

Ondes ?

blindage



coaxial

Ondes électro-magnétiques

Compatibilité électro-magnétique

Longueur d'onde réflexion

Ondes radio

Micro-ondes

couplage

Guide d'ondes

télécommunications

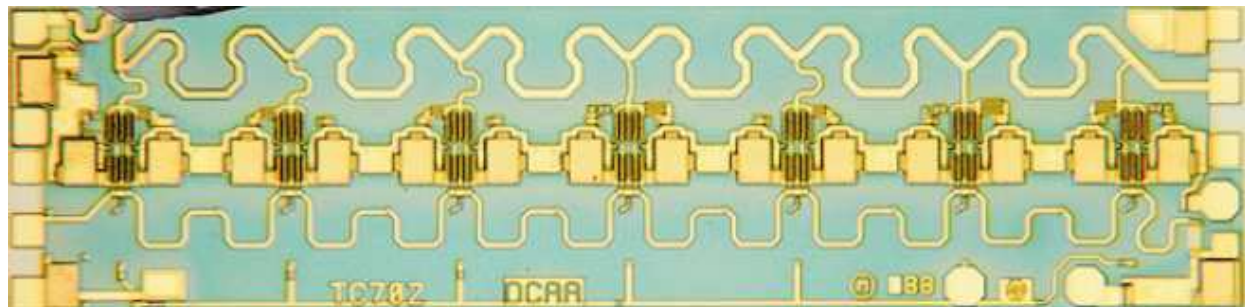
antennes

Propagation d'ondes

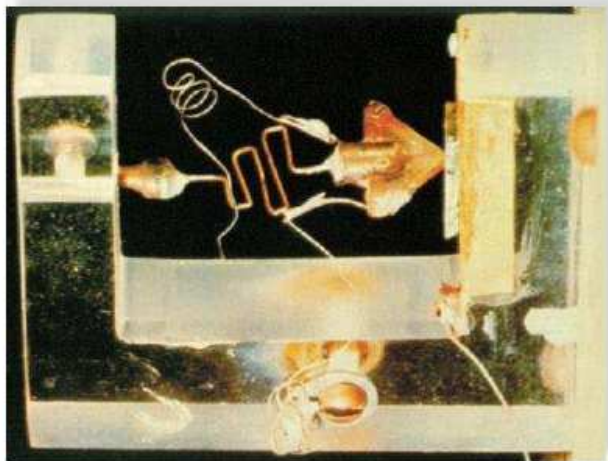
Paramètres S

Ondes stationnaires

Micro-strip



Électronique et HF

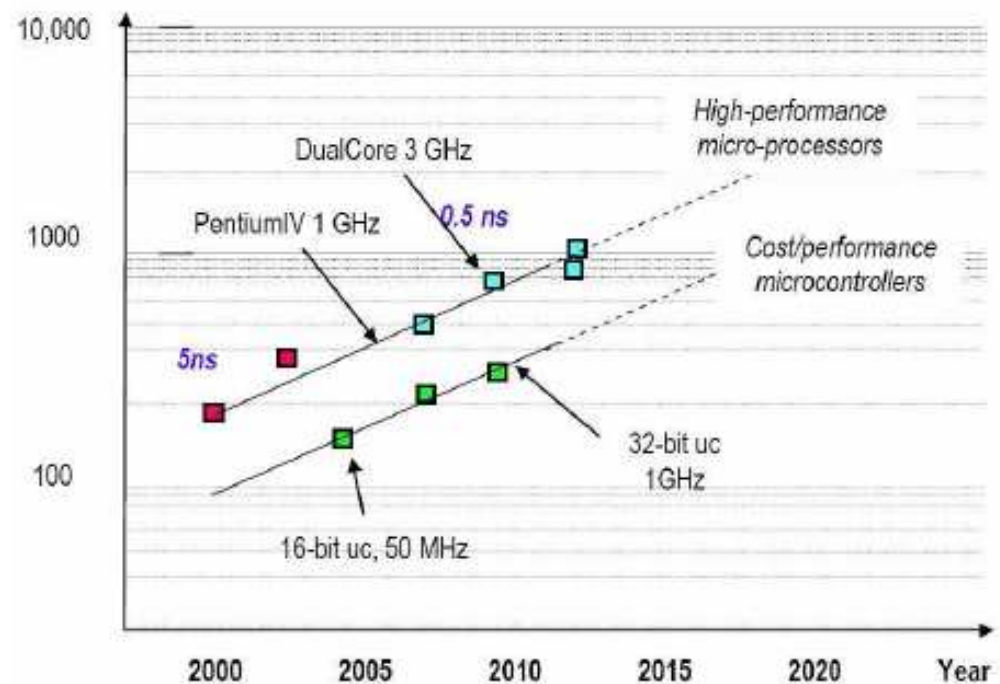
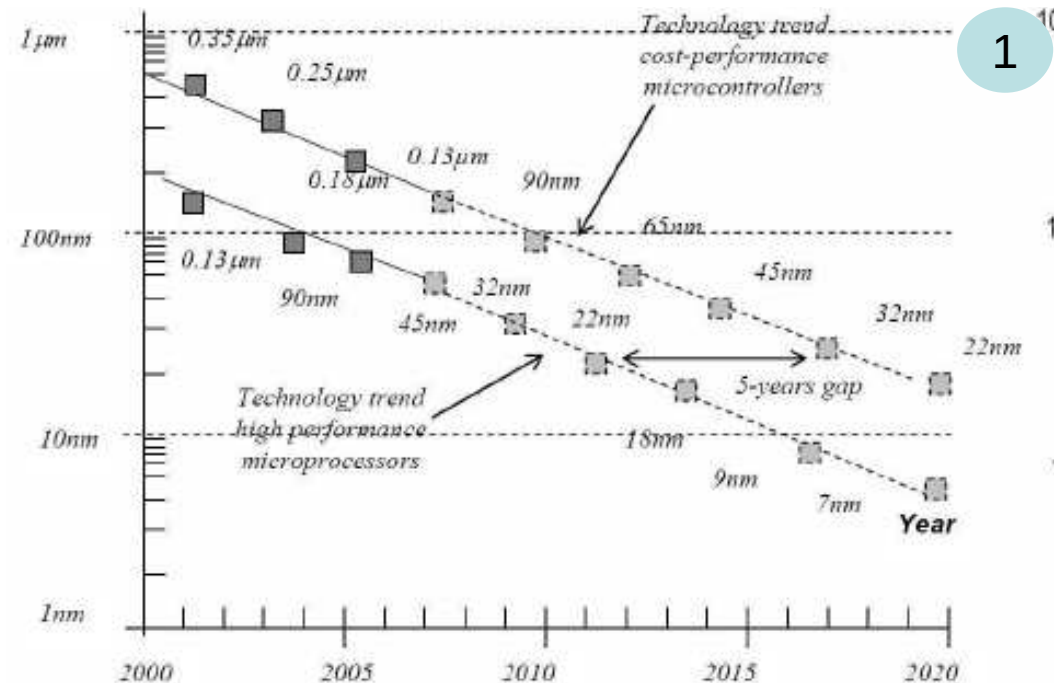


Premier transistor (1947)

Course à la miniaturisation

**Essor
des télécommunications**

**Electronique
ultra-rapide**



Plan du cours « ONDES »

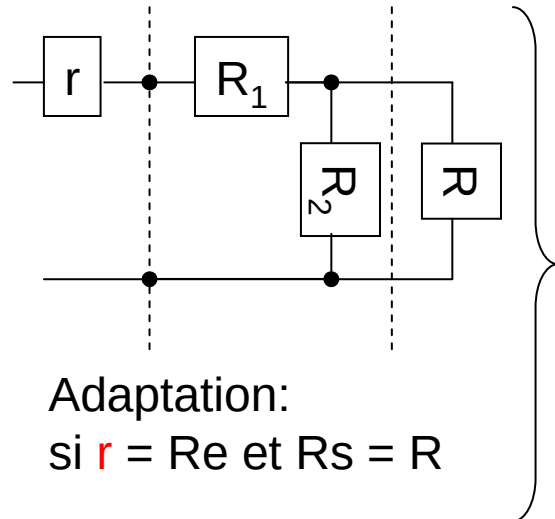
Genèse: course vers la miniaturisation et les hautes fréquences

1. **Transmission de puissance en électronique « basse fréquence » :**
a) puissance active transmise. b) dispositifs d'adaptation d'impédance passifs (types L et π).
c) comportement des composants passifs en « haute fréquence ».
2. **Phénomènes physiques associés aux ondes E.M. en micro-ondes :**
a) bande de fréquence. b) champ et couplage électromagnétique. c) blindage.
d) effets parasites associés (effet de peau, temps de transit).
3. **Lignes et guides d'ondes :** a) types. b) performances.
4. **Premières notions sur le comportement des lignes :**
a) propagation le long d'une ligne. b) impédance de ligne.
c) premier modèle simplifié. d) notion de réflexion de ligne.
5. **Correspondance Réflexion $\Leftrightarrow$ Impédance (Abaque de Smith)**
6. **Théorie complète :**
a) modèle (paramètres primaires et secondaires). b) équation des télégraphistes.
c) tension, courant et impédance le long d'une ligne.
7. **Étude détaillée des phénomènes de ligne** (R.O.S., pertes)
8. **Dispositifs d'adaptation d'impédance des lignes** (à comp. passifs, quart d'onde, simple stub)
9. **Régime impulsionnel**
10. **Technologie microbande et filtres micro-ondes**
11. **Paramètres S – Analyseur de réseau – Matrice de chaîne**

Adaptation d'impédance en BF par éléments passifs

Adaptation résistive

Si $r > R$, on utilisera:



$$R_1 = r \sqrt{1 - \frac{R}{r}}$$

$$R_2 = \frac{R}{\sqrt{1 - \frac{R}{r}}}$$

Atténuation induite !

$$\frac{S}{E} = \frac{R}{r} \frac{1}{1 + \sqrt{1 - \frac{R}{r}}}$$



A.N:

Si $r=600\Omega$ et $R=50\Omega$

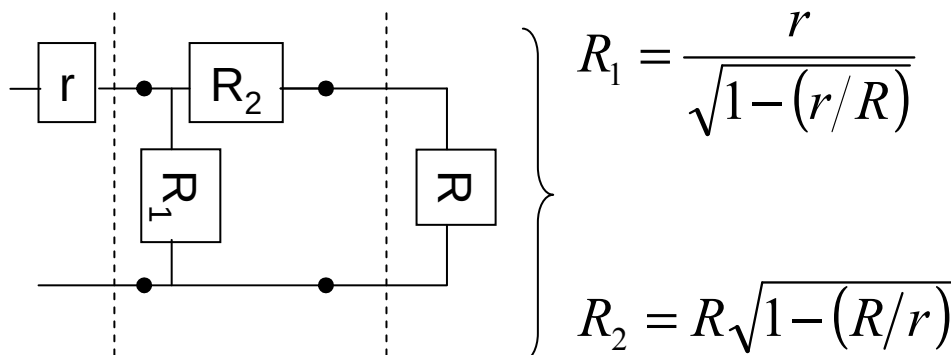
alors adaptation en puissance

avec $R_1=575\Omega$ et $R_2=52\Omega$

mais atténuation en tension de -27dB

Forte atténuation induite
par l'utilisation de résistances!!!

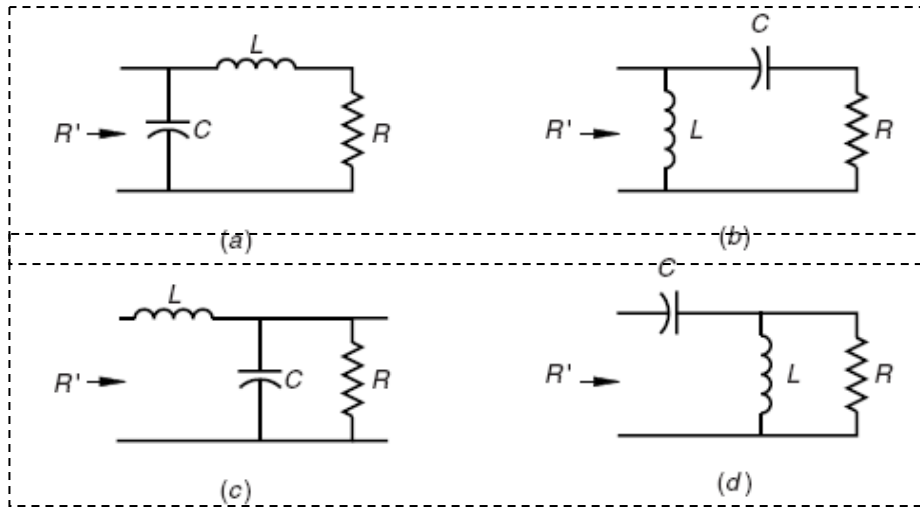
Si $r < R$, on utilisera:



Adaptation d'impédance avec seulement 2 éléments réactifs (configuration en L)

4 configurations possibles:

série



parallèle

$Z=R+jX$ avec R = résistance et X = réactance

$Y=G+jB$ avec G = conductance et B = susceptance

Connexion dite « série »:

élément réactif le plus près de la charge
en série avec la charge.

Connexion « parallèle » (shunt):

élément réactif le plus près de la charge
en parallèle avec la charge.

Sur charge résistive...!

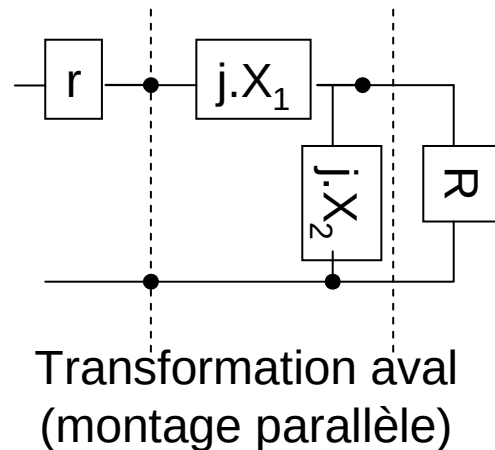
Comment choisir?

Montage « série » si le niveau d'impédance a besoin d'être augmenté.

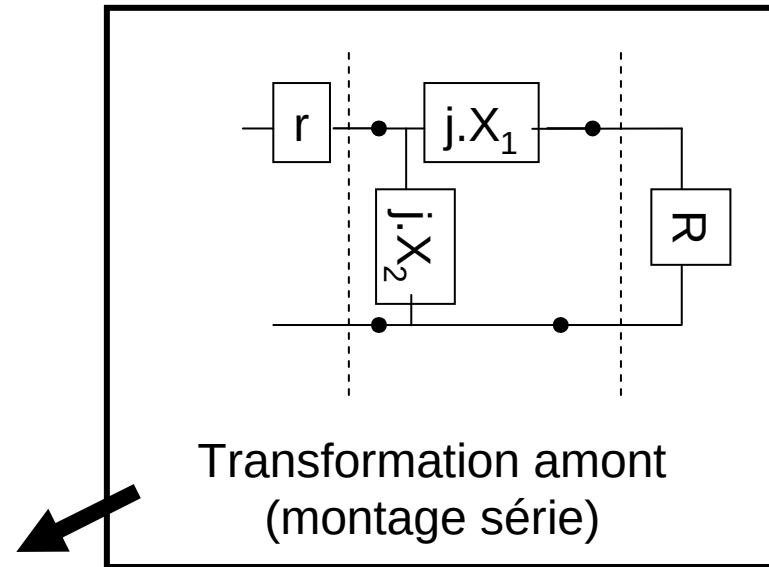
Montage « parallèle » si le niveau d'impédance a besoin d'être diminué.

Adaptation avec 2 éléments réactifs (en L)

Un élément de transformation et un élément de compensation



⚡ dénomination différente
de l'adaptation résistive...



Adaptation si $Z_e = r$, d'où: $X_1 = \pm R \sqrt{\frac{r}{R} - 1}$ $X_2 = -\frac{R^2 + X_1^2}{X_1}$ X_1 et X_2 de signe opposé donc forcément L et C.

A.N.

Pour adapter $r = 600\Omega$ et $R = 50\Omega$

Pour une fréquence de 1kHz.

Alors $X_1 = \pm 166\Omega$.

En choisissant de prendre une self pour X_1 (donc $X_1 = +166\Omega$)

D'où $X_2 = -181\Omega$ ce qui correspond à une capacité

**Adaptation réalisée mais pour une fréquence!
(aucune condition sur la BP)**

Analogie avec un comportement de résonance (ω_0' , Q')

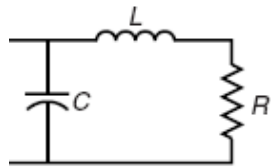
6

$$Y_e = \underbrace{\frac{R}{R^2 + X_1^2}}_{= 1/r \text{ pour l'adaptation d'où } X_1=f(R,r)} - j \underbrace{\left(\frac{1}{X_2} + \frac{X_1}{R^2 + X_1^2} \right)}_{\text{Compensation des parties imaginaires d'où } X_2=f(R,X_1)}$$

= 1/r
pour l'adaptation
d'où $X_1=f(R,r)$

Compensation des parties imaginaires
d'où $X_2=f(R,X_1)$

mais aucune condition sur la bande passante!



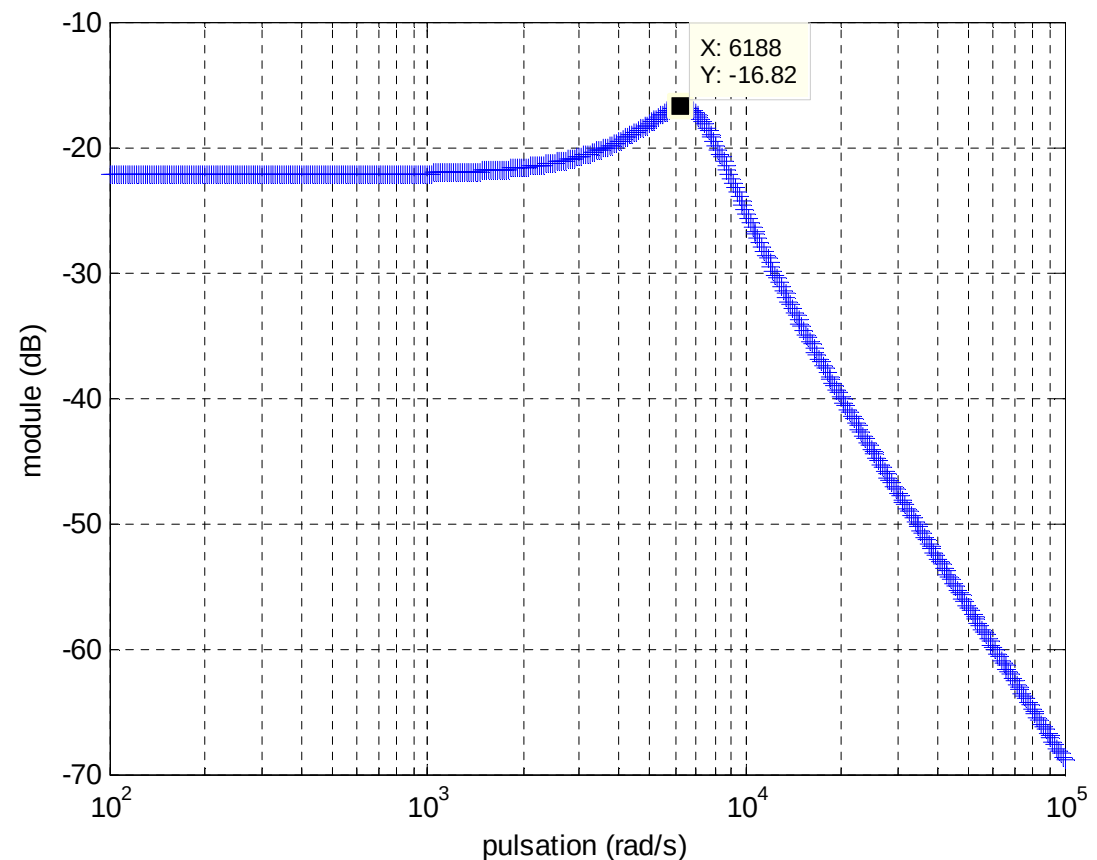
Pulsation de résonance : $\omega_0' = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$

Facteur de qualité : $Q' = \frac{\omega_0' \cdot L}{R}$

Adaptation
Bande étroite

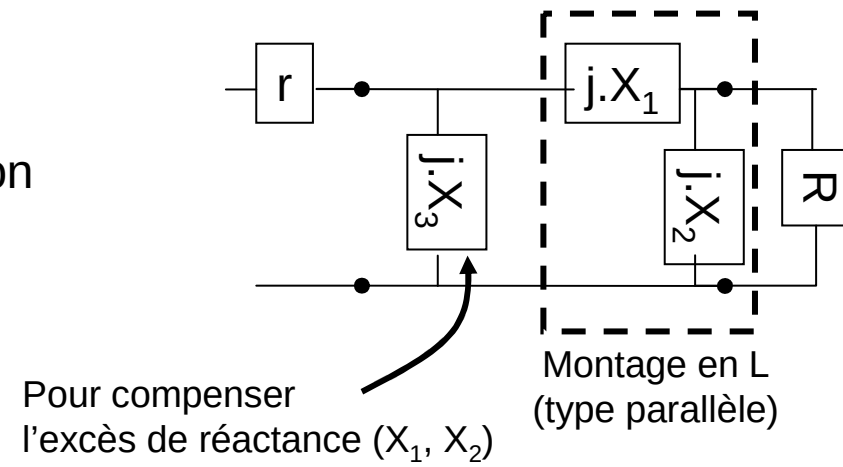
$Z_e = R(1+Q'^2) = r$ pour l'adaptation

Q' imposé par R et r!

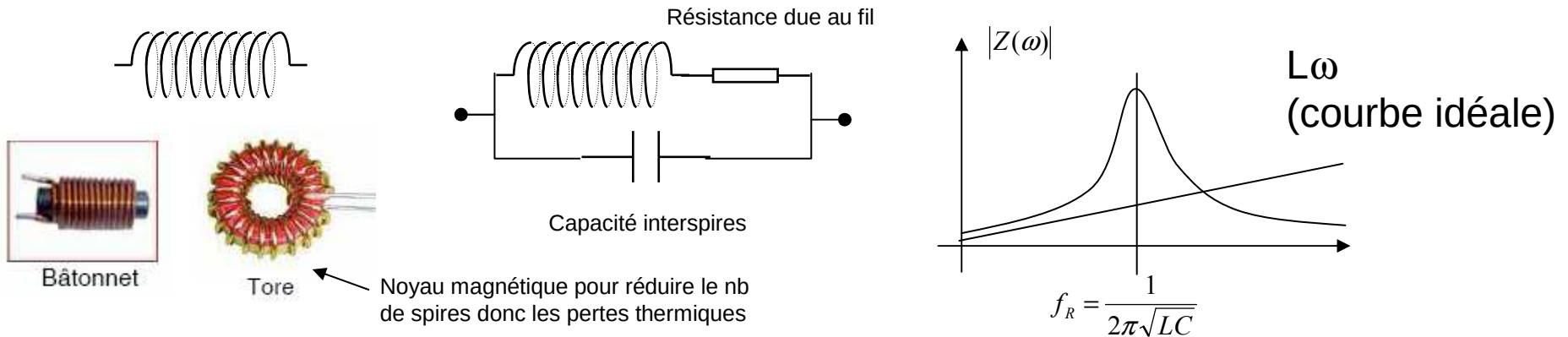


Adaptation avec 3 éléments réactifs (en Π)

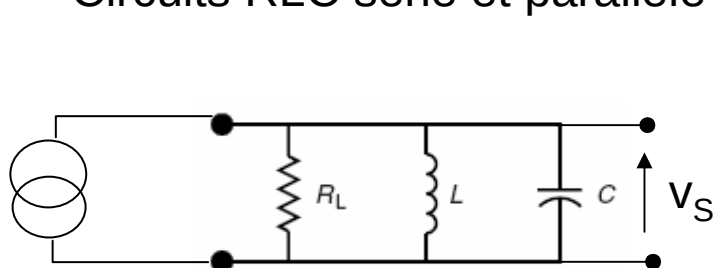
Principe : une adaptation en L
associé à un élément de compensation



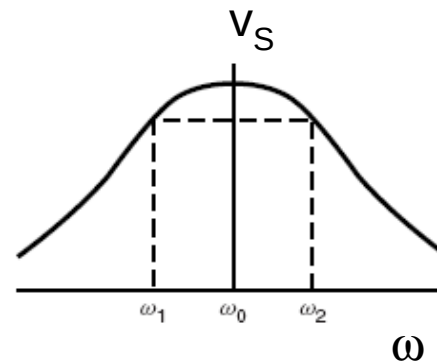
Comportement électrique des composants passifs à haute fréquence



Circuits RLC série et parallèle



Entrée : Géné de courant
Sortie: circuit ouvert



Transmission maximale
ou perte d'insertion minimale
À la résonance

$$Q(\omega) = \text{facteur de qualité} = \frac{2\pi \cdot \text{énergie instantanée maximale stockée}}{\text{énergie dissipée par cycle}}$$

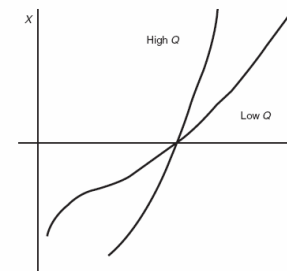
→ donc à la résonance

Parallèle: $Q = RC\omega$

Série : $Q = L\omega/R$

Pour un circuit quelconque:

$$Q = \left. \frac{\omega_0}{2R} \frac{dX}{d\omega} \right|_{\omega_0}$$

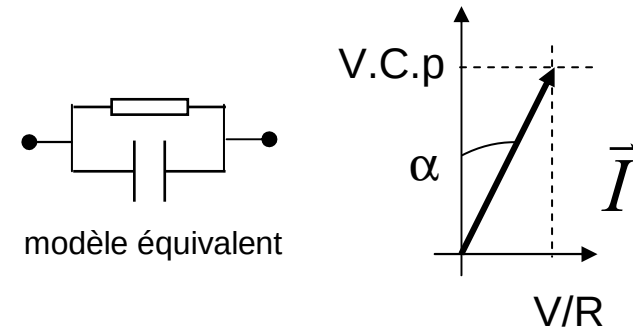


Composants passifs en HF (suite)

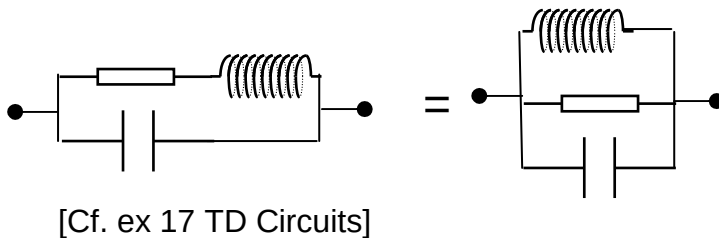
9

Condensateur réel:

- tension et courant à ses bornes pas exactement en quadrature
- angle de perte: $\text{tg } \alpha = 1/(R.C.p)$



Impédance d'un fil de cuivre à haute fréquence



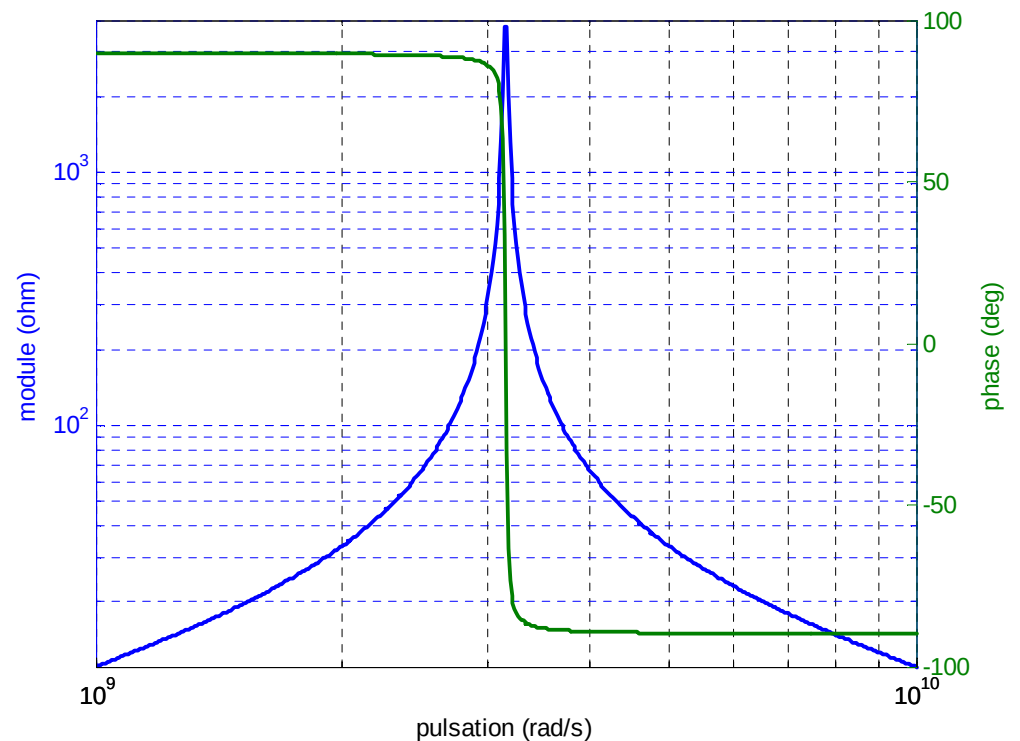
$$L = 100 \text{ nH/m}$$

$$C = 100 \text{ pF/m}$$

$$R = \rho \frac{l}{S} \text{ (en HF?)}$$

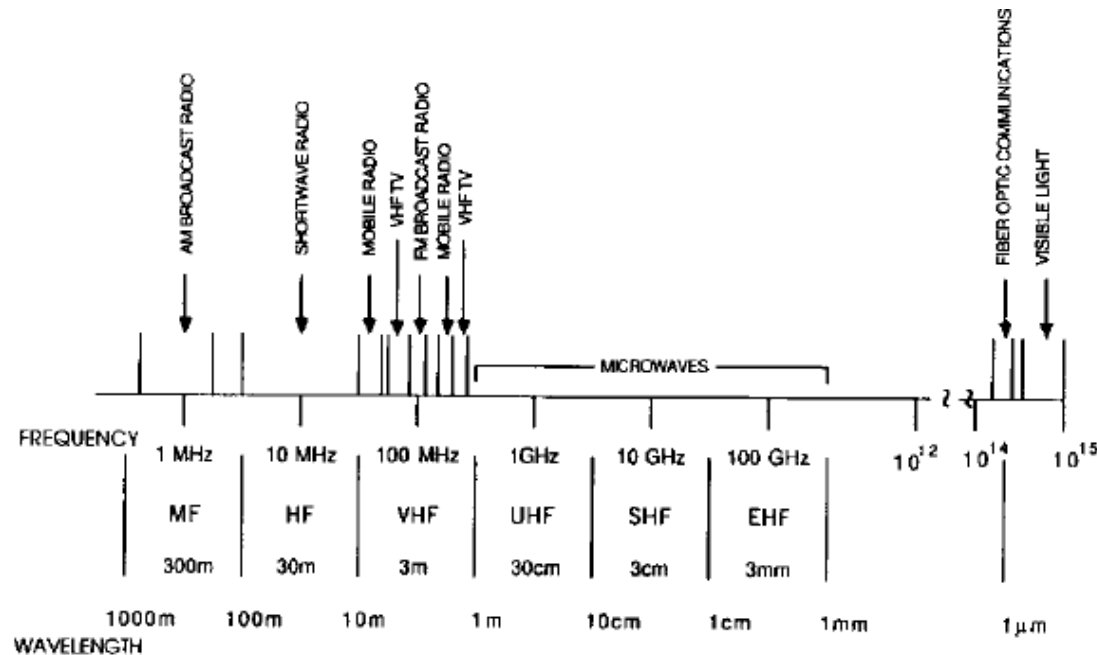
$$R_{eq} = L/RC$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_{Cu} = 0,017 \text{ } \Omega.m \\ L = 10 \text{ mm} \\ r = 0,5 \text{ mm} \\ \text{d'où } R = 0,2 \text{ } \Omega \end{array} \right.$$



Micro-ondes, RF, HF, bande millimétrique?

Terminologie liée au spectre des ondes électro-magnétiques



Longueur d'onde $\lambda = c \cdot T = c / f$
 = distance parcourue par l'onde
 se propageant à une vitesse c
 en une période.

Dans l'air: $c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s

Les « Micro-ondes »: spectre de 300kHz à 30GHz découpé en bandes.

La bande **RF** (Radio-Fréquence) de 300kHz à 300MHz

(**M**edium **F**requency + **H**igh **F**requency + **V**ery **H**igh **F**requency)

1 km $\leftarrow \lambda \rightarrow$ 1 m

Puis les bandes **U**ltra **H**igh **F**requency, **S**uper **H**igh **F**requency, **E**xtemely **H**igh **F**requency

300 MHz

3 GHz

30 GHz

300 GHz ($3 \cdot 10^{12}$ Hz)

1 m

10 cm

1 cm

1 mm

Remarque : communication optique : $3 \cdot 10^{14}$ Hz...

Bande millimétrique

Bandes Micro-ondes et applications

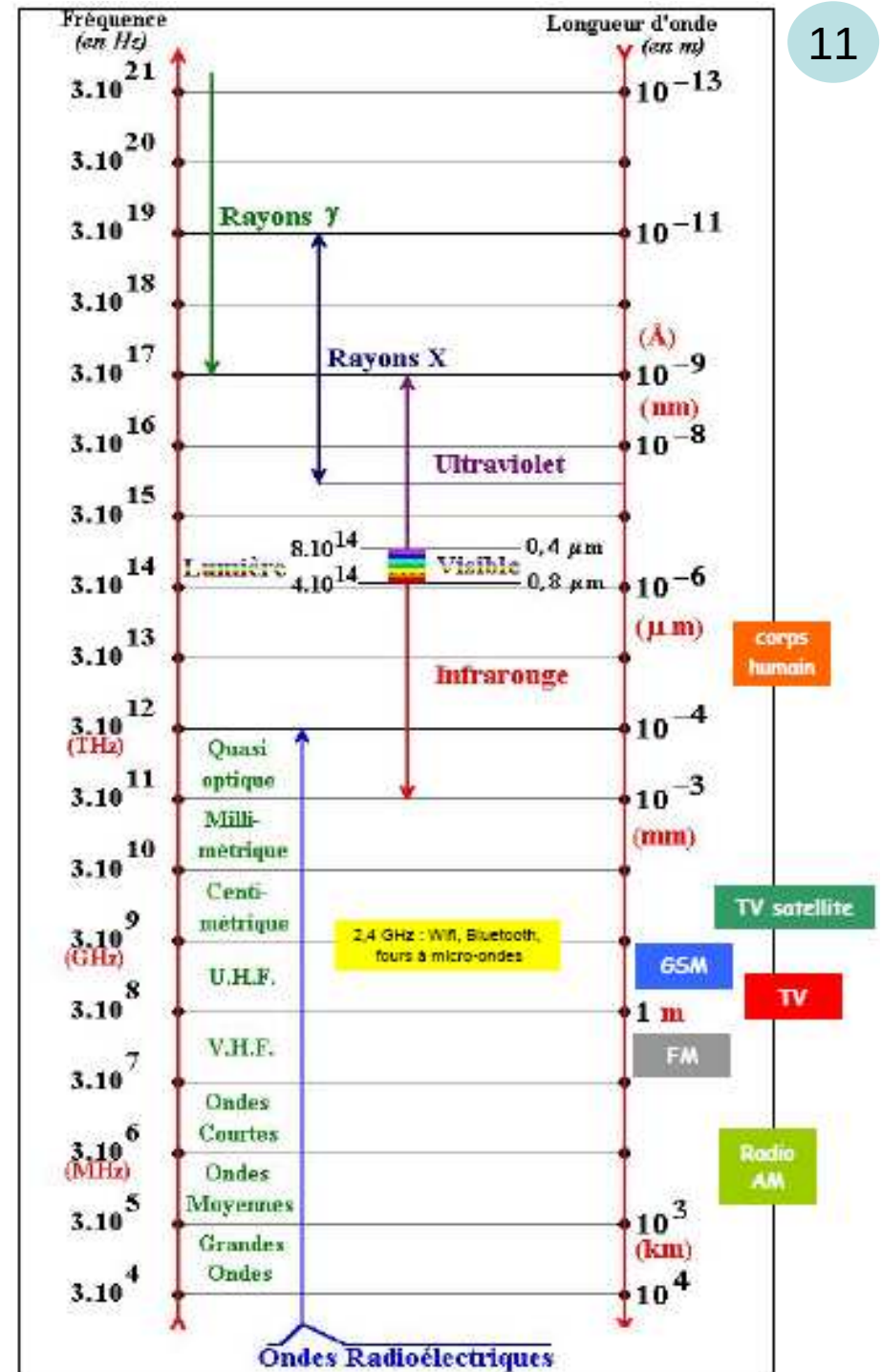
Télécommunication :
un système fonctionnant à 10 GHz
avec une bande passante de seulement 10%
peut contenir toutes les bandes
de nos systèmes de communication !

Antenne micro-onde :

- forte directivité (seulement quelques degrés).
- possibilité de concentration (four...)

Exemples de bandes réservées :

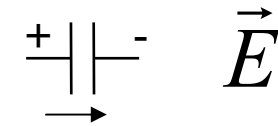
- 450 MHz: radar longue portée
- 470 à 870 MHz : UHF TV
- 900 MHz : téléphone cellulaire
- 1 GHz : contrôle aérien (transpondeur)
- 2 GHz : télémétrie spatiale
- 2,45 GHz : four micro-onde
- 3 GHz : radar aéroport
- 4 GHz et 6 GHz : communication satellite (downlink et uplink)
- 10,25 et 24 GHz : radar de police
- 94 GHz : radar de missile



Champ électromagnétique

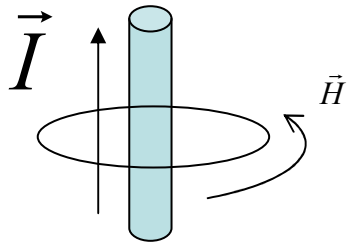
$\vec{E}$ Champ électrique (V/m) $\Rightarrow$ créé par des charges stationnaires

$\vec{H}$ Champ magnétique (A/m) $\Rightarrow$ créé le déplacement de charges électriques



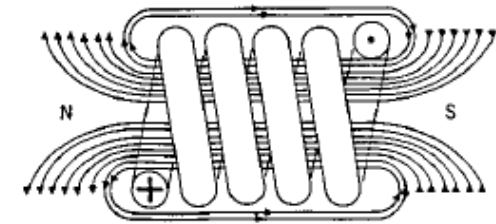
Dirigé dans le sens
des potentiels décroissants

- Variation de champ magnétique $\Rightarrow$ création d'un champ électrique.
- Variation de champ électrique $\Rightarrow$ création d'un champ **magnétique**.
- Le champ magnétique n'a pas d'effet sur les charges stationnaires.



la règle de la main droite" :

Si l'on tient le conducteur dans la main droite,
le pouce orienté dans le sens du courant,
les doigts pointeront dans le sens du flux.



Enroulement: concentration
du champ magnétique
dans l'axe des spires

Grandeurs associées:

$$\text{Impédance } (\Omega) = E / H$$

$$Z_{\text{air}} = Z_0 = 377\Omega (= \mu_0 / \epsilon_0)$$

$$P = E \times H = \text{densité de puissance en W/m}^2$$

Longueur d'onde λ (m) = distance à laquelle se répète le motif des champs.

Pour la propagation des micro-ondes,
on ne s'intéresse plus au courant créé par les électrons
mais aux ondes liées aux champs électromagnétiques

Champ électromagnétique

Boucle = émetteur

Fil non connecté à une extrémité = antenne

Cas d'une "petite boucle" i.e plus grande dimension $\ll \lambda$ = source de champ magnétique :

en champ proche:
 $r \ll \lambda$

$$|\vec{H}| = \frac{|I|.S}{2\pi.r^3} \sqrt{\frac{3.\cos(2\theta)+5}{8}}$$

indépendant de la fréquence!

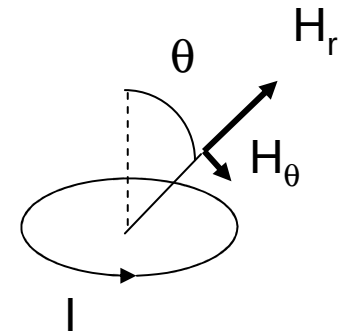
- proportionnel au courant et à la surface de la boucle.
- décroissance en $1/r^3$

en champ lointain:
 $r > \lambda$

$$|\vec{H}| = \frac{\pi.|I|.S.\sin(\theta)}{\lambda^2.r}$$

augmente en f^2 !

- décroissance en $1/r$.
- maximum dans le plan de la boucle ($\theta=\pi/2$)

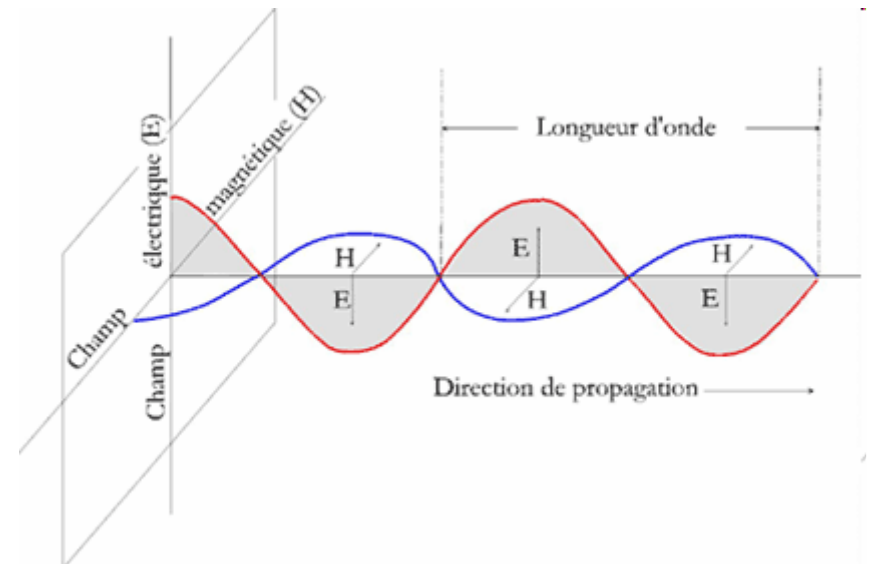


en champ proche:
 $r \ll \lambda$

$$|\vec{E}| = 1,32.10^{-4} \frac{f^2.S.|I|}{r}$$

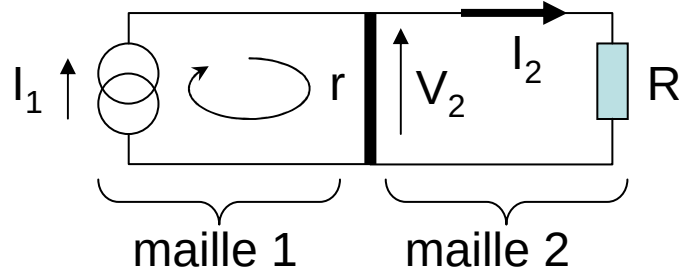
en champ lointain:
 $r > \lambda$

$$|\vec{E}| = \frac{3,96.10^{-6}}{2\pi.r^2} . f . S . |I|$$



Couplages (hors électromagnétique)

Couplage par impédance commune :



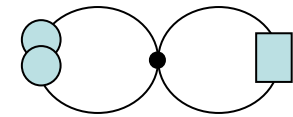
r = résistance du fil du tronçon commun du circuit

Le courant dans la maille 1 induit une tension dans la maille 2.

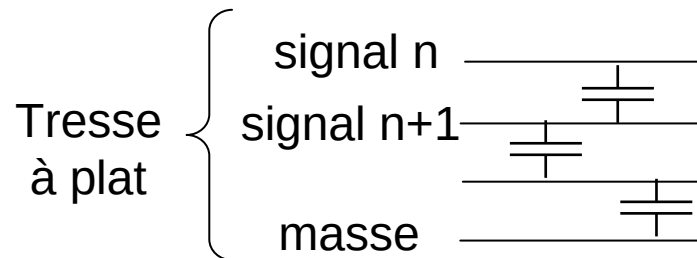
$$V_2 = r \cdot (I_1 - I_2) \approx r \cdot I_1 \text{ si } I_2 \text{ faible (} R \gg r \text{)}$$

Donc, il faut réduire r ($=\rho \cdot l / S$):

- réduire le longueur
 - augmenter la section
- ou câblage en étoile pour les masses.



Couplage capacitif :



Solutions:

- blindage partiel en plaçant entre eux un conducteur à la masse.
- blindage complet (tresse à la masse autour de chaque conducteur).

Couplage inductif :

- Tout conducteur parcouru par un courant s'entoure d'un flux magnétique.
- si le flux est variable : création d'une force électromagnétique induite ($e = d\phi/dt$) transmise à d'autres conducteurs situés en périphérie

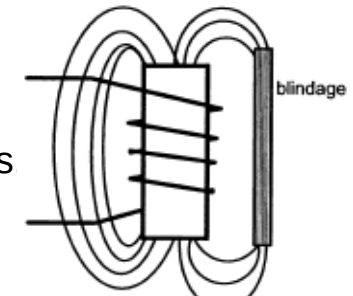
Fonction du courant (intensité, fréquence), de la distance, de la disposition géométrique et de la perméabilité magnétique du milieu

Blindage

2 types : magnétique / amagnétique

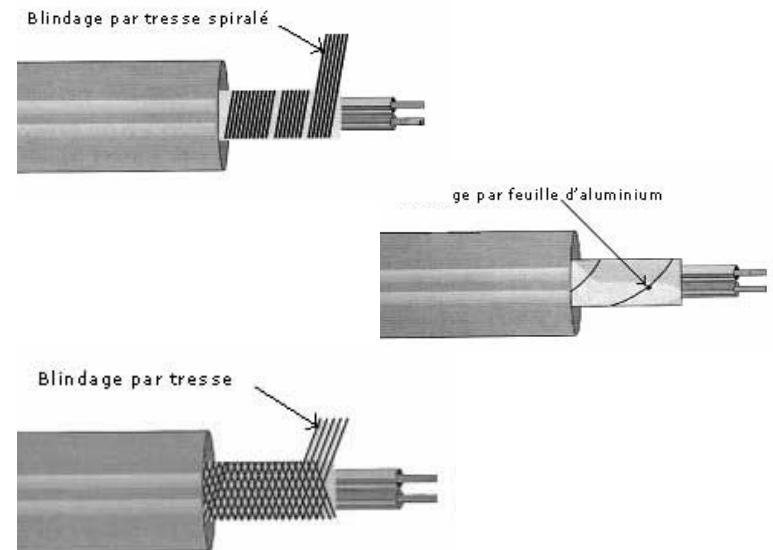
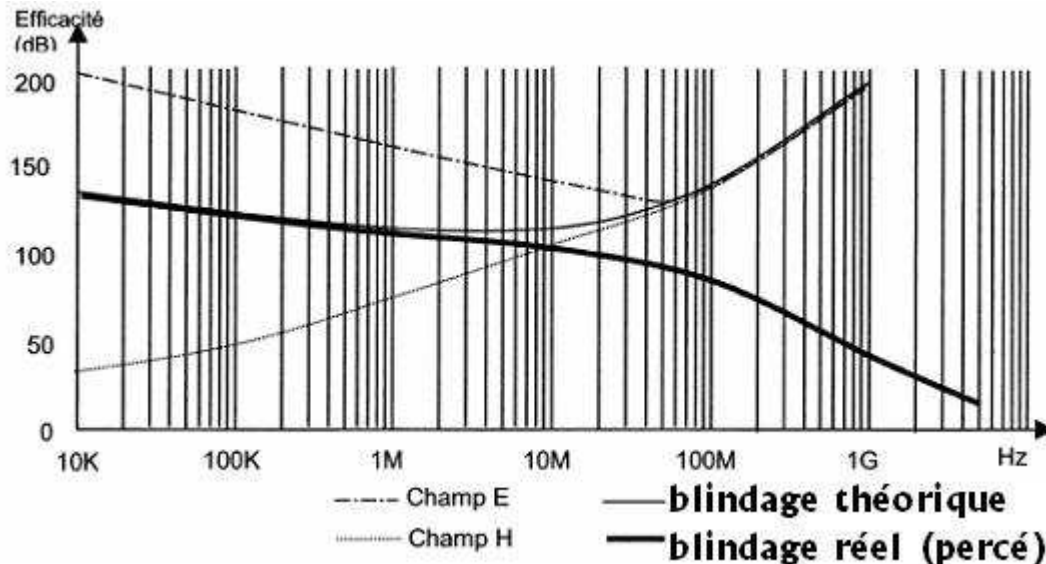
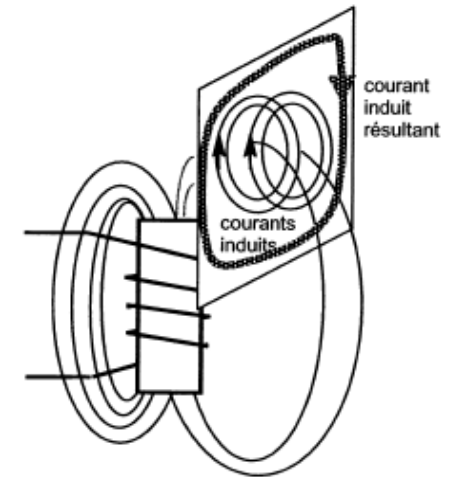
Blindage magnétique $\Rightarrow$ matériau de réluctance faible (mumétal)

On force le champ magnétique à passer quelque part pour ne pas qu'il passe ailleurs



Blindage amagnétique $\Rightarrow$ matériau bon conducteur électrique

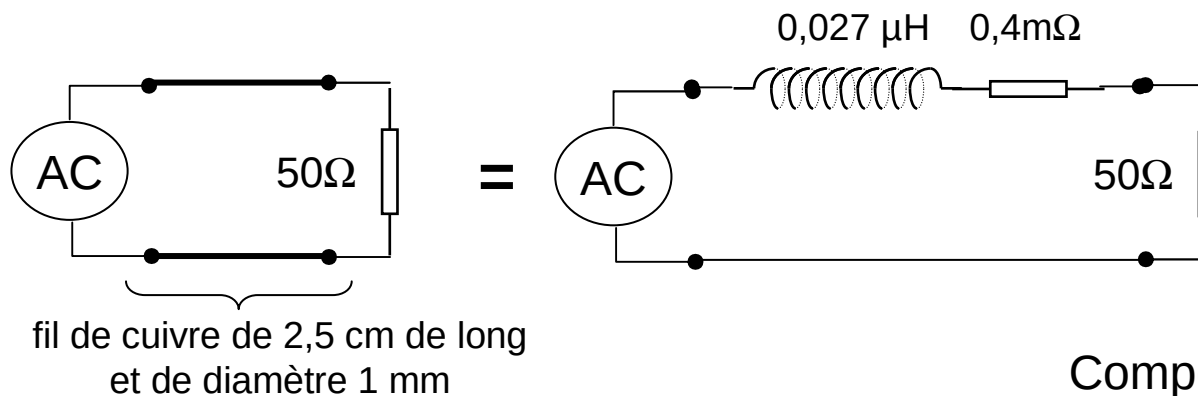
- Pour les champs électriques : par cage de Faraday ou écran électrostatique pour empêcher les couplages capacitifs.
- Pour les champs magnétiques : par création d'un champ magnétique opposé induit par les courants créés dans le blindage.



Lignes de transmission associées aux micro-ondes

Effets non négligeables des composantes parasites

« circuit ouvert » et « court-circuit » : n'existent plus à cause des composantes parasites



• $X_L = 1 \Omega$ à 6 MHz
presque négligeable / 50Ω .

• $X_L = 1 \text{ k}\Omega$ à 6 GHz !

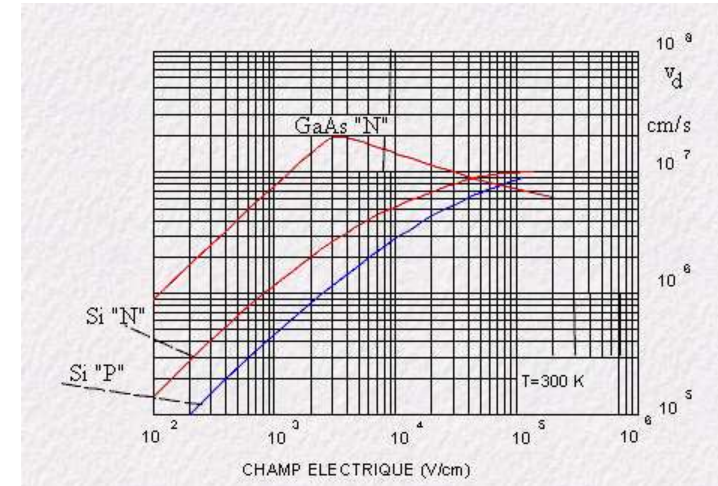


Composants spécifiques nécessaires

Effet non négligeable des temps de transit

Distance entre Source et Drain
dans un FET fonctionnent à 10 GHz : $2,5 \mu\text{m}$.

Si Temps de transit = 2,5 ns
Cela correspond à un retard de 4 périodes...



Modes de propagation des ondes E.M. en mode guidé (guide d'ondes)

Fréquence critique : chaque mode n'existe qu'au-delà d'une certaine fréquence.

Exemple: aucun mode n'existe dans un guide d'onde rectangulaire de dimension 2,3x1cm en dessous de 6,6GHz.

Guide d'onde {

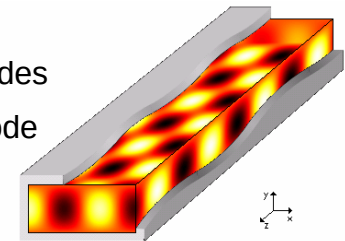
- Modes TE (Transverse Electric) : champ électrique dirigé seulement perpendiculairement à l'axe du guide d'onde.
- Modes TM (Transverse Magnetic)

TE_{02} = pas de variation dans le sens de la hauteur
= 2 variations dans le sens de la largeur

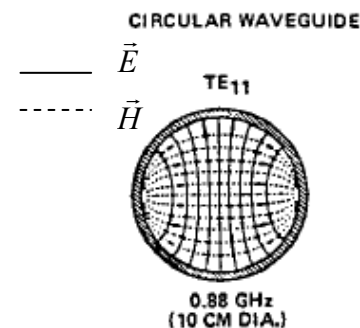
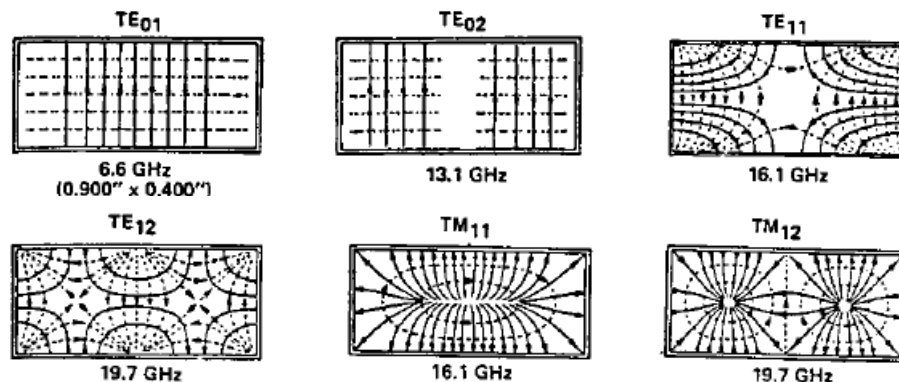
Mode TE_{31} :

champ $E_x \Rightarrow 3$ demi-périodes

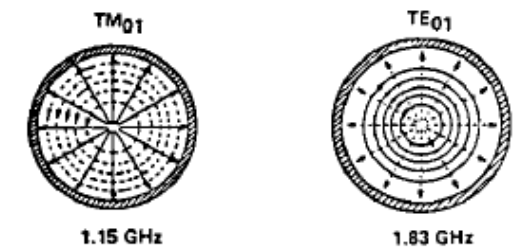
champ $E_y \Rightarrow 1$ demi-période



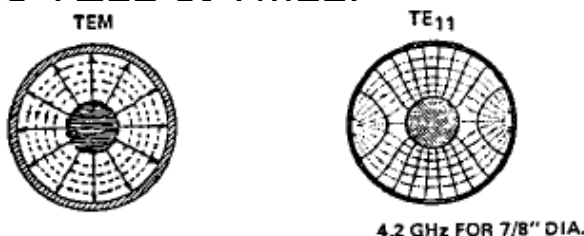
Rectangulaire:



Circulaire:



Mode TEM : mode existant pour un guide coaxial ($f_c=0$ Hz !)
puis mode TE_{11} et TM_{11} .



Coaxial

Exemple: pour un guide coaxial de diamètre 2,2cm, le mode TE_{11} existe au-delà de 4,2 GHz)

Effet de peau

Les ondes électromagnétiques non créées dans les parois du guide mais dans l'espace libre, si les conducteurs sont parfaits.

Conducteurs non parfaits $\Rightarrow$ propagation également en sous surface

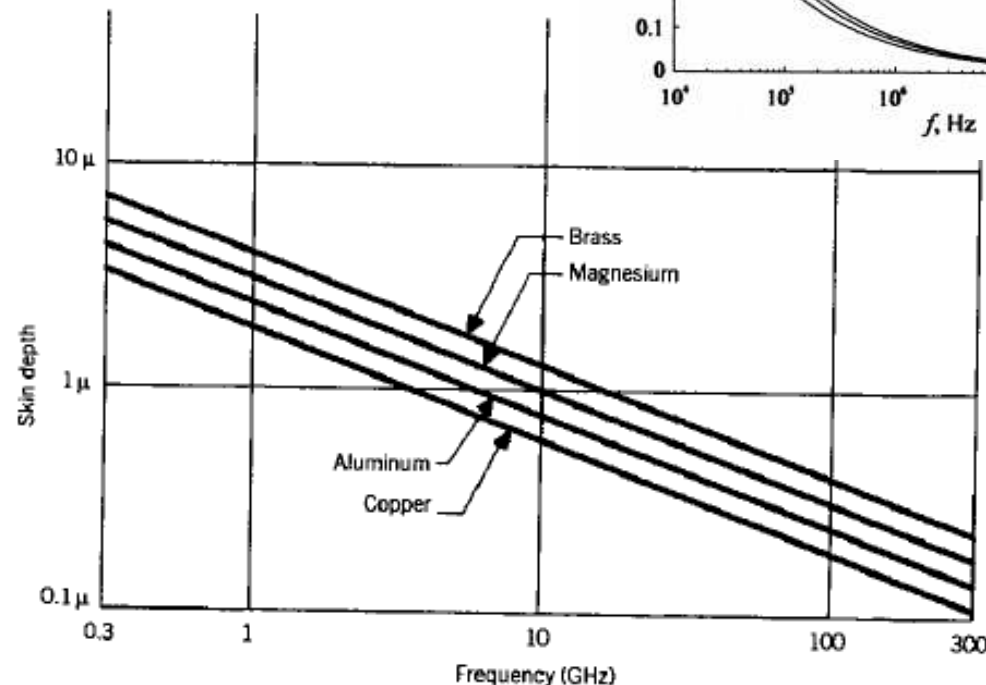
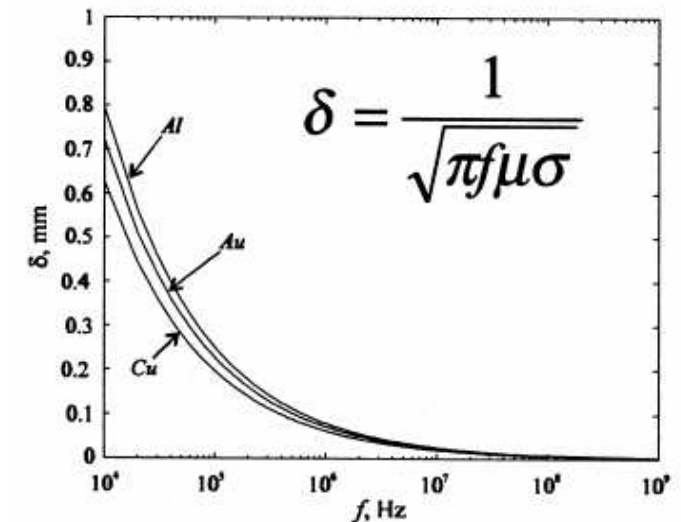
Courant alternatif haute fréquence $\Rightarrow$ densité de courant non uniforme dans toute la section du conducteur (effet de peau)

δ = épaisseur dans la paroi
(champs diminués de 37%)
- dépend de la fréquence
- de la conductivité de la paroi.

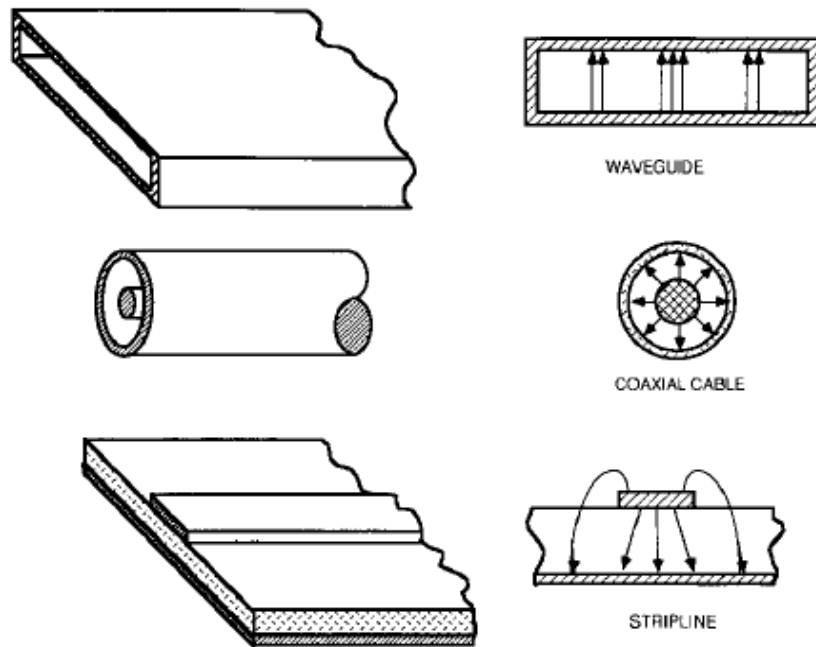
Cuivre: $\delta = 20\mu\text{m}$ à 10 MHz
 $\delta = 2\mu\text{m}$ à 1 GHz

Dimensionnement
des conducteurs HF:

- épaisseur des parois $> 10\delta$
- traitement de surface (Or, Ag)
- fils multibrins isolés (fil de Litz)



Comparaison des divers guides d'ondes



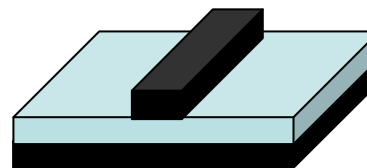
Type	Advantage	Disadvantage
Waveguide	Low attenuation High power	Limited bandwidth Large size
Coax	Large bandwidth Small size	High attenuation Low power
Microstrip	Easy to connect multiple lines together	Very high attenuation Low power

Figure 6.1 Microwave transmission lines.

Lignes de transmission spécifiques



Guide d'onde



ligne micro-ruban



câble coaxial

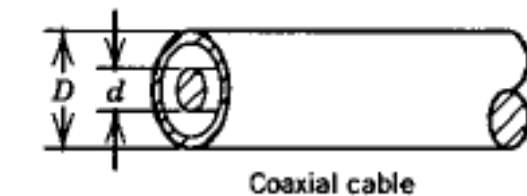
Impédance caractéristique des différents guides d'ondes

En propagation aérienne:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377\Omega$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ T.mA}^{-1}$
 (perméabilité magnétique du vide)
 $\epsilon_0 = 10^{-9}/36\pi = 8,8 \cdot 10^{-12} \text{ A.s.V}^{-1}.\text{m}^{-1}$
 (constante diélectrique du vide)

En propagation guidée:



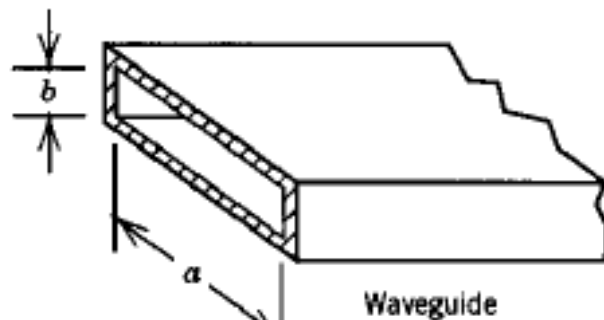
Guide Wavelength (λ_g)

$$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}}$$

Characteristic Impedance (Z_0)

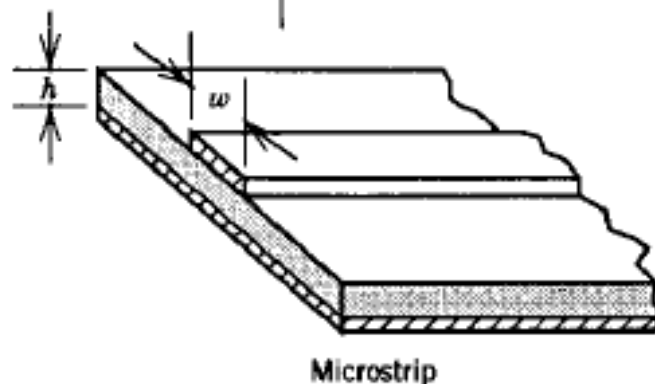
$$\frac{377}{\sqrt{\epsilon}} \frac{\ln(D/d)}{2\pi}$$

- $D/d = 3,6$: affaiblissement minimal du signal $\Rightarrow$ A.N. $Z_C = 75\Omega$ (TV) (grande portée, faible puissance).
- $D/d = 1,65$: puissance max tolérable avant claquage de l'isolant $\Rightarrow$ A.N. $Z_C = 50\Omega$.



$$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon} \sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}$$

$$\frac{377}{\sqrt{\epsilon}} \frac{b}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda}$$



$$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{EFF}}}}$$

$$\frac{377}{\sqrt{\epsilon_{\text{EFF}}}} f\left(\frac{w}{t}\right)$$

Free-space wavelength = $\lambda_0 = \frac{300 \text{ mm}}{f(\text{GHz})}$
 Characteristic impedance of free space = 377Ω
 Ln is natural logarithm

λ_g = longueur d'onde dans le guide.

λ_0 = longueur d'onde dans le vide.

ϵ = constante diélectrique du milieu de propagation des ondes.

ϵ_{eff} = constante diélectrique équivalente (air et substrat plastique ou céramique du microstrip).

Matériaux pour guides d'ondes



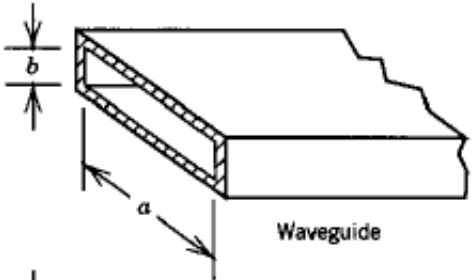
Guide Wavelength (λ_g)

$$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}}$$

Characteristic Impedance (Z_0)

$$\frac{377}{\sqrt{\epsilon}} \frac{\ln(D/d)}{2\pi}$$

} Indépendant de la fréquence



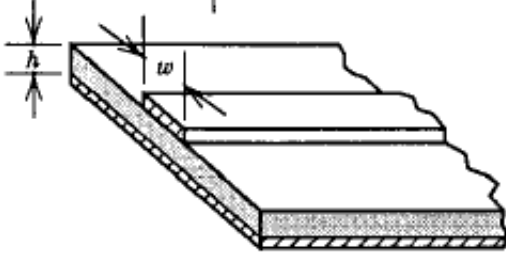
Guide Wavelength (λ_g)

$$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon} \sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}$$

Characteristic Impedance (Z_0)

$$\frac{377}{\sqrt{\epsilon}} \frac{b}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

} Dépendant de la fréquence



Guide Wavelength (λ_g)

$$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{EFF}}}$$

Characteristic Impedance (Z_0)

$$\frac{377}{\sqrt{\epsilon_{EFF}}} f\left(\frac{w}{t}\right)$$

➔ Voir transparent suivant.

Free-space wavelength = $\lambda_0 = \frac{300 \text{ mm}}{f(\text{GHz})}$

Characteristic impedance of free space = 377 Ω

Ln is natural logarithm

Material	Dielectric Constant	Maximum Temperature (°C)	Flexibility
Teflon	2.04	200	Good
Polyethylene	2.25	150	Good
Teflon fiberglass	2.55	200	Good
Boron nitride	4.4	500	Poor
Beryllia	6.6	500	Very poor
Alumina	9.6	500	Very poor
Epsilam 10	10	150	Good

} céramiques

BP, atténuation; $P_{\max}$

Coaxial:

Bande passante jusqu'à 30 GHz
mais au détriment de l'atténuation

- BP $\nearrow$ $\Rightarrow$ atténuation $\nearrow$.
- atténuation $\nearrow$ avec f .
- $\varnothing_{\text{ext}} \nearrow \Rightarrow$ BP $\searrow$ et atténuation $\nearrow$.
(0,1 dB/ft $\neq$ 0,3dB/m)

Puissance maximale (1 kW)

($\varnothing_{\text{ext}} \nearrow \Rightarrow P_{\max} \nearrow$).

Guides d'ondes:

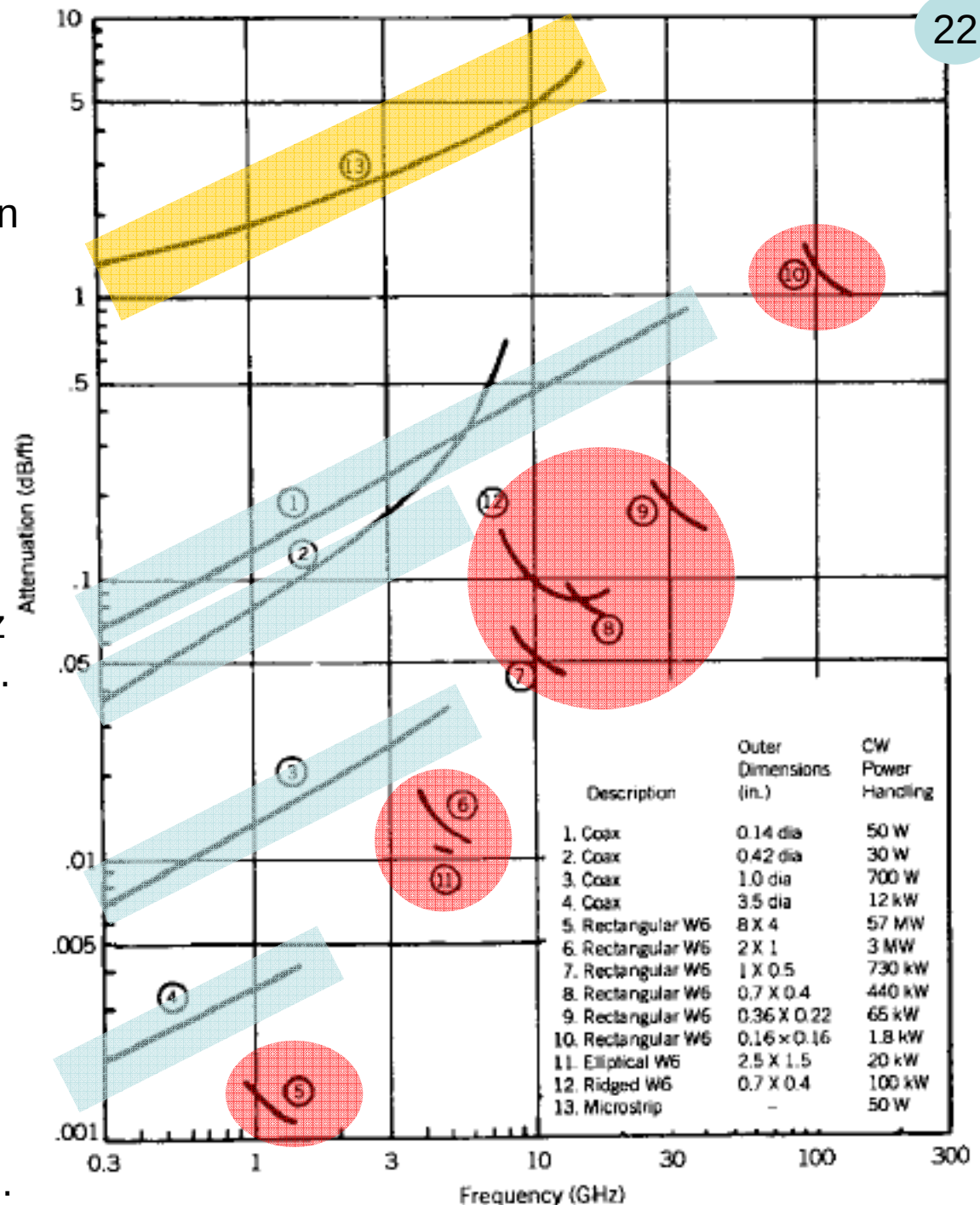
Bande passante jusqu'à 100 GHz
mais sur des bandes très étroites.

- BP $\nearrow \Rightarrow$ atténuation $\nearrow$.
- atténuation $\searrow$ avec f .
- $\varnothing_{\text{ext}} \searrow \Rightarrow$ BP $\nearrow$ et atténuation $\nearrow$.

Forte puissance (57 MW)
car en métal (alu, laiton).

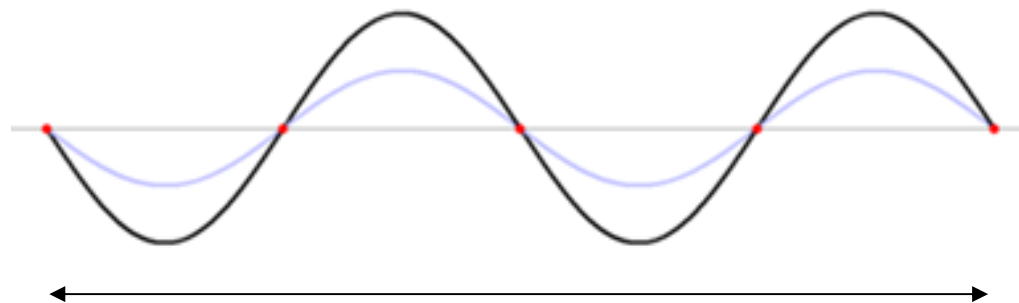
Microstrip:

Bande passante jusqu'à 20 GHz
mais forte atténuation 3dB/m!
(ligne courte de toute façon).
Puissance maximale faible (50W).



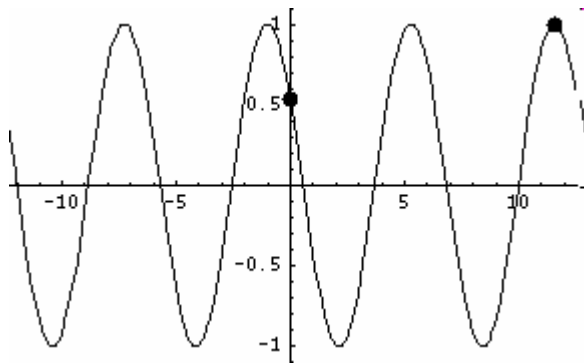
Propagation le long d'une ligne / onde stationnaire

23

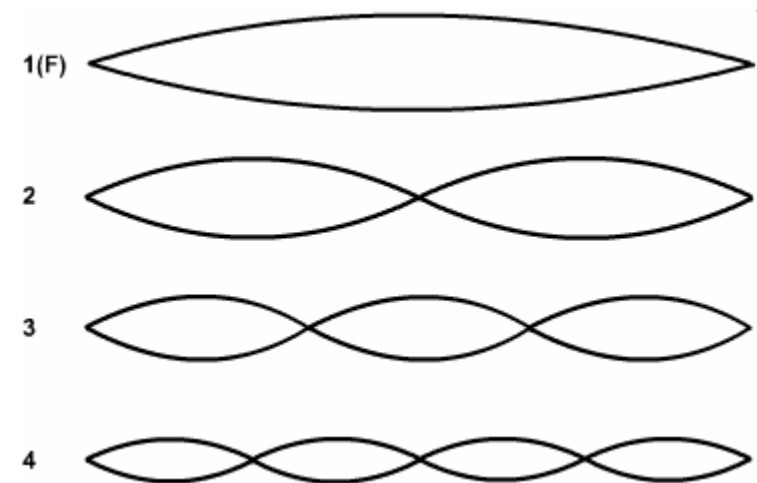


Longueur de ligne = $4.\lambda/2$

Condition d'existence : $L = n. \lambda/2$



— Onde incidente
— Onde réfléchie
— Onde résultante



Onde électromagnétique $\underline{E}$ et $\underline{H} \Leftrightarrow$ Analogie tension /courant

Impédance équivalente de ligne

Impédance $Z = E / H$ (ohm) avec E champ électrique (V/m) et H champ magnétique (A/m)

Z varie le long d'une ligne

sauf

si ligne de longueur infinie...

ou si ligne « adaptée » ou « accordée » à sa charge terminale
car alors il n'y a aucune réflexion en bout de ligne.

De manière générale en tout point de la ligne :

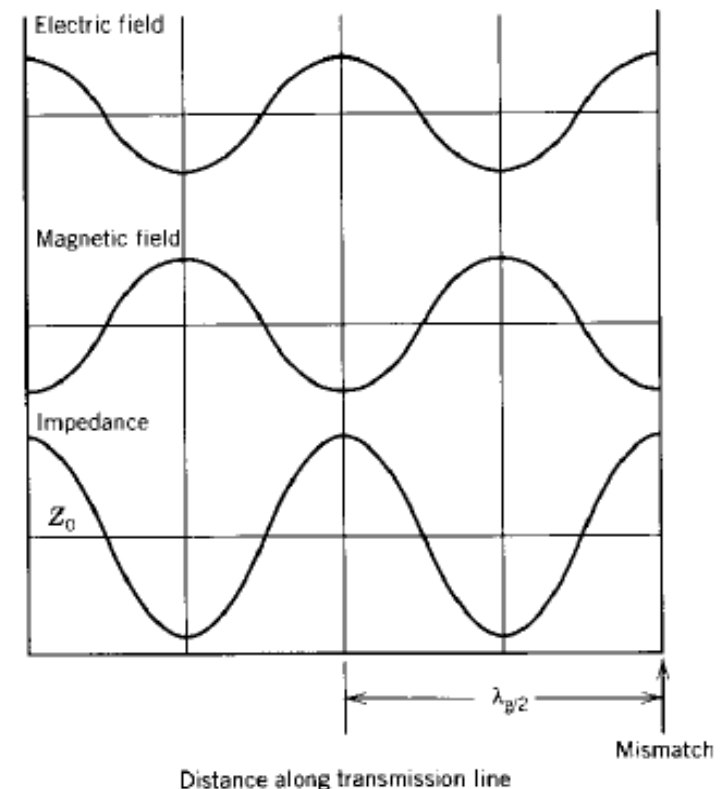
$$E(x) = E_{\text{Incident}}(x) + E_{\text{Réfléchi}}(x)$$

et

$$H(x) = H_{\text{Incident}}(x) + H_{\text{Réfléchi}}(x)$$

En l'absence de réflexion, E et H sont constants sur la ligne donc $Z(x) = \text{constante}$
notée $Z_0 = \text{impédance caractéristique}$

Transmission Line	Z_0 (ohms)
Free space	377
Coax cable	50
Waveguide	150
Microstrip	50



Coefficient de réflexion en bout de ligne

Analogie $E(x) \Leftrightarrow V(x)$ et $H(x) \Leftrightarrow I(x)$

En tout point de la ligne:

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \text{ et } I(x) = I^+(x) + I^-(x) \quad (1)$$

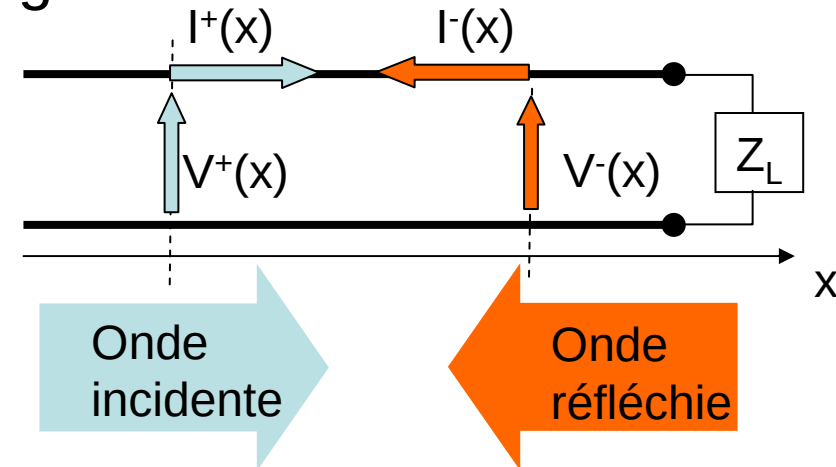
On montre que :

$$\frac{V_r^+}{i_r^+} = Z_C = - \frac{V_r^-}{i_r^-} \quad (2)$$

Z_C est appelée **l'impédance caractéristique**

Coefficient de réflexion $\rho(x)$:

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} = - \frac{I^-(x)}{I^+(x)} \quad (3)$$



Au niveau de la charge (où se produit la réflexion):

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V_L^+ + V_L^-}{I_L^+ + I_L^-} \text{ d'après (1) } \quad \text{or } V_L^- = \Gamma_L \cdot V_L^+ \text{ et } V_L^- = -\Gamma_L \cdot I_L^- \text{ d'après (3)}$$

$$\text{d'où } Z_L = \frac{V_L^+(1 + \Gamma_L)}{I_L^+(1 - \Gamma_L)} = Z_C \left(\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right) \text{ en utilisant (2) } \quad \text{d'où l'on déduit que:}$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$$

$$\Gamma_L = |\Gamma_L| \cdot \exp(j \cdot \theta) \quad \left\{ \begin{array}{l} |\Gamma_L| = 0 \text{ si } Z_L = Z_C \text{ (ligne adaptée à la charge, aucune réflexion).} \\ |\Gamma_L| \rightarrow 1 \text{ plus } Z_L \text{ et } Z_C \text{ sont différents (désadaptation).} \\ |\Gamma_L| = 1 \text{ pas de propagation!} \end{array} \right.$$

avec $0 \leq |\Gamma_L| \leq 1$

Adaptation d'impédance en RF

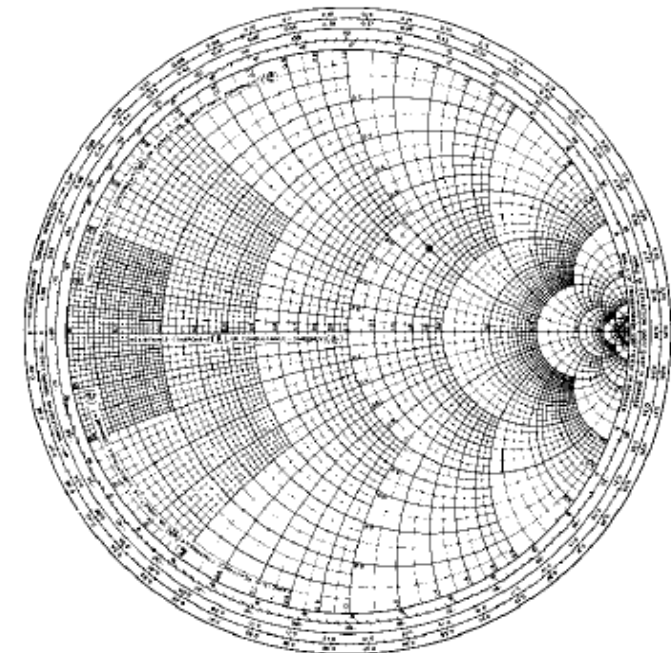
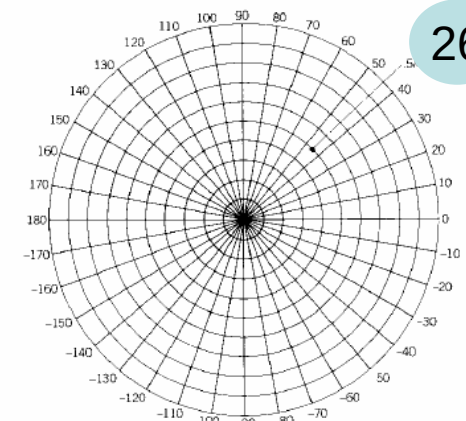
- pour compenser la non continuité du champ électrique
- pour réduire ou éliminer la puissance réfléchie

- Abaque de réflexion = représentation dans le plan complexe du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

$$\Gamma = \frac{\text{champ réfléchi}}{\text{champ incident}}$$

- Abaque de Smith = représentation de la désadaptation en fréquence sous la forme d'un schéma électrique équivalent du type RL ou RC (comme si l'on était en basse fréquence).

sinon étude de la propagation des ondes dans les guides et aux interfaces via les équations de Maxwell...



Abaque de Smith

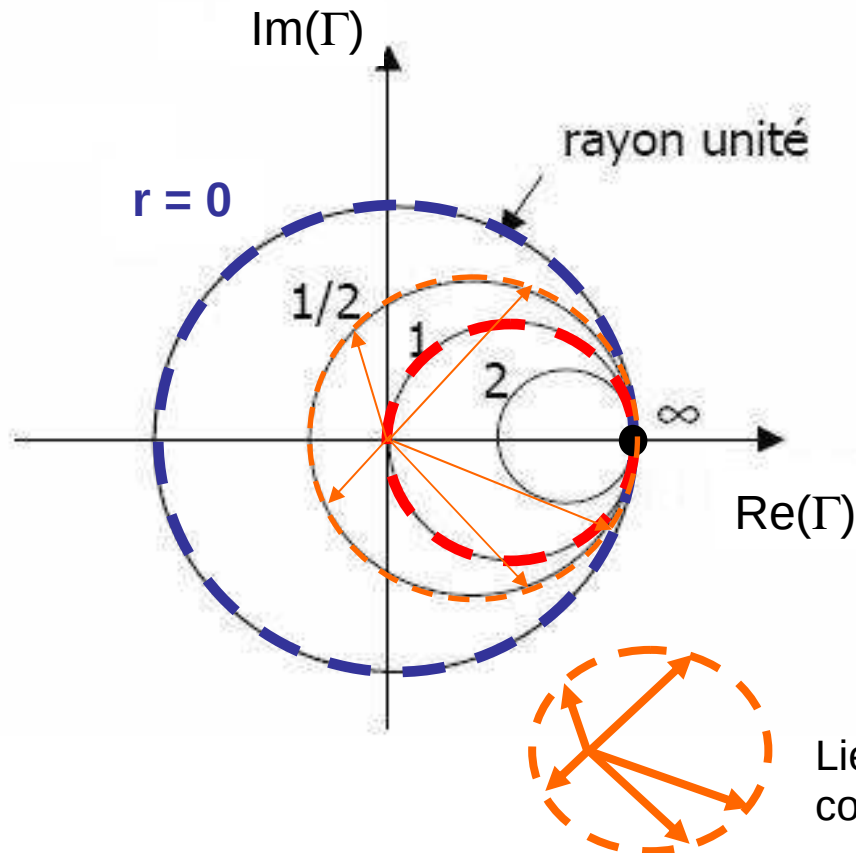
(Courbes d'équi-résistance)

Notation: en minuscule $\Rightarrow$ grandeur réduite ou normalisée par rapport à Z_C

$\underline{z} = \underline{Z}/\underline{Z}_C =$ impédance réduite

$$\left. \begin{aligned} \underline{\Gamma} = p + j.q = \frac{\underline{Z} - \underline{Z}_C}{\underline{Z} + \underline{Z}_C} = \frac{\underline{z} - 1}{\underline{z} + 1} \\ \underline{z} = \frac{1 + \underline{\Gamma}}{1 - \underline{\Gamma}} = r + j.x \end{aligned} \right\} \left(p - \frac{r}{1+r} \right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{1+r} \right)^2$$

Courbes d'équi-résistance ($r \geq 0$!)
= cercle de centre $(r/(1+r) ; 0)$
et de rayon $1/(1+r)$.



• **$r = 0$ quelque soit x**

(comportement purement réactif):
cercle de centre $(0 ; 0)$ et rayon 1
donc $|\rho| = 1$.

(lieu des selfs et capacités pures).

• **$r = 1$ quelque soit x**

($r = Z_C$ donc charge adaptée à la ligne):
cercle de centre $(0,5 ; 0)$ et rayon 0,5.

• **$r = \infty$ (circuit ouvert):**

cercle de centre $(1 ; 0)$ et rayon 0.

Lieu de tout système dont le coefficient de réflexion $\underline{\Gamma}$ correspond à une charge telle que $\text{Re}(\underline{z}) = 0,5$

Abaque de Smith

(Courbes d'équi-réactance)

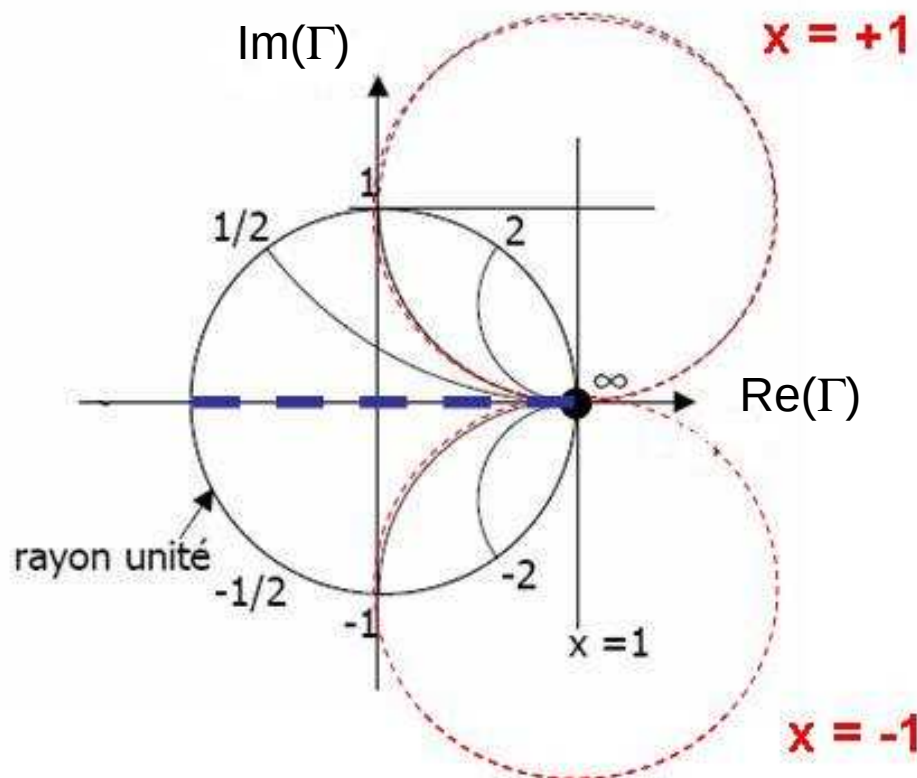
$$\left. \begin{aligned} \underline{\Gamma} = p + j.q = \frac{\underline{Z} - \underline{Z}_c}{\underline{Z} + \underline{Z}_c} = \frac{\underline{z} - 1}{\underline{z} + 1} \\ \underline{z} = \frac{1 + \underline{\Gamma}}{1 - \underline{\Gamma}} = r + j.x \end{aligned} \right\} (p-1)^2 + \left(q - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2$$

Courbes d'équi-réactance (x)

= cercle de centre $(1 ; 1/x)$

et de rayon $1/x$

mais x peut être >0 ou <0
d'où 2 cercles!



• x = 0 quelque soit r

(comportement purement résistif):

"cercle" de centre $(1 ; \pm \infty)$ et rayon ∞
(lieu des résistances pures).

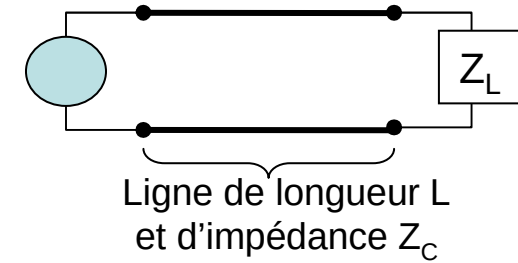
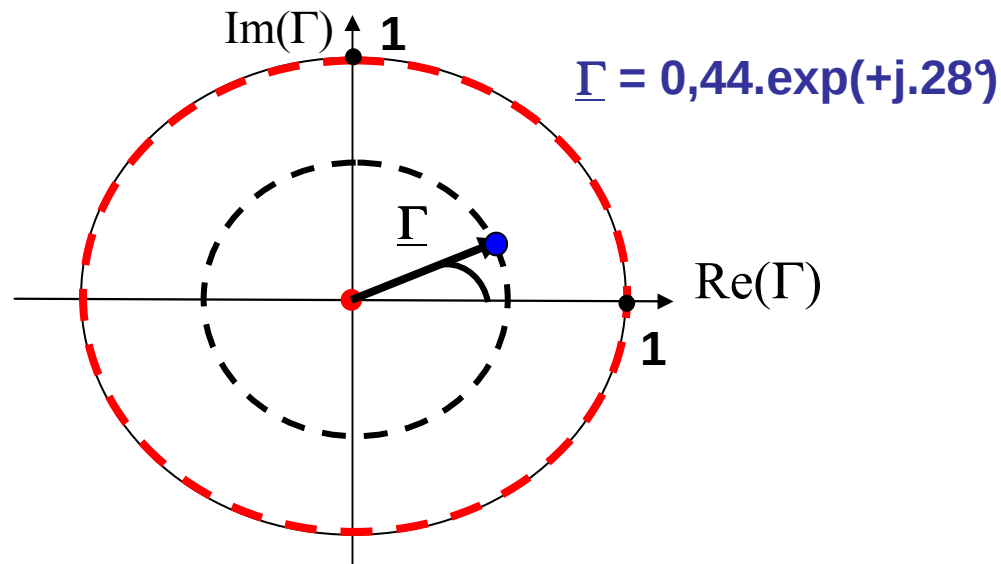
• x = ± 1 quelque soit r

cercle de centre $(1 ; \pm 1)$ et rayon 1.

• **x = ∞ (circuit ouvert):**

cercle de centre $(1 ; 0)$ et rayon 0.

Coefficient de réflexion $\Leftrightarrow$ impédance réduite



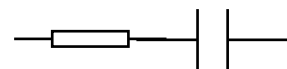
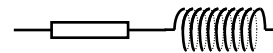
$$\underline{\Gamma} \Rightarrow |\underline{\Gamma}|.\exp(j.\theta)$$

$\text{---} \quad |\underline{\Gamma}| = 1$

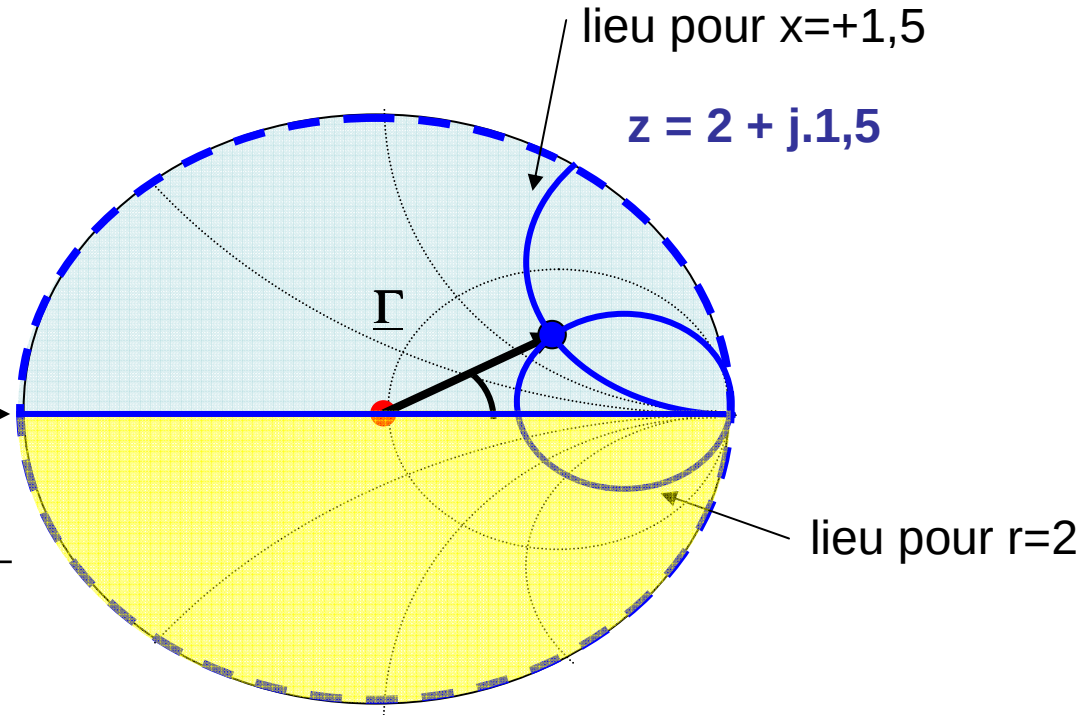
$\bullet \quad |\underline{\Gamma}| = 0$

Impédance normalisée: $z = Z/Z_C$
ou impédance réduite

$$z = r + j.x$$



$x = 0$



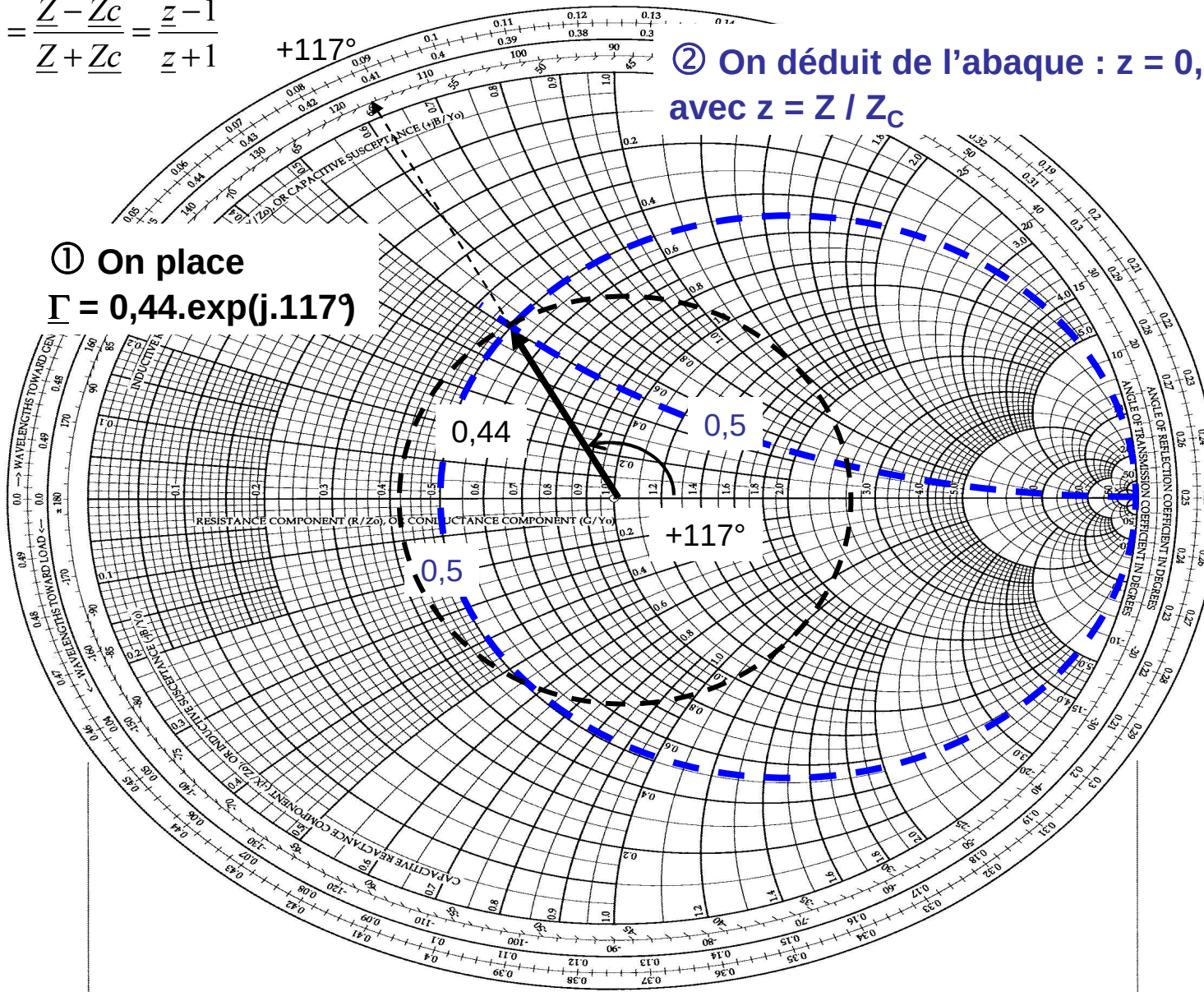
Abaque de Smith

Γ = coefficient de réflexion
 z = impédance réduite

$$\Gamma = p + j.q = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad +117^\circ$$

② On déduit de l'abaque : $z = 0,5 + j.0,5$
 avec $z = Z / Z_c$

① On place
 $\Gamma = 0,44 \cdot \exp(j.117^\circ)$



Pertes d'insertion

Perte d'insertion (*insertion loss*)
= pertes du fait de la puissance réfléchie
par désadaptation (*mismatch*)

$$\Gamma = \text{coeff. de réflexion} = \frac{\text{champ électrique réfléchi}}{\text{champ électrique incident}}$$



Grandeurs non mesurables!



$$\text{perte de réflexion (return loss)} = \frac{P_{\text{réfléchi}}}{P_{\text{incidente}}} = \Gamma^2$$

$$= |10 \cdot \log(\Gamma^2)| = |20 \cdot \log(\Gamma)|$$

Nombreuses grandeurs associées:

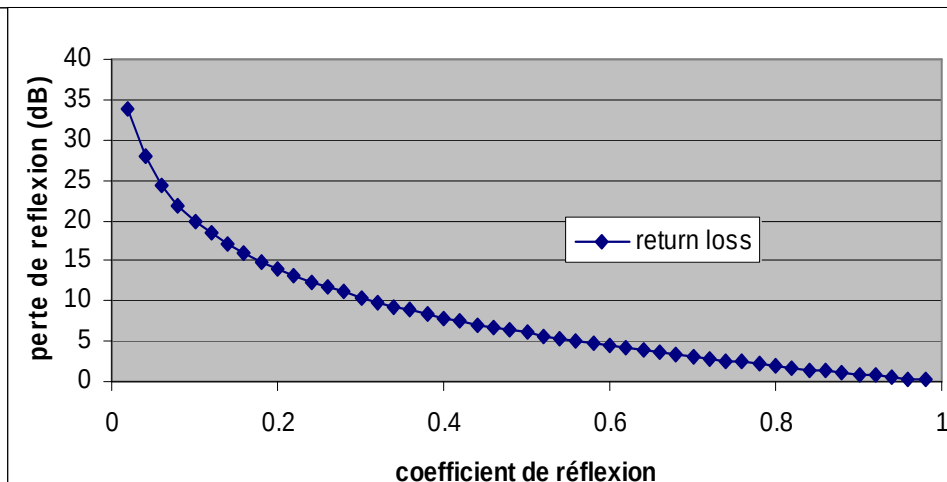
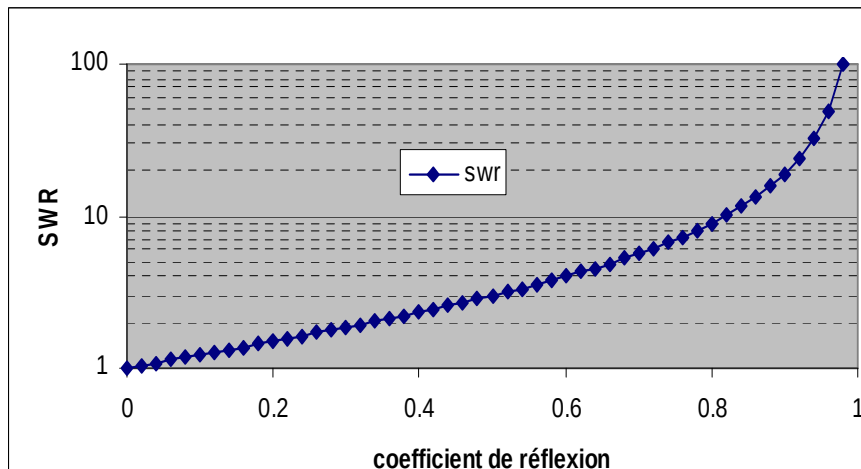
- % de puissance réfléchie
- Coefficient de réflexion
- **R**aux d'**O**ndes **S**tationnaires (**S**tanding **W**ave **R**atio)

$$\rho = ROS = \frac{|\vec{E}_{MAX}|}{|\vec{E}_{min}|} \quad ROS (SWR) = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad \Gamma = \frac{\rho-1}{\rho+1}$$

$$\text{perte d'insertion (insertion loss)} = \frac{P_{\text{transmise}}}{P_{\text{incidente}}}$$

1% de puissance réfléchie ($\rho=0,01$) = 20dB de perte de retour = SWR de 1,25

50% de puissance réfléchie ($\rho=0,5$) = 3dB de perte de retour = SWR de 5,80



Théorie complète de la propagation sur une ligne

Si la longueur de la ligne $L > \lambda$, alors $\underline{V}$ et $\underline{I}$ varient le long de la ligne, donc les valeurs instantanées de $\underline{V}$ et $\underline{I}$ ne sont plus constantes sur la ligne (même si pertes = 0)!

A.N: si 0,8 fois la vitesse de la lumière, $\lambda = 24\text{m}$ à 10MHz et seulement 2,4m à 100MHz...

Rappel: à Hautes Fréquences (micro-ondes), on ne considère plus la propagation du courant (électrons) et de la tension dans la ligne, mais la propagation d'ondes ou champs électromagnétiques pour rendre compte correctement de ce qui se passe dans la ligne.

Néanmoins: analogie physique entre $\underline{E}$ et $\underline{H}$ par rapport à $\underline{V}$ et $\underline{I}$ donc possibilité de décrire ce qui se passe dans une ligne par des schémas électriques équivalents à base R, L et C.

Formalisme mathématique choisi: représentation complexe plutôt que vectoriel

$\underline{a}(x,t)$ = fonction complexe dépendante de l'espace et du temps.

En régime sinusoïdal (étude mono fréquentielle): $\underline{a}(x,t) = \underline{A}(x).e^{j.\omega.t}$

avec $\underline{A}(x) = A(x).e^{j.\varphi.x} = A(x).[\cos \varphi(x) + j.\sin \varphi(x)]$

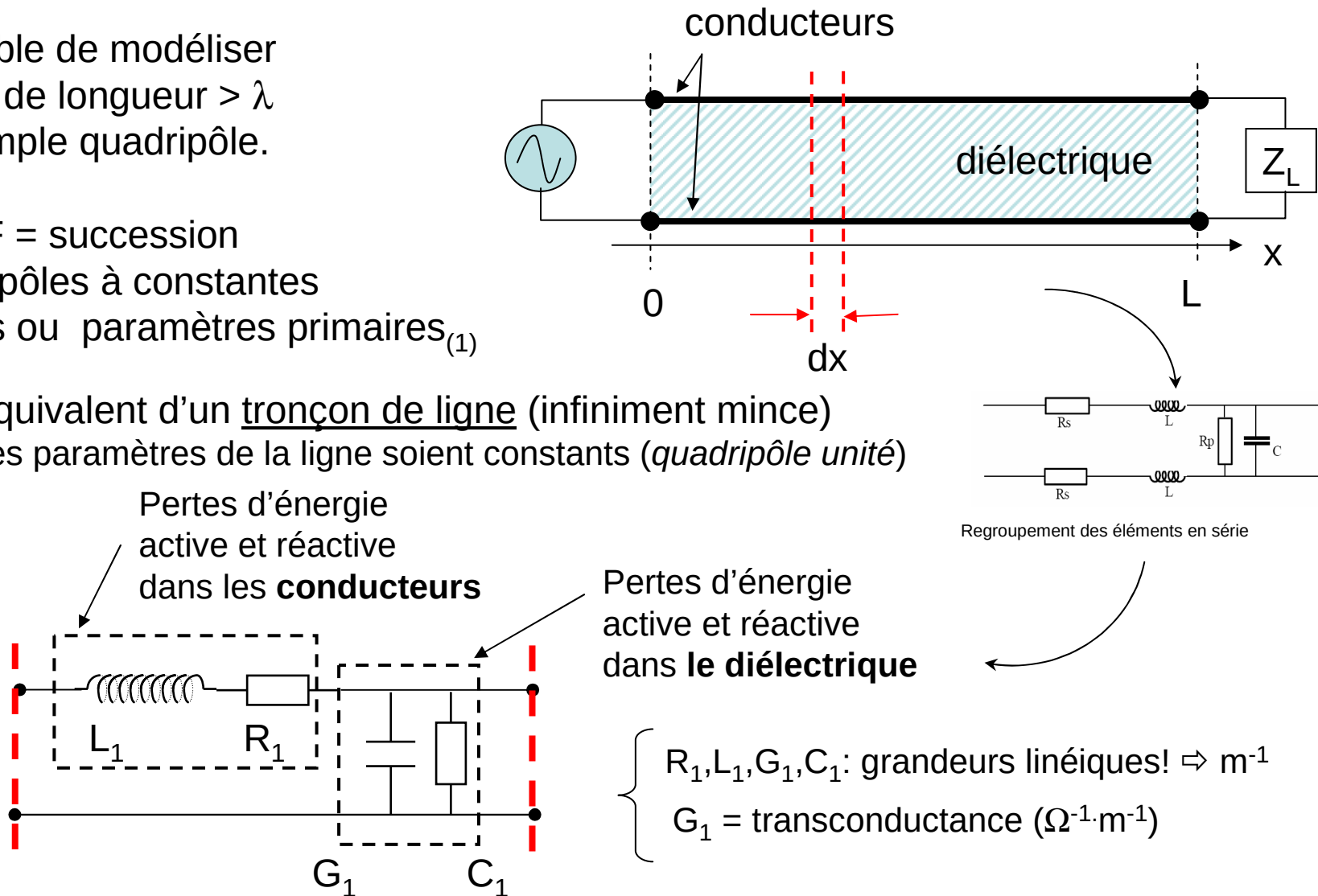
$a(x,t)$ = partie réelle de $\underline{a}(x,t) = A(x).\cos[\omega.t + \varphi(x)]$

Donc **grandeur soulignée = grandeur complexe**

Modèle électrique équivalent de la ligne

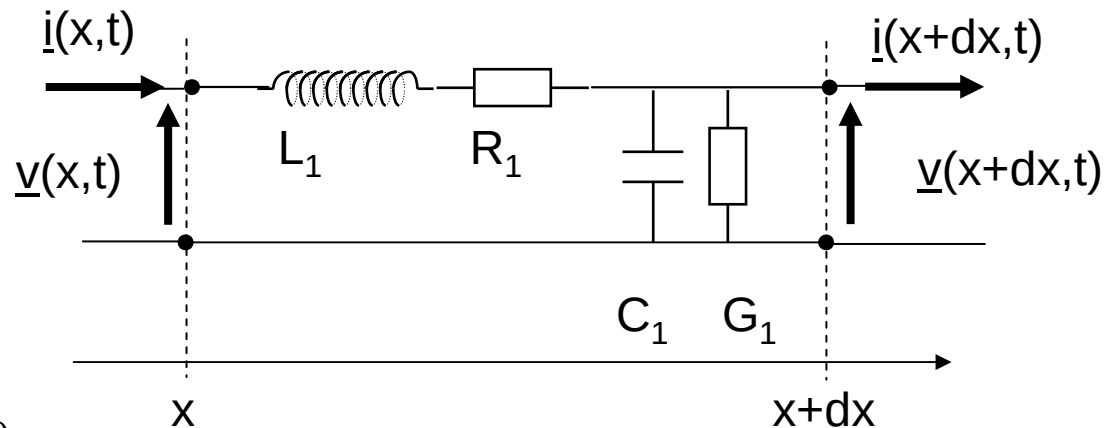
- Impossible de modéliser une ligne de longueur $> \lambda$ par un simple quadripôle.
- ligne HF = succession de quadripôles à constantes localisées ou paramètres primaires⁽¹⁾

Modèle équivalent d'un tronçon de ligne (infiniment mince) pour que les paramètres de la ligne soient constants (*quadripôle unité*)



Remarque: modélisation avec quadripôles à constantes localisées seulement pour les lignes TEM (Transversal Electric and Magnetic fields: $\underline{E}$ et $\underline{H}$ perpendiculaires à la direction des conducteurs) = coaxial, bifilaire, triplaques (micro-ruban) mais pas pour les guides d'ondes !

Équations de propagation



Rappels:

$$\underline{\phi}(t) =$$

$$\underline{e}(t) =$$

$$\underline{q}(t) =$$

$$\underline{i}(t) =$$

?

① $\frac{\partial \underline{v}}{\partial x}$ = variation de la tension entre les 2 extrémités

=

Signe négatif
car pertes ou chutes
de tension et de courant

② $\frac{\partial \underline{i}}{\partial x}$ = variation de courant entre les 2 extrémités

$$= -G_1 \cdot \underline{v} - C_1 \cdot \frac{\partial \underline{v}}{\partial t}$$



Équations liées en $\underline{v}$ et $\underline{i}$. (Séparation possible des variables: $\partial/\partial x$ de ① $\Rightarrow$ ②)

Équation des télégraphistes:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \underline{v}}{\partial x^2} - L_1 \cdot C_1 \cdot \frac{\partial^2 \underline{v}}{\partial t^2} - (R_1 \cdot C_1 + L_1 \cdot G_1) \cdot \frac{\partial \underline{v}}{\partial t} - R_1 \cdot G_1 \cdot \underline{v} &= 0 \\ \frac{\partial^2 \underline{i}}{\partial x^2} - L_1 \cdot C_1 \cdot \frac{\partial^2 \underline{i}}{\partial t^2} - (R_1 \cdot C_1 + L_1 \cdot G_1) \cdot \frac{\partial \underline{i}}{\partial t} - R_1 \cdot G_1 \cdot \underline{i} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

Étude en régime sinusoïdal:

$\underline{v}(x,t)$ remplacé par $\underline{V}(x) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}$

$\underline{i}(x,t)$ remplacé par $\underline{I}(x) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}$

$$\frac{\partial \underline{v}}{\partial t} = \underline{V} \cdot j \omega \cdot e^{j \omega t} \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 \underline{v}}{\partial t^2} = -\underline{V} \cdot \omega^2 \cdot e^{j \omega t}$$

Recherche des solutions physiques : $\underline{V}$ et $\underline{I}$ le long de la ligne ?

$$\frac{\partial^2 \underline{V}}{\partial^2 x} = (R_1 + jL_1\omega).(G_1 + jC_1\omega).\underline{V} = \gamma^2.\underline{V}$$

$$\frac{\partial^2 \underline{I}}{\partial^2 x} = (R_1 + jL_1\omega).(G_1 + jC_1\omega).\underline{I} = \gamma^2.\underline{I}$$

avec

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + jL_1\omega).(G_1 + jC_1\omega)}$$

γ = **constante de propagation**
= nombre complexe = $\alpha + j.\beta$

[Equations des télégraphistes]

Équa. diff. du 2^{ème} ordre à coeff. constants.

⇒ solution mathématique de la forme:

$$\begin{aligned} \underline{V}(x) &= \underline{V}_i.e^{-\gamma x} + \underline{V}_r.e^{+\gamma x} && \text{avec } \underline{V}_i \text{ et } \underline{V}_r = \text{constantes d'intégration.} \\ \underline{I}(x) &= \underline{I}_i.e^{-\gamma x} + \underline{I}_r.e^{+\gamma x} && \text{avec } \underline{I}_i \text{ et } \underline{I}_r = \text{constantes d'intégration.} \end{aligned}$$

Solution = somme
de 2 ondes
se propageant
en sens opposé

décroît en x vers la droite
donc sortant du générateur
[signal INCIDENT]

décroît en x vers la gauche
donc retournant vers le générateur
[signal REFLECHI]

Lors de la recherche des valeurs des constantes $\underline{V}_i$, $\underline{V}_r$, $\underline{I}_i$ et $\underline{I}_r$ et , on montre que:

$$\frac{-\underline{V}_r}{\underline{I}_r} = \frac{\underline{V}_i}{\underline{I}_i} = Z_C = \text{impédance caractéristique de la ligne}$$

$$\text{avec } Z_C = \sqrt{\frac{R_1 + jL_1\omega}{G_1 + jC_1\omega}}$$

Signification physique de γ la constante de propagation ?

Caractéristiques de la propagation le long de la ligne

En tout point de la ligne et quelque soit t : $\underline{V}(x) = V_i.e^{-\gamma x} + V_r.e^{+\gamma x}$ avec $\gamma = \alpha + j.\beta$

$$\underline{v}(x,t) = \underline{V}(x).e^{j\omega t} = \overbrace{V_i.e^{-\alpha.x}}^{\text{Onde incidente}} \overbrace{e^{j(\omega t - \beta x)}}^{\text{Onde réfléchie}} + V_r.e^{+\alpha.x} e^{j(\omega t - \beta x)} \text{ avec } \alpha = \text{Re}(\gamma), \beta = \text{Im}(\gamma).$$

Perte en ligne ou atténuation linéique (Np.m^{-1})
(α = partie réelle de γ)

Terme de propagation: vibration sinusoïdale

- de pulsation ω
- de longueur d'onde $\lambda = 2\pi / \beta$ ($= v/f$)
(β = partie imaginaire de γ)

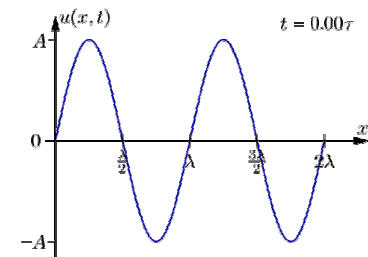
Rappel: $\underline{V}_i = V_i.e^{j\varphi}$ donc phase de l'expression d'onde = $\omega.t - \beta.x + \varphi$

Notion de vitesse de phase

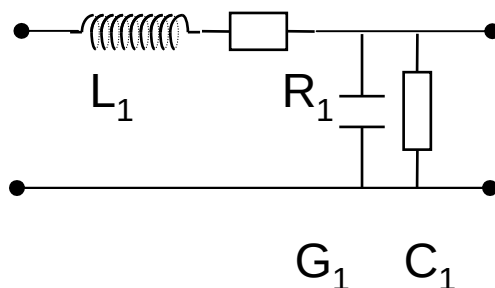
= vitesse de déplacement en x pour que l'onde paraisse immobile (phase = constante).

$$\left. \begin{aligned} \omega.t - \beta.x + \varphi &= cte \\ \frac{\partial}{\partial t}(\omega.t - \beta.x + \varphi) &= 0 \end{aligned} \right\}$$

$$\text{d'où } \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\omega}{\beta} = v_p = \text{vitesse de phase}$$



Ligne sans pertes:



Donc $R_1 = G_1 = 0$

$$\text{d'où : } \gamma = j\omega\sqrt{L_1.C_1} = \alpha + j\beta$$

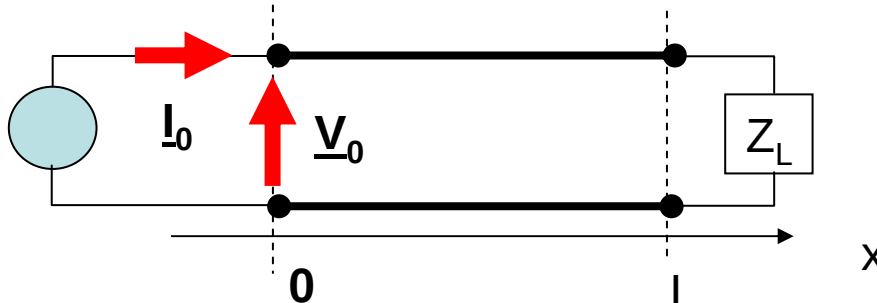
$$\alpha = 0 \text{ et } v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_1.C_1}}$$

Tension, courant et impédance le long de la ligne

Tension et courant varient dans le temps et avec la position sur la ligne: $\underline{v}(x,t)$ et $\underline{i}(x,t)$.
Par conséquent : $\underline{Z}(x,t)$ aussi [$= \underline{v}(x,t)/\underline{i}(x,t)$].

Étude en régime sinusoïdal : $\underline{v}(x,t) = \underline{V}(x) \cdot e^{j\omega t} = \underline{V}_i \cdot e^{-\alpha \cdot x} e^{j(\omega t - \beta x)} + \underline{V}_r \cdot e^{+\alpha \cdot x} e^{j(\omega t - \beta x)}$

On note:
 $\underline{V}(x=0) = \underline{V}_0$



$\underline{V}_0, \underline{I}_0, \gamma$ et Z_C connus.
 $\underline{V}(x)? \underline{I}(x)? \underline{Z}(x)?$

$\underline{V}_0 = \underline{V}_i + \underline{V}_r$
 $\underline{I}_0 = \underline{I}_i + \underline{I}_r$

et $\frac{-\underline{V}_r}{\underline{I}_r} = \frac{\underline{V}_i}{\underline{I}_i} = Z_C$

• simplification des termes en $e^{j\omega t}$
 • en $x=0$: $e^{-\alpha \cdot x} = 1$
 (origine de l'axe prise sur le générateur)

➡

$$\underline{V}_i = \frac{\underline{V}_0 + Z_C \cdot \underline{I}_0}{2}$$

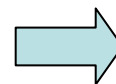
$$\underline{V}_r = \frac{\underline{V}_0 - Z_C \cdot \underline{I}_0}{2}$$

or $\underline{V}(x) = \underline{V}_i \cdot e^{-\gamma x} + \underline{V}_r \cdot e^{+\gamma x}$

On obtient alors:

$$\underline{V}(x) = \underline{V}_0 \cdot \text{ch}(\gamma \cdot x) - Z_C \cdot \underline{I}_0 \cdot \text{sh}(\gamma \cdot x)$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_0 \cdot \text{ch}(\gamma \cdot x) - (\underline{V}_0 / Z_C) \cdot \text{sh}(\gamma \cdot x)$$

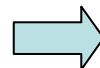


$$Z(x) = Z_C \frac{Z_0 - Z_C \cdot \text{th}(\gamma \cdot x)}{Z_C - Z_0 \cdot \text{th}(\gamma \cdot x)}$$

avec $Z_0 = \underline{V}_0 / \underline{I}_0$

$\underline{Z}(x=L) = Z_L$ d'où :

$$Z_L = Z_C \frac{Z_0 - Z_C \cdot \text{th}(\gamma \cdot L)}{Z_C - Z_0 \cdot \text{th}(\gamma \cdot L)}$$



$$Z_0 = Z_C \frac{Z_L + Z_C \cdot \text{th}(\gamma \cdot L)}{Z_C + Z_L \cdot \text{th}(\gamma \cdot L)}$$

donc Z_0 l'impédance
à l'entrée de la ligne
dépend de Z_C , Z_L et L !

Effets d'impédance de charges particulières

si $Z_L = Z_C$ (ligne adaptée à la charge) :

- $Z_0 = Z_C$ quelque soit la longueur de la ligne!
- $Z(x) = Z_C$ quelque soit la longueur de la ligne!

$$Z_0 = Z_C \frac{Z_L + Z_C \cdot th(\gamma.L)}{Z_C + Z_L \cdot th(\gamma.L)}$$

si $Z_L = 0$ (ligne en court-circuit) :

- $Z_0 = Z_C \cdot th(\gamma.L)$

$$Z(x) = Z_C \frac{Z_0 - Z_C \cdot th(\gamma.x)}{Z_C - Z_0 \cdot th(\gamma.x)}$$

si $Z_L = \infty$ (ligne en circuit ouvert) :

- $Z_0 = Z_C / th(\gamma.L)$

$$\text{Pour une ligne sans pertes: } Z_0 = Z_C \frac{Z_L + j.Z_C \cdot tg(\beta.L)}{Z_C + j.Z_L \cdot tg(\beta.L)}$$

si $Z_L \neq Z_C$, 0 et ∞ mais de longueur $(2n+1).\lambda/4$ (ligne quart d'onde) :

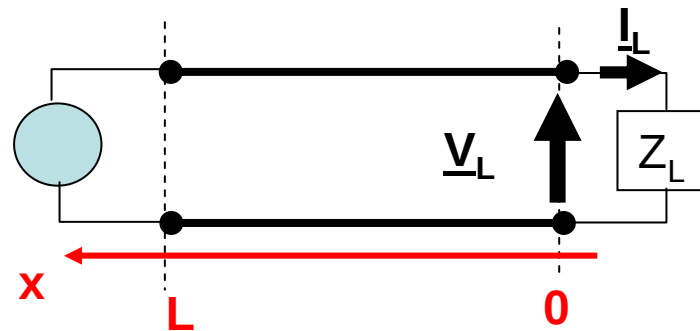
ou $\beta.L = (2n+1).\pi/2$

- $Z_0 = Z_C^2 / Z_L \Rightarrow$ système « inverseur d'impédance » car :
 - si Z_L réactif, Z_0 de signe contraire.
 - si $Z_L = 0$, $Z_0 = \infty$! (isolateur HF)
 - si $Z_L = \infty$, $Z_0 = 0$!

si $Z_L \neq Z_C$, 0 et ∞ mais de longueur $(2n+1).\lambda/2$ (ligne demi-onde) : donc $\beta.L = n.\pi$

- $Z_0 = Z_L \Rightarrow$ technique pour ramener en un endroit donné une impédance égale à celle de la charge.

Réflexion en bout de ligne



"dx devient "-dx" !

Relations modifiées:

$$\underline{V}_i = \frac{\underline{V}_L + Z_C \underline{I}_L}{2} \quad \underline{V}_r = \frac{\underline{V}_L - Z_C \underline{I}_L}{2}$$

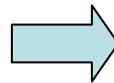
et $\underline{V}(x) = \underline{V}_i \cdot e^{+\gamma x} + \underline{V}_r \cdot e^{-\gamma x}$

Relations conservées:

$$\frac{-\underline{V}_r}{\underline{I}_r} = \frac{\underline{V}_i}{\underline{I}_i} = Z_C \quad \frac{\partial^2 \underline{V}}{\partial x^2} = \gamma^2 \underline{V} \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 \underline{I}}{\partial x^2} = \gamma^2 \underline{I}$$

$$\underline{V}(x) = \underline{V}_L \cdot \text{ch}(\gamma x) + Z_C \underline{I}_L \cdot \text{sh}(\gamma x)$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_L \cdot \text{ch}(\gamma x) + (\underline{V}_L / Z_C) \cdot \text{sh}(\gamma x)$$



$$\underline{Z}(x) = Z_C \frac{\underline{V}_L + Z_C \underline{I}_L \cdot \text{th}(\gamma x)}{Z_C + \underline{V}_L \cdot \text{th}(\gamma x)} \quad \text{avec} \quad Z_L = \underline{V}_L / \underline{I}_L$$

Dans ce repère, le coefficient de réflexion $\underline{\Gamma}(x)$ devient:

$$\underline{\Gamma}(x) = \frac{\text{amplitude de l'onde réfléchie}}{\text{amplitude de l'onde incidente}}$$

$$\underline{\Gamma}(x=0) = \underline{\Gamma}_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$$

$$\underline{\Gamma}(x) = \frac{\underline{V}_r e^{-\gamma x}}{\underline{V}_i e^{+\gamma x}} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \cdot e^{-2\gamma x}$$



: calcul effectué en prenant l'origine des x au niveau de la charge et plus au niveau du générateur !

Régime d'ondes stationnaires

$$\underline{\Gamma}(x) = \frac{V_r e^{-\gamma x}}{V_i e^{+\gamma x}} = \frac{V_r}{V_i} e^{-2\gamma x} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \cdot e^{-2\gamma x}$$

Si $Z_L = Z_C$ alors $\underline{\Gamma} = 0$

donc aucune réflexion nulle part: régime pur d'ondes progressives

- | | | |
|--|---|--|
| <ol style="list-style-type: none"> 1. si $Z_L = 0$ (court-circuit) 2. si $Z_L = \infty$ (circuit ouvert) 3. si $Z_L - Z_C = Z_L + Z_C$ | } | alors $ \underline{\Gamma} = 1$: régime pur d'ondes <u>stationnaires</u> |
|--|---|--|

Comportement de la ligne en situation d'ondes stationnaires :

illustration par l'étude du cas : $Z_L = 0$ et ligne sans pertes

Donc $\underline{\Gamma}_L = -1$ mais aussi $\underline{V}_L = 0$ (court-circuit), d'où :

$$Z(x) = Z_C \frac{Z_L + Z_C \cdot \text{th}(\gamma x)}{Z_C + Z_L \cdot \text{th}(\gamma x)}$$

$$\underline{V}(x) = \underline{V}_L \cdot \text{ch}(\gamma x) + Z_C \cdot \underline{I}_L \cdot \text{sh}(\gamma x) = Z_C \cdot \underline{I}_L \cdot \text{sh}(\gamma x) = j \cdot Z_C \cdot \underline{I}_L \cdot \sin(\beta x)$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_L \cdot \text{ch}(\gamma x) + (\underline{V}_L / Z_C) \cdot \text{sh}(\gamma x) = \underline{I}_L \cdot \text{ch}(\gamma x) = \underline{I}_L \cdot \cos(\beta x)$$

$(\underline{V}_L = 0)$

(sans pertes: $\gamma = j \cdot \beta$)

$$Z(x) = j \cdot Z_C \cdot \text{tg}(\beta x)$$

lorsque $Z_L = 0$!
(voir transparent suivant)

Rappel: $\underline{v}(x,t) = \underline{V}(x) \cdot e^{j \cdot \omega t}$ et grandeur visualisée sur oscilloscope: $v(x,t) = \text{Re}(\underline{v}(x,t))$

en posant : $\underline{I}_L = I_L \cdot e^{j\varphi}$ d'où:

$$\begin{aligned} \bullet v(x,t) &= \text{Re}[j \cdot Z_C \cdot I_L \cdot e^{j\varphi} \cdot \sin(\beta x) \cdot e^{j \cdot \omega t}] \\ &= Z_C \cdot I_L \cdot \sin(\beta x) \cdot \sin(\omega t + \varphi + \pi/2) \end{aligned}$$

$$\bullet i(x,t) = I_L \cdot \sin(\beta x + \pi/2) \cdot \sin(\omega t + \varphi + \pi/2)$$

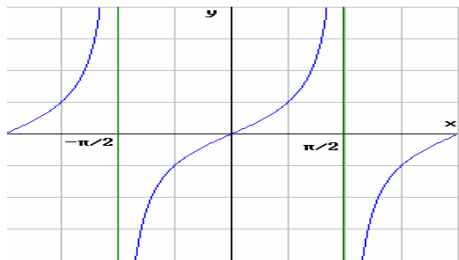
donc $v(x,t)$ et $i(x,t)$
constamment en quadrature de phase
en x et en t **pour une onde stationnaire !**
donc puissance purement réactive (active = 0)

Impédance d'entrée d'une ligne, sans pertes, chargée

Par un court-circuit

$$Z(x) = j \cdot Z_C \cdot \tan(\beta \cdot x)$$

Ondes stationnaires!



• $0 < \beta \cdot x < \pi/2$ (ou $0 < L < \lambda/4$) : Z_e = self pure.

• $\beta \cdot x = \pi/2$ (ou $L = \lambda/4 \Rightarrow$ **ligne quart d'onde**) : $Z_e = \infty$ (c.o.).

• $\pi/2 < \beta \cdot x < \pi$ (ou $\lambda/4 < L < \lambda/2$) : Z_e = capacité pure.

• $\beta \cdot x = \pi$ (ou $L = \lambda/2 \Rightarrow$ **ligne demi d'onde**) : $Z_e = 0$ (c-c).

L = longueur
de la ligne.
 $\beta = 2\pi / \lambda$



= élément de ligne court-circuitée
de longueur variable

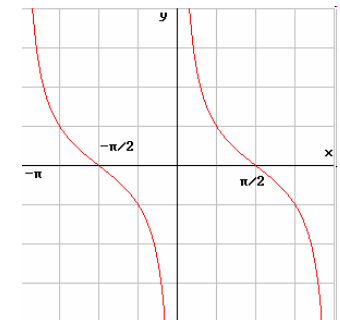
Par un circuit ouvert

$Z(x) = -j \cdot Z_C / \tan(\beta \cdot x) = -j \cdot Z_C \cdot \cot(\beta \cdot x) \Rightarrow$ résultats inversés par rapport au CC.

$$v(x,t) = V_L \cdot \sin(\beta \cdot x + \pi/2) \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

$$i(x,t) = (V_L / Z_C) \cdot \sin(\beta \cdot x) \cdot \cos(\omega t + \varphi + \pi/2)$$

Ondes stationnaires!



Par une réactance

$Z_L = j \cdot X_L$ d'où $\rho_L = 1 \cdot e^{j \cdot \varphi}$ (voir TD n°2)

$$\underline{V}(x) = \underline{V}_i \cdot e^{j \cdot \beta \cdot x} [1 + e^{j(\varphi - 2 \cdot \beta \cdot x)}]$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_i \cdot e^{j \cdot \beta \cdot x} [1 - e^{j(\varphi - 2 \cdot \beta \cdot x)}]$$

• pour $\varphi - 2 \cdot \beta \cdot x = 2k\pi$: tension maximale et courant nul.

• pour $\varphi - 2 \cdot \beta \cdot x = (2k+1)\pi$: tension nulle et courant maximal.

Coefficient de réflexion $\Leftrightarrow$ Impédance le long de la ligne

Coefficient de réflexion : $\underline{\Gamma}(x)$

[origine des axes sur la charge ($x=0$)]

$$\begin{aligned} \underline{V}(x) &= \underline{V}_i(x) + \underline{V}_r(x) \\ &= \underline{V}_i \cdot e^{+\gamma x} + \underline{V}_r \cdot e^{-\gamma x} \\ \frac{-\underline{V}_r}{\underline{I}_r} &= \frac{\underline{V}_i}{\underline{I}_i} = Z_C \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} \underline{V}_r &= \frac{\underline{V}_L - Z_C \cdot \underline{I}_L}{2} \\ \underline{V}_i &= \frac{\underline{V}_L + Z_C \cdot \underline{I}_L}{2} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\underline{\Gamma}(x) = \frac{\underline{V}_r e^{-\gamma x}}{\underline{V}_i e^{+\gamma x}} = \frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_i} e^{-2\gamma x} = \frac{\underline{Z}_L - \underline{Z}_C}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_C} \cdot e^{-2\gamma x}}$$

ou $\boxed{\underline{\Gamma}(x) = \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2\gamma x}}$ avec $\underline{\Gamma}_L = \underline{\Gamma}(x=0)$

Impédance le long de la ligne:

Au niveau de la charge (origine de l'axe: $x=0$) : $\underline{V}_L = \underline{V}_i + \underline{V}_r$ et $\underline{I}_L = \underline{I}_i + \underline{I}_r$ avec $\underline{Z}_L = \underline{V}_L / \underline{I}_L$

$\begin{aligned} \underline{V}(x) &= \underline{V}_L \cdot \text{ch}(\gamma x) + Z_C \cdot \underline{I}_L \cdot \text{sh}(\gamma x) \\ \underline{I}(x) &= \underline{I}_L \cdot \text{ch}(\gamma x) + (\underline{V}_L / Z_C) \cdot \text{sh}(\gamma x) \end{aligned}$	en fonction de la charge $\underline{Z}_L$	$\underline{Z}(x) = \underline{Z}_C \frac{\underline{Z}_L + \underline{Z}_C \cdot \text{th}(\gamma x)}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_L \cdot \text{th}(\gamma x)}$
$\begin{aligned} \underline{V}(x) &= \underline{V}_i \cdot e^{\gamma x} [1 + \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2\gamma x}] \\ \underline{I}(x) &= \underline{I}_i \cdot e^{\gamma x} [1 - \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2\gamma x}] \end{aligned}$	en fonction du coefficient de réflexion sur la charge $\underline{\Gamma}_L$	$\underline{Z}(x) = \underline{Z}_C \frac{1 + \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2\gamma x}}{1 - \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2\gamma x}}$

Pour une ligne sans pertes : Z_C réel et $\gamma = j \cdot \beta \cdot x$

$$\left. \begin{aligned} \underline{V}(x) &= \underline{V}_i \cdot e^{j\beta x} + \underline{V}_r \cdot e^{-j\beta x} \\ &= \underline{V}_i \cdot [e^{j\beta x} + \underline{\Gamma}(x) \cdot e^{-j\beta x}] \\ \underline{I}(x) &= \underline{I}_i \cdot e^{j\beta x} + \underline{I}_r \cdot e^{-j\beta x} \\ &= \underline{I}_i \cdot [e^{j\beta x} - \underline{\Gamma}(x) \cdot e^{-j\beta x}] \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\text{en posant} \\ &\underline{\Gamma}_L = \underline{\Gamma}_L e^{j(\varphi - 2\beta x)} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\underline{Z}(x) = \underline{Z}_C \frac{1 + \underline{\Gamma}_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta x)}}{1 - \underline{\Gamma}_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta x)}}$$

V, I et E mesurées le long d'une ligne sans pertes

Rappel

$$\begin{cases} \underline{V}(x) = \underline{V}_i \cdot e^{\gamma \cdot x} [1 + \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot x}] \\ \underline{I}(x) = \underline{I}_i \cdot e^{\gamma \cdot x} [1 - \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot x}] \\ \underline{Z}(x) = \underline{Z}_C \frac{1 + \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot x}}{1 - \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot x}} \end{cases}$$

avec $\underline{\Gamma}_L = \Gamma_L \cdot \exp(j\varphi)$

Sans pertes

$$\begin{cases} \underline{V}(x) = \underline{V}_i \cdot e^{j\beta \cdot x} [1 + \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta \cdot x)}] \\ \underline{I}(x) = \underline{I}_i \cdot e^{j\beta \cdot x} [1 - \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta \cdot x)}] \\ \underline{Z}(x) = Z_C \frac{1 + \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta \cdot x)}}{1 - \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta \cdot x)}} \end{cases}$$

en module (grandeur mesurée)

$$|\underline{V}(x)| = |\underline{V}_i| \cdot |1 + \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta x)}| = |\underline{V}_i| \cdot \sqrt{1 + 2\Gamma_L \cos(\varphi - 2\beta x) + \Gamma_L^2}$$

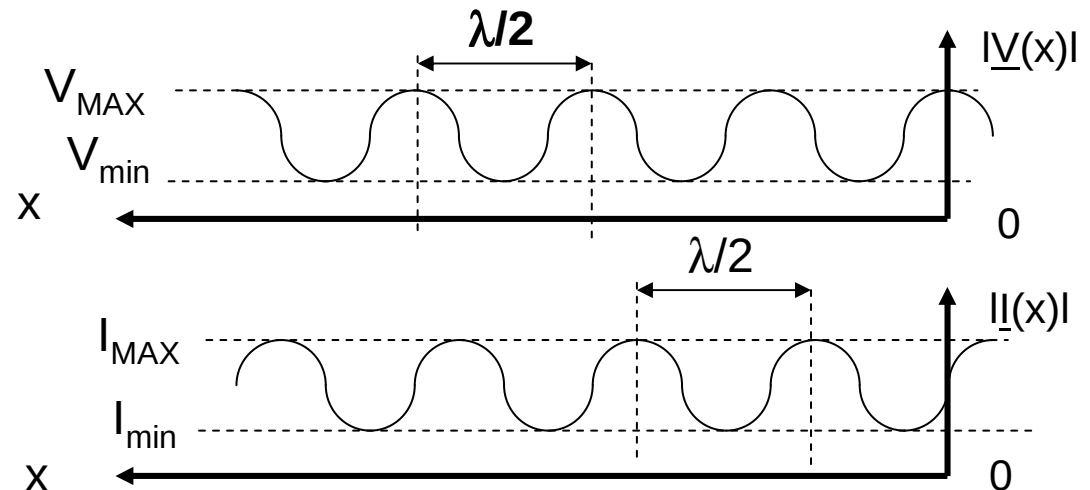
$$|\underline{I}(x)| = |\underline{I}_i| \cdot |1 - \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta x)}| = |\underline{I}_i| \cdot \sqrt{1 - 2\Gamma_L \cos(\varphi - 2\beta x) + \Gamma_L^2}$$

compris entre $(1 - \Gamma_L)$ et $(1 + \Gamma_L)$

$$\begin{cases} V_{MAX} = |\underline{V}_i| \cdot (1 + \Gamma_L) \\ V_{min} = |\underline{V}_i| \cdot (1 - \Gamma_L) \\ I_{MAX} = |\underline{I}_i| \cdot (1 + \Gamma_L) \\ I_{min} = |\underline{I}_i| \cdot (1 - \Gamma_L) \end{cases}$$

- $\varphi - 2\beta x = 2k\pi$:
 $|\underline{V}(x)| = V_{MAX}$
 $|\underline{I}(x)| = I_{min}$
- $\varphi - 2\beta x = (2k+1)\pi$:
 $|\underline{V}(x)| = V_{min}$
 $|\underline{I}(x)| = I_{MAX}$

Tension et courant en quadrature
quelques soient φ et x .



Rapport d'Ondes Stationnaires: ρ (ou Standing Wave Ratio)

- $\varphi - 2\beta x = 2k\pi$:

$$\left. \begin{array}{l} |V(x)| = V_{MAX} = |V_i| \cdot (1 + \Gamma_L) \\ |I(x)| = I_{min} = |I_i| \cdot (1 - \Gamma_L) \end{array} \right\} Z_{MAX} = \frac{|V_i|}{|I_i|} \cdot \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = Z_C \cdot \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = Z_{MAX}$$

- $\varphi - 2\beta x = (2k+1)\pi$:

$$\left. \begin{array}{l} |V(x)| = V_{min} = |V_i| \cdot (1 - \Gamma_L) \\ |I(x)| = I_{MAX} = |I_i| \cdot (1 + \Gamma_L) \end{array} \right\} Z_{min} = Z_C \cdot \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L}$$

• $\Gamma_L = 0 \Rightarrow Z_{MAX} = Z_C$ et $Z_{min} = Z_C$
(régime d'ondes **progressives** pures)

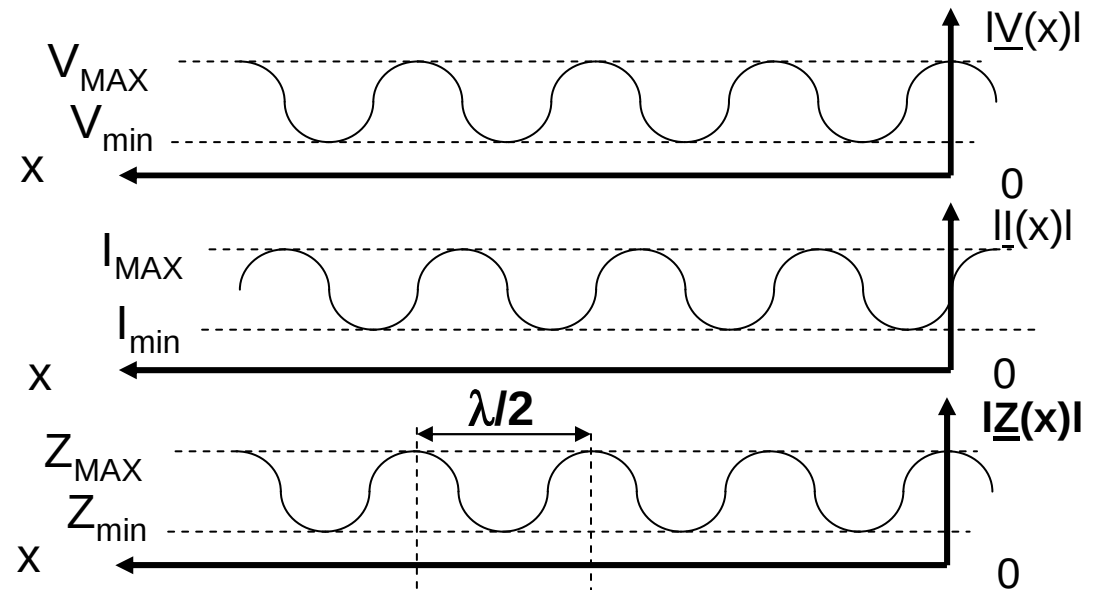
• $\Gamma_L = 1 \Rightarrow Z_{MAX} = \infty$ et $Z_{min} = 0$
(régime d'ondes **stationnaires** pures)

Rapport d'Ondes Stationnaires ρ :

$$\rho = V_{MAX} / V_{min} = I_{MAX} / I_{min}$$

$$\rho = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad \text{avec } 1 < \rho < \infty$$

- $Z_{MAX} = \rho \cdot Z_C$
- $Z_{min} = Z_C / \rho$



Remarques:

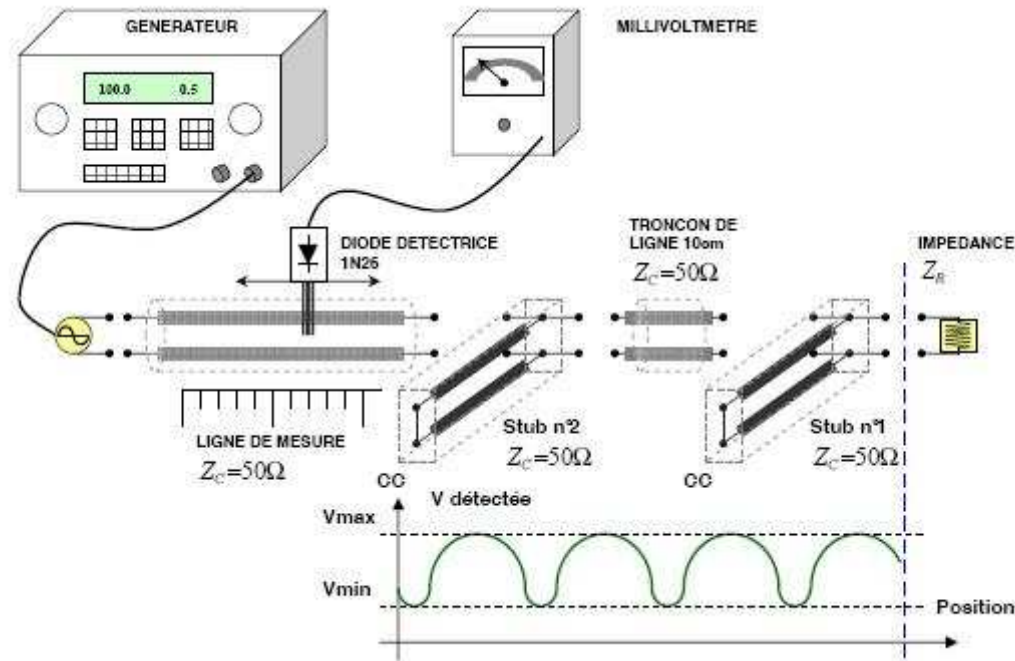
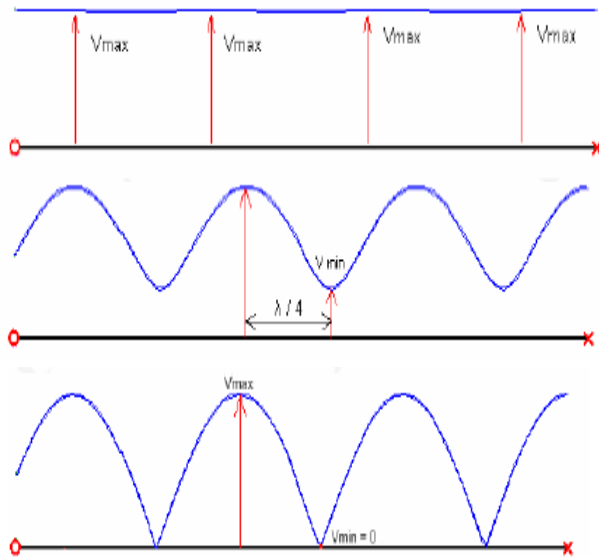
$$Z(x) = Z_C \frac{1 + \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta \cdot x)}}{1 - \Gamma_L \cdot e^{j(\varphi - 2\beta \cdot x)}} \Rightarrow$$

- $Z(x)$ réelle, uniquement lorsque $e^{j(\varphi - 2\beta x)} = \pm 1$ donc lorsque $Z(x) = Z_{MAX}$ ou Z_{min} donc lorsque $|V(x)| = V_{MAX}$ ou V_{min} .
- position d'un minimum de tension : $\varphi - 2\beta \cdot x_{min} = (2k+1)\pi$

Principe de mesure du Rapport d'Ondes Stationnaires

Ligne fendue = ligne munie d'une fente longitudinale d'une longueur $> \lambda$ au-dessus de laquelle une sonde de détection du champ électrique peut être déplacée sur une distance connue.

$$\rho = \frac{V_{MAX}}{V_{min}}$$



Application à la mesure de l'impédance de charge d'une ligne :

$$\underline{Z}_L = \underline{Z}_C \frac{1 + \underline{\Gamma}_L}{1 - \underline{\Gamma}_L}$$

avec $\underline{\Gamma}_L = \Gamma_L \cdot e^{j\varphi}$



Mesure du TOS (ρ): $\Gamma_L = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}$

Mesure de la position d'un minimum de tension depuis la charge : $\varphi - 2 \cdot \beta \cdot x_{min} = (2k+1)\pi$

Système de mesure du Rapport d'Ondes Stationnaires

Mesure : millivoltmètre hyperfréquence / indicateur d'ondes stationnaires

millivoltmètre continu (ou milliampèremètre)

- Sonde $\Rightarrow$ tension appliquée : $A \cdot \cos(\omega \cdot t)$
- Diode (ou cristal détecteur) $\Rightarrow$ courant délivré:

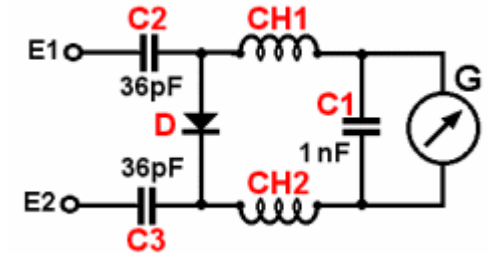
$$i(t) = a_1 \cdot v(t) + a_2 \cdot v^2(t) + (\dots)$$

$$i(t) = a_1 \cdot A \cdot \cos(\omega t) + \frac{a_2 \cdot A^2}{2} + \frac{a_2 \cdot A^2}{2} \cos(2\omega t)$$

filtrage

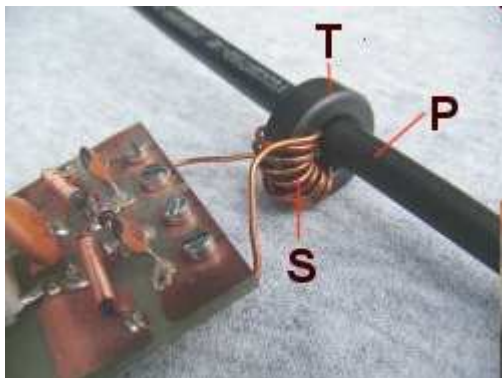
$$\rho = \frac{V_{MAX}}{V_{min}} = \left(\frac{I_{MAX}}{I_{min}} \right) = \sqrt{\frac{i_{MAX}}{i_{min}}}$$

i = courant du cristal détecteur



- **C2** et **C3** : isolation du circuit de mesure du circuit de redressement
- diode de détection **D** (germanium pour une meilleure sensibilité)
- condensateur **C1** et les selfs de chocs **CH1** et **CH2**: suppression des courants à haute fréquence pour ne conserver que la composante continue du signal redressé.
- galvanomètre **G**.

- 1 diode au germanium (genre OA70)
- 2 selfs de choc (CH1, CH2)



Milliampèremètre continu:

Câble parcouru par les courants de gaine = primaire **P** d'un transformateur HF. Il traverse un tore en ferrite **T** qui joue le rôle de circuit magnétique. Ce (primaire à une seule spire / secondaire **S**, bobiné sur le tore (multi spires).

Tension HF mesurée aux bornes du secondaire redressée et le courant résultant appliqué sur un galvanomètre.

Abaque de Smith et coefficient de réflexion (Γ)

Rappels:
$$\underline{z}(x) = \frac{\underline{Z}(x)}{\underline{Z}_C} = \frac{1 + \underline{\Gamma}(x)}{1 - \underline{\Gamma}(x)}$$

$$\underline{\Gamma}(x) = \frac{\underline{z}(x) - 1}{\underline{z}(x) + 1}$$

$$\underline{\Gamma}(x) = \underline{\Gamma}_L \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot x}$$

si sans pertes :

$$\underline{\Gamma}(x) = \underline{\Gamma}_L \cdot e^{j(\varphi - 2 \cdot \beta \cdot x)}$$



Lieu de $\underline{\Gamma}(x)$
[ou lieu de $\underline{z}(x)$!]:
= cercle
de rayon : $\underline{\Gamma}_L$

Déplacement sur le cercle ($\varphi - 2 \cdot \beta \cdot x$):

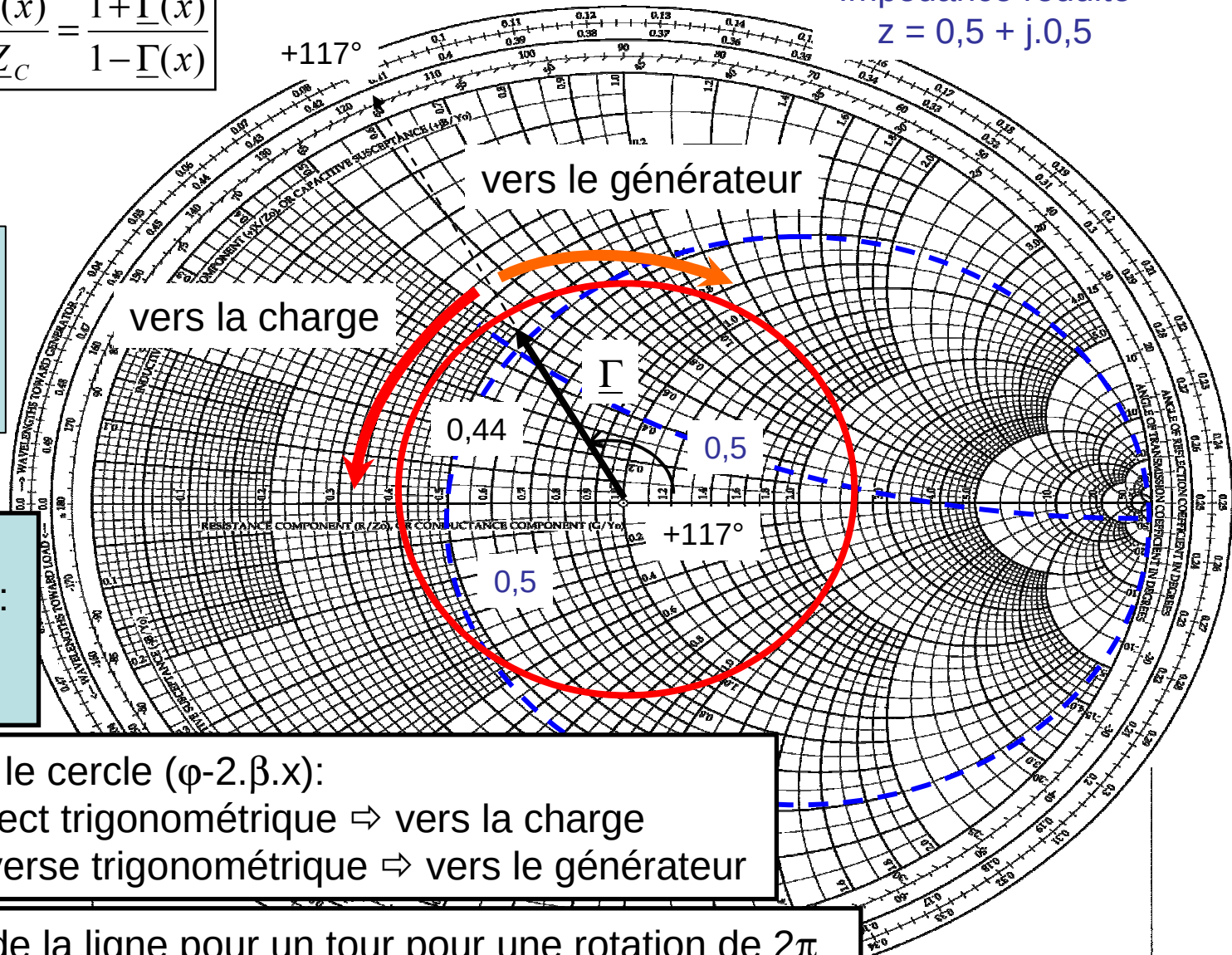
- dans le sens direct trigonométrique $\Rightarrow$ vers la charge
- dans le sens inverse trigonométrique $\Rightarrow$ vers le générateur

Distance le long de la ligne pour un tour pour une rotation de 2π
= $\lambda/2$ (distance entre 2 maxima d'impédance)

Coeff. de réflexion:
 $\Gamma = 0,44 \cdot \exp(j \cdot 117^\circ)$



Impédance réduite
 $z = 0,5 + j \cdot 0,5$



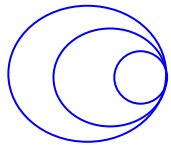
Abaque de Smith et ROS (ρ)

$z = (Z/Z_C)$ réel si:

- $Z_{MAX} = \rho/Z_C \Rightarrow z_{MAX} = \rho$
 - $Z_{min} = Z_C/\rho \Rightarrow z_{min} = 1/\rho$
- avec $1 < \rho < \infty$.

Rappels:

Lieu des
impédances
réelles



plus r ($z=r+j.x$) faible
 $\Rightarrow$ plus cercle grand

$\Gamma = 0,44$ d'où:

SWR = 2,55

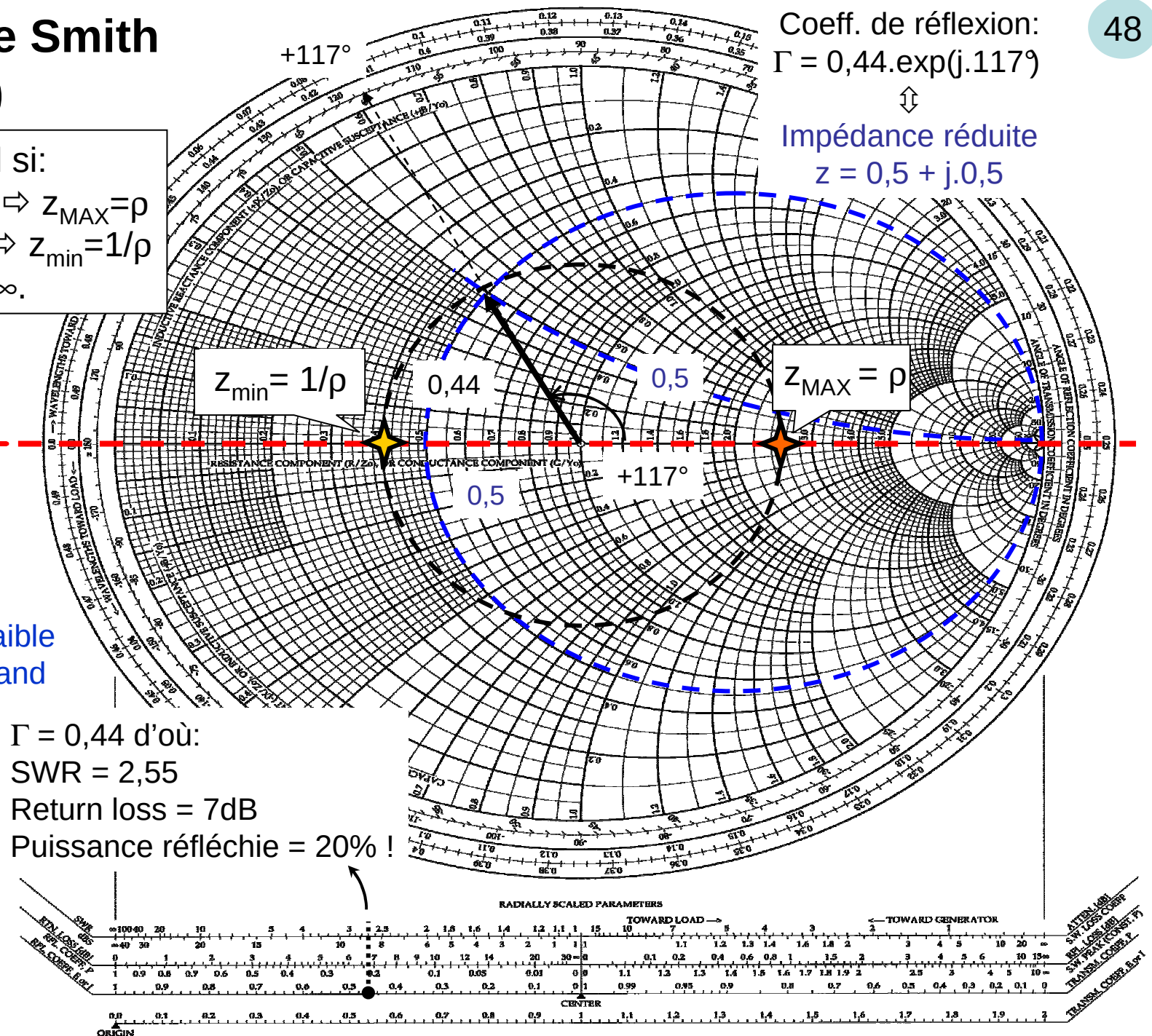
Return loss = 7dB

Puissance réfléchie = 20% !

Coeff. de réflexion:
 $\Gamma = 0,44.\exp(j.117^\circ)$



Impédance réduite
 $z = 0,5 + j.0,5$



Transformations sur l'abaque de Smith

Admittance

$$\underline{z} = \frac{1 + \Gamma_L \cdot e^{j\psi}}{1 - \Gamma_L \cdot e^{j\psi}} \quad \text{en montrant que :} \quad \underline{y} = \frac{1}{\underline{z}} = \frac{1 - \Gamma_L \cdot e^{j\psi}}{1 + \Gamma_L \cdot e^{j\psi}}$$

Donc, on passe de l'impédance $\underline{z}$ à son admittance $\underline{y}$ en ajoutant π à ψ !

Donc graphiquement, par une symétrie par rapport au centre.

Changement de base

$$\left. \begin{array}{l} \text{« Impédance réduite » par rapport à une valeur de } Z_C = Z_{C1} : \\ \quad z_1 = Z/Z_{C1} \\ \text{« Impédance réduite » par rapport à une valeur de } Z_C = Z_{C2} : \\ \quad z_2 = Z/Z_{C2} \end{array} \right\} \boxed{\underline{z}_2 = \underline{z}_1 \cdot \frac{\underline{Z}_{C1}}{\underline{Z}_{C2}}}$$

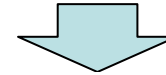
Exemples de problèmes que l'on peut résoudre par l'abaque:

- Obtenir l'impédance d'entrée à partir de celle de la charge $\underline{Z}_L$ et celle de la ligne $\underline{Z}_C$.
- Dédire l'impédance de charge à partir du ROS et de la position du premier nœud de tension.
- Dédire l'impédance en un point quelconque de la ligne à partir du ROS et de la position d'un minimum de tension.
- Calculer V_{MAX} , V_{min} , I_{MAX} et I_{min} à partir de Z_L , Z_C , du ROS et de la puissance terminale.

Cours ONDES : 2^{ème} Partie

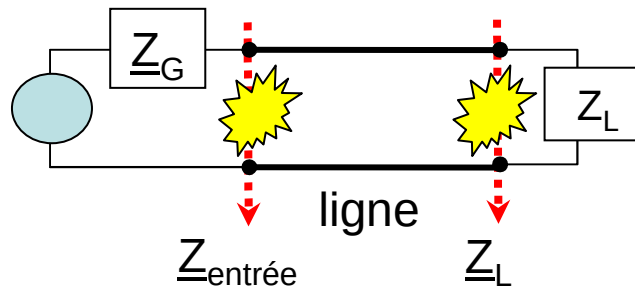
Mise au point de dispositifs d'adaptation:

- adaptation série
- adaptation parallèle



Objectif:

assurer le transfert optimal de la puissance transmise par le générateur à travers la ligne dans la charge terminale.



Désadaptation à traiter
au niveau de la charge et du générateur

$$Z_L = Z_C$$

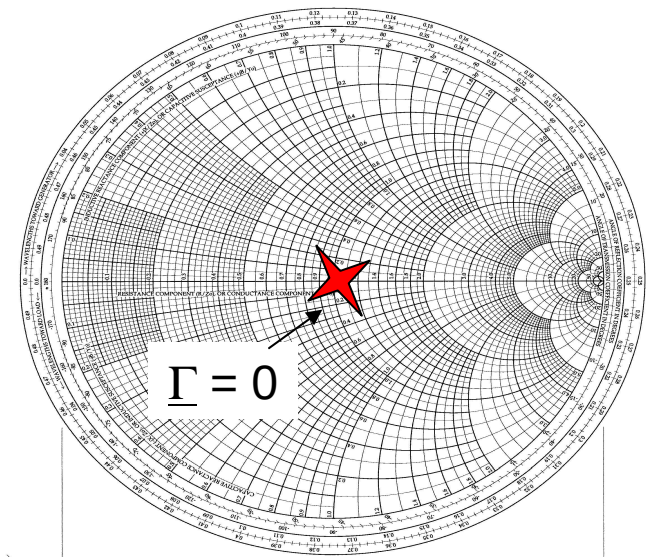
$$Z_{\text{entrée}} = Z_G^*$$

Adaptation d'impédance (ligne/charge) :
réalisée si

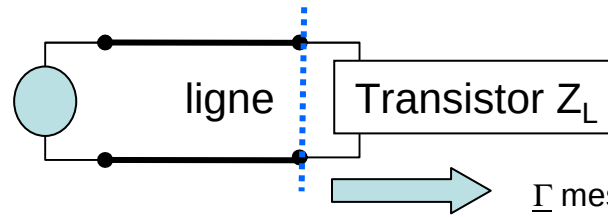
coefficient de réflexion Γ au niveau de la charge = 0
(ou ROS = 1)

donc régime purement d'ondes progressives

Rappel : dans ce cas $\Rightarrow Z_{\text{entrée}} = Z_C$



Exemple 1: adapter à 1GHz
un transistor relié à un générateur
par ligne microstrip (50Ω)



**désadaptation
côté charge**

51

Γ mesuré à l'entrée du transistor
 $= 0,44e^{+j.117^\circ}$

1^{ère} solution: compenser la partie selfique
($z = 0,5+j.0,5$)
avec une capacité de réactance $-j.0,5$
à la fréquence de travail.
NON : il reste $z = -0,5$ ($\Gamma \neq 0$)

2^{ème} solution : compenser
en plaçant sur la ligne
une capacité
au bon endroit (2) ou (3):

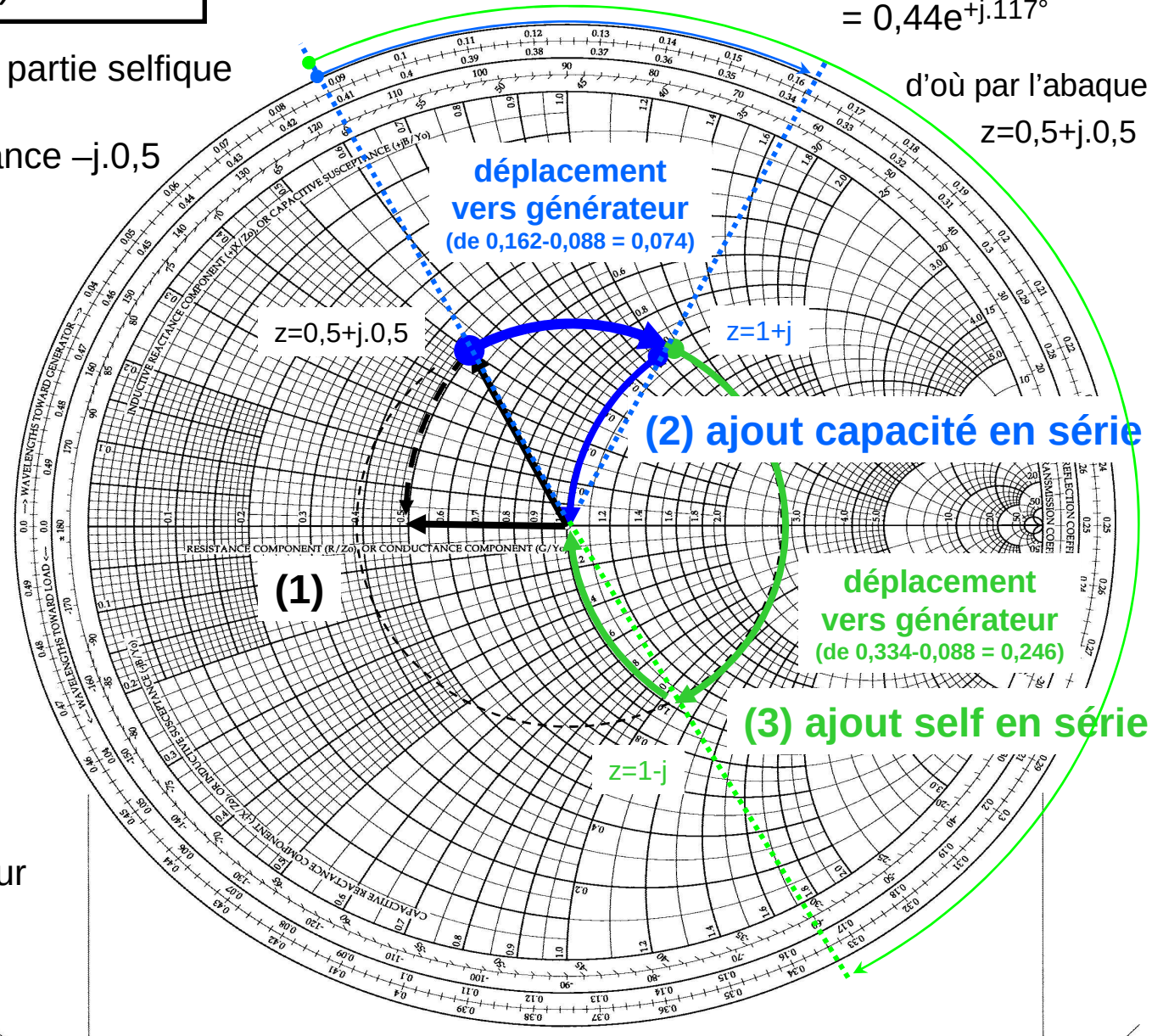
- à $0,074.\lambda$
vers le générateur
- $C = 1/(50.2\pi.1e^9) = 3,18pF$

$$-j = \frac{1}{j} = \frac{1}{jC\omega} \cdot \frac{1}{Z_c}$$

3^{ème} solution :
en plaçant sur la ligne
une self au bon endroit (3):

- à $0,074.\lambda$ vers le générateur
- $L = 50/(2\pi.1e9) = 7,95nH$

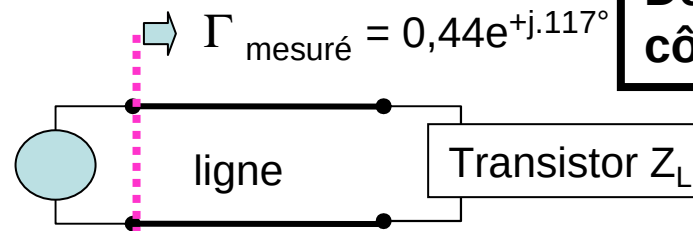
$$+j = \frac{jL\omega}{Z_c}$$



Exemple 1bis: adapter à 1GHz
un transistor relié à un générateur
par ligne microstrip (50Ω)

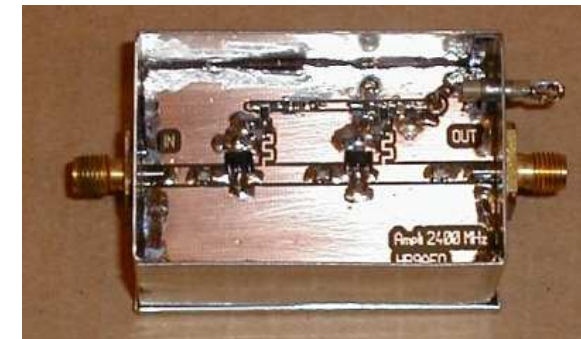
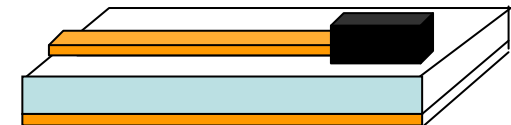
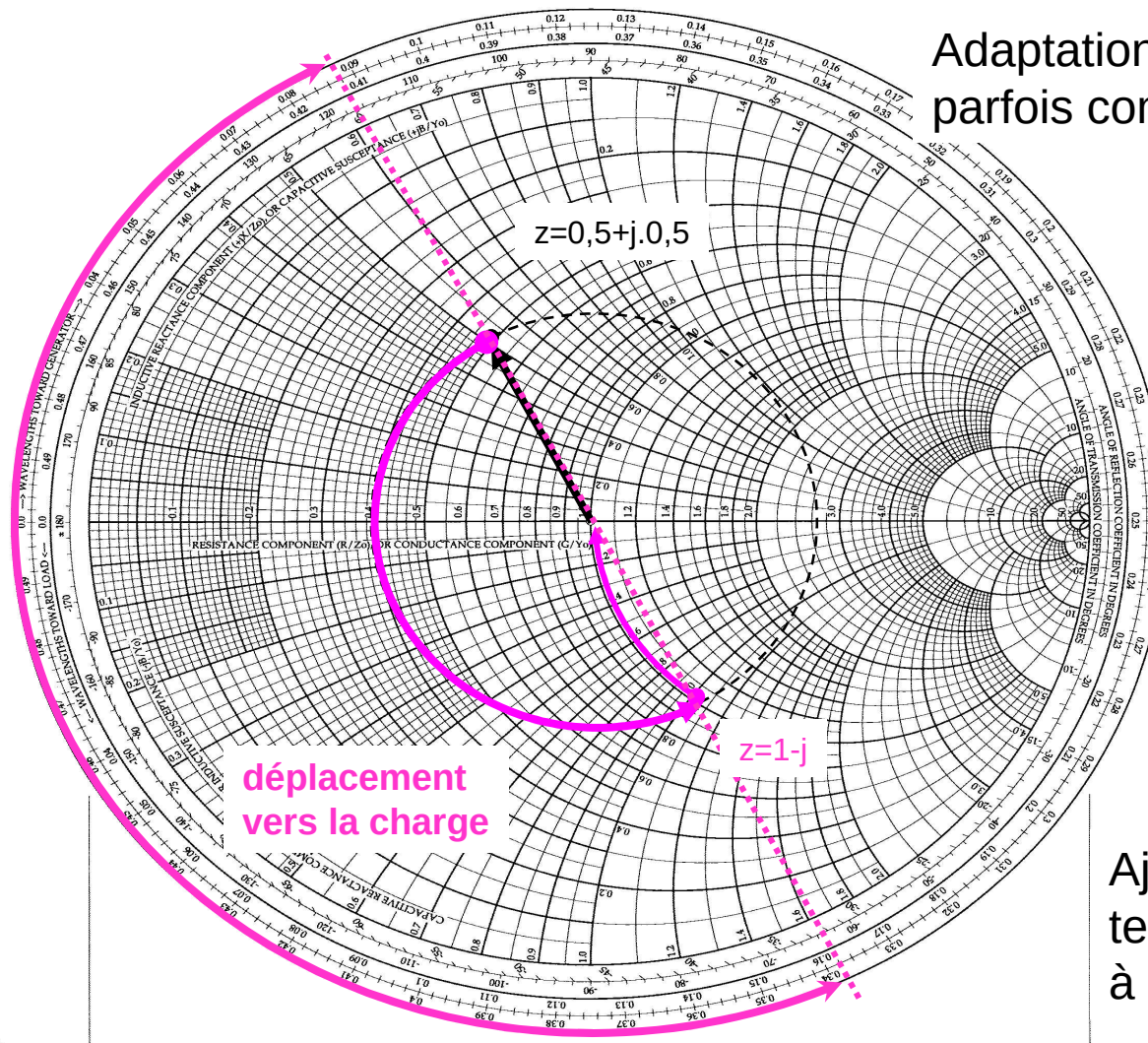
Désadaptation
côté générateur

52



Lorsque la désadaptation est mesurée à l'entrée de connexion :

Adaptation par élément en série:
parfois compliquée à insérer sur la ligne...



Ajout d'un composant en parallèle
techniquement plus facile
à réaliser qu'une mise en série...

Adaptation par mise en parallèle d'un élément (shunt)

Éléments en parallèle $\Rightarrow$ travail en admittance

Nouvel intérêt de l'abaque de Smith :
passage immédiat de Z (impédance) à Y (admittance)
par simple symétrie par rapport au centre.

$Z=R+j.X$ en ohm

Impédance = résistance +j. réactance

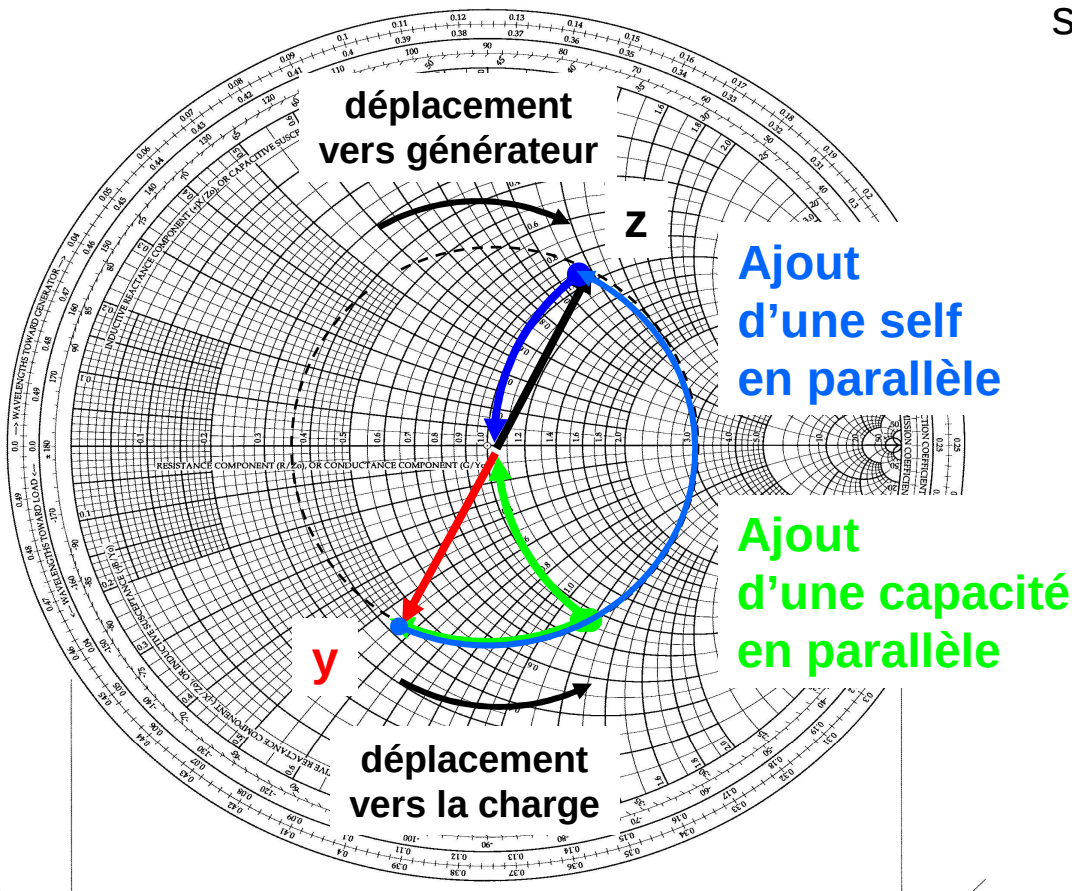
$Y=G+j.B$ en Siemens ou Ω^{-1}

Admittance = conductance+j.susceptance

Attention :

impédance et admittance **réduites**
sur l'abaque (**sans dimension**)!

$$\underline{y} = \frac{\underline{Y}}{\underline{Y}_C}$$



Adaptation par tronçon de ligne ($L \neq \lambda/4$) (Stub)

au-delà du GHz: utilisation difficile de self ou capacité discrète.

d'où utilisation de « stub » (portion de ligne de transmission branchée en un point de la ligne à adapter).

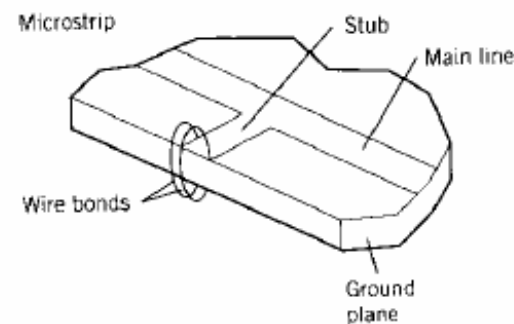
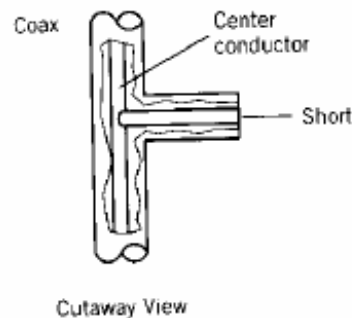
Stub = épingle

Stub: électriquement = élément placé en parallèle.

physiquement = tronçon de ligne placé perpendiculairement à la ligne principale.

2 types:

- en circuit ouvert $\Rightarrow$ équivalent à une capacité.
- en circuit fermé $\Rightarrow$ équivalent à une self.

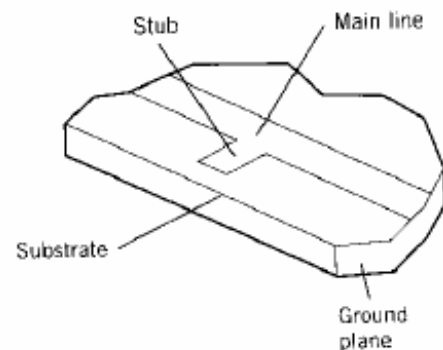
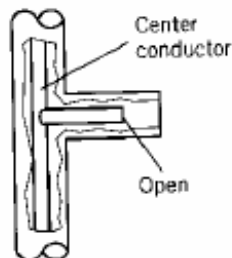


$$\text{ligne en circuit ouvert}^*: Z_0 = \frac{Z_C}{j.tg(\beta.L)}$$

$$\text{ligne en circuit fermé}^*: Z_0 = j.Z_C.tg(\beta.L)$$

* Ligne sans pertes

Open-Circuit Stub (Capacitive)



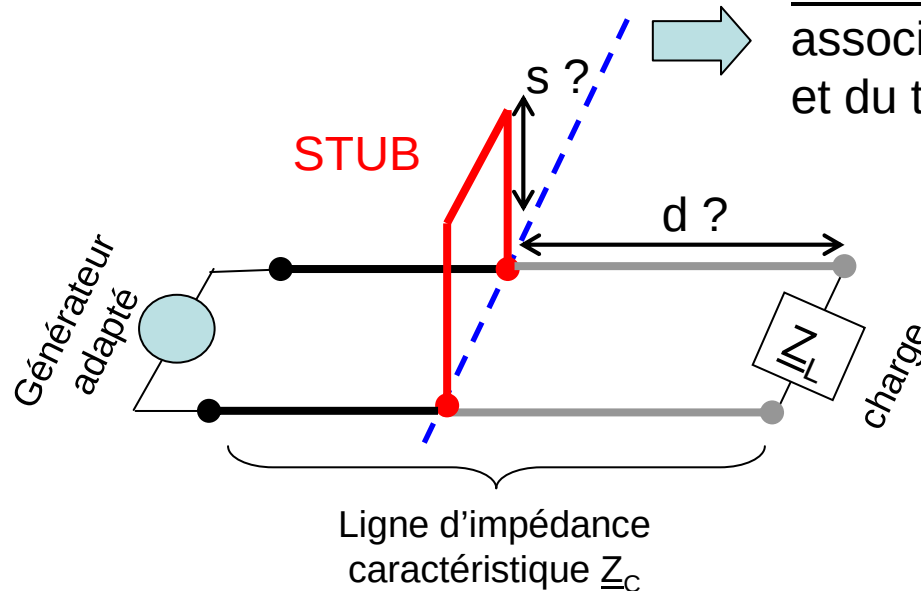
Adaptation à un Stub (simple stub)

Configuration:

- générateur adapté à la ligne ($Z_G^* = Z_C$).
- mais charge non adaptée à la ligne.

Solution:

association en parallèle d'un Stub « sur mesure »
et du tronçon de ligne chargé par Z_L .



Adaptation réalisée

si impédance d'entrée équivalente
égale à Z_C
grâce au bon choix de « d » et « s »

Rappel (dans l'hypothèse des lignes sans pertes):
impédance d'un tronçon de ligne de longueur « s »
court-circuité à son extrémité

$$\underline{Z}(s) = j.Z_C.tg(\beta.s)$$

Composants en parallèle
donc calcul en admittance.

$$\underline{z}(x) = \frac{1 + \underline{\Gamma}(x)}{1 - \underline{\Gamma}(x)}$$

$$\underline{y}(x) = \frac{1 - \underline{\Gamma}(x)}{1 + \underline{\Gamma}(x)}$$

Adaptation en un point x
si $\underline{\Gamma}(x) = 0$ i.e. $\underline{Z}(x) = Z_C$
ou $\underline{z}(x) = 1$ ou $\underline{y}(x) = 1$

Résolution graphique pour l'adaptation « simple stub »

Comment adapter une ligne $Z_C=600\Omega$ à une charge $Z_L=150+j.150 (\Omega)$?

$$z_L = 0,25 + j.0,25$$

$$\textcircled{5} : s/\lambda = 0,25 + 0,118$$

Stub en court-circuit:

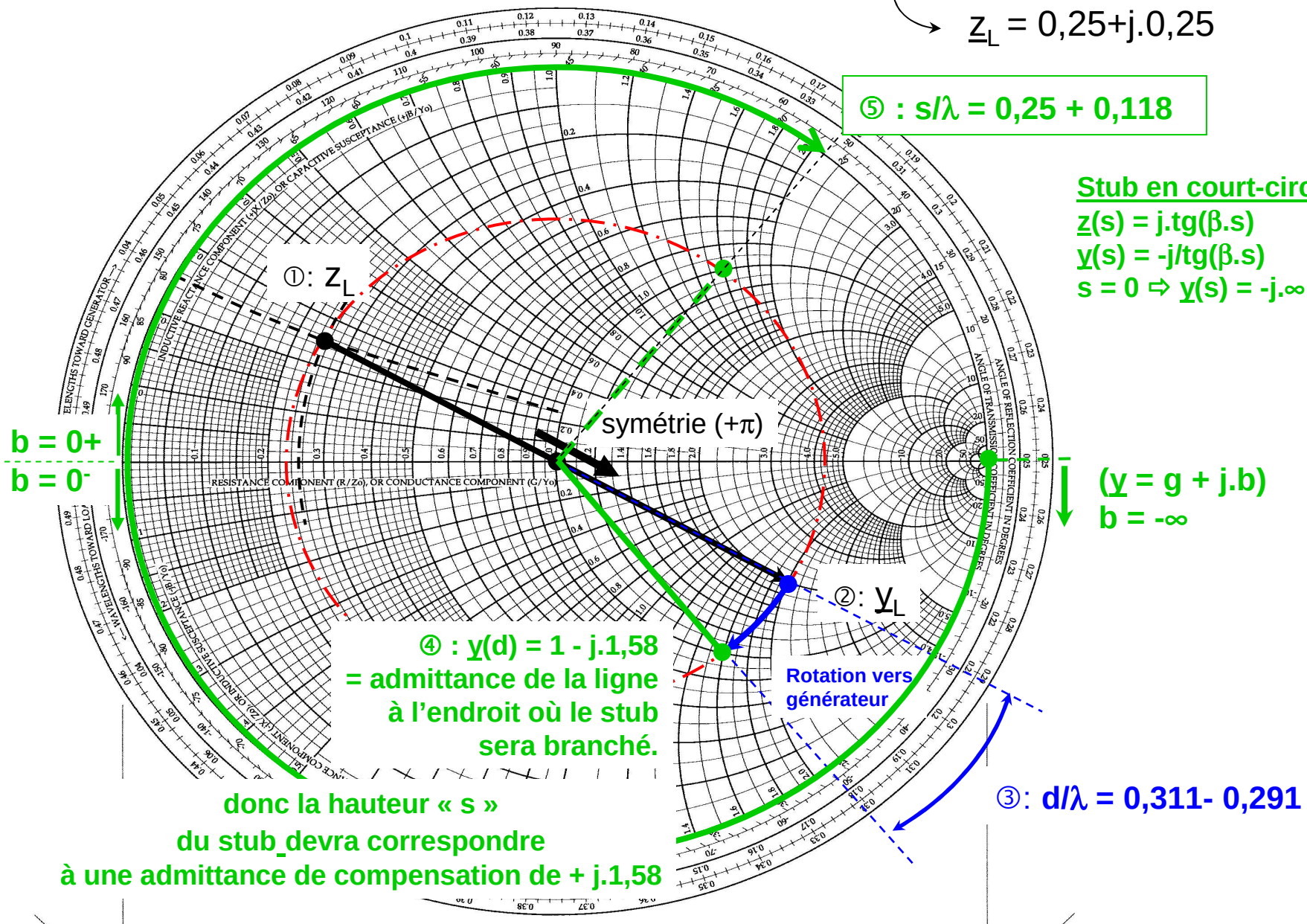
$$z(s) = j.tg(\beta.s)$$

$$y(s) = -j/tg(\beta.s)$$

$$s = 0 \Rightarrow y(s) = -j.\infty$$

$$(y = g + j.b)$$

$$b = -\infty$$



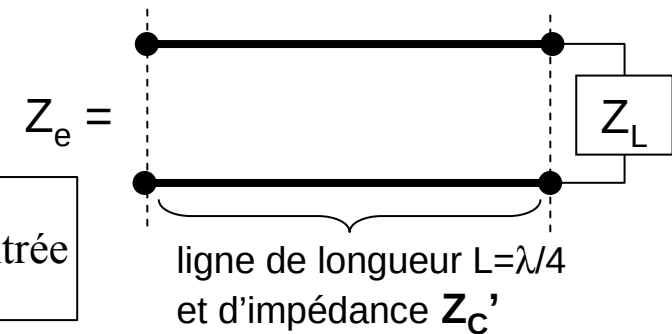
Adaptation par ligne quart d'onde $\lambda/4$ (quarter wave transformer)

≠ compensation selfique ou capacitive (cf. stub)

Ligne quart d'onde (ligne sans pertes)

(appelée aussi « inverseur d'impédance »)

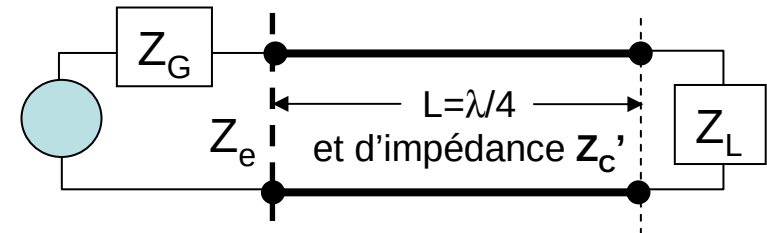
Si $L = (2n+1) \cdot \lambda/4$ alors : $Z_e = \frac{(Z_C')^2}{Z_L} = \text{impédance d'entrée}$



1) Adaptation source (Z_G) / charge ($Z_L \neq Z_G$)

sinon il faut choisir une ligne en $\lambda/4$ d'impédance Z_C'

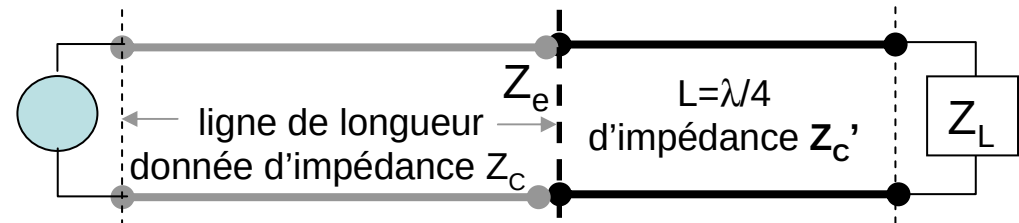
telle que : $Z_C' = \sqrt{Z_G \cdot Z_L}$ car alors $Z_e = Z_G$.



2) Adaptation ligne (Z_C) / charge ($Z_L \neq Z_C$)

il faut rajouter une ligne en $\lambda/4$ d'impédance Z_C'

telle que : $Z_C' = \sqrt{Z_C \cdot Z_L}$ car alors $Z_e = Z_C$.

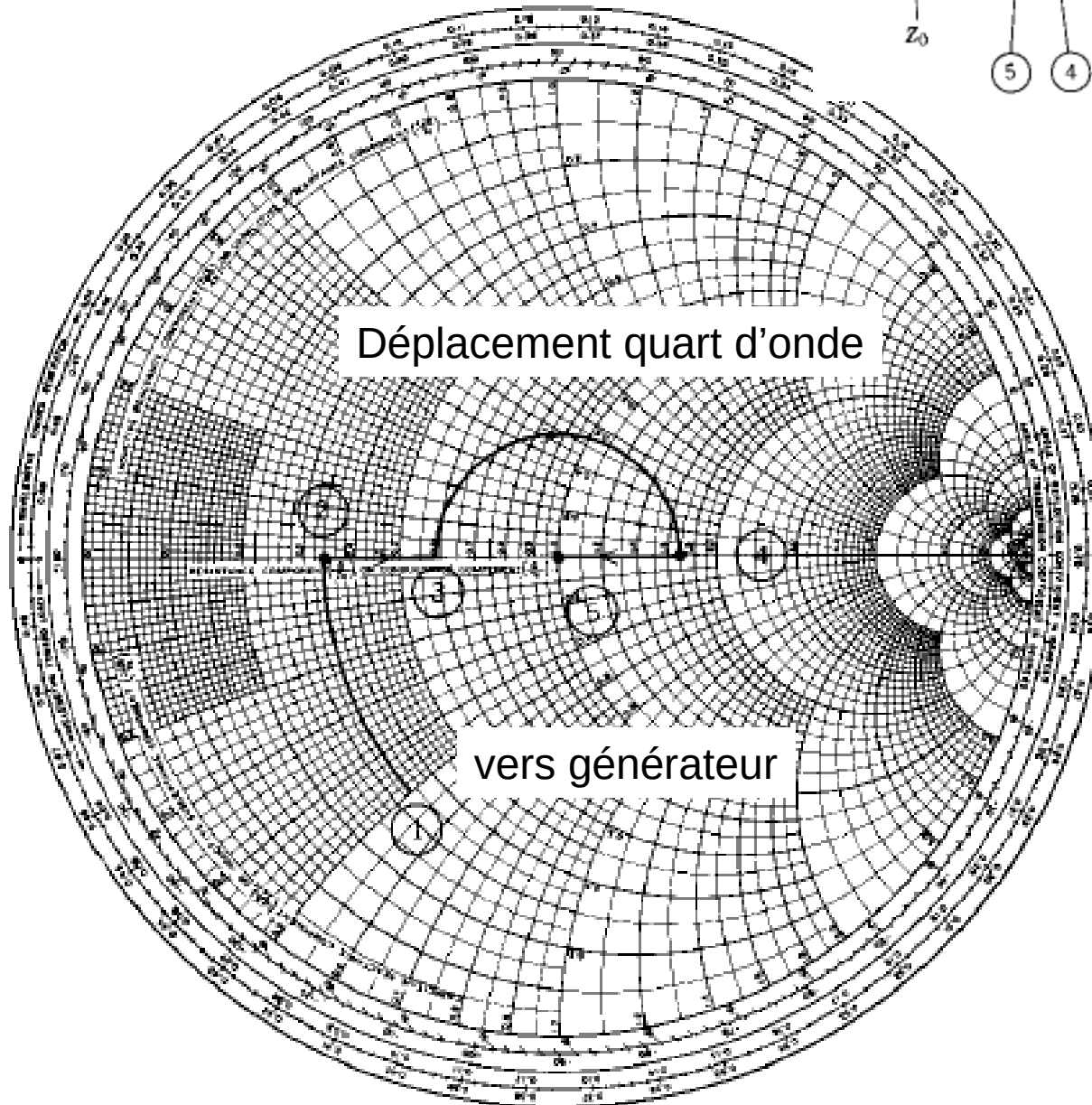
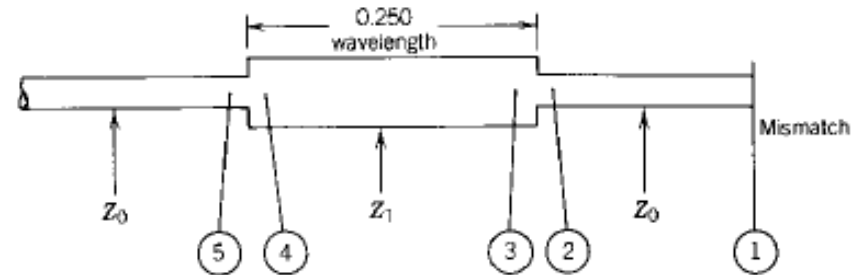


3) si impédance de charge complexe $\underline{Z}_L$ connectée une source (Z_G): plusieurs solutions...

- utiliser une ligne de longueur telle que, chargée par $\underline{Z}_L$, son impédance d'entrée soit réelle [= Maximum ou minimum de tension] et placer à cet endroit une ligne $\lambda/4$ chargée dont la valeur de son impédance caractéristique permettra de réaliser l'adaptation avec Z_G de la source.
- placer la ligne quart d'onde telle que sa réactance à l'entrée soit égale mais de signe contraire à celle de l'impédance de sortie du dispositif où elle est branchée.

Exemple d'adaptation $\lambda/4$

58



$Z_T = Z_{\text{Transformer}}$
Transformer d'impédance
caractéristique Z_2

$$Z_T = \sqrt{Z_2 \cdot Z_0}$$

Lignes en régime impulsionnel

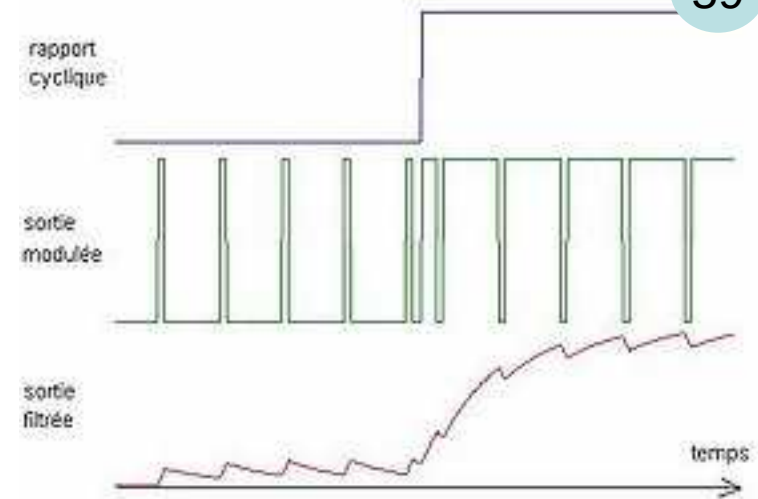
Applications:

- radar.
- radio-navigation.
- transmission de données numériques en modulation d'impulsions codées (MIC).
- caractérisation de ligne par la mesure des caractéristiques de propagation.

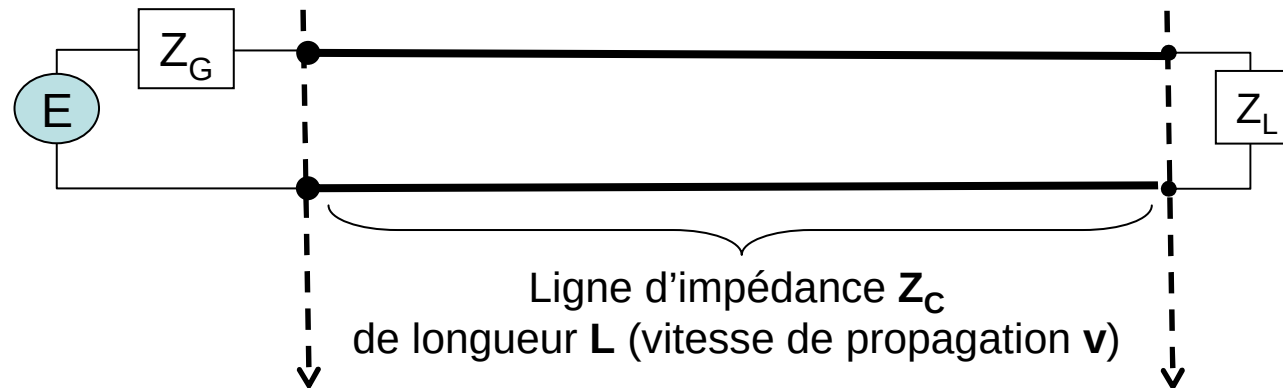
2 signaux types étudiés:

Echelon $\Rightarrow \tau > \text{temps d'aller-retour}$

Impulsion $\Rightarrow \text{durée } \tau < \text{temps d'aller-retour}$ dans la ligne reliant la source au récepteur.



Configuration:



Coefficient de réflexion:
(Γ = amp. réf. / amp. Inc.)

$$\Gamma_G = \frac{Z_G - Z_C}{Z_G + Z_C}$$

au niveau du Générateur

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$$

au niveau de la charge Z_L

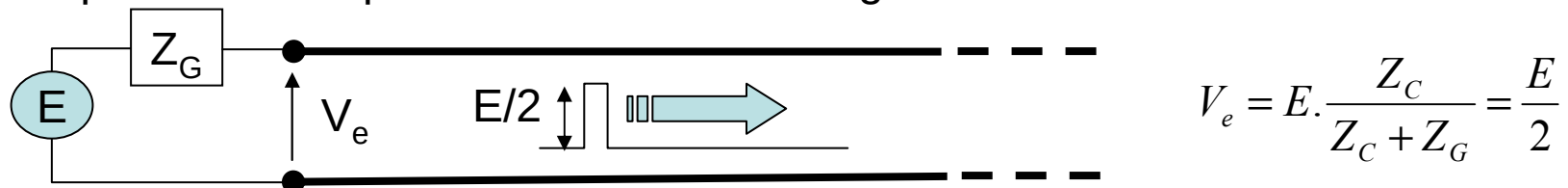
Par défaut: calcul dans l'hypothèse de lignes sans pertes

Cas d'un générateur adapté à la ligne + charge réelle

adapté $\Rightarrow$ $Z_G = Z_C$ D'où $\Gamma_G = 0$ mais $-1 < \Gamma_L < 1$

Impulsion

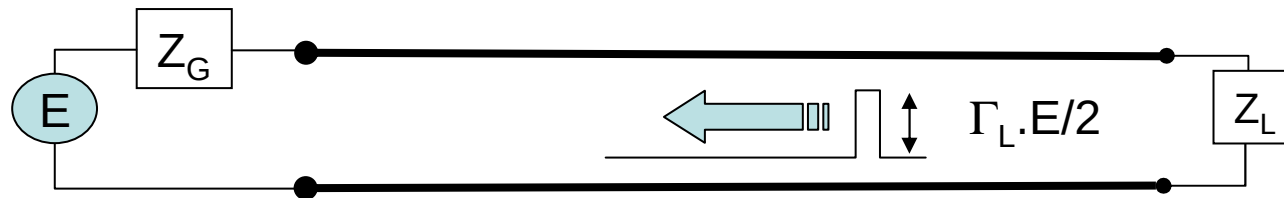
À $t = 0$: tout se passe comme si le générateur ne voit que Z_C (ligne de longueur ∞)
donc amplitude de l'impulsion à l'entrée de la ligne:



À $t = T$ (temps de propagation jusqu'à la charge) :

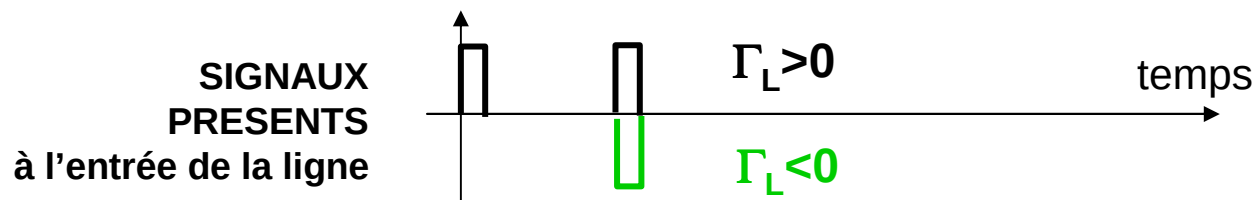
Réflexion de l'impulsion incidente

$\Rightarrow$ Amplitude de l'impulsion réfléchie $= \Gamma_L \cdot V_e = \Gamma_L \cdot E/2$



À $t = 2T$ (temps d'aller retour dans la ligne) :

Aucune réflexion au niveau du générateur ($\Gamma_G = 0$). Donc pas d'autres impulsions!



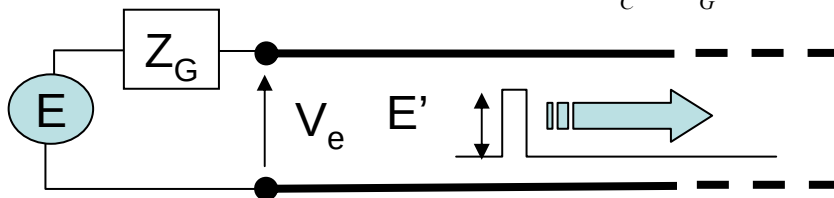
Générateur désadapté à la ligne + charge réelle

$$\Gamma_G = \frac{Z_G - Z_C}{Z_G + Z_C} \neq 0 \text{ mais réel}$$

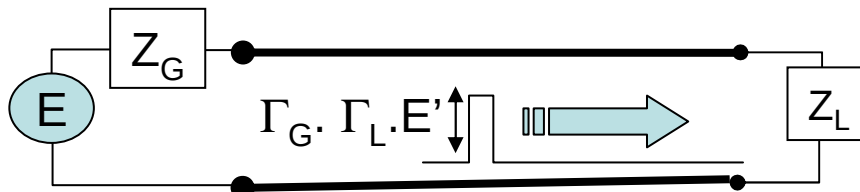
de même: $-1 < \Gamma_L < 1$

Impulsion

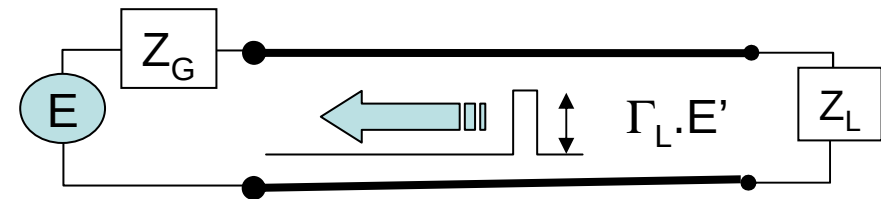
À $t = 0$: comme précédemment
(ligne de longueur ∞): $V_e = E \cdot \frac{Z_C}{Z_C + Z_G} = E' (< E)$



À $t = 2T$: $\Rightarrow$ Amplitude de l'impulsion réfléchie = $\Gamma_G \cdot (\Gamma_L \cdot E')$



À $t = T$: $\Rightarrow$ Amplitude de l'impulsion réfléchie = $\Gamma_L \cdot E'$

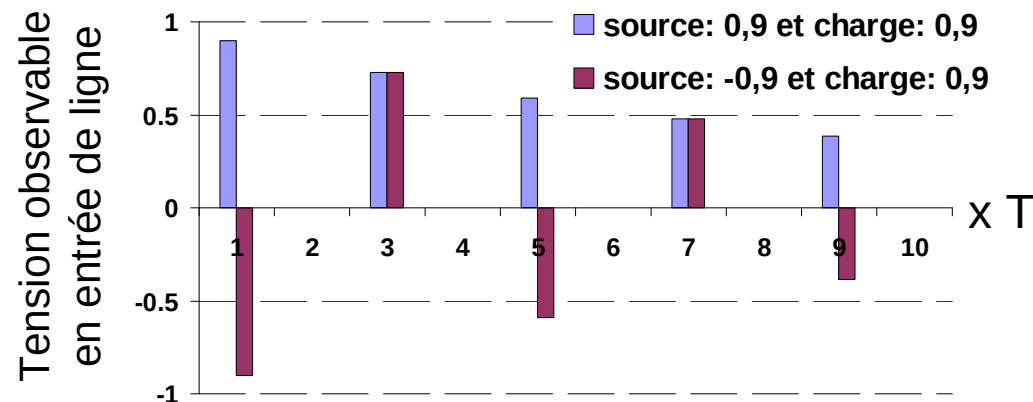


À $t = 3T$: $\Gamma_G \cdot \Gamma_L^2 \cdot E'$

À $t = 4T$: $\Gamma_G^2 \cdot \Gamma_L^2 \cdot E'$

À $t = 5T$: $\Gamma_G^2 \cdot \Gamma_L^3 \cdot E'$

et ainsi de suite ...



- réflexions multiples.
- décroissance progressive des réflexions successives malgré l'absence de pertes.
- impulsions réfléchies de signe alternées ou pas suivant le signe de $\Gamma_G \times \Gamma_L$.

Effet de recouvrement d'impulsions

Impulsion

Câble de 0,5m et $c \approx 200 \text{ km/s} \Rightarrow t_{AR} = 5\text{ns}$.

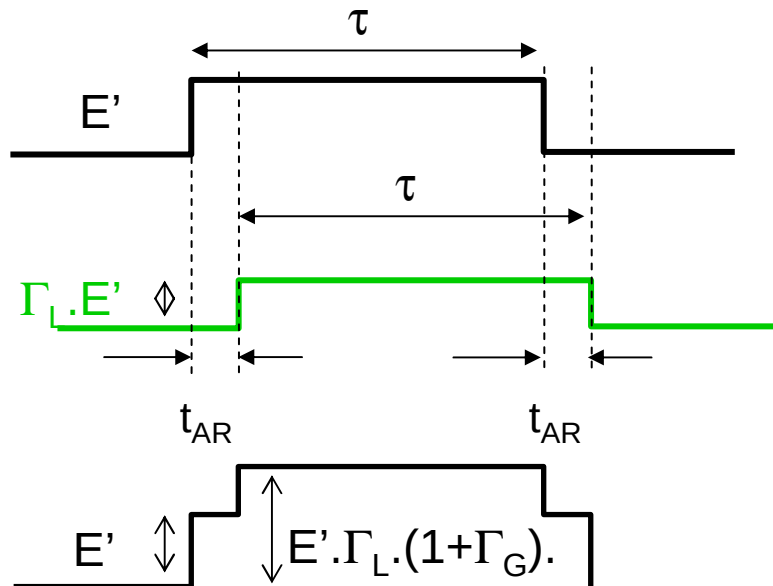
Si durée impulsion $\tau > T_{AR}/2$ alors recouvrement de l'onde incidente et de l'onde réfléchie au niveau du générateur.

Soit une impulsion de durée τ (**avec $\tau > 2T$**) et d'amplitude E (générateur à vide) :

Si $Z_G \neq Z_C$, amplitude de l'impulsion émise à l'entrée de la ligne = $E' < E$.

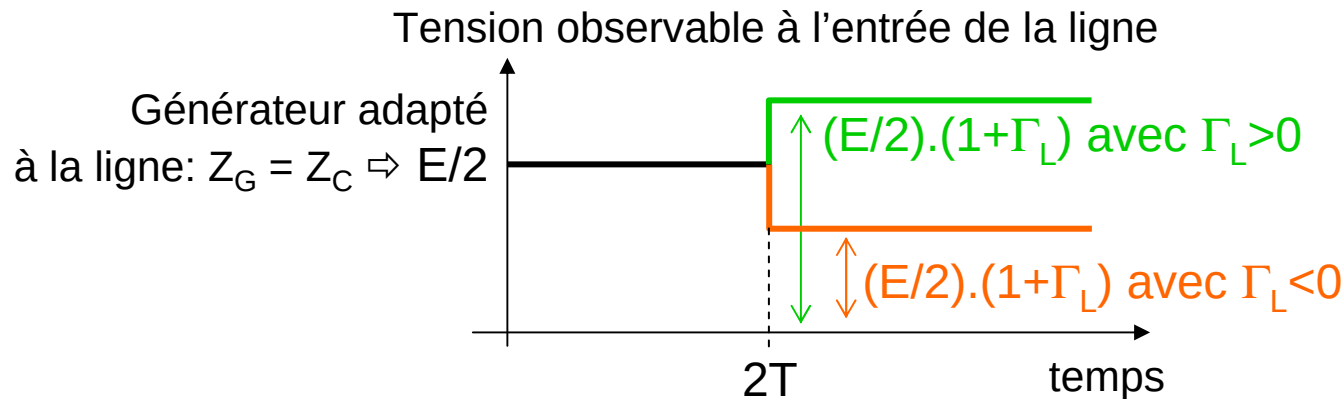
- À $t = 0$, une impulsion d'amplitude E' et de durée τ quitte le générateur.
- À $t = T$, réflexion partielle sur l'entrée de la ligne de transmission $\Rightarrow$ amplitude retour = $\Gamma_L \cdot E'$.
- À $t = 2T$, superposition de l'impulsion « incidente » d'amplitude $\Gamma_L \cdot E'$ et de l'impulsion réfléchie correspondante d'amplitude $\Gamma_G \cdot \Gamma_L \cdot E' \Rightarrow E' \cdot \Gamma_L \cdot (1 + \Gamma_G)$.

Forme de l'impulsion résultante observable à la sortie du générateur :



Régime d'échelon de tension

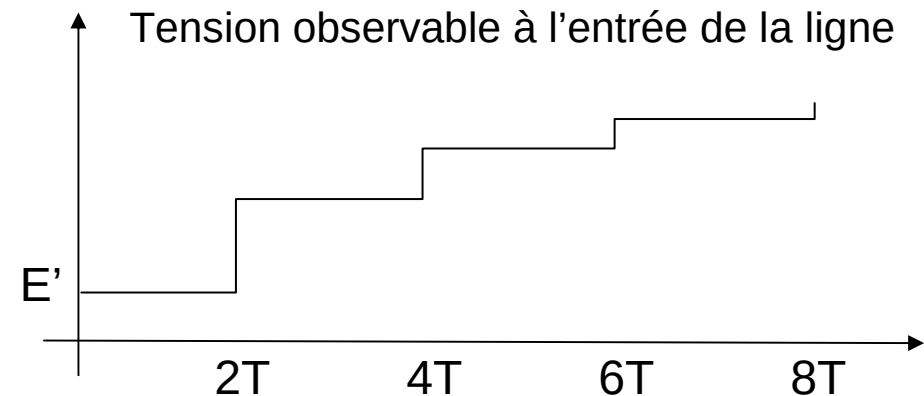
Générateur adapté à la ligne / charge réelle :



- $Z_L = Z_C \Rightarrow \Gamma_L = 0$
d'où $E/2$ pour $t > T$
dans toute la ligne.
- $Z_L = \infty \Rightarrow \Gamma_L = 1$
d'où tension $\times 2$ ($2.E$)
pour $t > T$.
- $Z_L = 0 \Rightarrow \Gamma_L = -1$
Tension nulle pour $t > T$
dans toute la ligne.

Générateur désadapté à la ligne / charge réelle :

n	incident	réfléchi
1	E'	$\Gamma_L.E'$
2	$\Gamma_L.\Gamma_G.E'$	$\Gamma_L^2.\Gamma_G.E'$
3	$\Gamma_L^2.\Gamma_G^2.E'$	$\Gamma_L^3.\Gamma_G^2.E'$
..	...	...
n	$(\Gamma_L.\Gamma_G)^{n-1}.E'$	$\Gamma_L^n.\Gamma_G^{n-1}.E'$



$$\text{résultante} = E'.(1 + \Gamma_L) \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (\Gamma_L \cdot \Gamma_G)^i \xrightarrow{n \rightarrow \infty} E \frac{Z_L}{Z_L + Z_G}$$



Régime permanent:
= générateur relié directement à la charge!!!

Effets des pertes

$$\gamma = \alpha + j.\beta$$

$$= \sqrt{(R_1 + jL_1.\omega).(G_1 + j.C_1.\omega)} \quad \Rightarrow \quad \alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\sqrt{(R_1^2 + L_1^2.\omega^2).(G_1^2 + C_1^2.\omega^2)} + (R_1.G_1 - L_1.C_1.\omega^2) \right]}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\sqrt{(R_1^2 + L_1^2.\omega^2).(G_1^2 + C_1^2.\omega^2)} - (R_1.G_1 - L_1.C_1.\omega^2) \right]}$$

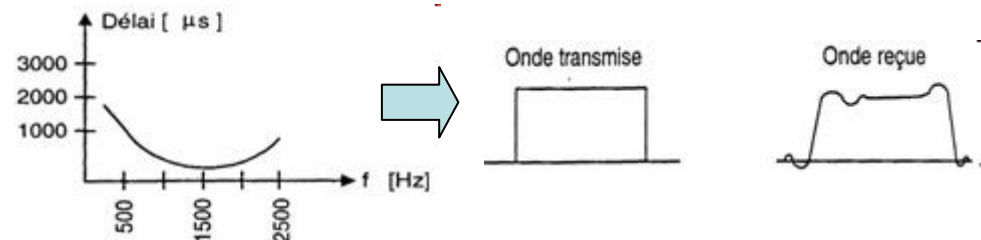
donc atténuation et vitesse de propagation variables en fonction de la fréquence !

$\alpha(f) \Rightarrow$ **distorsion d'amplitude** :
pondération en amplitude du spectre
du signal transmis à travers la ligne.

« égaliseurs »
pour compenser la variation d'atténuation
en fonction de la fréquence

$v(f) \Rightarrow$ **distorsion de phase** :
déformation en fréquence du spectre
du signal transmis à travers la ligne.

chaque composante du spectre du signal en entrée de ligne
arrive à des instants différents en bout de ligne
 $\Rightarrow$ Déformation du signal temporel reconstitué !



Hypothèse des « faibles pertes »:

R_1 et G_1 faibles donc $R_1^2 \neq 0$ et $R_1.G_1 \neq 0$
(suppression des termes d'ordre 2):

$$\beta \approx \omega.\sqrt{L_1.C_1} = \beta \text{ sans pertes}$$

donc vitesse constante.

Pas de distorsions !

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(R_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + G_1 \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \right)$$

$$\Rightarrow \left. \begin{array}{l} \text{Condition d'Heaviside} \\ \text{(perte minimale):} \end{array} \right\} \begin{array}{l} L_1.G_1 = R_1.C_1 \\ \alpha = \sqrt{R_1.G_1} \end{array}$$

Effets des pertes sur $\underline{V}(x)$, $\underline{Z}(x)$ et $\underline{\Gamma}(x)$

$$\underline{V}(x) = \underline{V}_i (e^{\gamma x} + \underline{\Gamma}_L e^{-\gamma x})$$

en posant : $\underline{\Gamma}_L = \underline{\Gamma}_L e^{j\varphi} = -e^{-2\theta}$ avec $\theta = \theta' + j\theta''$

$$\underline{V}(x) = 2\underline{V}_i e^{-\theta} \cdot \text{sh}(\theta + \gamma x) \quad \Rightarrow$$

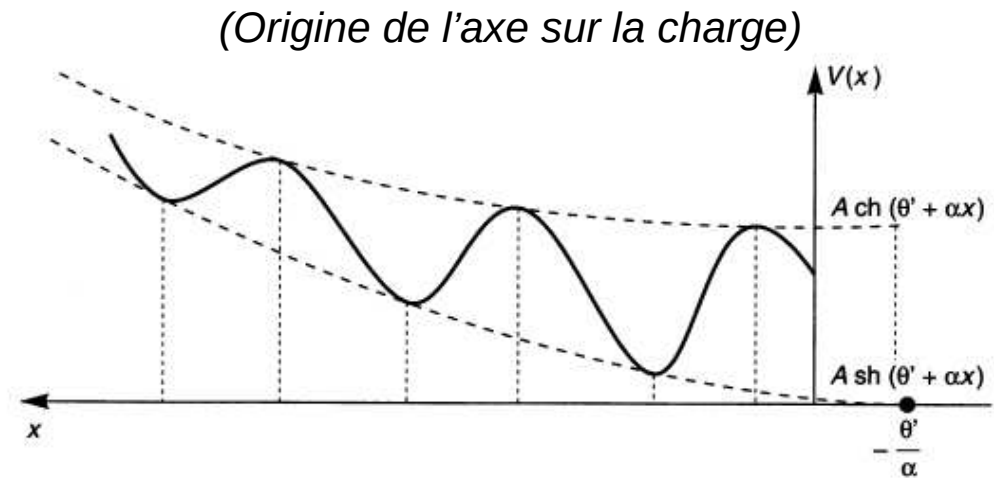
sans pertes:

$$\left| \underline{V}(x) \right| = \left| \underline{V}_i \right| \left| 1 + \underline{\Gamma}_L e^{j(\varphi - 2\beta x)} \right|$$

$$= \left| \underline{V}_i \right| \sqrt{1 + 2\underline{\Gamma}_L \cos(\varphi - 2\beta x) + \underline{\Gamma}_L^2}$$

compris entre $(1 - \underline{\Gamma}_L)$ et $(1 + \underline{\Gamma}_L)$

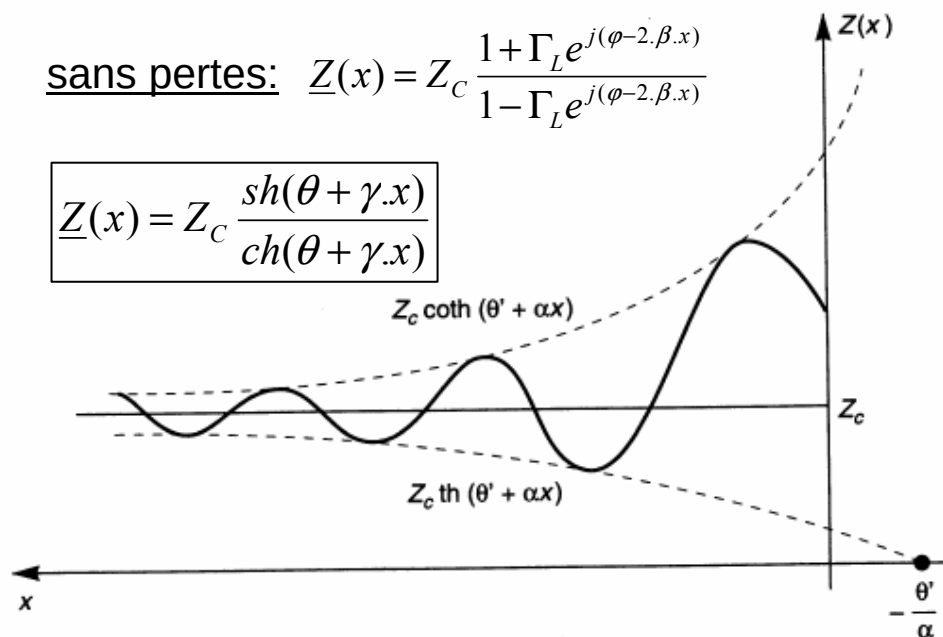
$$\left. \begin{array}{l} V_{\text{MAX}} = V_i (1 + |\underline{\Gamma}_L|) \\ V_{\text{min}} = V_i (1 - |\underline{\Gamma}_L|) \end{array} \right\}$$



$$\underline{Z}(x) = \frac{\underline{V}(x)}{\underline{I}(x)} = Z_C \frac{1 + \underline{\Gamma}_L e^{-2\gamma x}}{1 - \underline{\Gamma}_L e^{-2\gamma x}}$$

sans pertes: $\underline{Z}(x) = Z_C \frac{1 + \underline{\Gamma}_L e^{j(\varphi - 2\beta x)}}{1 - \underline{\Gamma}_L e^{j(\varphi - 2\beta x)}}$

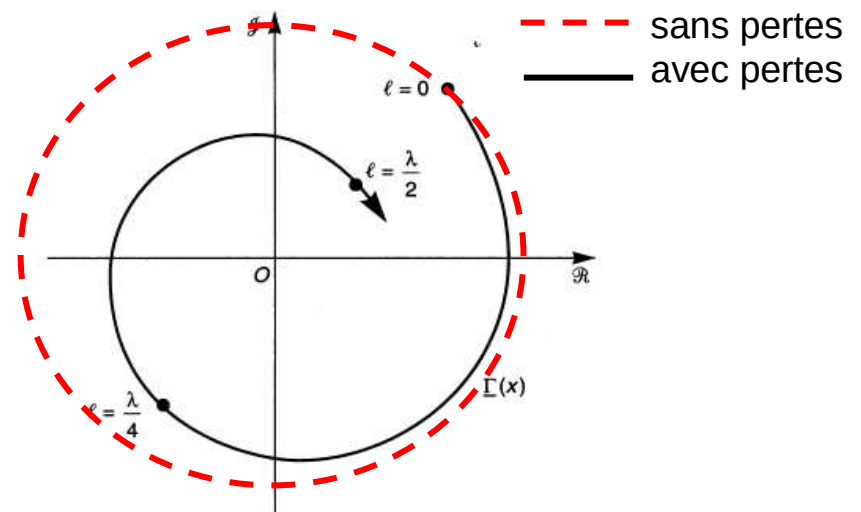
$$\underline{Z}(x) = Z_C \frac{\text{sh}(\theta + \gamma x)}{\text{ch}(\theta + \gamma x)}$$



Lieu de $\underline{\Gamma}$ (coeff. de réflexion) en fonction de la position sur la ligne :

$$\underline{\Gamma}(x) = \underline{\Gamma}_L e^{-2\gamma x} \text{ avec } \gamma = \alpha + j\beta$$

$$= \underline{\Gamma}_L e^{-2\alpha x} e^{j(\varphi - 2\beta x)}$$

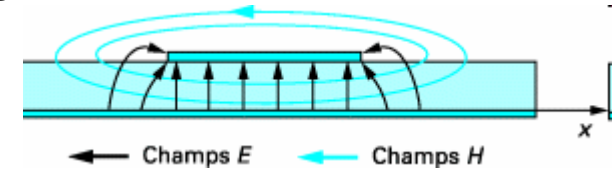


Technologies coaxiale et bifilaire

Lignes co-axiale et bifilaire $\Rightarrow$ comportement de lignes T.E.M.

Rappel: ligne T.E.M. $\Rightarrow$ champs E et H transversaux

- analogie possible avec V et I.
- répartition des champs identiques en régime stationnaire ou variable.



Ligne coaxiale

$$R_1 = \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot f}{\pi}} \left(\frac{1}{d_1 \sqrt{\sigma_1}} + \frac{1}{d_2 \sqrt{\sigma_2}} \right)$$

$$C_1 = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{d_2}{d_1}} \quad G_1 = 4\pi^2 \frac{\epsilon \cdot f \cdot \text{tg}(\delta)}{\ln \frac{d_2}{d_1}} \quad L_1 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{d_2}{d_1}$$

d_1 = diamètre du conducteur central
 de conductivité σ_1 .
 d_2 = diamètre intérieur du conducteur extérieur
 de conductivité σ_2 .
 ϵ_r = cte diélectrique relative
 δ = angle de pertes de l'isolant.

$R_1 \Rightarrow$ Effet de peau:
 circulation du courant limitée
 à la périphérie des conducteurs

$G_1 \Rightarrow$ Pertes par défaut
 d'isolation du diélectrique

R_1, G_1 fonction de f ...

Ligne bifilaire

$$R_1 = \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot f}{\pi \cdot \sigma}} \frac{1}{d \sqrt{1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2}}$$

$$G_1 = 2\pi^2 \frac{\epsilon \cdot f \cdot \text{tg}(\delta)}{\ln \frac{2D}{d}} \quad L_1 = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{2D}{d} \quad C_1 = \frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{2D}{d}}$$

d = diamètre des conducteurs
 D = épaisseur d'air

Si Hypothèse des lignes à faibles pertes :

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$Z_C \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{d_2}{d_1}$$



Indépendant de la fréquence
donc pas de distorsion de phase



$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

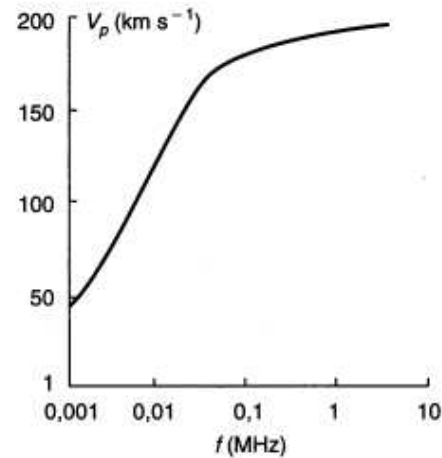
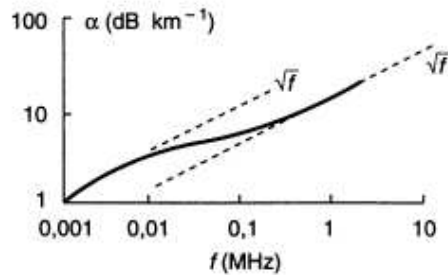
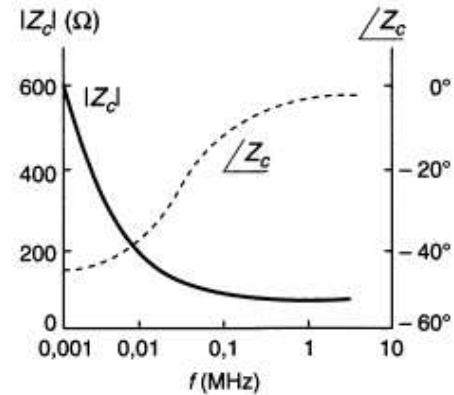
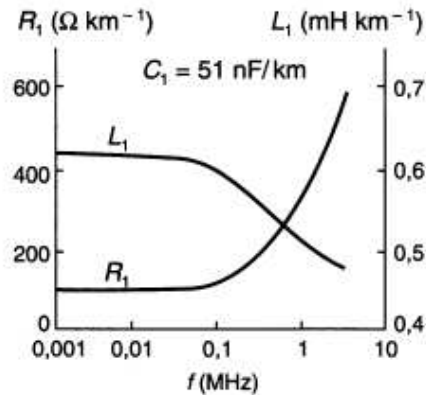
$$Z_C \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2D}{d}$$

Lignes de télécommunications

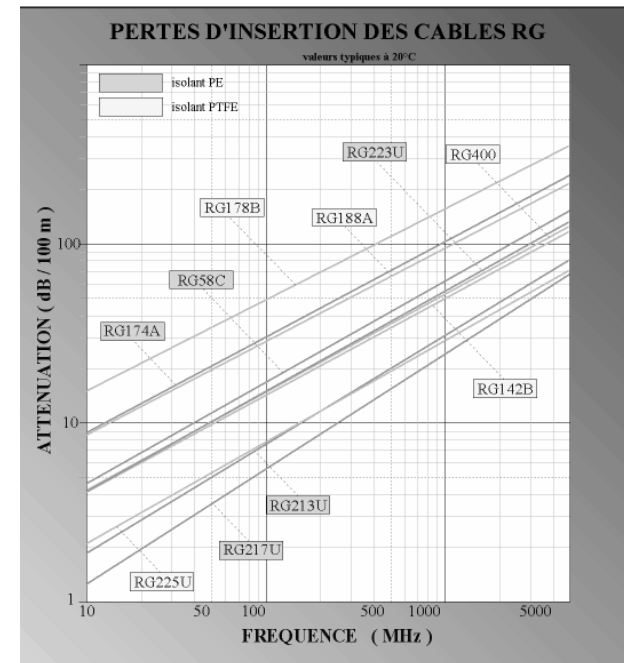
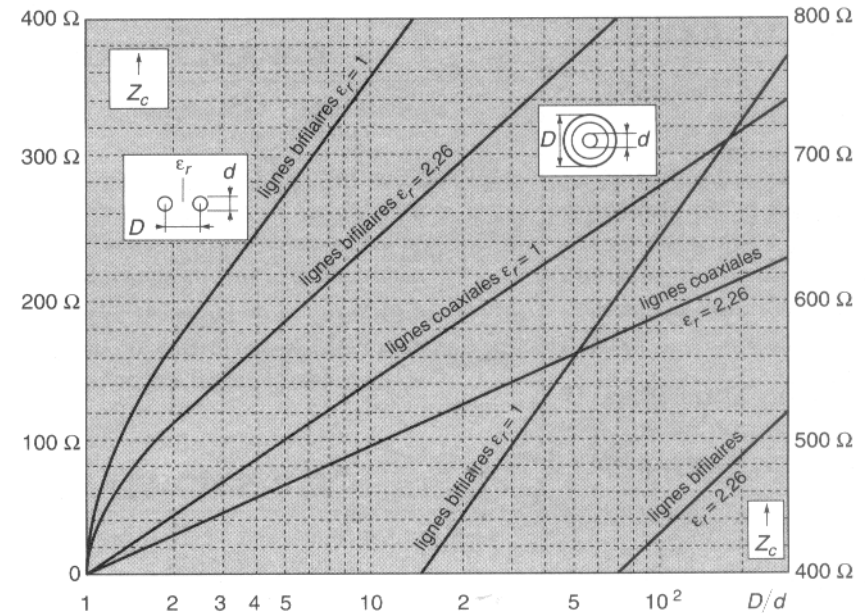
dépendance en fréquence
des paramètres
primaires et secondaires

Câbles téléphoniques pour fréquences vocales (bifilaires)

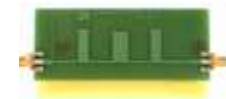
- $R_1 \approx 100 \Omega/\text{km}$ puis $\nearrow$ pour $f > 100 \text{ kHz}$ (skin effect).
- G_1 négligé. C_1 constant $\approx 50 \text{ nF/km}$
- L_1 constant en BF puis $\searrow$ en HF.



Coaxiaux



3^{ème} partie



- Technologies « microbande » et « coaxiale ».
- Réalisation de selfs et capacités par éléments à constantes semi-localisées.
- Réalisation de circuits résonants.
- Composants « localisés ».
- Réalisation de filtres micro-ondes

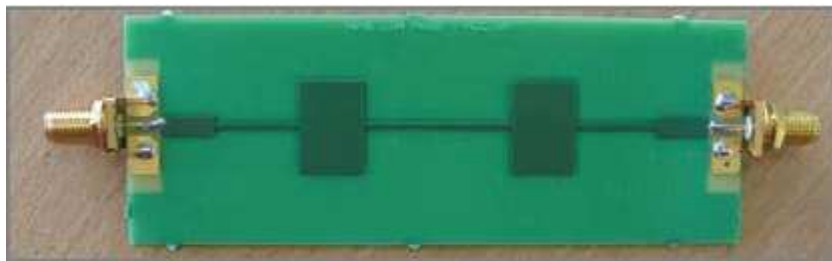
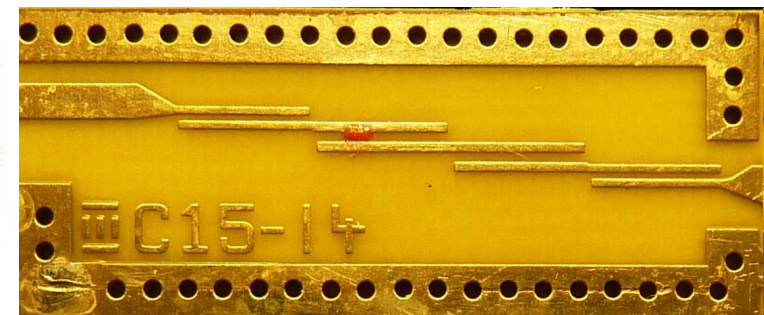
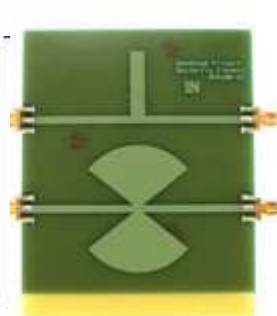


Photo 3—This is the assembled microstrip filter. From left to right you should recognize a small length of 50-Ω track (connected to the SMA connector), an inductor made with 14.62 mm of thin wire, a capacitor made of 10.48 mm of wide track, then a longer inductor, another capacitor, and a final inductor. Funny, isn't it?



Filtre passe-bande

selfs et capacités par éléments à ctes semi-localisées

Composants passifs classiques R,L et C:

valeurs nominales constantes jusqu'à une certaine fréquence

= « *éléments à constantes localisées* »

Lignes de transmission:

Équivalents à des selfs ou capacités dont la valeur varie avec la fréquence

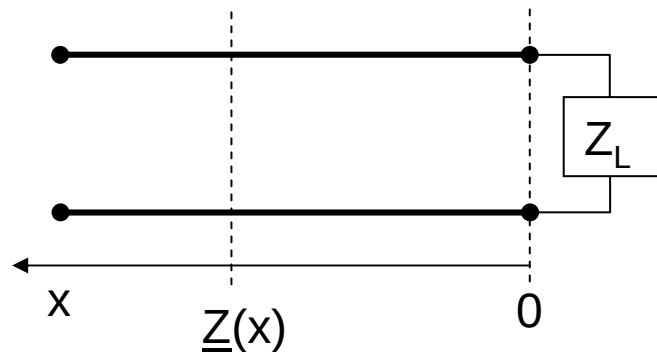
= « *éléments à constantes réparties ou distribuées* »

Tronçons de ligne:

(Longueur très inférieure à λ !)

Équivalents à des selfs ou capacités de valeurs constantes sur une faible bande de fréquence

= « *éléments à constantes semi-réparties* »



Rappel : pour une ligne sans pertes

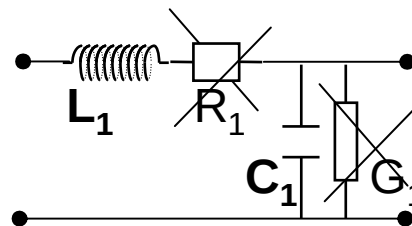
$$\underline{Z}(x) = Z_C \frac{Z_L + j.Z_C.tg(\beta.x)}{Z_C + j.Z_L.tg(\beta.x)}$$

Remarque : pour les lignes courtes

$tg(\beta.x) \approx \beta.x$ au moins à 10% près si $x < \lambda/12$ donc :

$$\textcircled{1} \text{ si } \underline{Z}_L < \underline{Z}_C \cdot \beta.x : \underline{Z}(x) \approx j.Z_C \cdot \beta.x = j.Z_C \cdot \frac{\omega}{v} \cdot x \quad \textcircled{2} \text{ si } \underline{Z}_L \cdot \beta.x > \underline{Z}_C : \underline{Z}(x) \approx -j \cdot \frac{Z_C}{\beta.x} = -j.Z_C \cdot \frac{v}{\omega.x}$$

Inductance **série** réalisée à partir d'un tronçon de ligne court à forte impédance caractéristique



Sans pertes

Capacité **parallèle** réalisée à partir d'un tronçon de ligne court à forte impédance caractéristique

cas particulier :

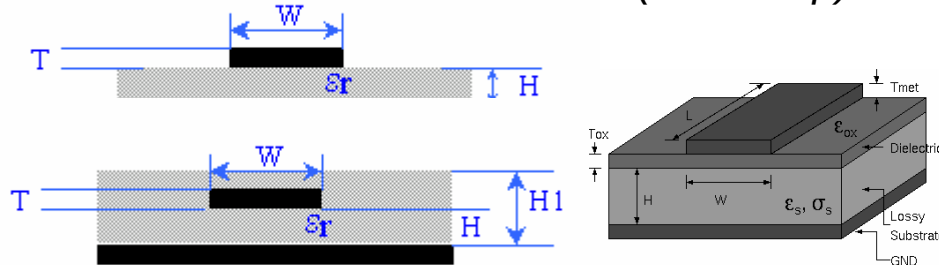
$$Z_L = 0 \Rightarrow \underline{Z}(x) = j.tg(\beta.x) \text{ pour } 0 < x < \lambda/4$$

cas particulier :

$$Z_L = \infty \Rightarrow \underline{Z}(x) = -j.cotg(\beta.x) \text{ pour } 0 < x < \lambda/4$$

Technologie des lignes à bandes

Microbande ou microruban (*microstrip*)



Propagation des lignes de champ électrique dans le substrat (ϵ_r) et l'air $\Rightarrow \epsilon$ équivalente (ϵ_e).

$$Z_C = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad \text{vitesse de propagation} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

Z_0 = impédance qu'à la même ligne microruban avec uniquement de l'air comme diélectrique.

Ligne microstrip

$$Z_C = \frac{Z_{\text{vide}}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[C \cdot \frac{h}{w} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{w} \right)^2} \right]$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-a \cdot b}$$

Z_{vide} : impédance du vide

$$C = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp \left(- \left(30.666 \frac{h}{w} \right)^{0.7528} \right)$$

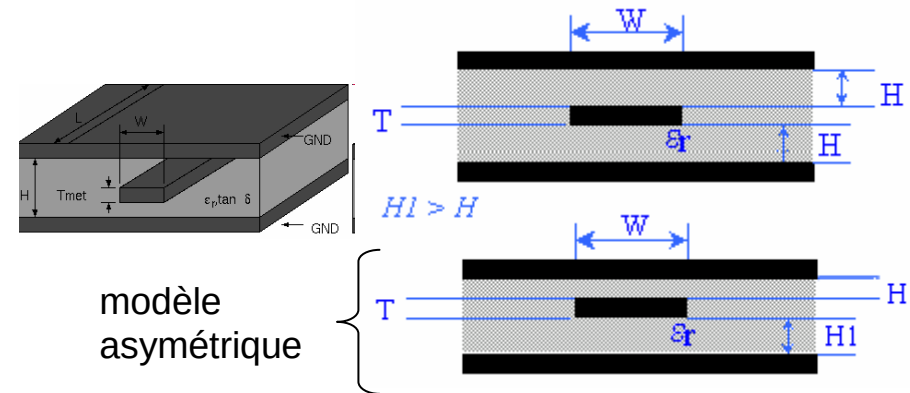
$$a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52} \right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right)$$

$$b = 0.564 \cdot \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad \text{et} \quad u = \frac{w}{h}$$

Abaques :

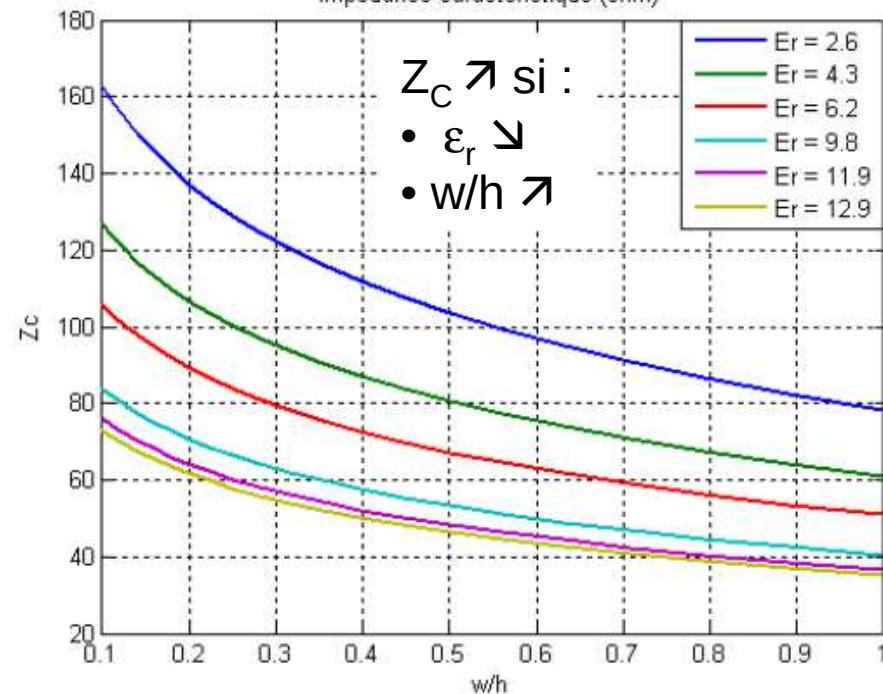


Les 2 types principaux: triplaque (*stripline*)



modèle asymétrique

Impédance caractéristique (ohm)

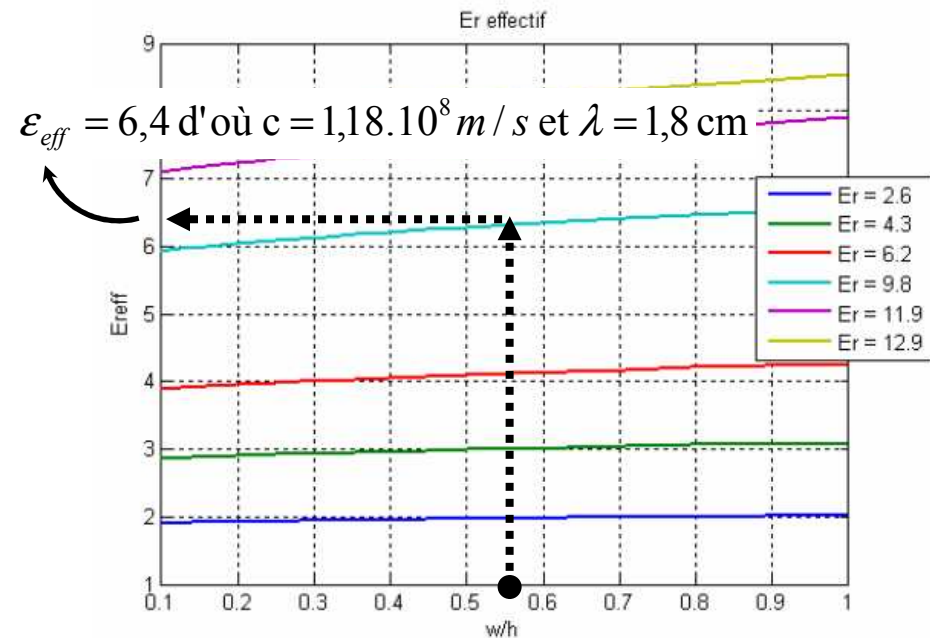
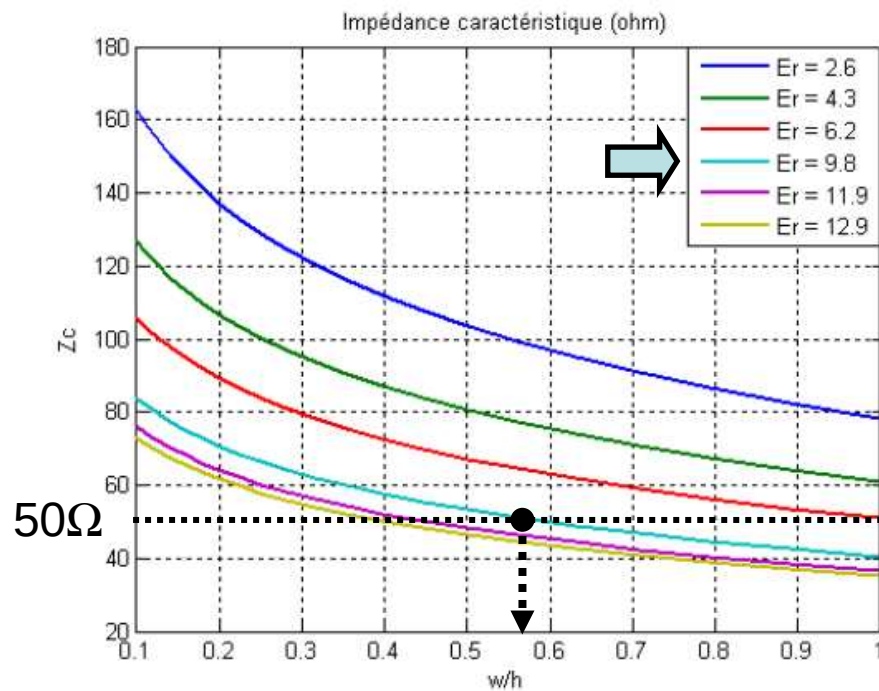
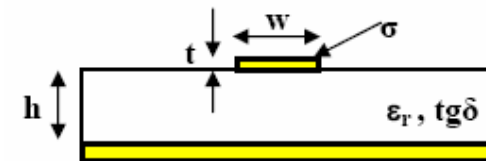


$\epsilon \nearrow \Rightarrow$ Lignes de petites dimensions

Abaques pour ligne micro ruban

Exemple : dimensionnement d'une ligne microstrip fonctionnant à 10 GHz
d'impédance caractéristique $Z_C = 50\Omega$ sur substrat d'alumine d'épaisseur 1,5mm.

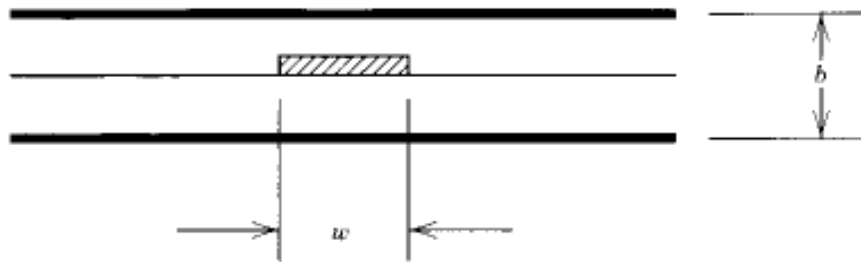
Material	Dielectric Constant
Teflon	2.04
Polyethylene	2.25
Teflon fiberglass	2.55
Boron nitride	4.4
Beryllia	6.6
Alumina	9.6
Epsilam 10	10



Dimensionnement des lignes micro-rubans

72

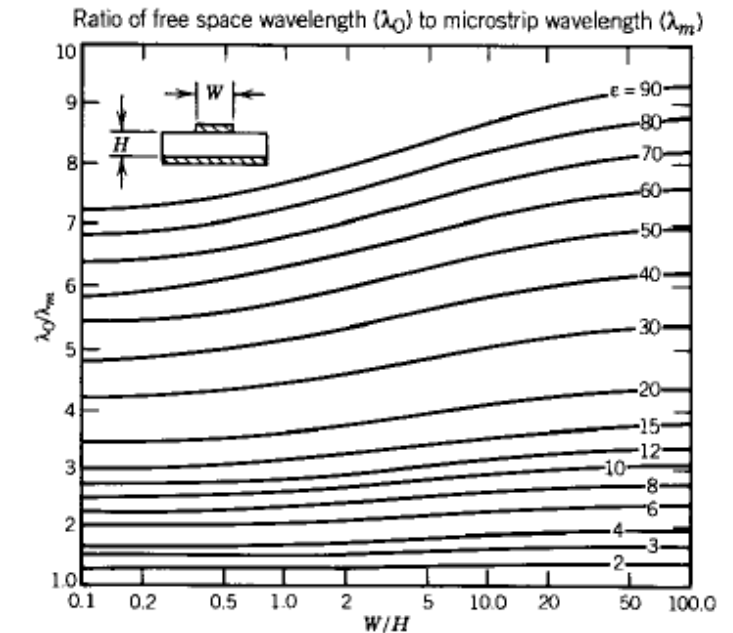
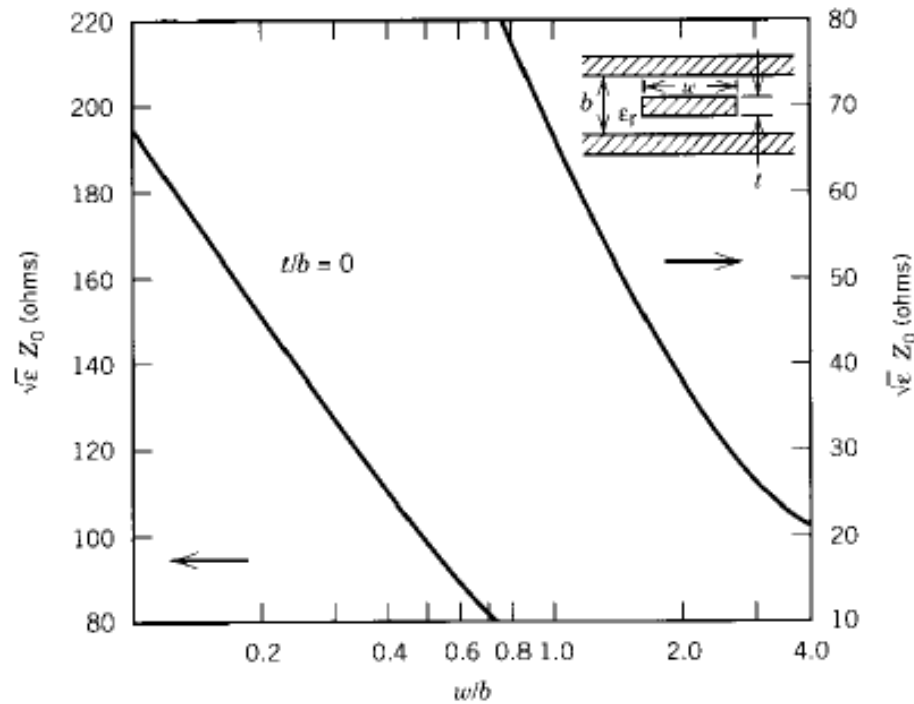
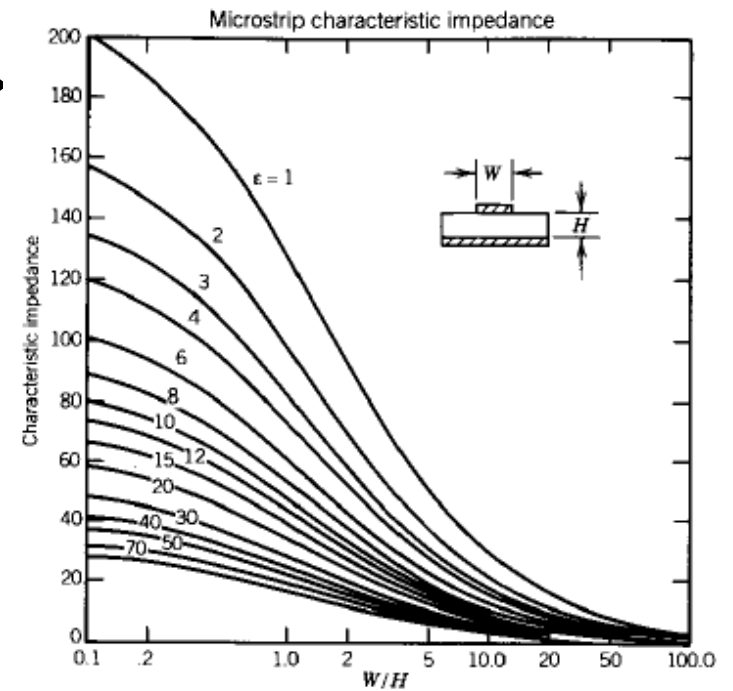
Strip-line



Guide wavelength

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}} \quad (\lambda_0 \text{ is free-space wavelength})$$

Micro-strip



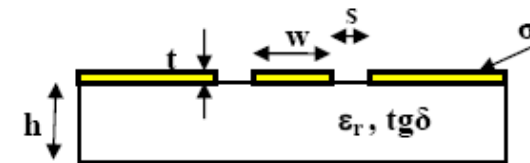
Lignes à fentes

Ligne à fente
(slot line)

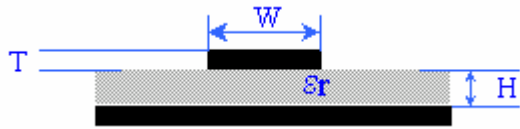


Pas de plan
de masse inférieure !

Guide coplanaire
(coplanar wave guide)

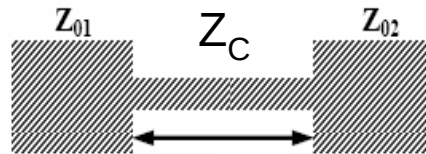
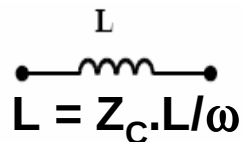


Self et capacité en technologie microbande



Rappel : $Z_C \nearrow$ quand $w/h \searrow$

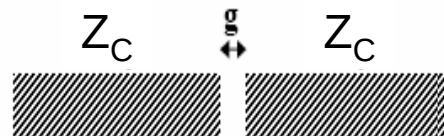
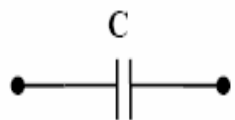
Inductance série



$$Z_C \cdot \tan(\beta L) > Z_{01} \text{ et } Z_{02}$$

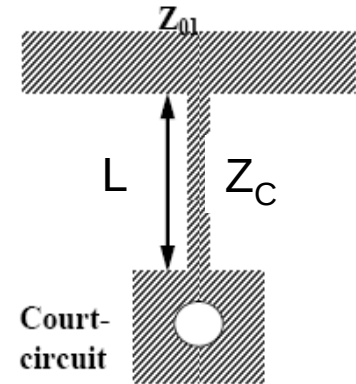
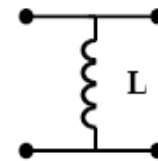
Z_{01} et Z_{02} = lignes d'accès

Capacité série

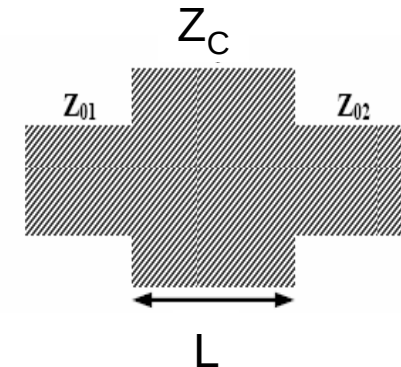
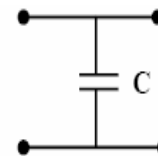


$$Z_C \cdot \tan(\beta L) < Z_{01} \text{ et } Z_{02}$$

Inductance parallèle



Capacité parallèle



- capacité obtenue par le couplage entre 2 lignes.
- nécessité de maîtriser l'espacement « g » (<100μm)
- limitée à de faible valeur (<nF)!

Éléments à ctes semi-localisées

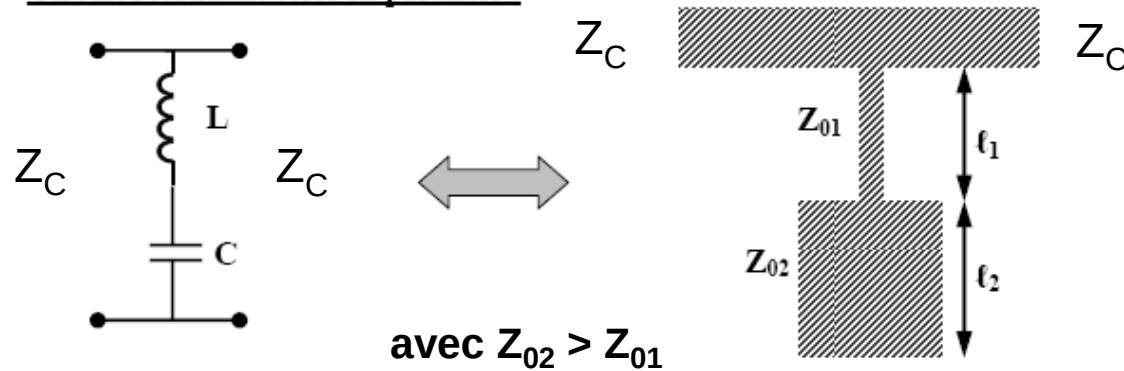
(tronçons de ligne) :

adaptés seulement aux faibles valeurs!
(effets parasites lorsque les dimensions augmentent)

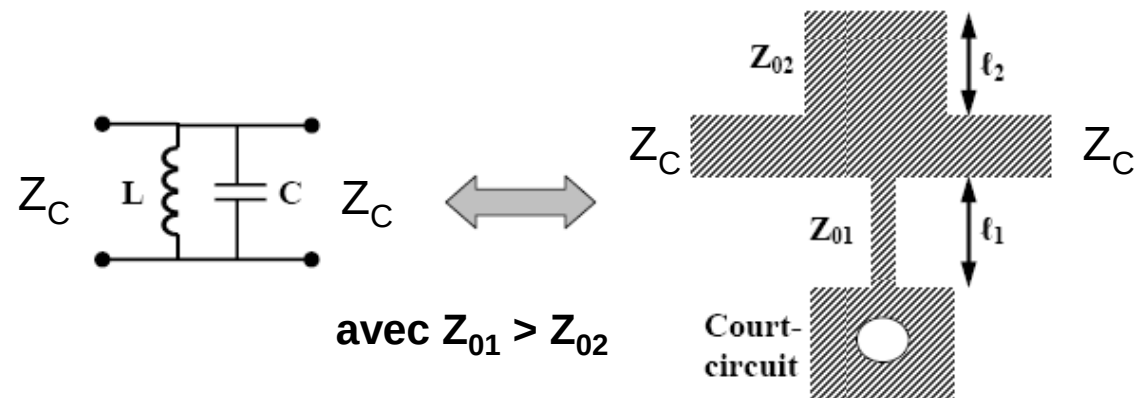
Circuits résonants en parallèle

En parallèle car capacité série difficile à réaliser avec des éléments à constantes semi-localisées...

Circuit résonnant série en parallèle :



Circuit résonnant parallèle en parallèle :



Pour placer ces circuits résonnants en série :
 utilisation de 2 lignes quart d'onde (en amont et en aval)
 (rappel: ligne $\lambda/4$ = circuit « inverseur d'impédance »)

Composants passifs « localisés »

(lumped elements)

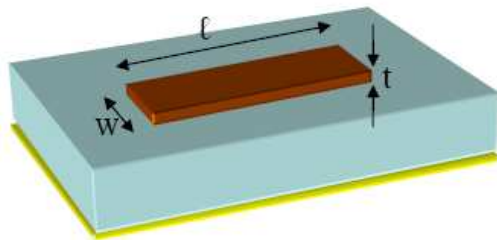
76

Définition: composants à constantes « localisées »
si dimensions très inférieures à λ ($< \lambda/30$)
donc retard induit ou déphasage négligeable
($\neq$ comportement distribué)

Pourquoi les composants passifs localisés?

- Valeurs obtenues $>$ à celles des lignes.
- encombrement plus réduit.

Résistance



A basse fréquence :

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{w.t} \quad \sigma = \text{conductivité (S.m}^{-1}\text{)}$$

Notion de résistance carrée :
lorsque $w = l$,

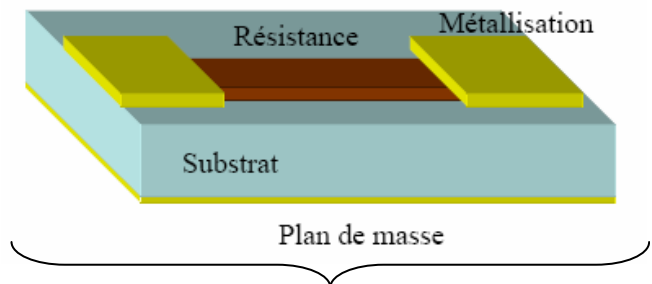
$$R_{\square} = \frac{1}{\sigma.t}$$

A haute fréquence ($> \text{GHz}$):

$$R_{\square} = \frac{1}{\sigma.\delta}$$

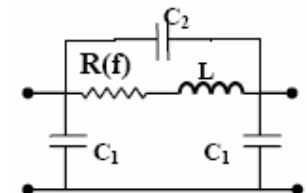
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega.\mu_0.\sigma}}$$

donc dispersif



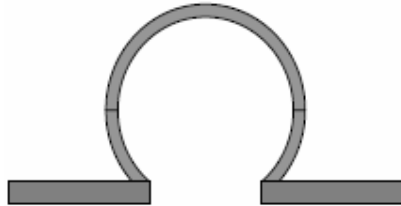
Résistance pour connexion
à une ligne de transmission

Effets
Parasites :

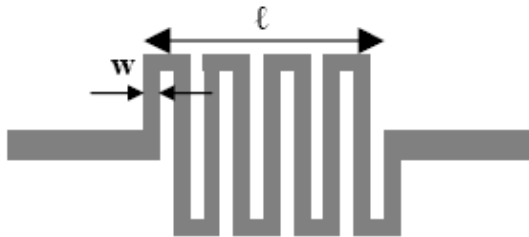


Inductances

à boucle :

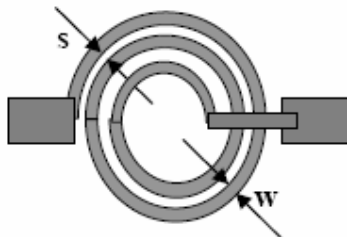


à méandre :



valeurs typiques : 0.4 à 4nH.

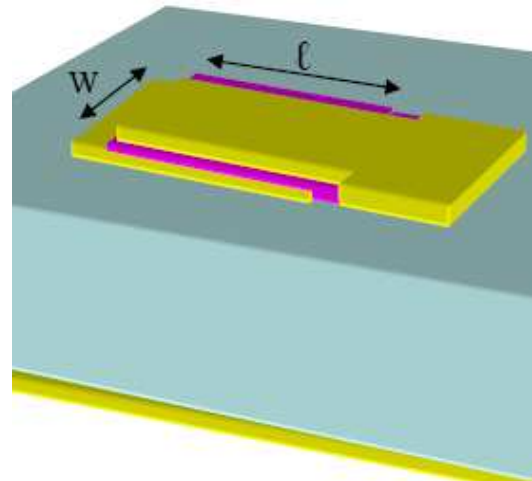
à spirale (ronde ou carrée) :



valeurs typiques : 0.2 à 15nH.

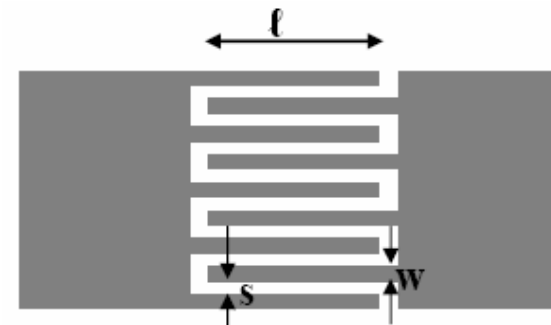
Capacités

en pavé :



valeurs typiques : 0.1 à 60pF

en structure interdigitée :



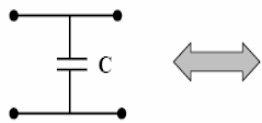
valeurs typiques : 0.05 à 2pF.

Filtres micro-ondes

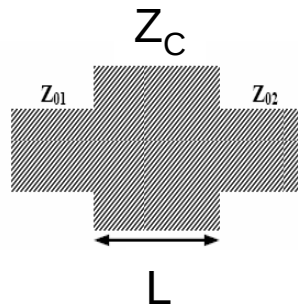
Utilisation de tronçons de lignes coaxiales ou de microbandes (lignes T.E.M)

Rappels :

Capacité parallèle

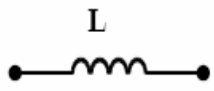


$$C = L / (Z_C \cdot \omega)$$

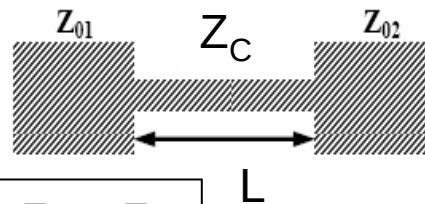


Z_{01} et Z_{02} = lignes d'accès

Inductance série

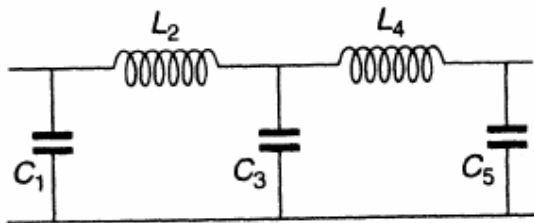


$$L = Z_C \cdot L / \omega$$

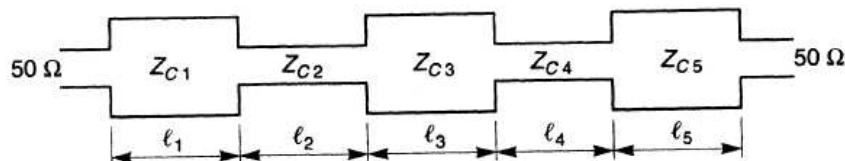


$$Z_C \cdot \tan(\beta L) > Z_{01} \text{ et } Z_{02}$$

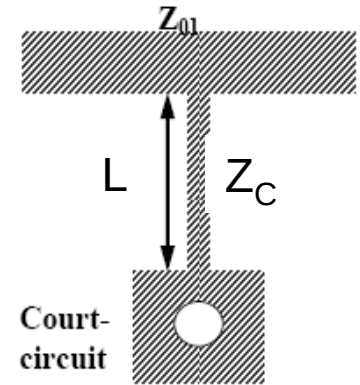
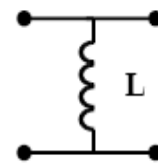
Passe-bas classique



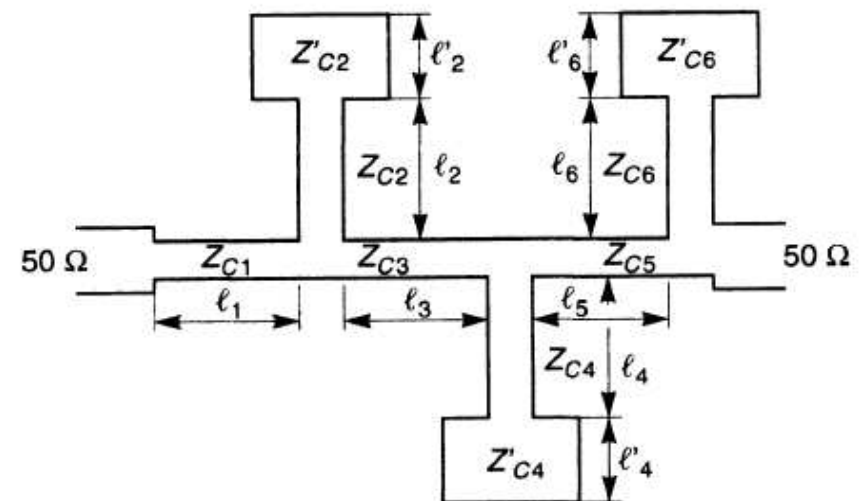
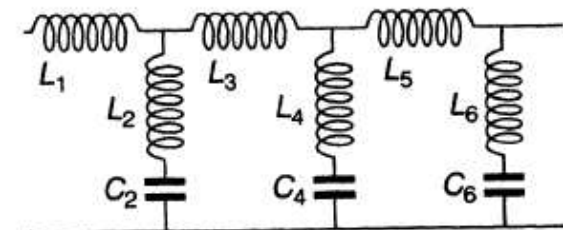
réalisation avec des éléments microbandes :



Inductance parallèle



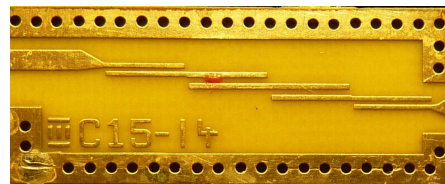
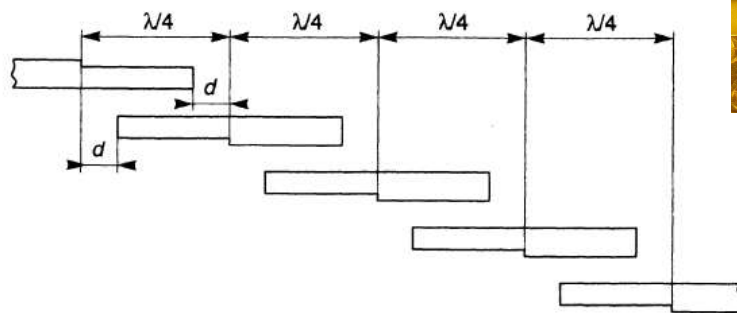
Filtres Passe-Bas de Cauer



Filtres à lignes couplées

Proximité suffisante de 2 lignes microbandes
 $\Rightarrow$ Couplage E.M. et donc transfert d'énergie de l'une à l'autre.

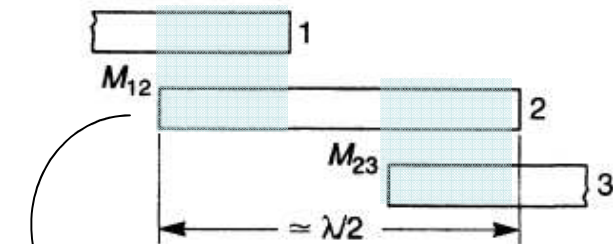
Définition de coefficients d'impédances mutuelles (M) :
 fonctions des longueurs des segments en regard
 et de la distance qui les séparent



Filtre passe-bande

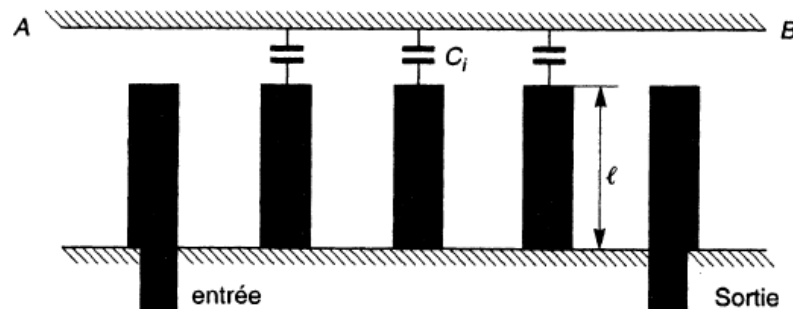
Technique d'élargissement de la bande passante
 en combinant plusieurs passe-bandes décalés en f.

Filtres à 3 lignes microbandes couplées.



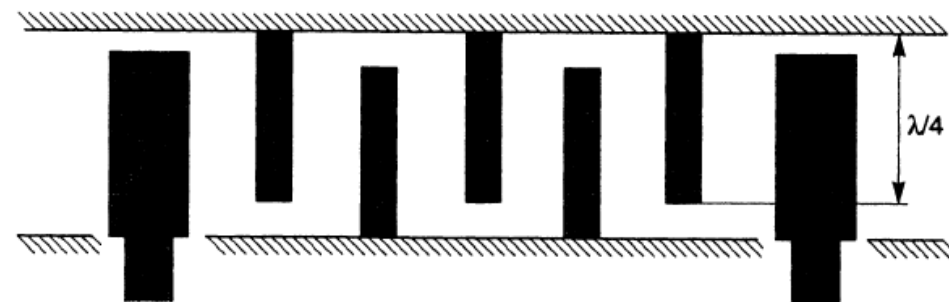
dans cette configuration:
 ligne "2" de longueur $\lambda/2$
 = filtre passe bande
 centré sur cette fréquence.

Filtres à structure en peigne :



- Entrée et sortie court-circuitées.
- lignes résonantes intermédiaires en CC d'un côté et chargées par des capacités.

Filtres à structure interdigitale :



Quadripôles _ Système à 1 port d'entrée & 1 port de sortie

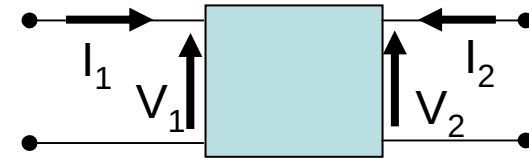
4 variables:

- 2 grandeurs indépendantes (entrées ou excitations)
- 2 grandeurs de sortie (réponses du système) dépendantes des entrées

Exemple: matrice impédance [Z], admittance [Y]

$$I_1 = Y_{11} \cdot V_1 + Y_{12} \cdot V_2$$

$$I_2 = Y_{21} \cdot V_1 + Y_{22} \cdot V_2$$

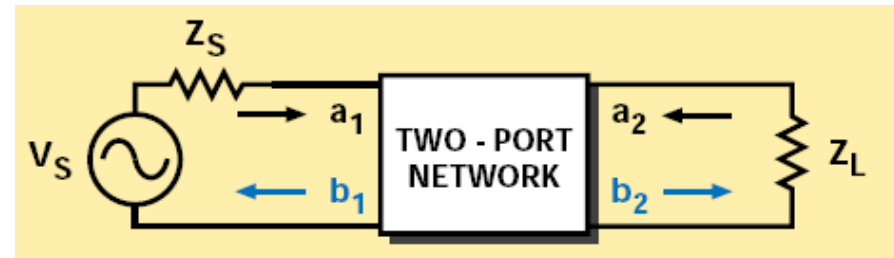


Adaptées aux circuits électriques en BF / inadaptées en HF où V, I varient suivant x

Scattering parameters – S parameters
utilisés pour l'étude des réflexions
dans les lignes

Paramètres S :

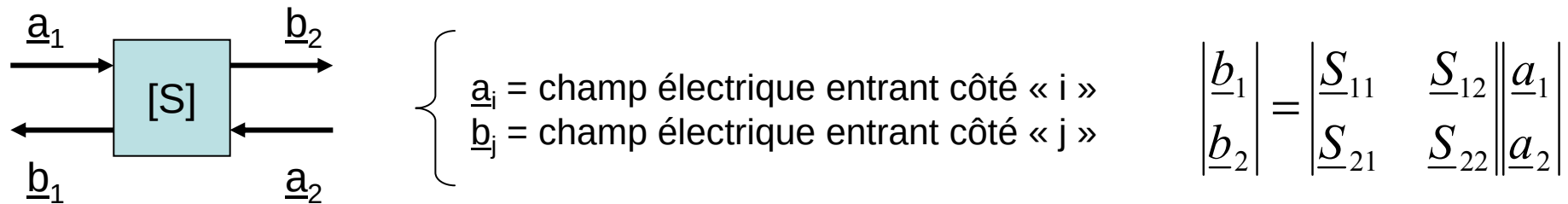
- mesures de la réflexion et de la transmission des ondes aux bornes d'un quadripôle électrique.
- fonctions de tensions complexes normalisées (a_n, b_n) par rapport à une impédance de référence.



Avantages:

Contrairement aux tensions et courants le long d'une ligne dont la valeur dépend de la position exacte de mesure sur la ligne, les paramètres « s » peuvent être mesurés à une certaine distance Via une ligne à faible perte.

Définition mathématique des paramètres S (S_{nm})



$\underline{S}_{11} = \underline{b}_1 / \underline{a}_1$ = coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la charge est adaptée à la ligne
($\underline{a}_2=0$; réflexion nulle en sortie de ligne).

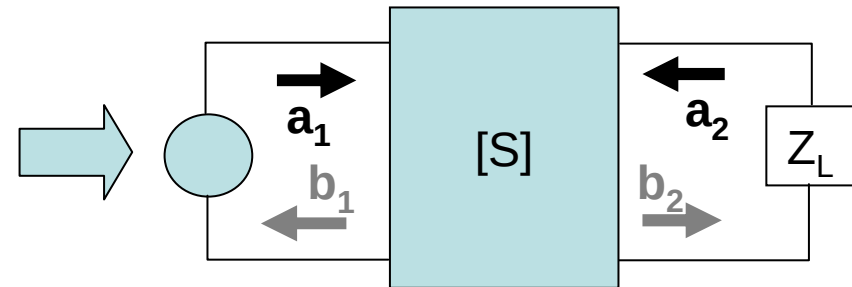
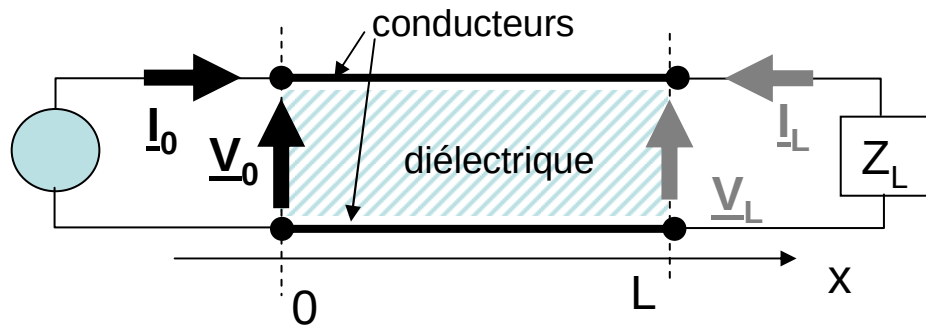
$\underline{S}_{22} = \underline{b}_2 / \underline{a}_2$ = coefficient de réflexion en sortie lorsque le générateur est adaptée à la ligne
($\underline{a}_1=0$; réflexion nulle en entrée de la ligne).

$\underline{S}_{12} = \underline{b}_1 / \underline{a}_2$ = coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée (isolation)
($\underline{a}_1=0$; réflexion nulle en sortie de ligne).

$\underline{S}_{21} = \underline{b}_2 / \underline{a}_1$ = coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie (gain ou perte).
($\underline{a}_2=0$; réflexion nulle en entrée de la ligne).

Quadripôle réciproque $\Rightarrow \underline{S}_{12} = \underline{S}_{21}$

Définition physique des paramètres S



$$a_1 = \frac{\text{tension incidente au port 1}}{\sqrt{Z_C}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_C}}$$

$$a_2 = \frac{\text{tension incidente au port 2}}{\sqrt{Z_C}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_C}}$$

$$b_1 = \frac{\text{tension réfléchie au port 1}}{\sqrt{Z_C}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_C}}$$

$$b_2 = \frac{\text{tension réfléchie au port 2}}{\sqrt{Z_C}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_C}}$$

Rappels:

• côté générateur

$$\underline{V}_i = (\underline{V}_0 + Z_C \cdot \underline{I}_0)/2$$

$$\underline{V}_r = (\underline{V}_0 - Z_C \cdot \underline{I}_0)/2$$

• côté de la charge

$$\underline{V}_i = (\underline{V}_L + Z_C \cdot \underline{I}_L)/2$$

$$\underline{V}_r = (\underline{V}_L - Z_C \cdot \underline{I}_L)/2$$

$$a_1 = \frac{V_0 + I_0 \cdot Z_C}{2\sqrt{Z_C}}$$

$$a_2 = \frac{V_L + I_L \cdot Z_C}{2\sqrt{Z_C}}$$

$$b_1 = \frac{V_0 - I_0 \cdot Z_C}{2\sqrt{Z_C}}$$

$$b_2 = \frac{V_L - I_L \cdot Z_C}{2\sqrt{Z_C}}$$

Remarque:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_0}{I_0} - Z_C}{\frac{V_0}{I_0} + Z_C} = \frac{Z_0 - Z_C}{Z_0 + Z_C}$$

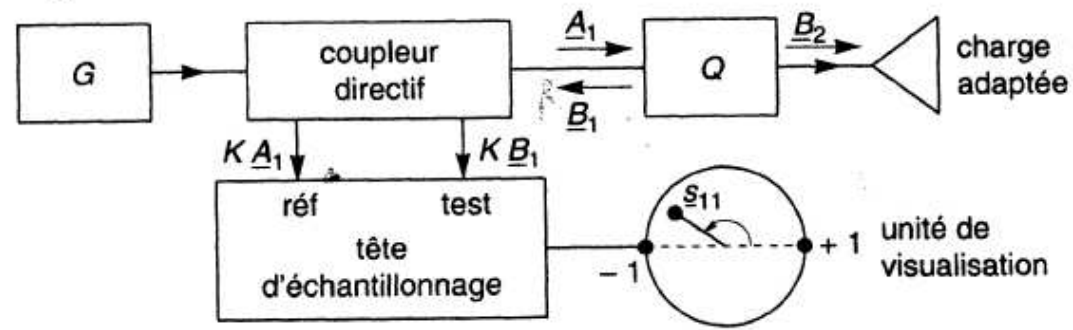
ce qui est bien le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne.

On en déduit aussi que : $Z_0 = Z_C \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} = \frac{V_0}{I_0}$

Analyseur de réseau

Analyseur de réseau (network analyser) : mesure de puissance + coupleur directionnel

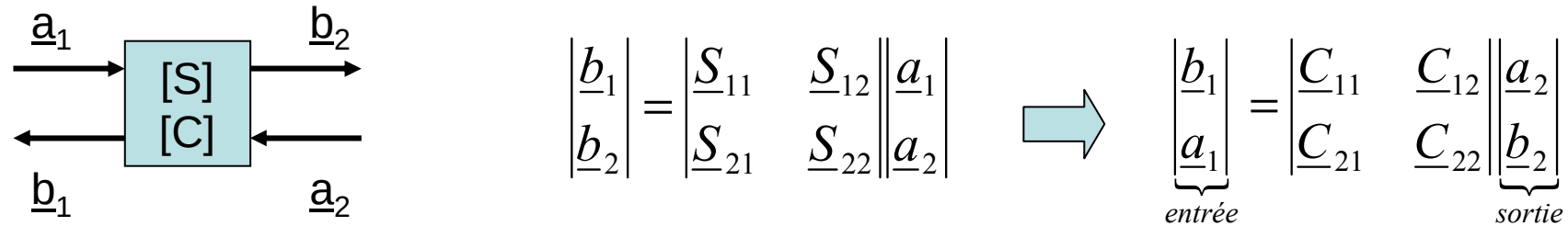
- analyseur vectoriel $\Rightarrow$ module et phase.
- analyseur scalaire $\Rightarrow$ module seulement.



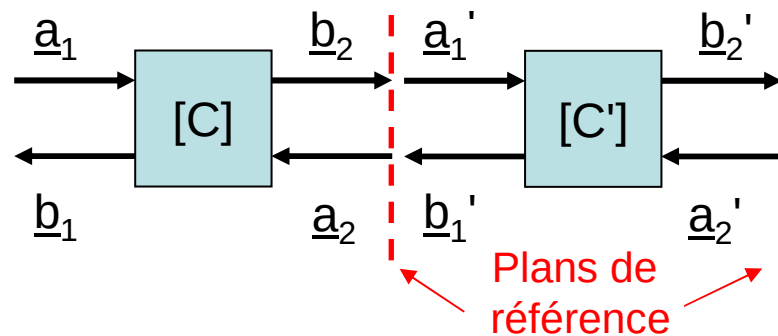
Association de quadripôles

– matrice de chaîne (ou d'ondes)

Matrice C utilisée pour la mise en cascade de quadripôles.



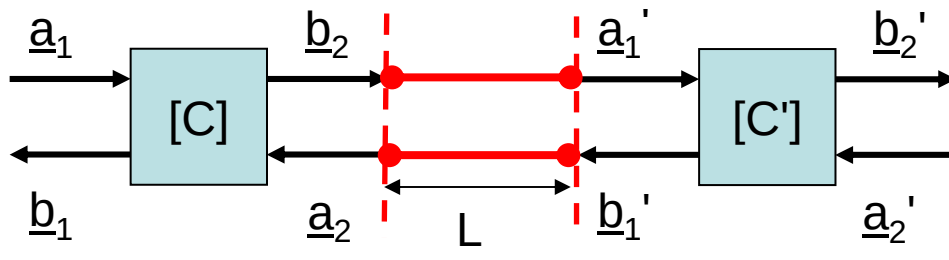
Notion de plans de référence :



1) si plans de références contigus entre quadripôles, alors $\underline{b}_2 = \underline{a}_1'$ et $\underline{a}_2 = \underline{b}_1'$ et

$$\begin{bmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{a}_1 \end{bmatrix} = [C].[C'] \begin{bmatrix} \underline{a}'_2 \\ \underline{b}'_2 \end{bmatrix}$$

2) si les quadripôles sont séparés par des tronçons de ligne sans pertes (plans de références non contigus) $\Rightarrow$ matrice chaîne du tronçon de ligne



$$C_l = \begin{bmatrix} e^{-j\varphi} & 0 \\ 0 & e^{-j\varphi} \end{bmatrix}$$

Puissance en radio-fréquence

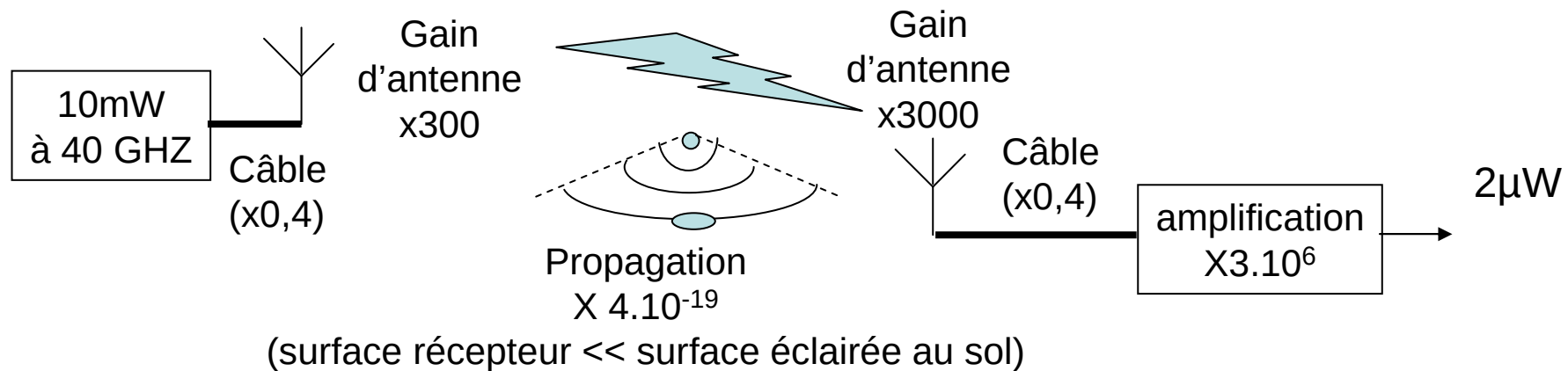
E et H non mesurables $\Rightarrow$ mesure de la puissance pour les déduire.

$P = U \times I$ en basse fréquence et $P = E \times H$ en micro-ondes

- Puissance de référence = 1 mW
- Puissance exprimée en dB.m (ou dB comparée à une puissance de 1mW)

Intérêt du dB : manipulation aisée de MW et de pW dans le même calcul

Exemple: bilan de puissance pour une liaison satellite-terre:



$$\begin{array}{ccccccccccc}
 10 \text{ mW} & \Rightarrow & 4 \text{ mW} & \Rightarrow & 1,2 \text{ W} & \Rightarrow & 0,48.10^{-3} \text{ fW} & \Rightarrow & 1,44 \text{ fW} & \Rightarrow & 0,57 \text{ fW} & \Rightarrow & 2\mu\text{W} \\
 10 \text{ dBm} & & -4 \text{ dB} & + & 25 \text{ dB} & & -184 \text{ dB} & & +35 \text{ dB} & -4 \text{ dB} & & +65 \text{ dB} & = -57 \text{ dBm}
 \end{array}$$

Capteurs de puissance:

- thermistances et thermocouples : les micro-ondes captées augmentent la température du capteur
- diode micro-onde : fournit une tension (+rapide, +sensible)..

bibliographie

- "Théorie et pratique des circuits de l'électronique et amplificateurs" de J. Quinet, tome 3, chapitres 1 à 9, Dunod.
- "Micro-ondes: 1. lignes, guides et cavités" de P. F. Combes, pp. 1 à 173, Dunod.
- "Micro-ondes: 2. Circuits passifs, propagation, antennes" de P. F. Combes, pp. 3 à 36, Dunod.
- "Understanding microwaves" de A. W. Scott, chapitres 1 à 6, Wiley interscience publications.