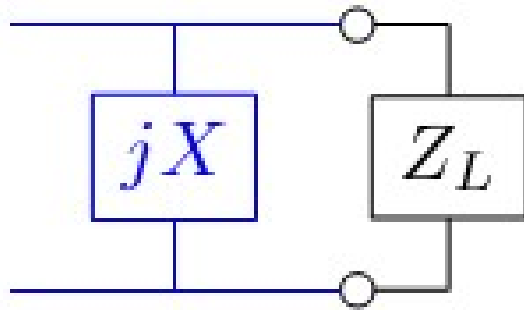
$$z_L = 0.5 - j2 \Omega$$

$$y_L = 0.12 + j0.47 \Omega$$



# Inductance en parallèle

Soit une charge quelconque, dont on ajoute une inductance parallèle.



Une grande inductance implique un petit déplacement, et vice-versa.

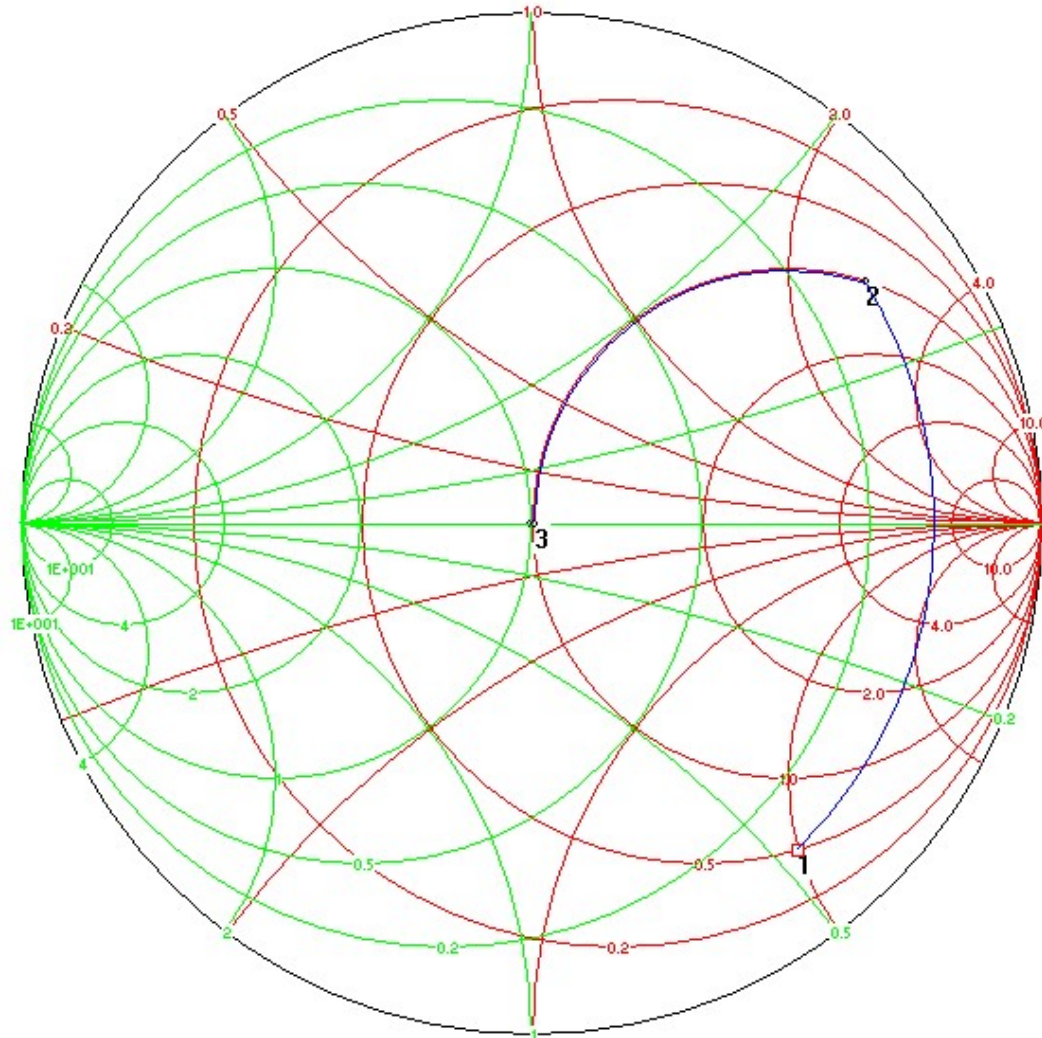
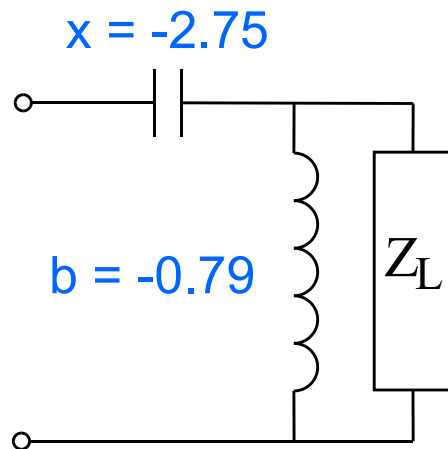
# Inductance en parallèle

❖ Réseau en L

$$Z_L = 25 - j100 \Omega$$

$$z_L = 0.5 - j2 \Omega$$

$$y_L = 0.12 + j0.47 \Omega$$



# Inductance en parallèle

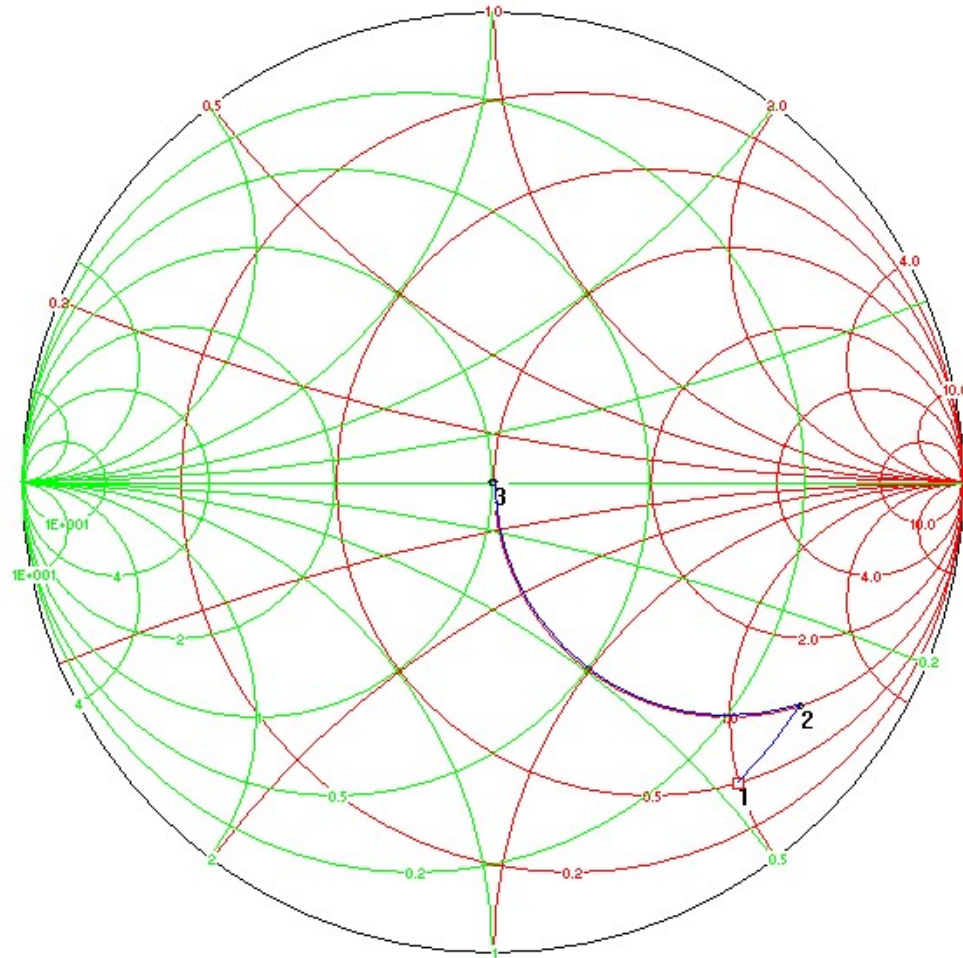
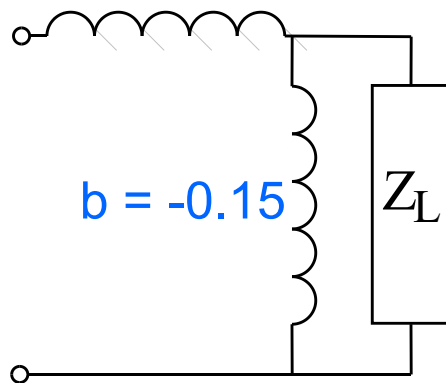
❖ Réseau en L

$$Z_L = 25 - j100 \Omega$$

$$z_L = 0.5 - j2 \Omega$$

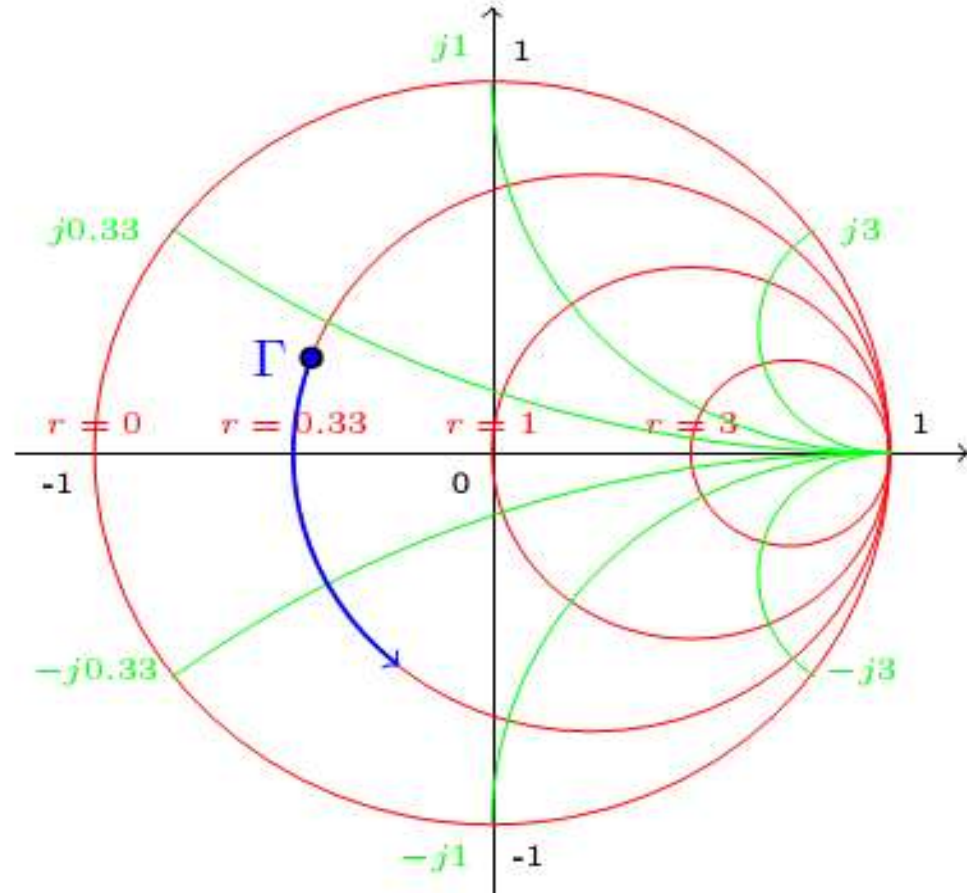
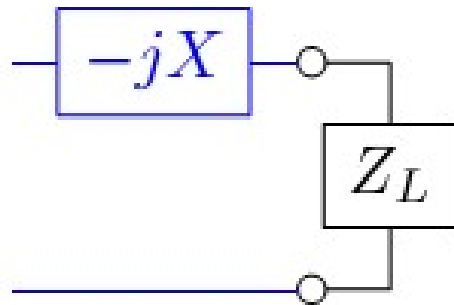
$$y_L = 0.12 + j0.47 \Omega$$

$$x = 2.75$$



# Capacitance en série

Soit une charge quelconque, dont on ajoute une capacitance série

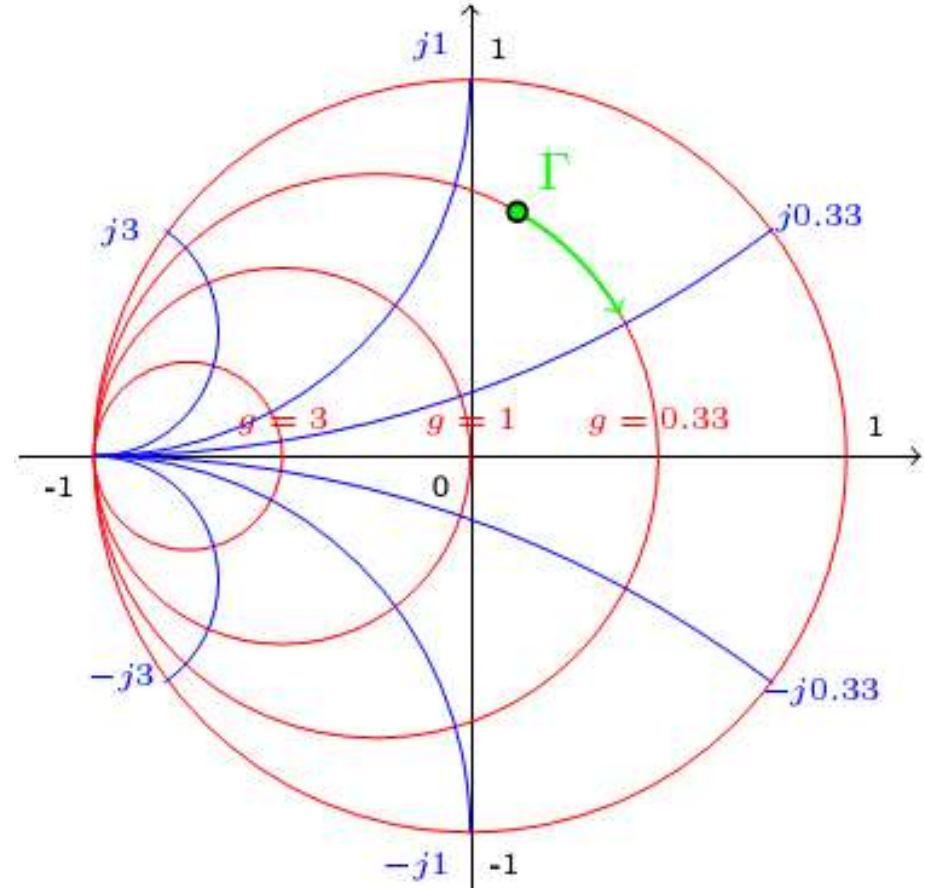
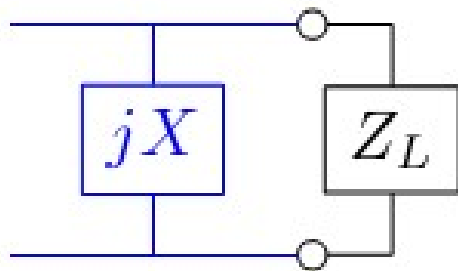


Une grande capacitance implique un petit déplacement, et vice-versa.



# Capacitance en parallèle

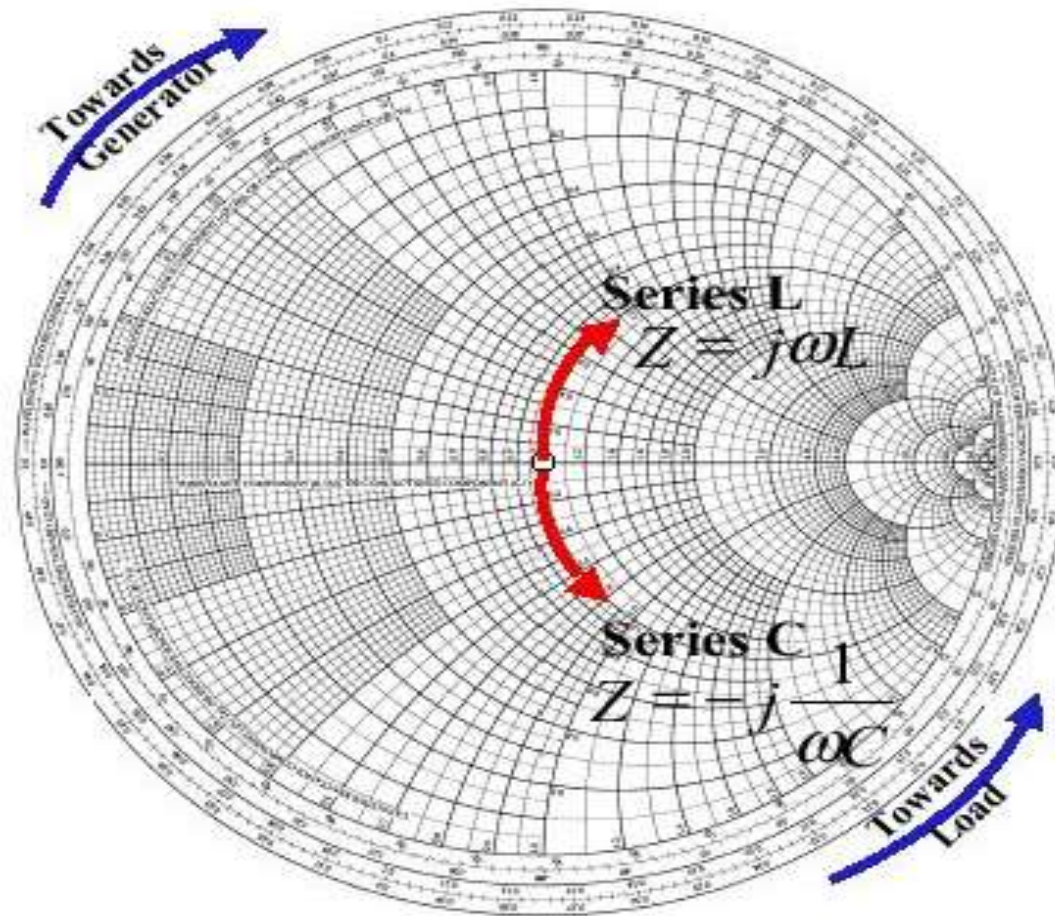
Soit une charge quelconque, dont on ajoute une capacitance parallèle



Une grande capacitance implique un grand déplacement, et vice-versa.

# Éléments en séries

## Z-Chart

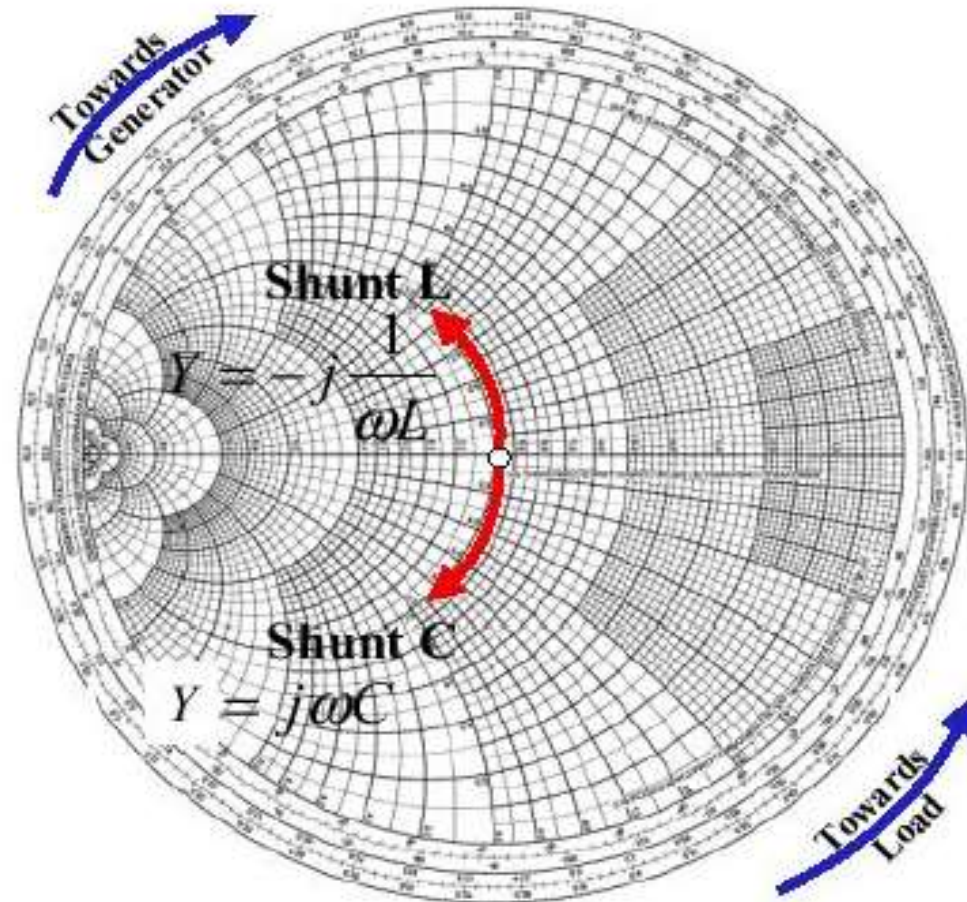


$$Z = j\omega(L_2 - L_1)$$

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

# Éléments en parallèles

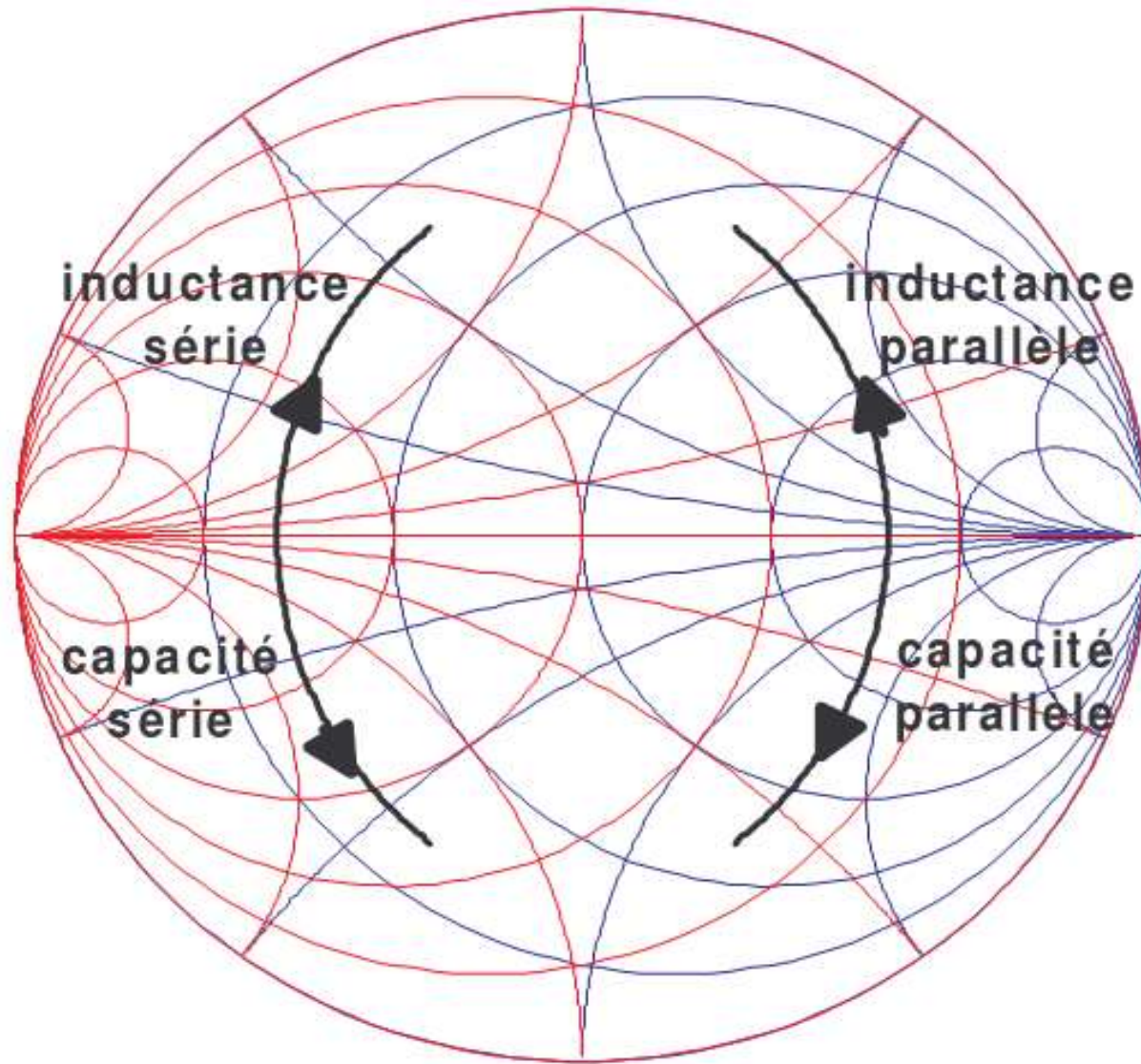
## Y-Chart



$$Y = j\omega(C_2 - C_1)$$

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

# Parallèles et série



Conception hautes fréquences

# Exemple

Soit une charge  $Z = 25 - j15\Omega$ ,

Dans un système de  $50\Omega$ . Utiliser un réseau L pour adapter la charge .

1<sup>ière</sup> méthode

Ajouter une inductance en série : le point se déplace en sens horaire jusqu'au cercle  $g = 1$  (point  $p_i$ ). Ajouter un condensateur en parallèle : le point se déplace dans le sens horaire jusqu'au centre de l'abaque.

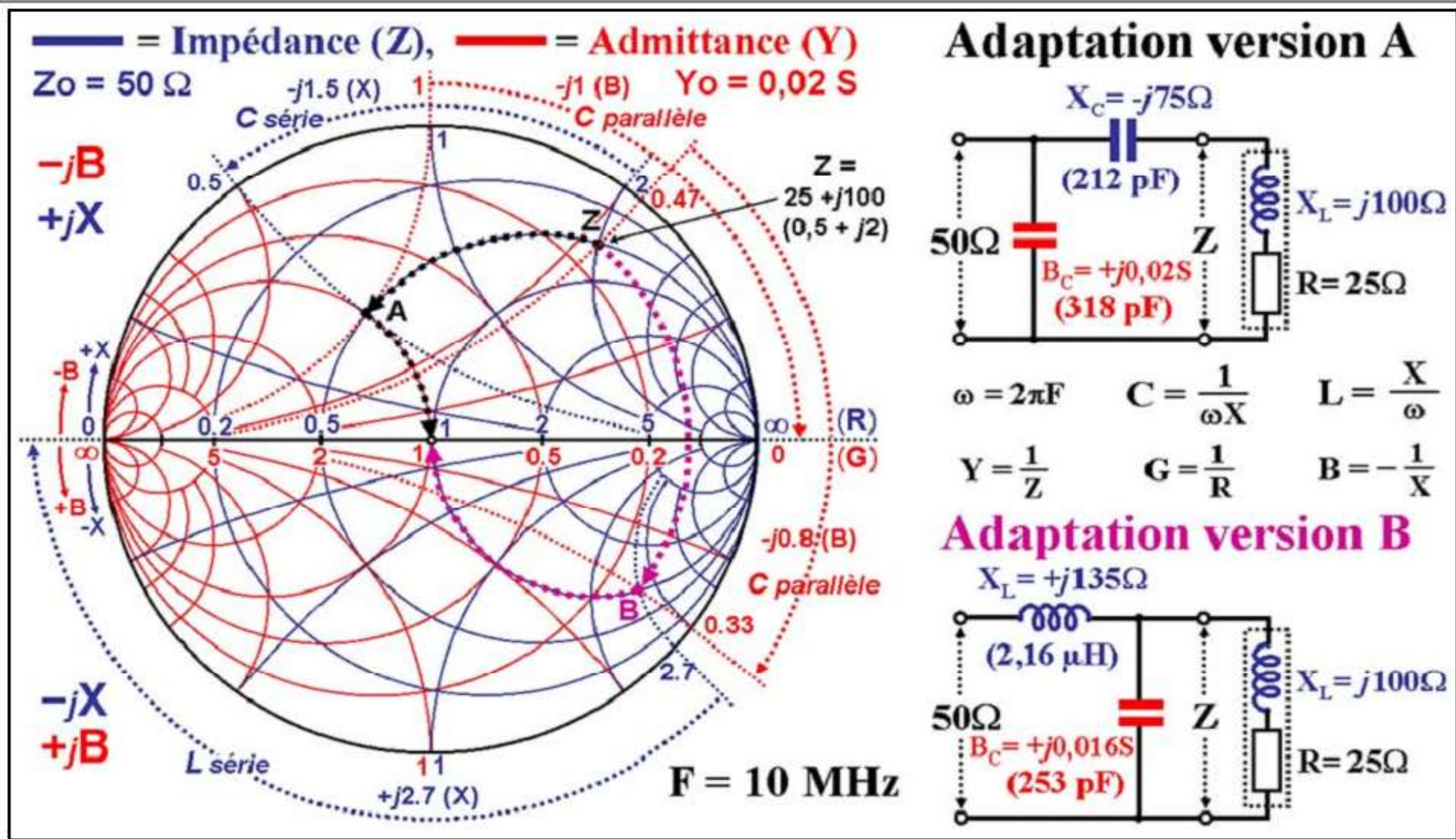
2<sup>ième</sup> méthode

Ajouter une capacitance en série : le point se déplace en sens anti-horaire jusqu'au cercle

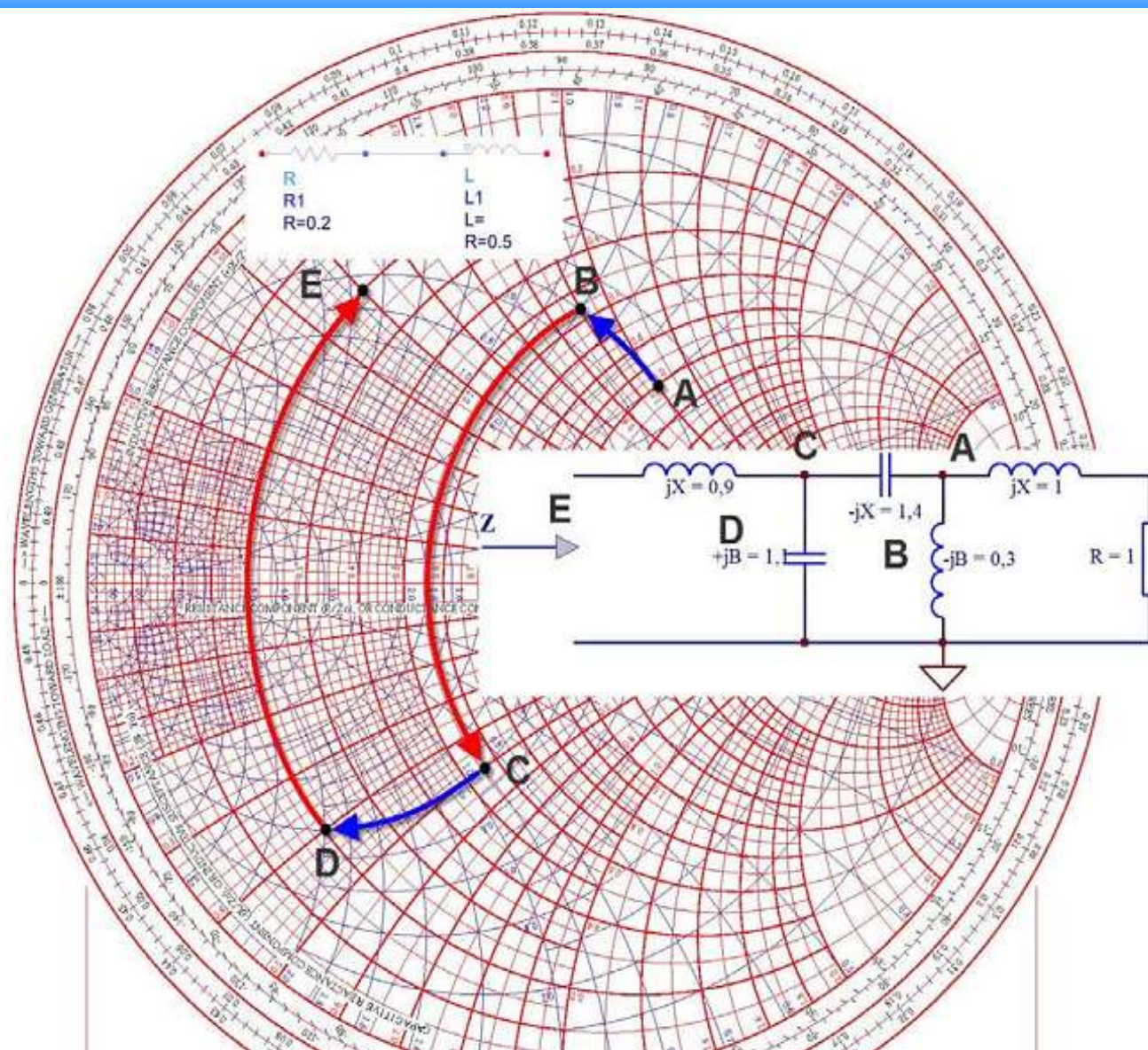
$g = 1$  (point  $p_i$ ).

Ajouter une inductance en parallèle : le point se déplace dans le sens anti-horaire jusqu'au centre de l'abaque.

# Exemple



# Exemple:



Conception hautes fréquences

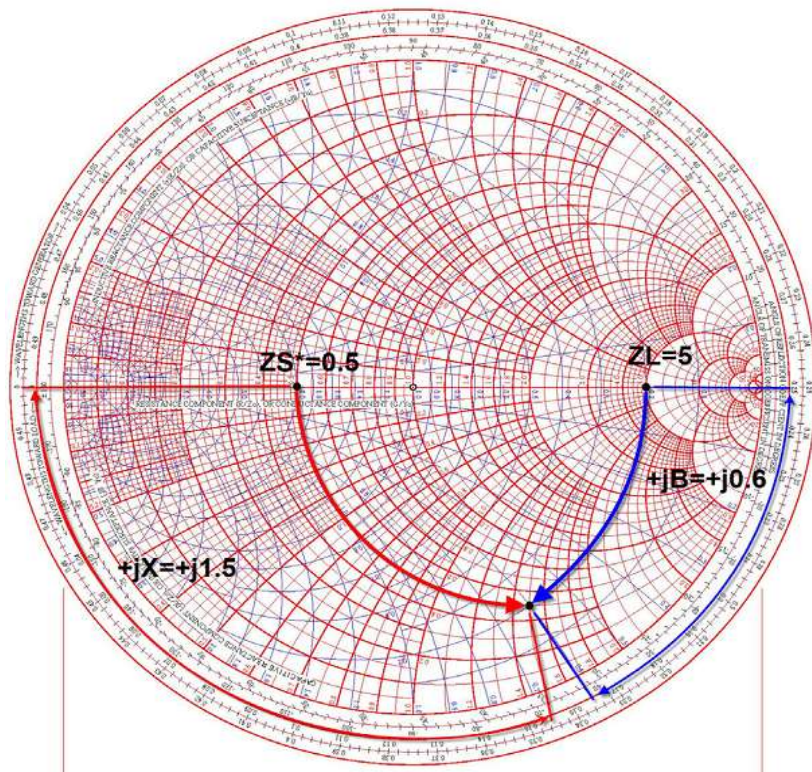
# Exemple

Une impédance de charge de  $130+j90\Omega$  termine une ligne de  $50\Omega$  de longueur  $0,3\lambda$ . Déterminer  $\Gamma_L$ ,  $\Gamma_{in}$ ,  $Z_{in}$  et le SWR à l'aide l'abaque de Smith.



# EXEMPLE

On souhaite adapter une source de  $100\Omega$  à une charge de  $1K\Omega$  à  $100\text{MHz}$ . Calculer  $L$  et  $C$  dans ce cas en utilisant l'abaque de Smith.



$$j1.5 \cdot 200 = j300 = jL \cdot 2\pi \cdot 100e6$$

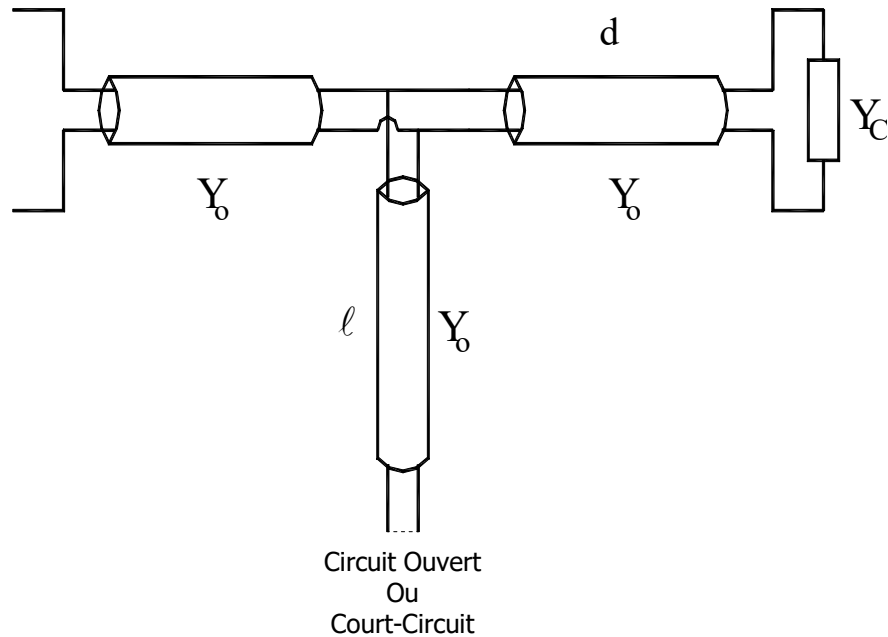
$$\rightarrow L = 300 / (2 \cdot 2\pi \cdot 100e6) \\ = 477\text{nH}$$

$$(1/jB) \cdot 200 = -j333 = -j / (C \cdot 2\pi \cdot 100e6)$$

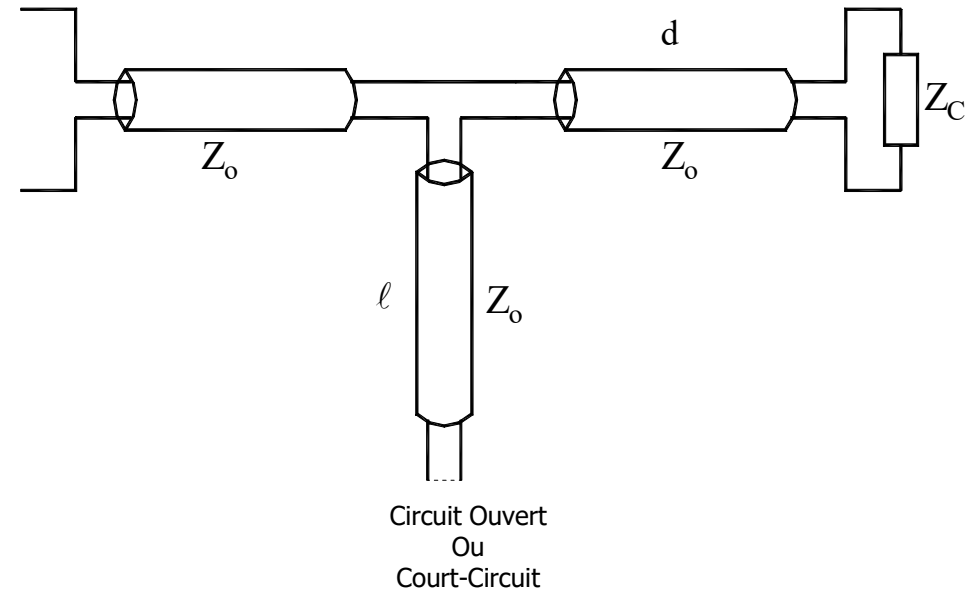
$$\rightarrow C = 1 / (2\pi \cdot 100e6 \cdot 333) \\ = 4,77\text{pF}$$

# Adaptation avec 1 stub

## ❖ Adaptation avec Un Stub



Stub en parallèle



Stub en série

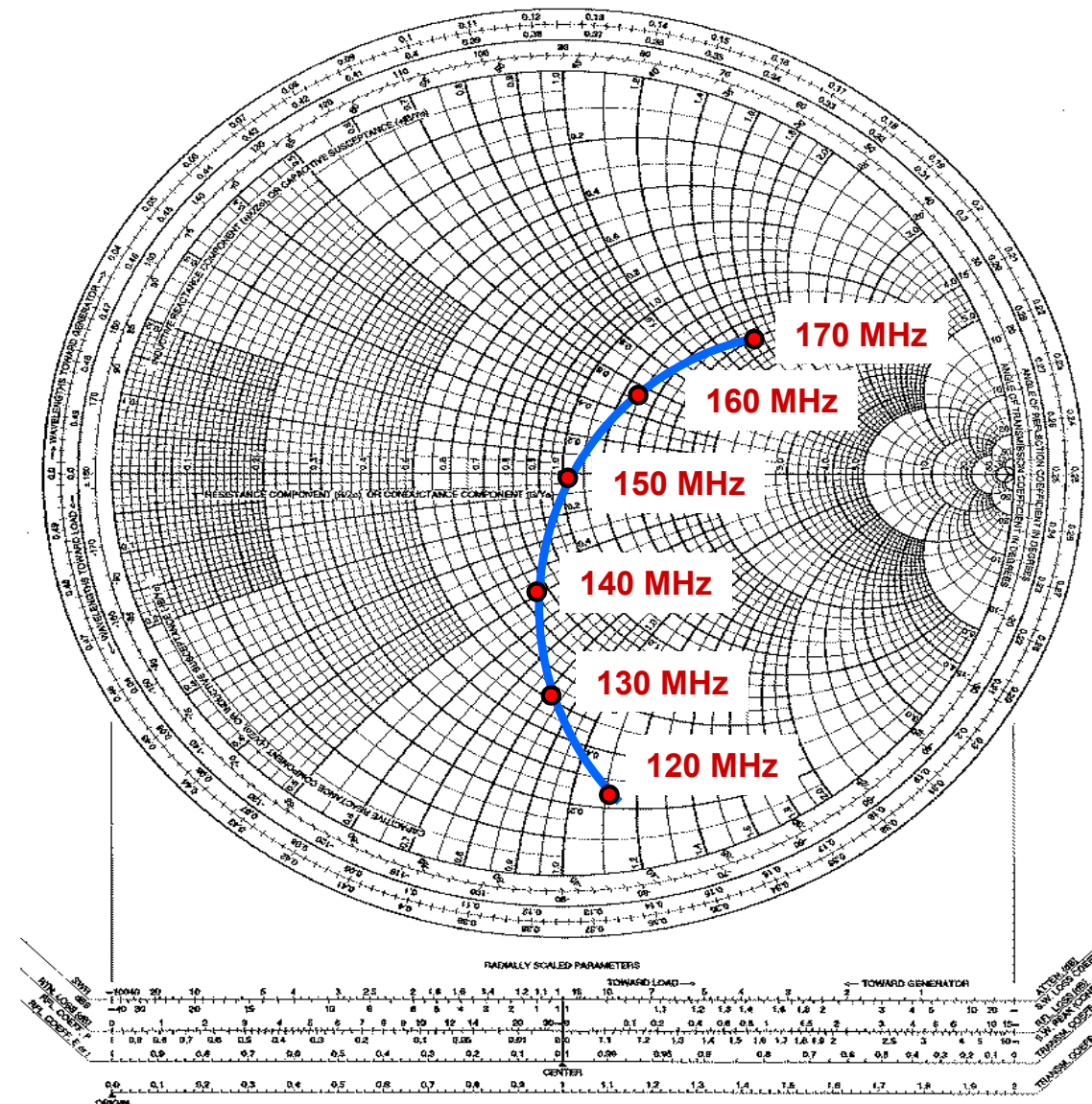
Principe dans l'abaque de smith:

- 1) la ligne de longueur  $d$ , ramène l'impédance (ou l'admittance) dans le cercle de partie réelle égale à un en tournant sur un cercle à  $|\Gamma|$  constant.
- 2) le stub ramène le point au centre en compensant alors la partie imaginaire.

# Exemple d'adaptation par stub en série

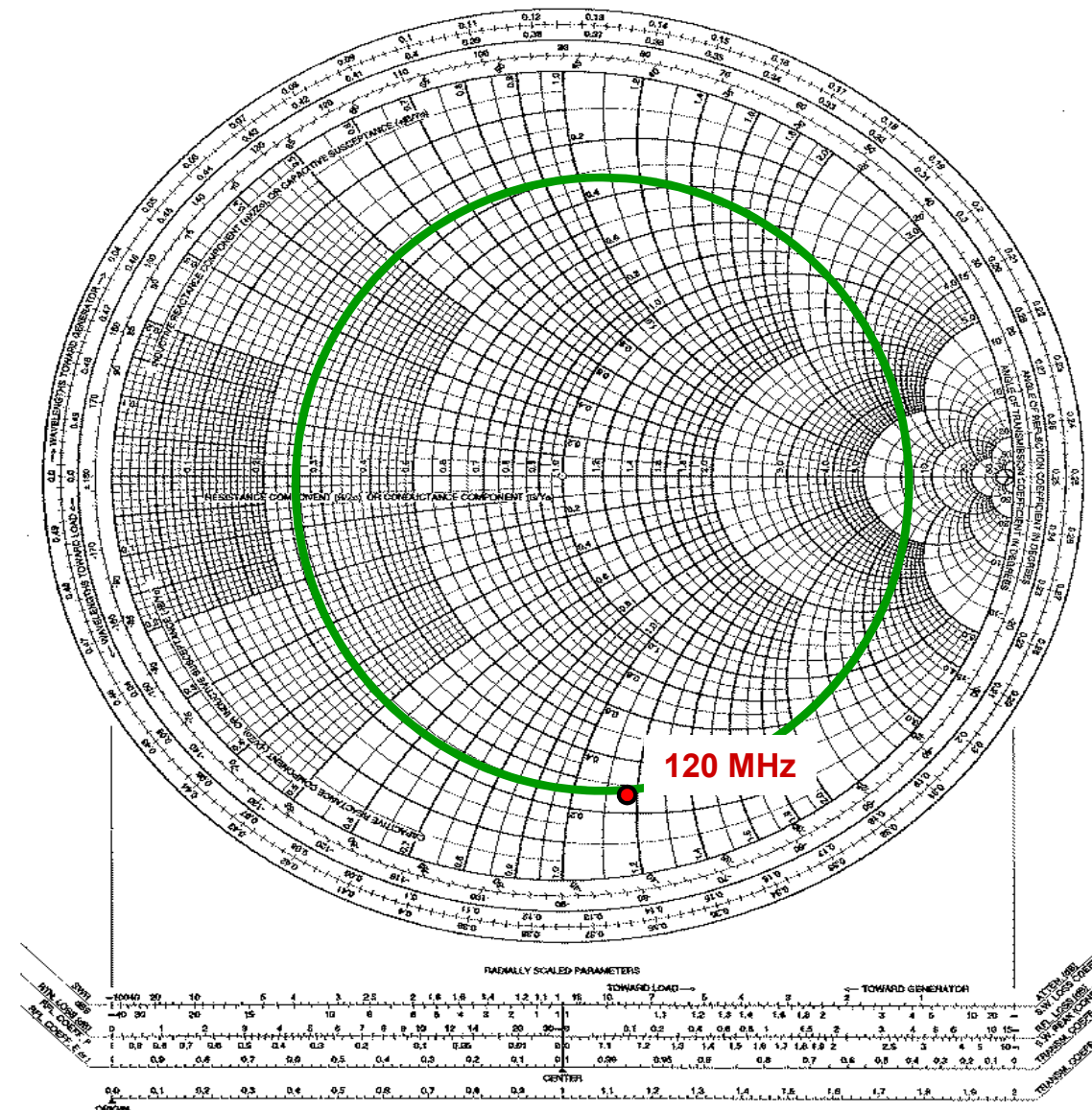
On veut alimenter par une ligne 75 ohms un amplificateur.  
La mesure de l'impédance d'entrée de cet amplificateur, une fois normalisée à 75 ohms montre les variations en fréquence suivante.

Or on veut travailler à 120 MHz et non 150 MHz.



# Exemple d'adaptation par stub en série

On sait que quand on connecte une ligne 75 ohms à cet amplificateur, les lieux de l'impédance le long de cette ligne sont donnés par le cercle passant par le point d'impédance de la charge.

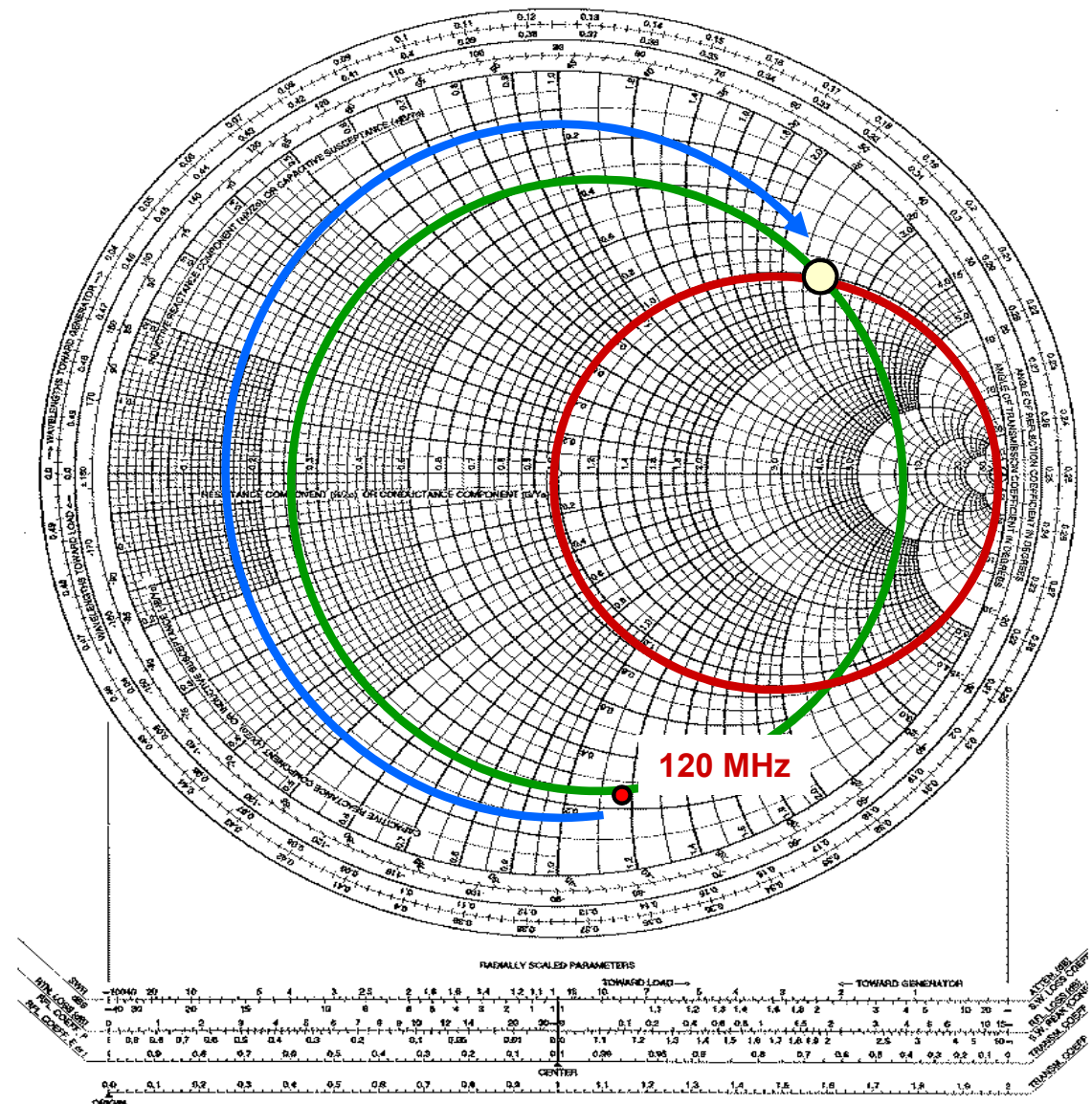


Conception hautes fréquences

# Exemple d'adaptation par stub en série

Pour trouver un point où la partie réelle de l'impédance est égale à celle de la ligne, on cherche les intersections avec le cercle  $r=1$

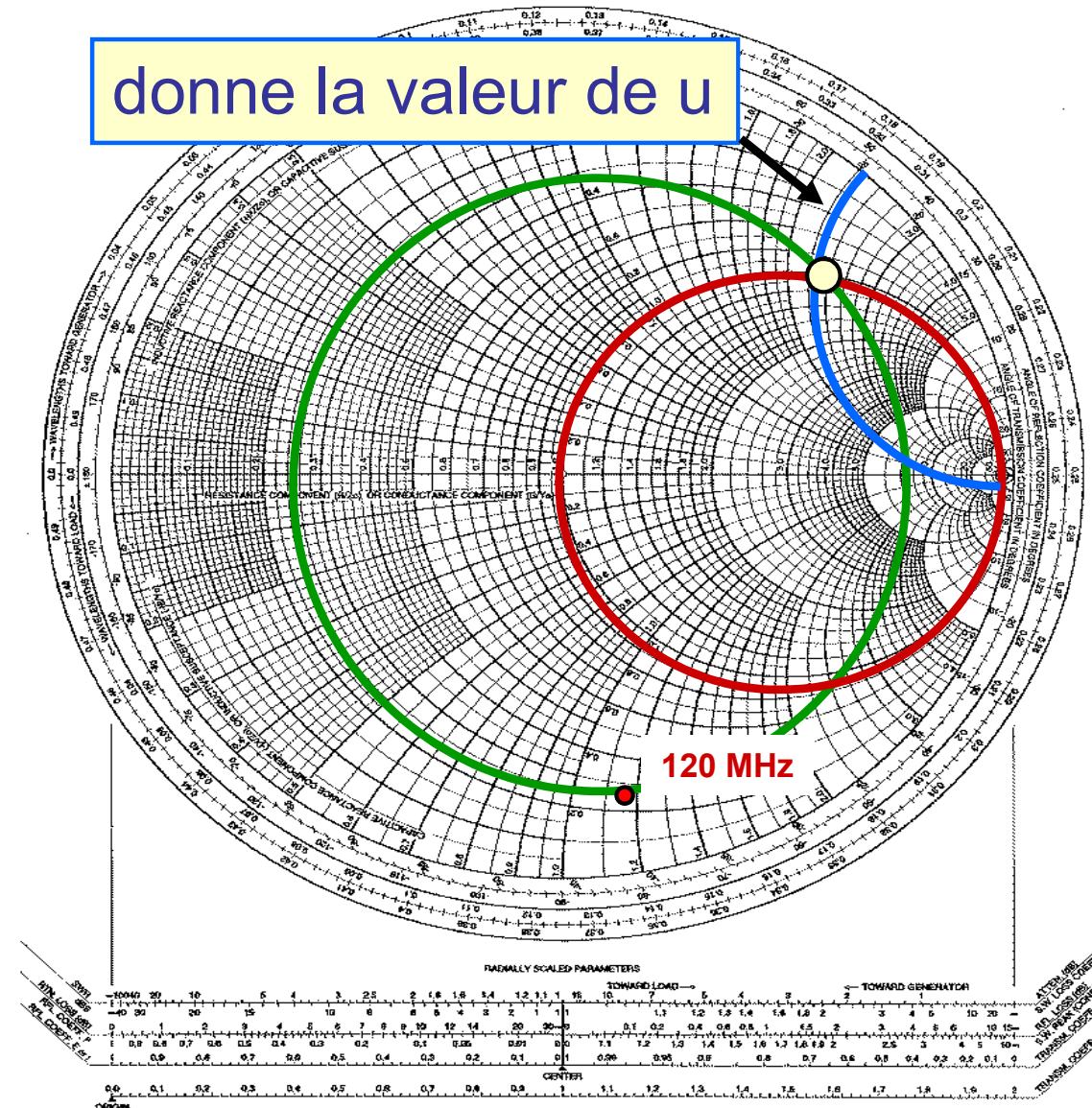
La distance parcourue vers le générateur à partir de la charge jusqu'à la première intersection est l'emplacement idéal du stub.



# Exemple d'adaptation par stub en série

Taille du stub

Au point trouvé, on sait que l'impédance normalisée de la ligne est  $1 + ju$

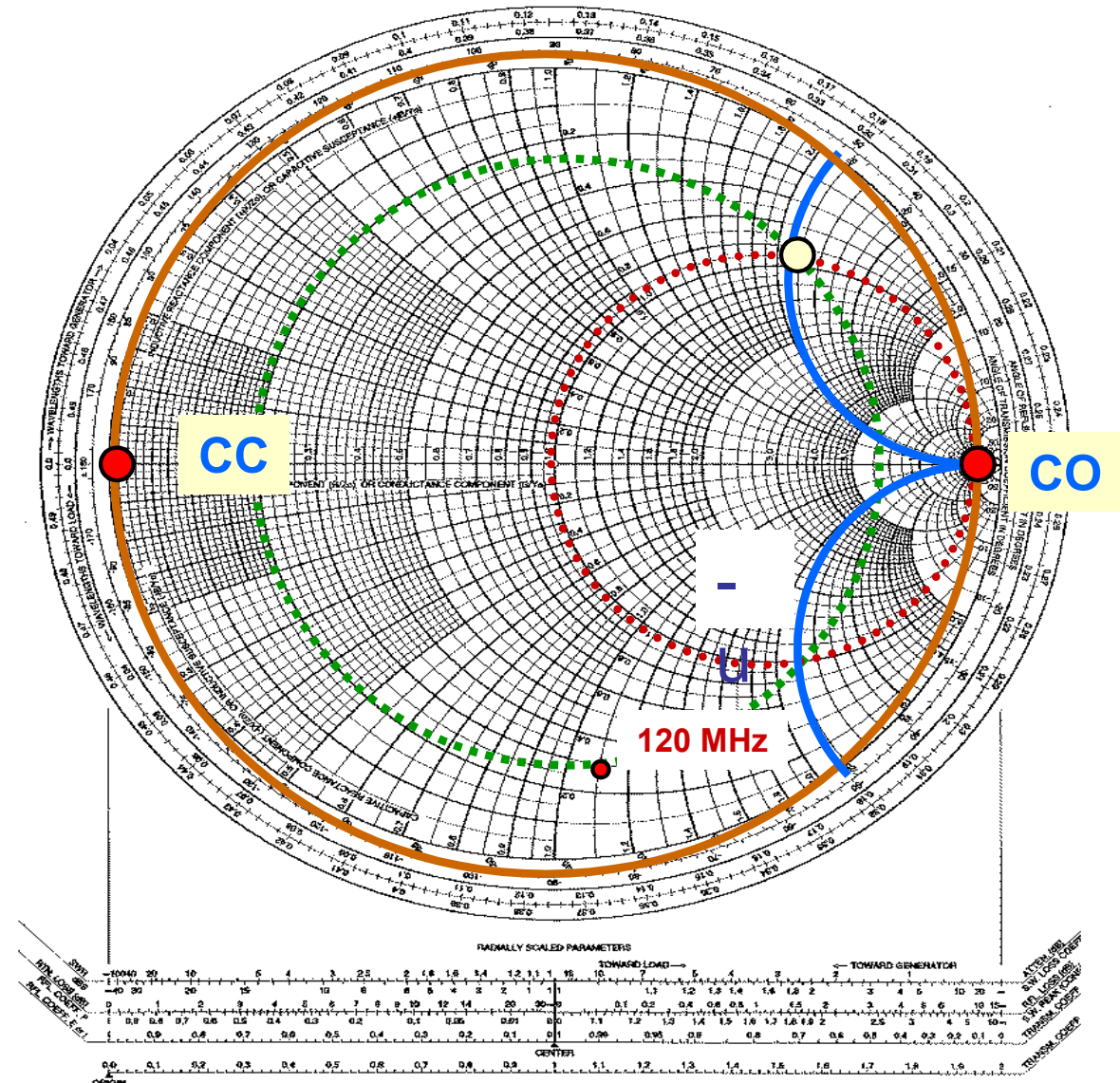


Conception hautes fréquences

# Exemple d'adaptation par stub en série

Un stub étant d'impédance purement réactive ses lieux décrivent le cercle extérieur de l'abaque.

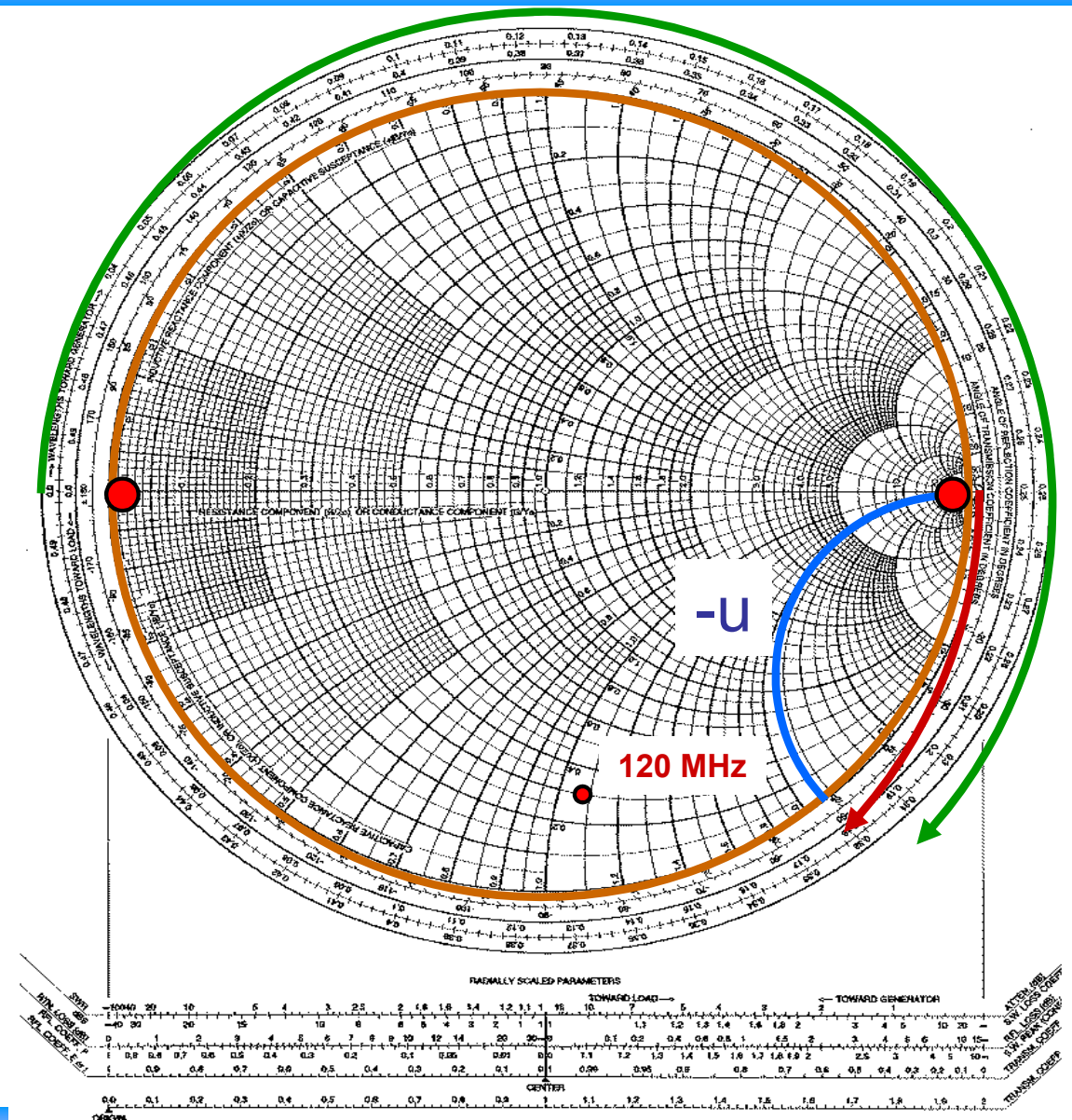
Il faut alors trouver la longueur nécessaire de stub pour compenser la partie imaginaire de la ligne.



# Exemple d'adaptation par stub en série

On peut alors utiliser soit un stub en court-circuit (longueur donnée par la courbe verte) ou en circuit ouvert (courbe rouge).

On a donc maintenant une impédance d'entrée égale à la somme des deux impédances soit  $z=1$  (impédance de la ligne)





# Exemple d'adaptation par stub en parallèle

## Adaptation à 1 stub, exemple :

$$Z_c = 100 \Omega$$

$$Z_L = (25 - j75) \Omega \Rightarrow z_L = (0,25 - j0,75)$$

$$f = 1 \text{ GHz}$$

$$\lambda = 30 \text{ cm}$$

## Résolution du problème au moyen de l'abaque de Smith :

### • 1ère étape normalisation :

$$z_L = Z_L / Z_c \Rightarrow z_L = (0,25 - j0,75) \dots \text{pt A sur l'abaque}$$

$$\Rightarrow y_L = (0,4 + j1,2) \dots \text{pt A' sur l'abaque} \\ \text{(symétrique de A / O)}$$

### • On veut $y_{NN'} = 1$

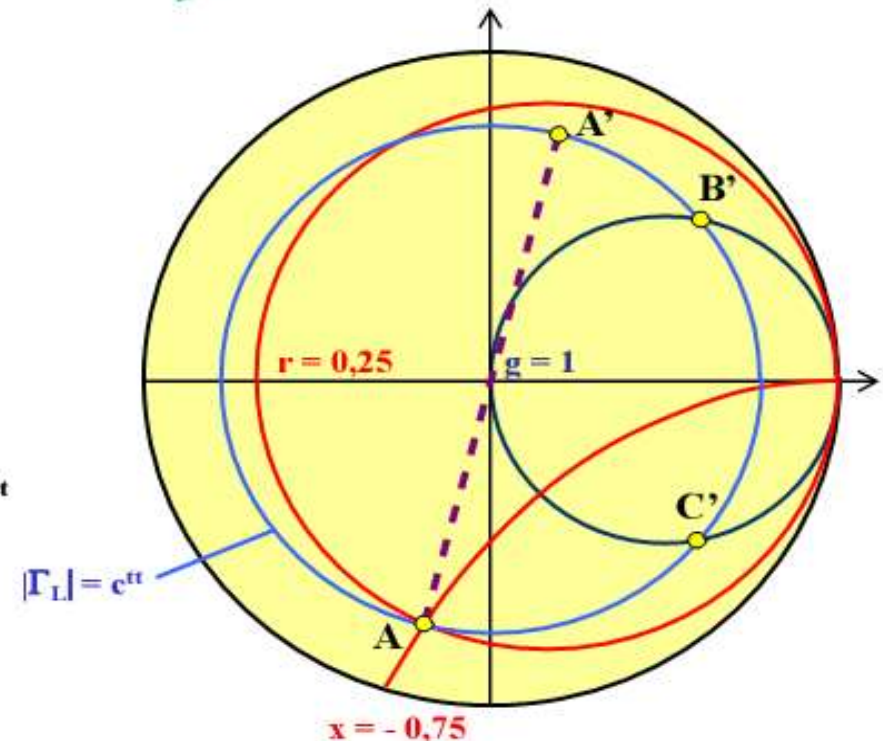
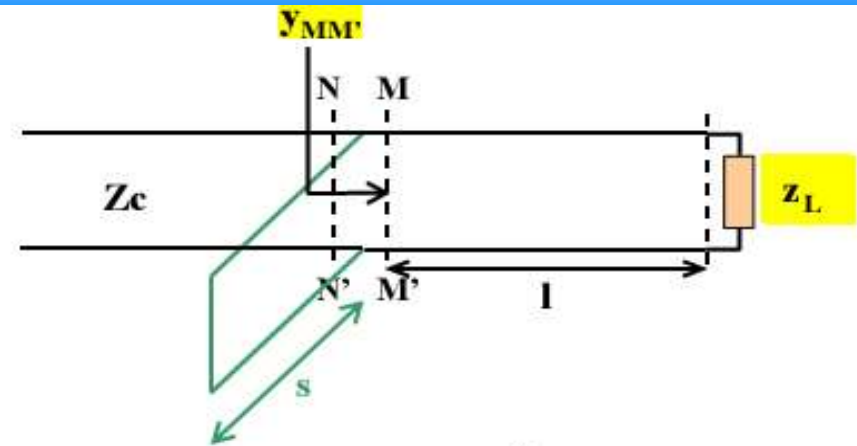
or  $y_{NN'} = y_{MM'} + y_s$  avec  $y_s$  admittance d'entrée du stub

or, comme  $y_s$  imaginaire pure on a  $\text{Re}\{y_{MM'}\} = \text{Re}\{y_{NN'}\} = 1$

Donc  $y_{MM'} \in \text{cercle } g = 1$

De plus pour passer de  $y_L$  à  $y_{MM'}$  on reste sur le cercle à  $|\Gamma| = c^{tt}$

donc,  $y_{MM'} \in \text{cercle } |\Gamma| = c^{tt}$



# Exemple d'adaptation par stub en parallèle

## Détermination de $l$

∃ deux points B' et C' satisfaisant à  $\text{Re}\{y_{MM'}\} = 1$

$$y_{B'} = 1 + j2,1$$

$$y_{C'} = 1 - j2,1$$

On peut lire sur l'abaque les déphasages  $\Phi_{A'B'}$  et  $\Phi_{A'C'}$  entre ces points et le point A' (charge).

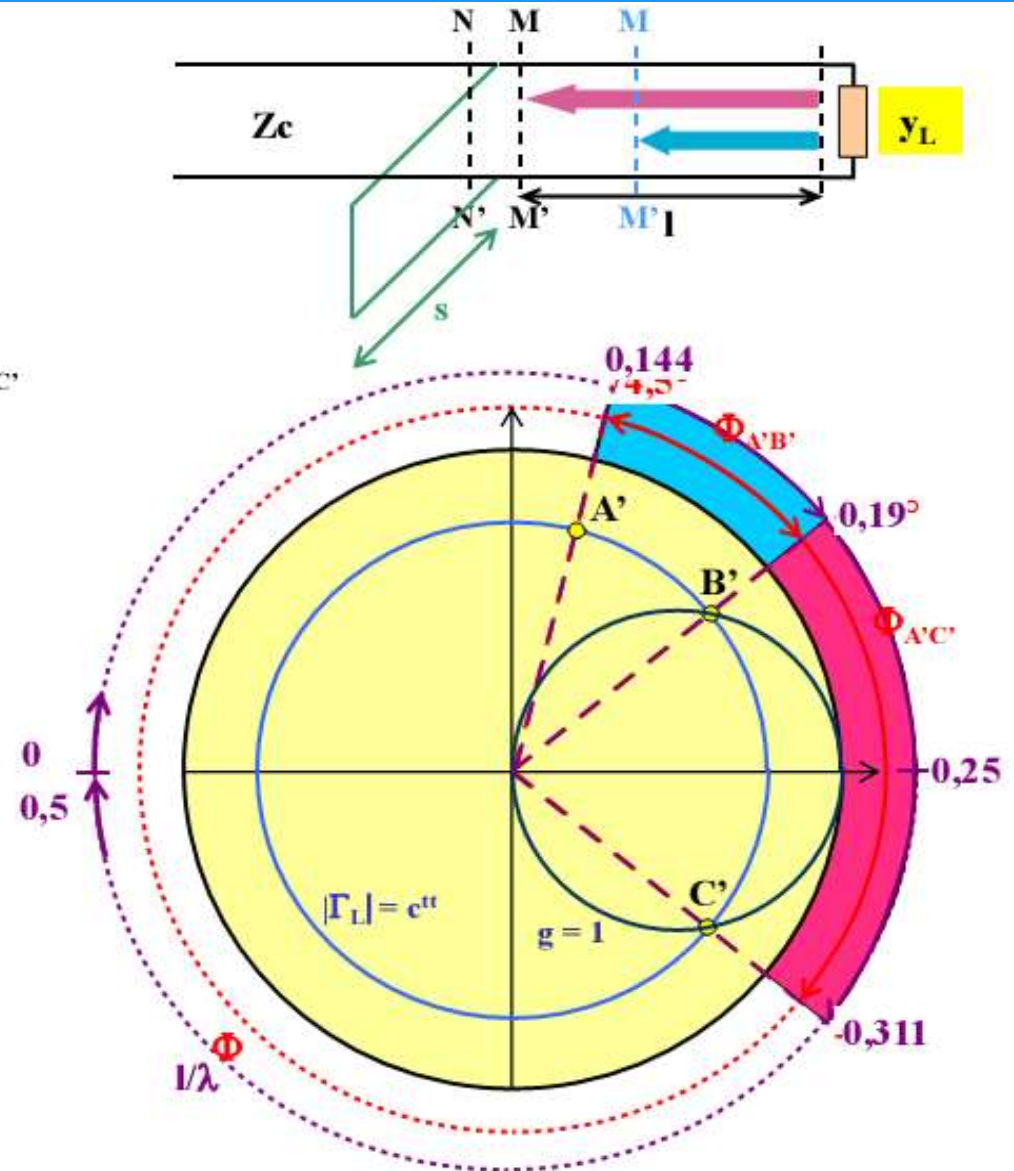
$$\Phi_{A'B'} = (74,5 - 44,5)^\circ$$

$$\Phi_{A'C'} = (74,5 + 44,5)^\circ$$

Sachant que  $\Phi = 2\beta l$  ces déphasages correspondent à des tronçons de ligne de longueurs  $l_{A'B'}$  et  $l_{A'C'}$ .  
D'après l'abaque (déplacement vers le géné) :

$$l_{A'B'} = (0,19 - 0,144)\lambda + n\lambda/2 = 1,38 \text{ cm} + n \cdot 15 \text{ cm}$$

$$l_{A'C'} = (0,311 - 0,144)\lambda + n\lambda/2 = 5,01 \text{ cm} + n \cdot 15 \text{ cm}$$



# Exemple d'adaptation par stub en parallèle

## Détermination de $s$

$$y_s \text{ vérifie } y_{NN'} = y_{MM'} + y_s \Leftrightarrow 1 = y_{MM'} + y_s \Leftrightarrow y_s = 1 - y_{MM'}$$

$$\Rightarrow \text{deux solutions} \begin{cases} y_{s1} = j2,1 \dots \text{point D}' \\ y_{s2} = -j2,1 \dots \text{point E}' \end{cases}$$

Pour calculer  $s$  il faut placer sur l'abaque le point situé à l'autre extrémité du stub

Ce point est en **court circuit** son impédance est donc :

$$z_{\pi} = 0 \dots \dots \dots \text{point F sur l'abaque}$$

$$\Rightarrow y_{\pi} = \infty \dots \dots \dots \text{point F' sur l'abaque}$$

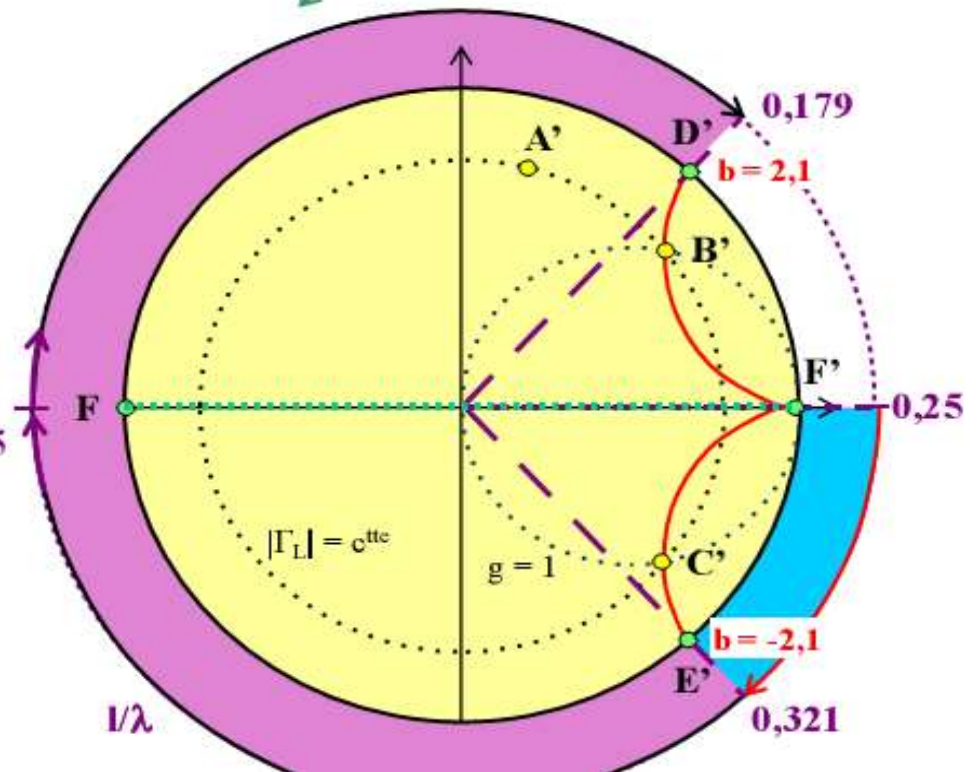
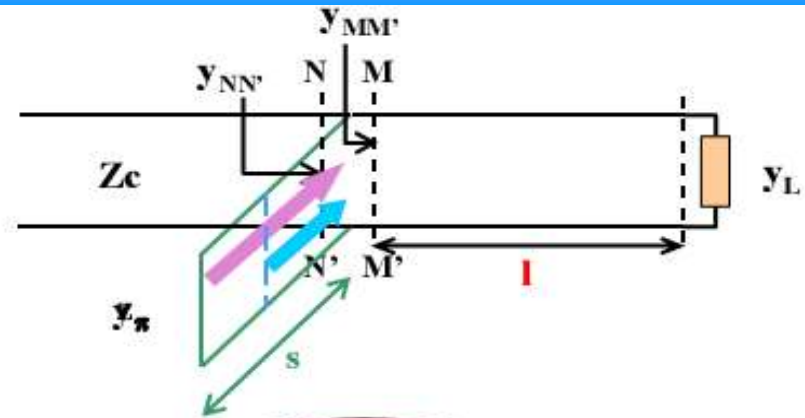
$\exists$  deux longueurs possibles  $s_1$  et  $s_2$ , qui correspondent aux déplacements de  $F'$  à  $D'$  et de  $F'$  à  $E'$  (**vers le géné**)

On part de  $y_{\pi}$  vers le géné. jusqu'à atteindre  $-jb$  (compenser  $jb$ )

D'après le cercle de l'abaque gradué en  $l/\lambda$  on a :

$$s_1 = (0,25 + 0,179)\lambda + n\lambda/2 = 12,9 \text{ cm} + n*15 \text{ cm}$$

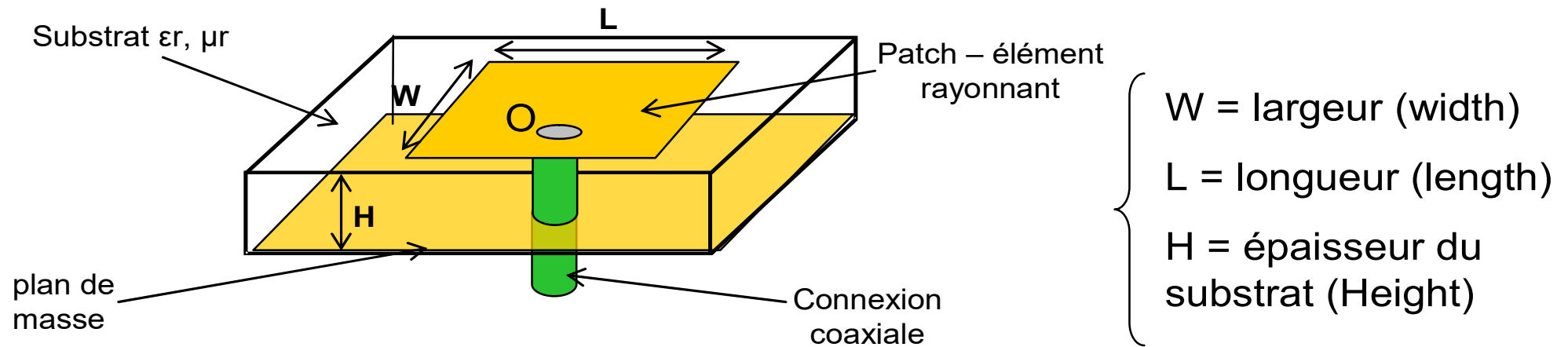
$$s_2 = (0,321 - 0,25)\lambda + n\lambda/2 = 2,13 \text{ cm} + n*15 \text{ cm}$$



# Antennes pour les télécoms

## Antenne patch

- Structure d'un patch rectangulaire:



- La longueur est proche de la demi longueur d'onde.
- Les dimensions du plan de masse doivent être grandes devant celles de l'élément rayonnant (au moins 3 à 4 fois plus grand)
- Plusieurs méthodes d'alimentation (connexion coaxiale, microstrip, ligne couplée)
- Gravure ou placement des éléments d'adaptation au plus près de l'élément rayonnant.

# Antennes pour les télécoms

## Antenne patch – Principe de fonctionnement

- Supposons  $h$  petit :

$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

- Le patch et le plan de masse forme une **cavité résonante** en raison des conditions en circuit ouvert à chaque extrémité.
- Répartition du champ électrique à l'intérieur du patch :

$$E_x = E_y = 0 \quad E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad m \text{ et } n \text{ réels } > 0$$

- Existence de fréquences de résonance où le rayonnement en champ lointain est optimisé :

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad m \text{ et } n \text{ entiers } > 0$$

# Antennes pour les télécoms

## Antenne patch – Principe de fonctionnement

- Supposons  $W < L$ .
- Fréquence de résonance primaire :  $F_{1,0}$

$$F_{1,0} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{0}{W}\right)^2}$$
$$F_{1,0} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow L = \frac{c}{2F_{1,0}\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda}{2}$$

- Répartition du champ électrique le long de x ( $m = 1, n = 0$ ) :

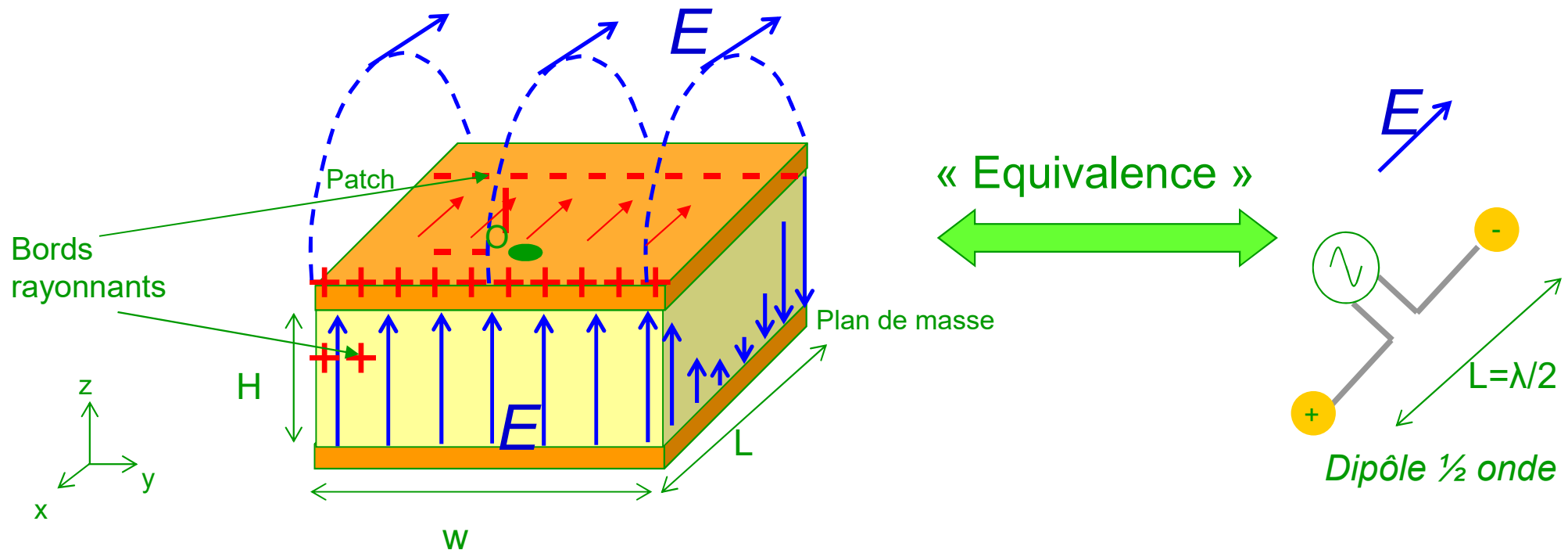
$$E_z(x = 0) = E_0 \cos\left(\frac{m \pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n \pi y}{W}\right) = E_0$$

$$E_z(x = L) = E_0 \cos\left(\frac{m \pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n \pi y}{W}\right) = -E_0$$

# Antennes pour les télécoms

## Antenne imppatch – Principe de fonctionnement

- Rayonnement du patch à la fréquence de résonance  $F_{1,0}$  :

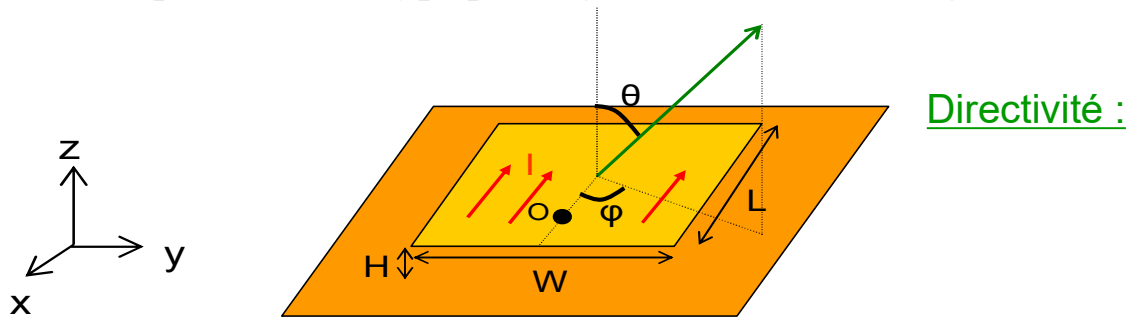


- Remarque : la résonance apparaît autour de  $L = 0.48\lambda - 0.49\lambda$ , en raison des dimensions des bords rayonnants.

# Antennes pour les télécoms

## patch rectangulaire

- Le rayonnement est max. pour  $\theta = 0^\circ$ . La polarisation est rectiligne.
- Cependant, en raison de la présence du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le  $\frac{1}{2}$  plan au dessus du plan de masse.
- Quelques valeurs typiques : gain = 6 – 8 dBi, angle d'ouverture à 3 dB = 70 – 90°.

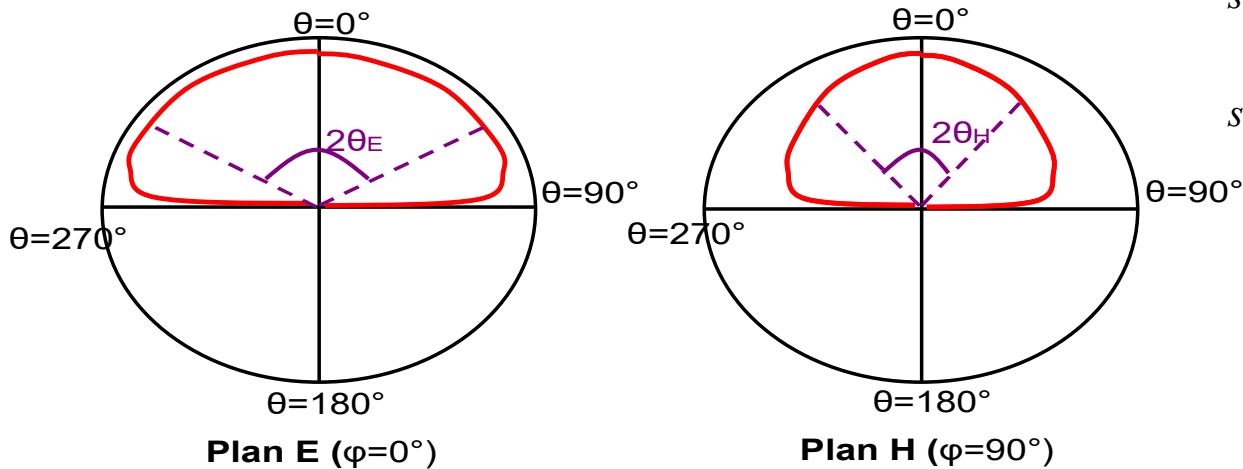


$$D \approx \frac{1}{15 G_f} \left( \frac{w}{\lambda_0} \right)^2$$

$$\text{si } \frac{W}{\lambda_0} \gg 1: G_f \approx \frac{W}{120 \lambda_0} \Rightarrow D \approx \frac{8W}{\lambda_0}$$

$$\text{si } \frac{W}{\lambda_0} \ll 1: G_f \approx \frac{W^2}{120 \lambda_0^2} \Rightarrow D \approx 6$$

$$\text{si } \frac{1}{3} < \frac{W}{\lambda_0} < 3: G_f \approx \frac{W}{120 \lambda_0} - \frac{1}{60 \pi^2}$$



### Angle d'ouverture :

$$2\theta_{H\ 3dB} = 2 \arccos \left( 2 \left( 1 + \frac{\pi W}{\lambda_0} \right) \right)^{-0.5}$$

$$2\theta_{E\ 3dB} = 2 \arccos \left( \frac{1}{7} (3\beta_0^2 L^2 + \beta_0^2 h^2) \right)^{-0.5}$$



# Antennes pour les télécoms

## patch rectangulaire

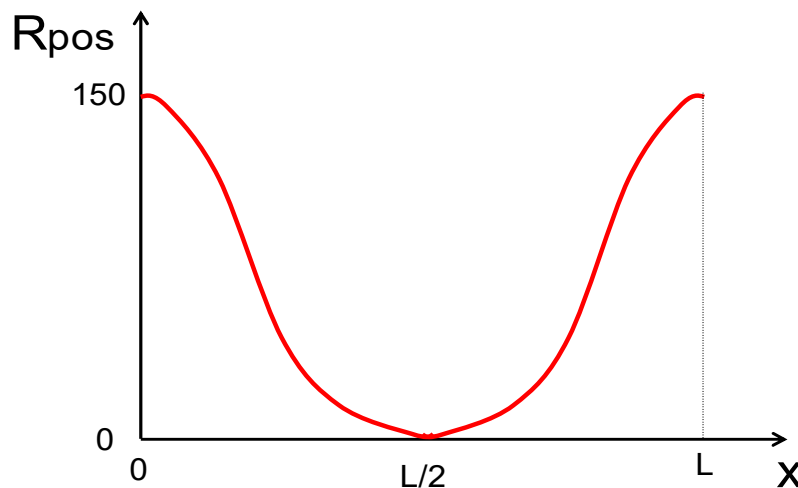
➤ Résistance d'entrée :  $R_{in} = \frac{1}{2G_1}$

$$G_1 = \frac{W^2}{90\lambda_0^2} \quad \text{si } \frac{W}{\lambda_0} \ll 1$$

$$G_1 = \frac{W^2}{120\lambda_0^2} \quad \text{si } \frac{W}{\lambda_0} \gg 1$$

➤ Influence du point de polarisation :

$$R_{pos} = R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi x}{L}\right) \Leftrightarrow x = \frac{L}{\pi} \arccos\left(\sqrt{\frac{R_{pos}}{R_{in}}}\right)$$



# Antennes pour les télécoms

## patch rectangulaire

➤ Dimensionnement :

a. Calcul de la largeur du patch :  $W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{1 + \epsilon_r}}$ ,  $\lambda_0 = \frac{c}{F_{res}}$

b. Calcul de la longueur d'onde effective  $\lambda_e$  et de la constante diélectrique effective  $\epsilon_e$  :

$$\lambda_e = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_e}}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5}, \quad \frac{W}{h} \geq 1$$

c. Calcul de l'extension de longueur du patch  $\Delta L$  :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3) \frac{W}{h} + 0.264}{(\epsilon_e - 0.258) \frac{W}{h} + 0.8}$$

En pratique, on trouve  $0.005 \frac{\lambda_e}{2} \leq \Delta L \leq 0.01 \frac{\lambda_e}{2}$

d. Calcul de la longueur du patch  $L$  :

$$L = L_e - 2\Delta L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta L$$

e. Calcul de la position du point d'alimentation

$$R_{pos} = R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi x}{L}\right) \Leftrightarrow x = \frac{L}{\pi} \arccos\left(\sqrt{\frac{R_{pos}}{R_{in}}}\right)$$