



INSTITUT  
POLYTECHNIQUE  
DE PARIS

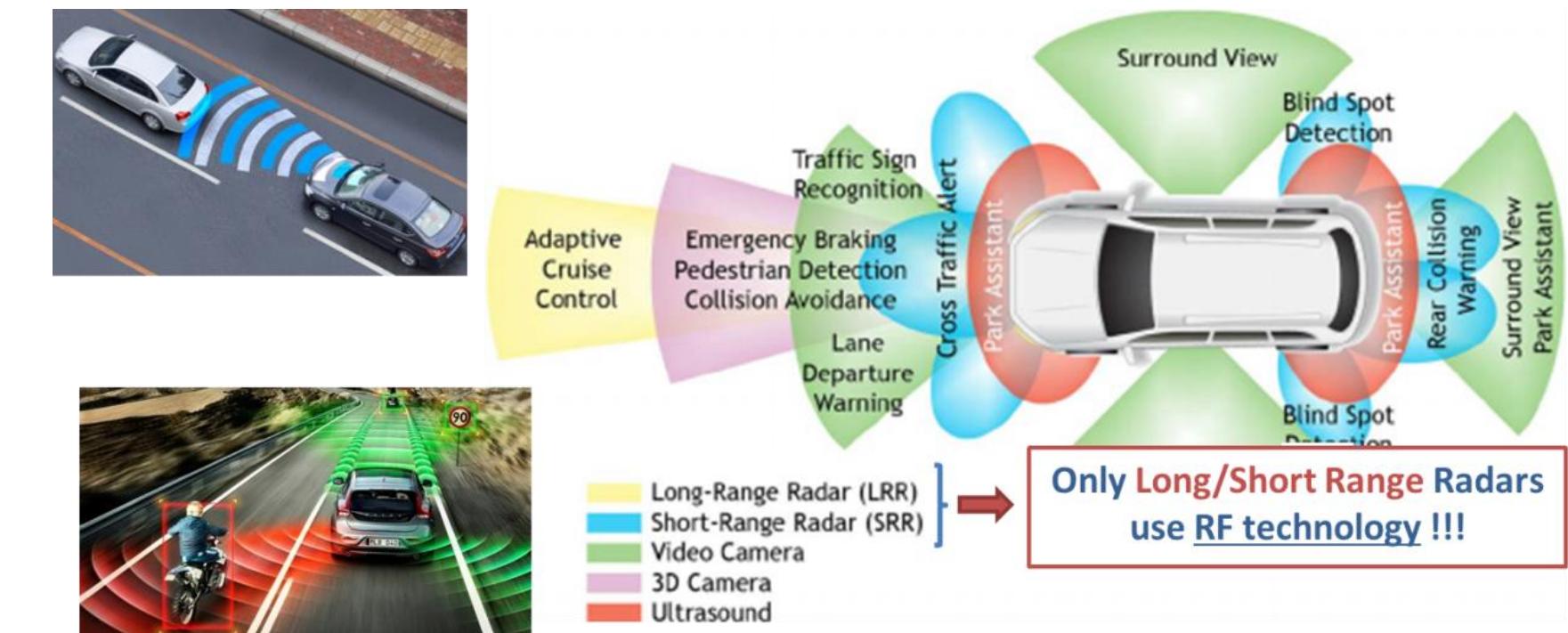
# ANTENNES & PROPAGATION DANS LES SYSTEMES RADIOFRÉQUENCES

COM 103 2022-2023  
JC Cousin

# Systèmes de Telecom

# Dans la vie quotidienne...

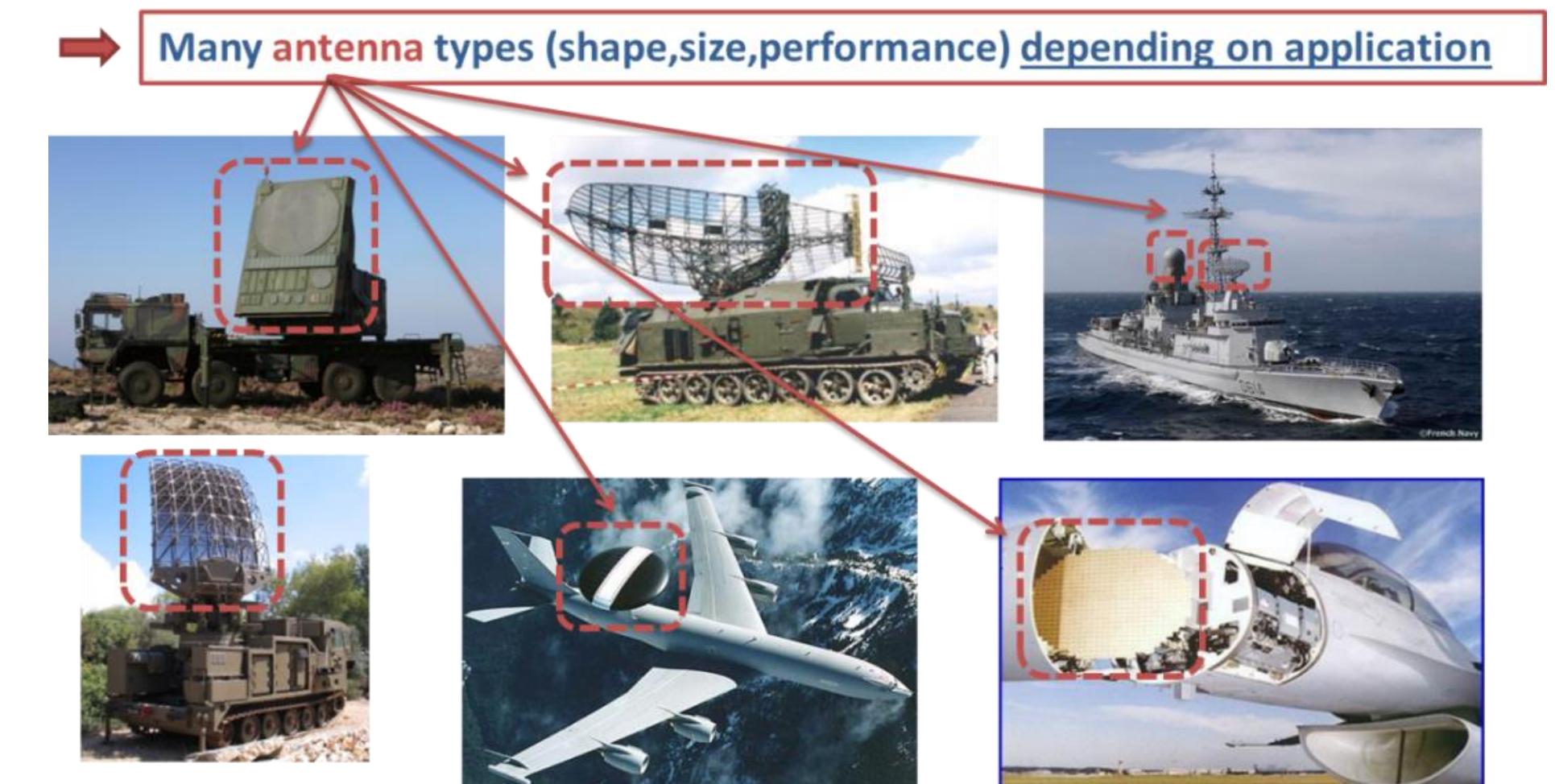
## Applications « grand public »



## Communications par satellites

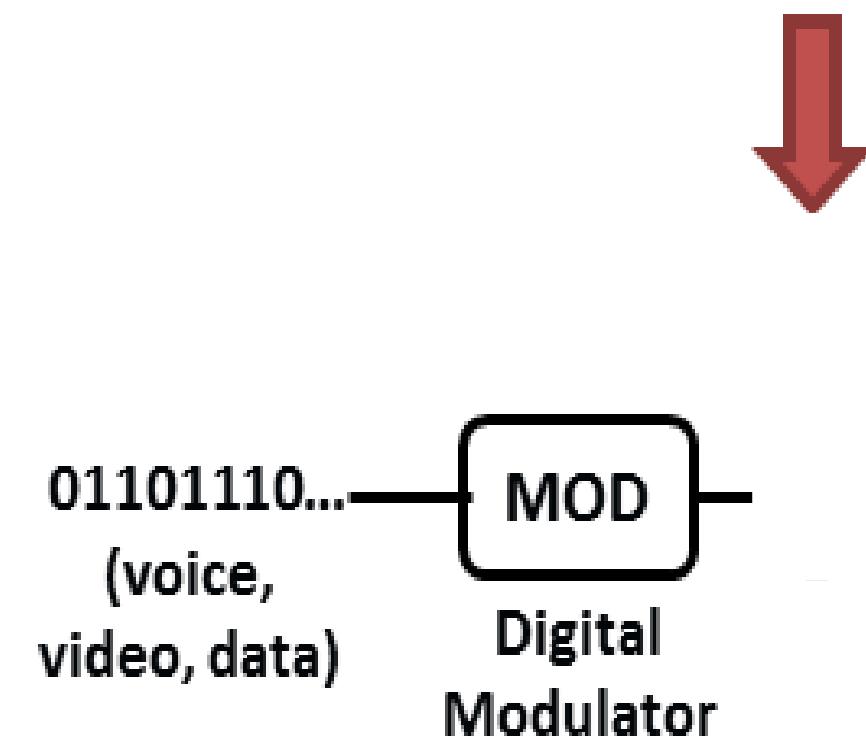


## Défense et sécurité

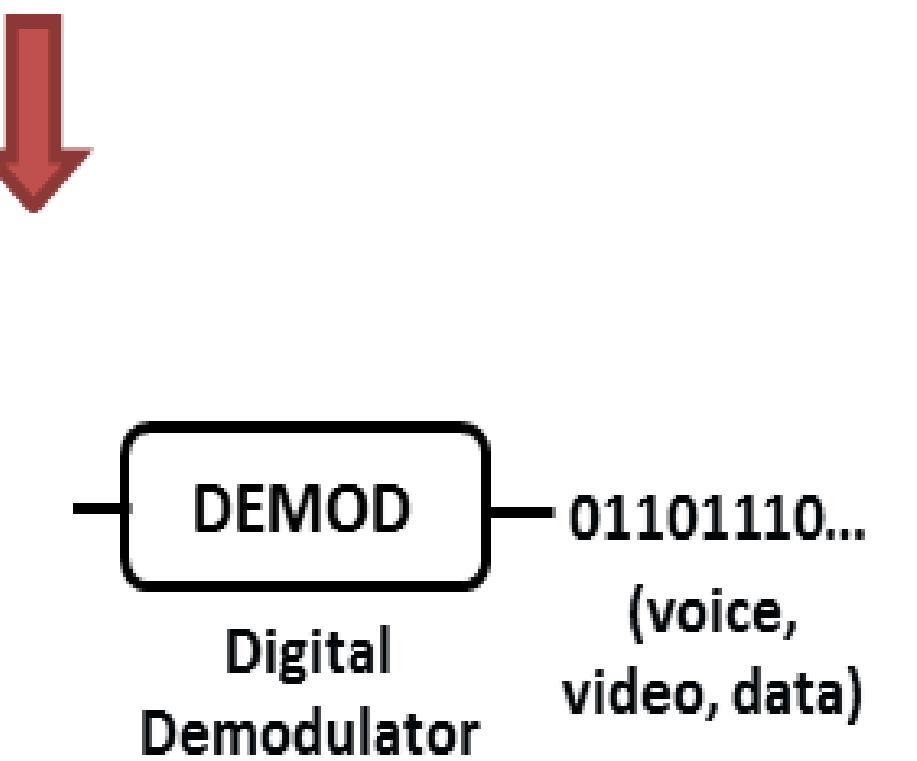


# La propagation dans les systèmes de Télécommunication numérique

. Block diagram of Transmitter (Tx)

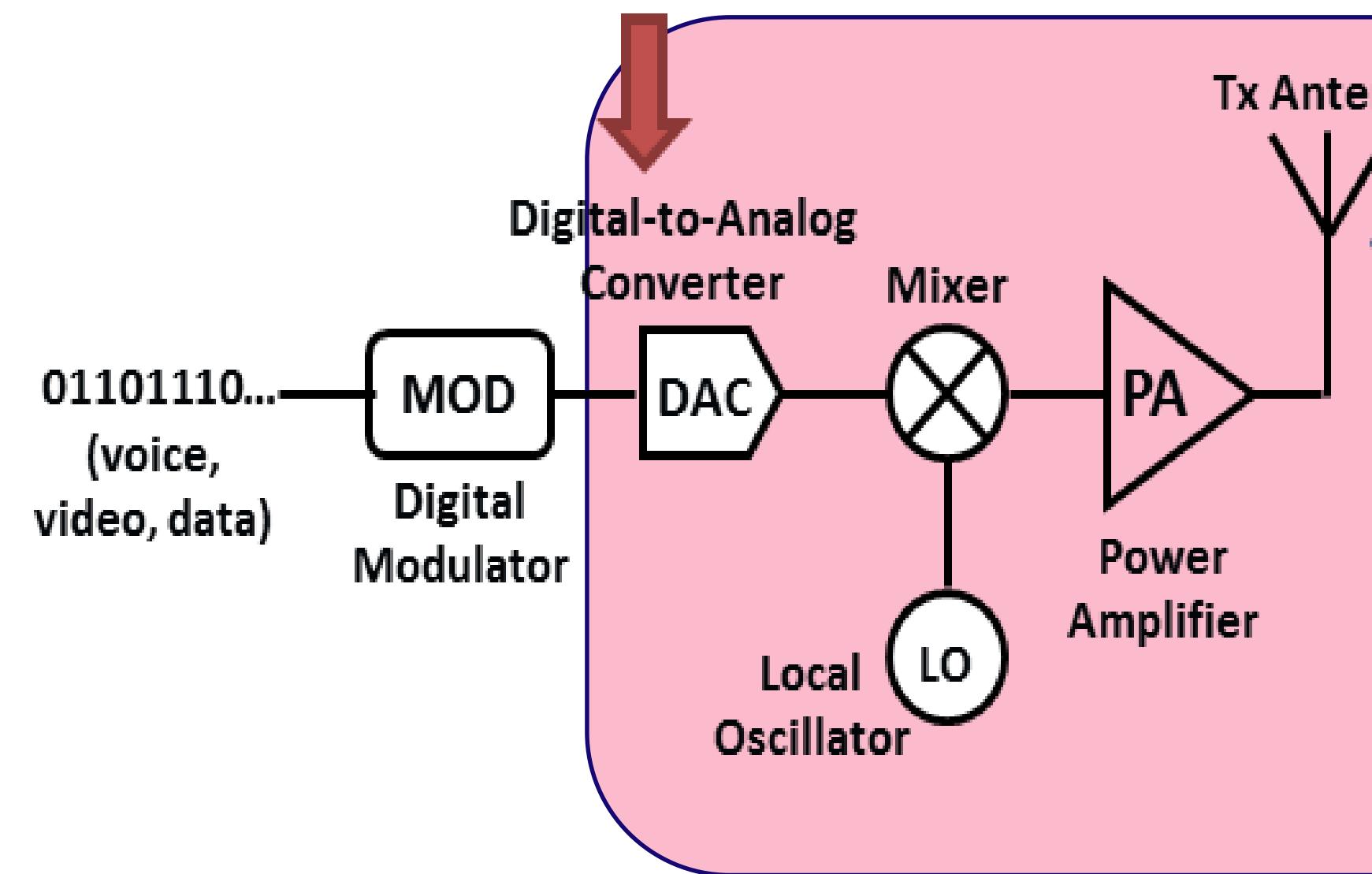


. Block diagram of Receiver (Rx)

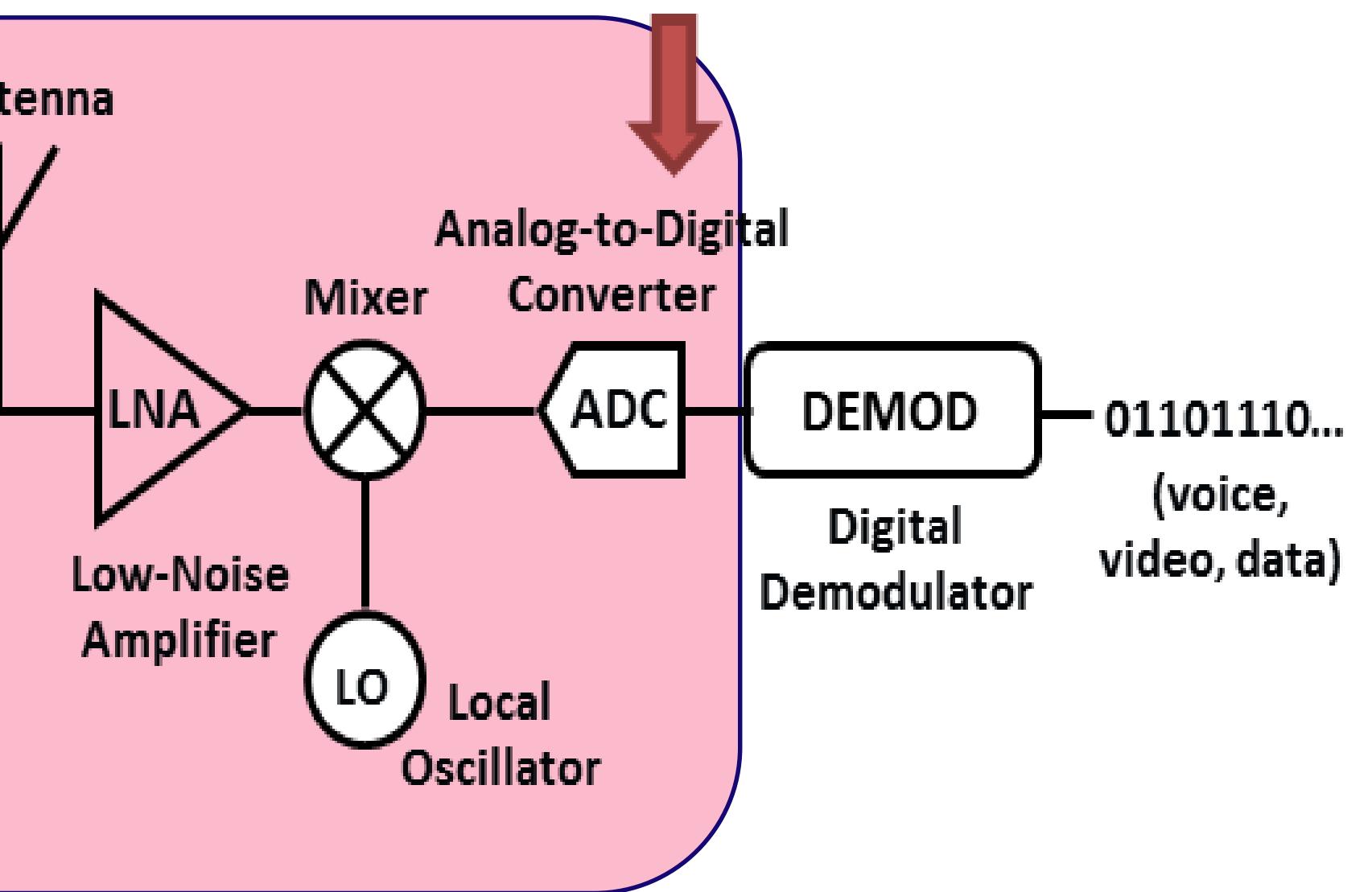


# Le numérique ???

. Block diagram of Transmitter (Tx)



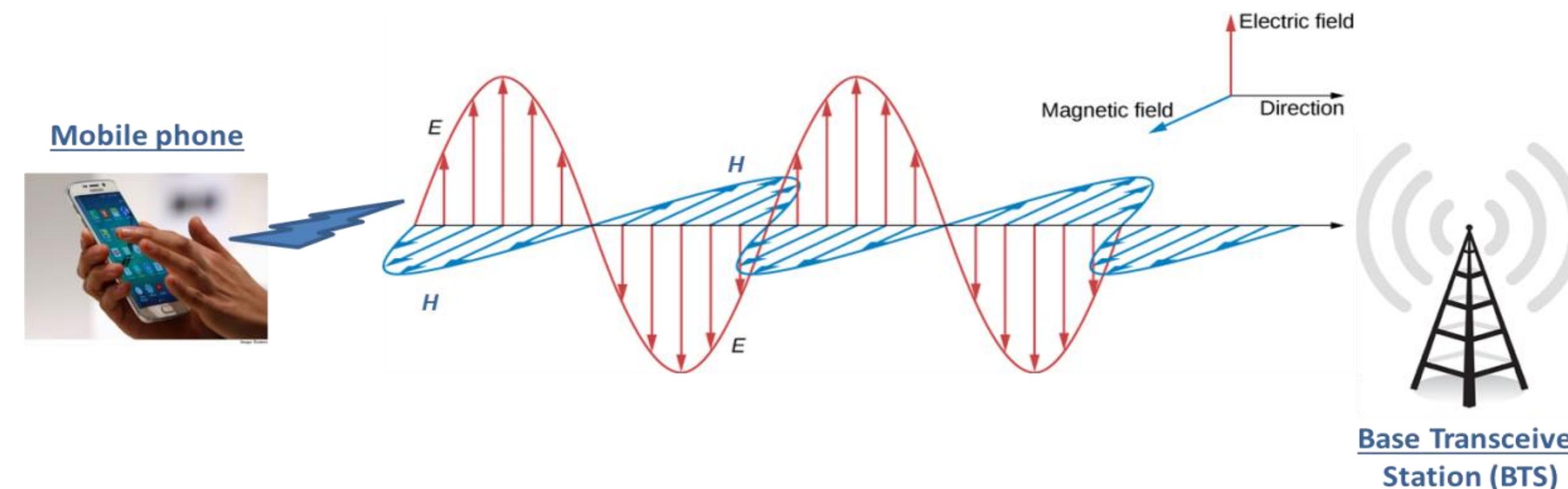
. Block diagram of Receiver (Rx)



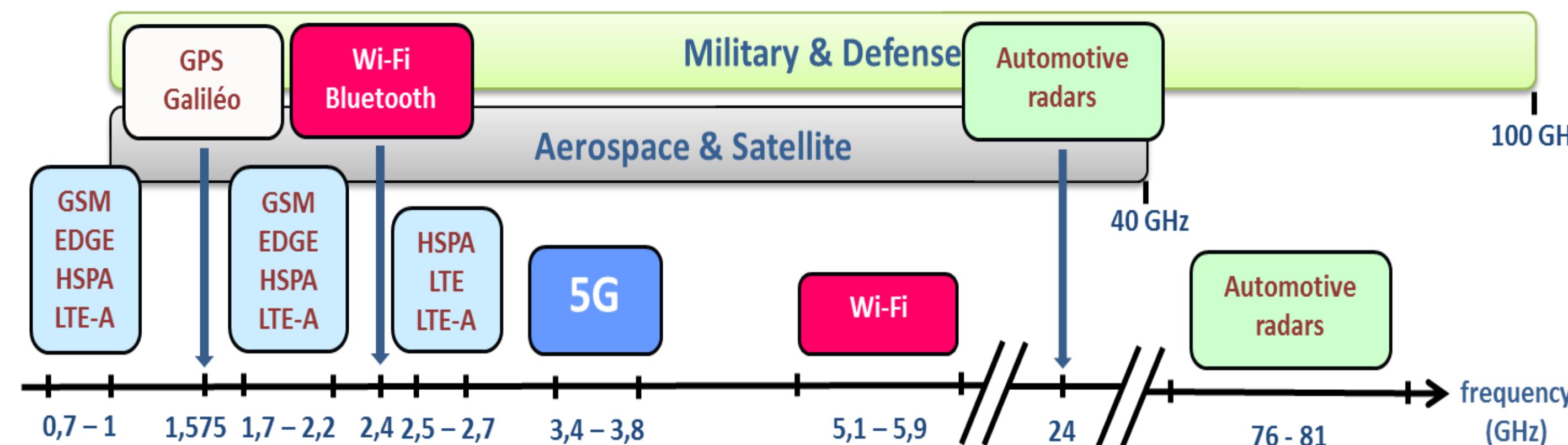
ANALOGIQUE

# Caractéristiques de tous les systèmes de Télécom

- Caractéristiques des signaux analogiques pour tous les systèmes !
- Propagation libre ou guidée d'une onde électromagnétique (OEM)

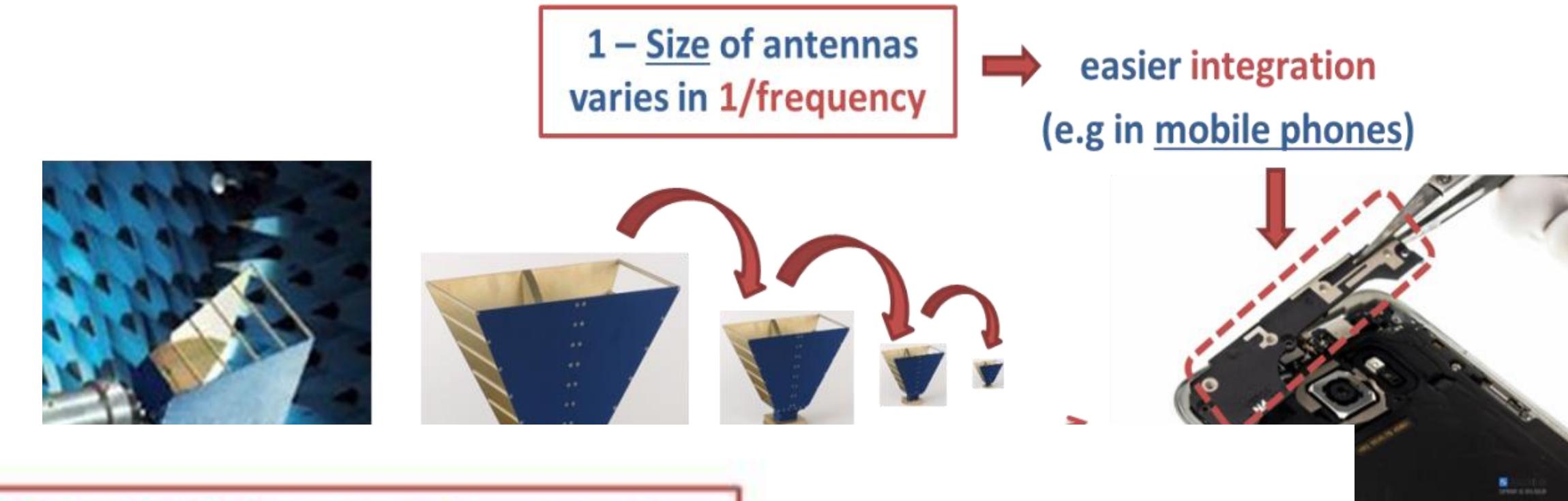


- Spectre radiofréquence



# Quel est l'intérêt de faire fonctionner ces systèmes aux Fréquences RF ?

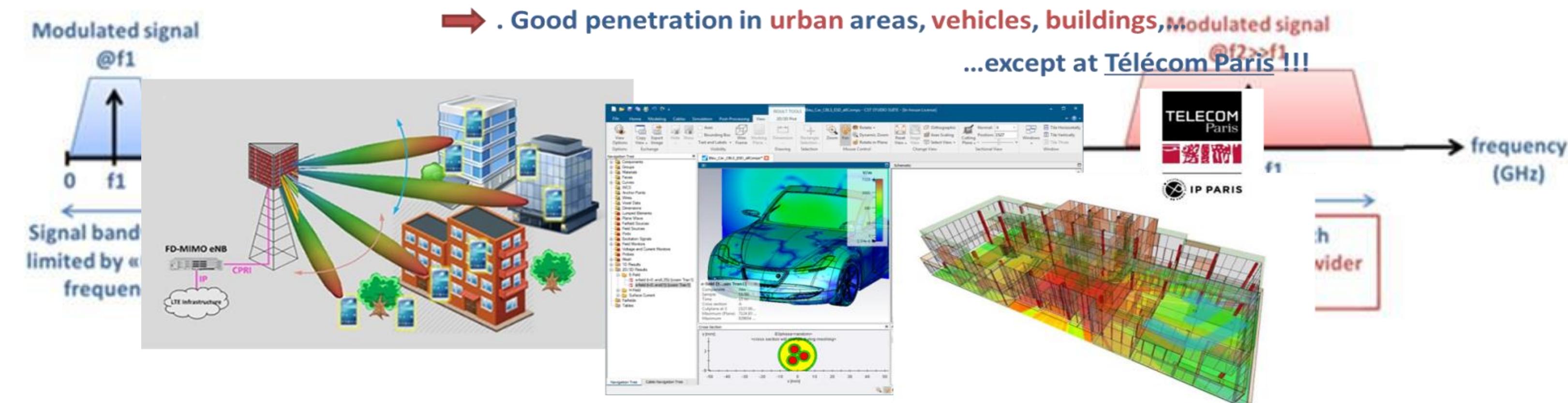
- Minimiser la taille des antennes



- Larges bandes :  $\uparrow$  débits



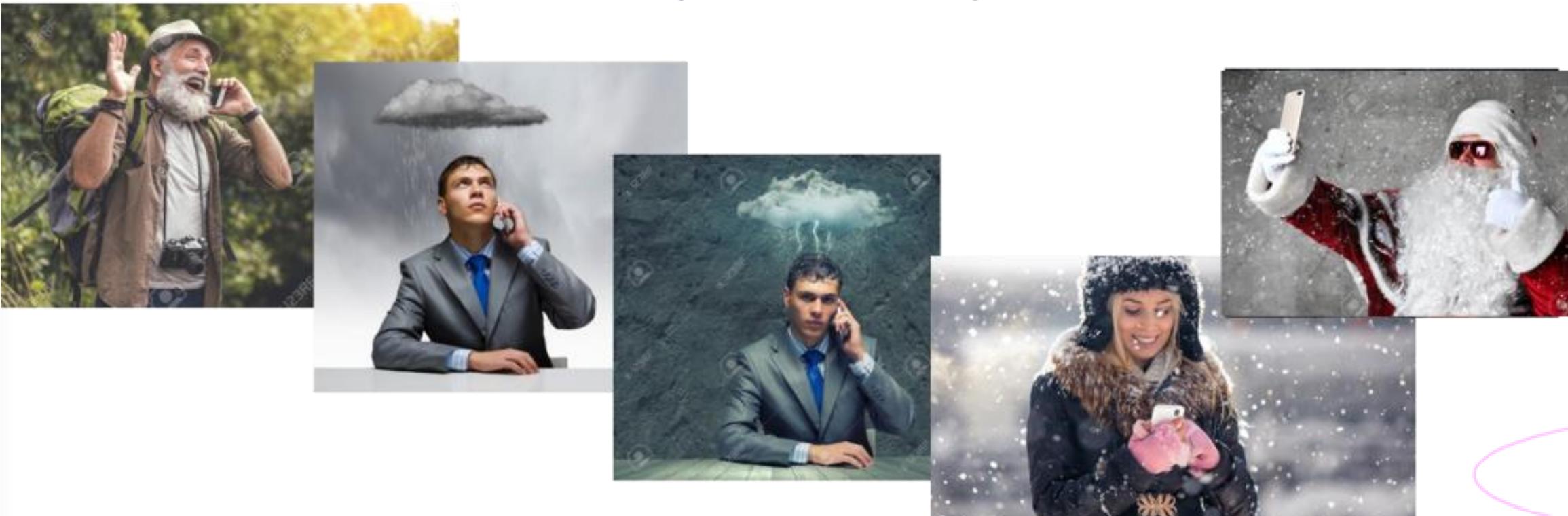
- Conditions de propagation « relativement » favorables



# Quel est l'intérêt de faire fonctionner ces systèmes aux Fréquences RF ?

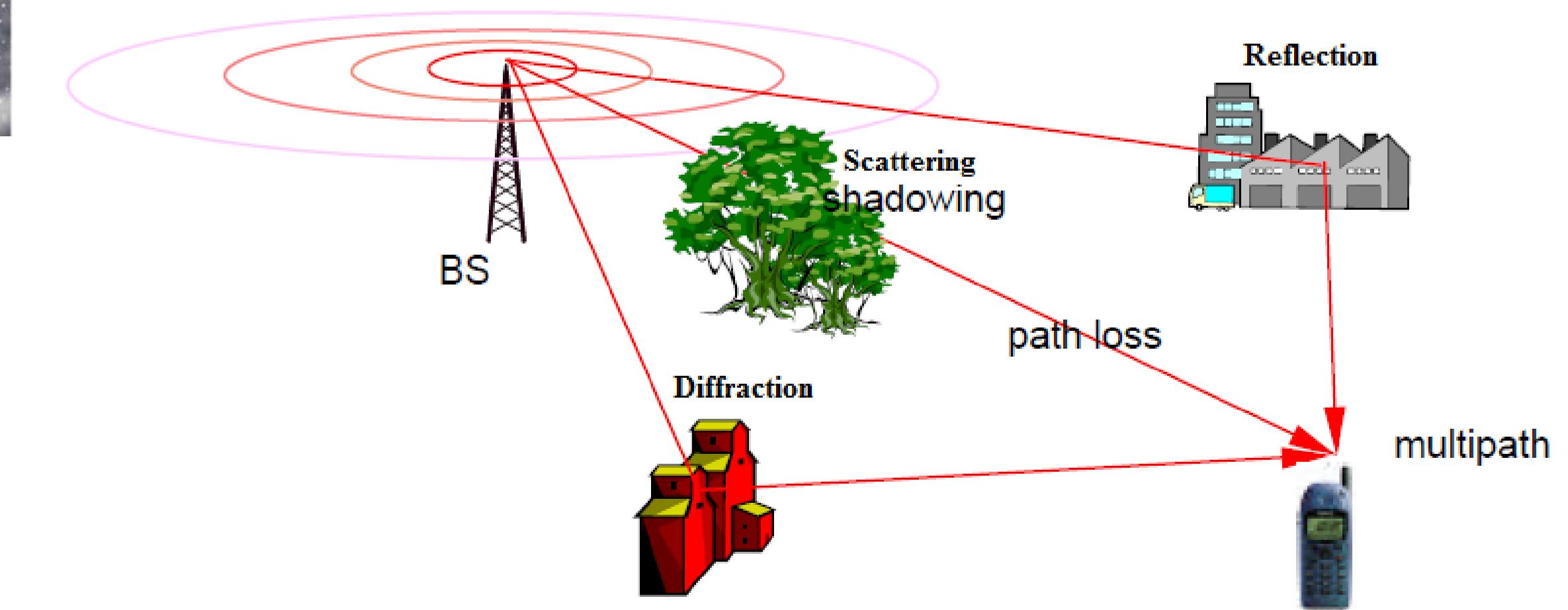
- Propagation : tout de même être mesuré!

→ . Good penetration in **vegetation**, weakly dependent on weather conditions (wind, rain, snow)

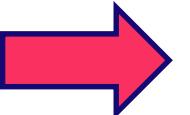


Conditions météorologiques

Environnements complexes



# Spécificités de l'ingénierie RF

- Grande dépendance et influence de la longueur d'onde  $\lambda$ 
  - \* Signal sinusoïdale  $\approx \cos(2\pi f)$    $\lambda = \frac{c}{f}$  *c: vitesse de la lumière  
f: fréquence du signal*
  - \* Approximation Basses fréquences : plus valable !  
dimension des lignes, circuits ou câbles : non négligeables vis-à-vis de  $\lambda$ 
    - $\lambda = 30 \text{ cm à } 1 \text{ GHz}$
    - $\lambda = 6 \text{ cm à } 5 \text{ GHz}$
    - $\lambda = 3 \text{ cm à } 10 \text{ GHz}$
    - $\lambda = 7,5 \text{ mm à } 40 \text{ GHz}$
  - \* Théorie des lignes de transmission s'applique alors aux pistes, aux câbles et plus généralement aux circuits RF

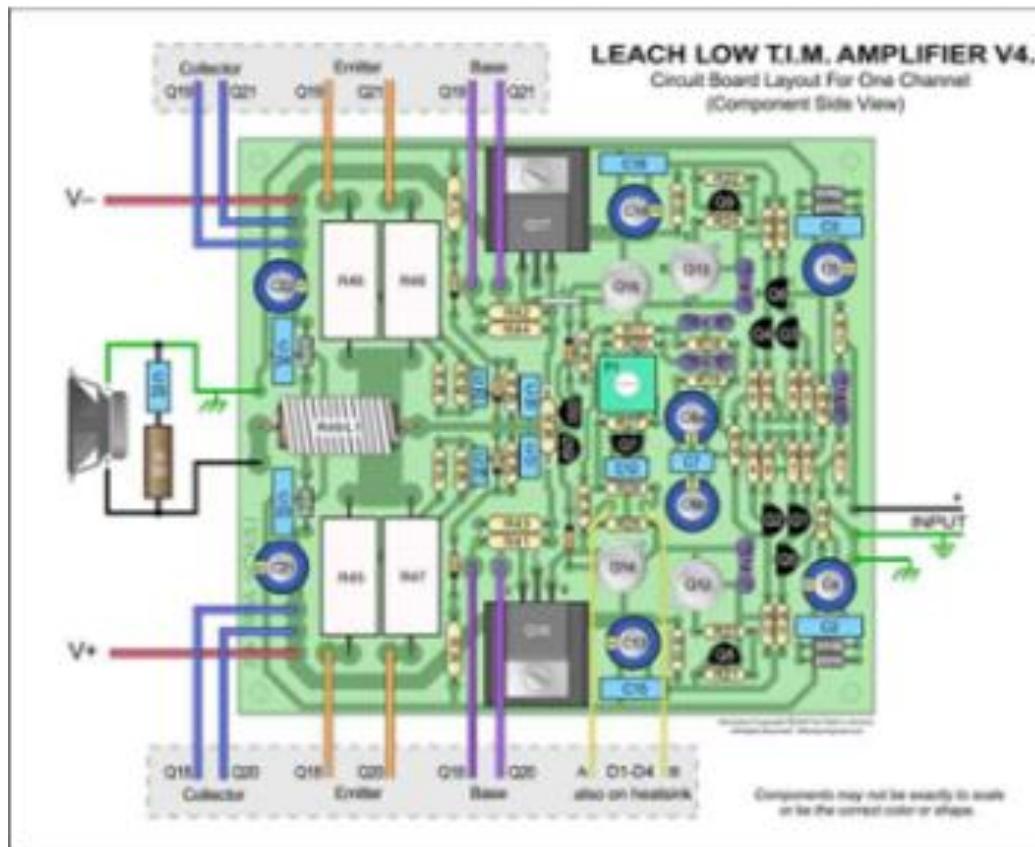
# Spécificités de l'ingénierie RF

Low-Frequency (LF)

Circuits

$$\lambda \approx km$$

20 Hz – 20 kHz Audio Amplifier



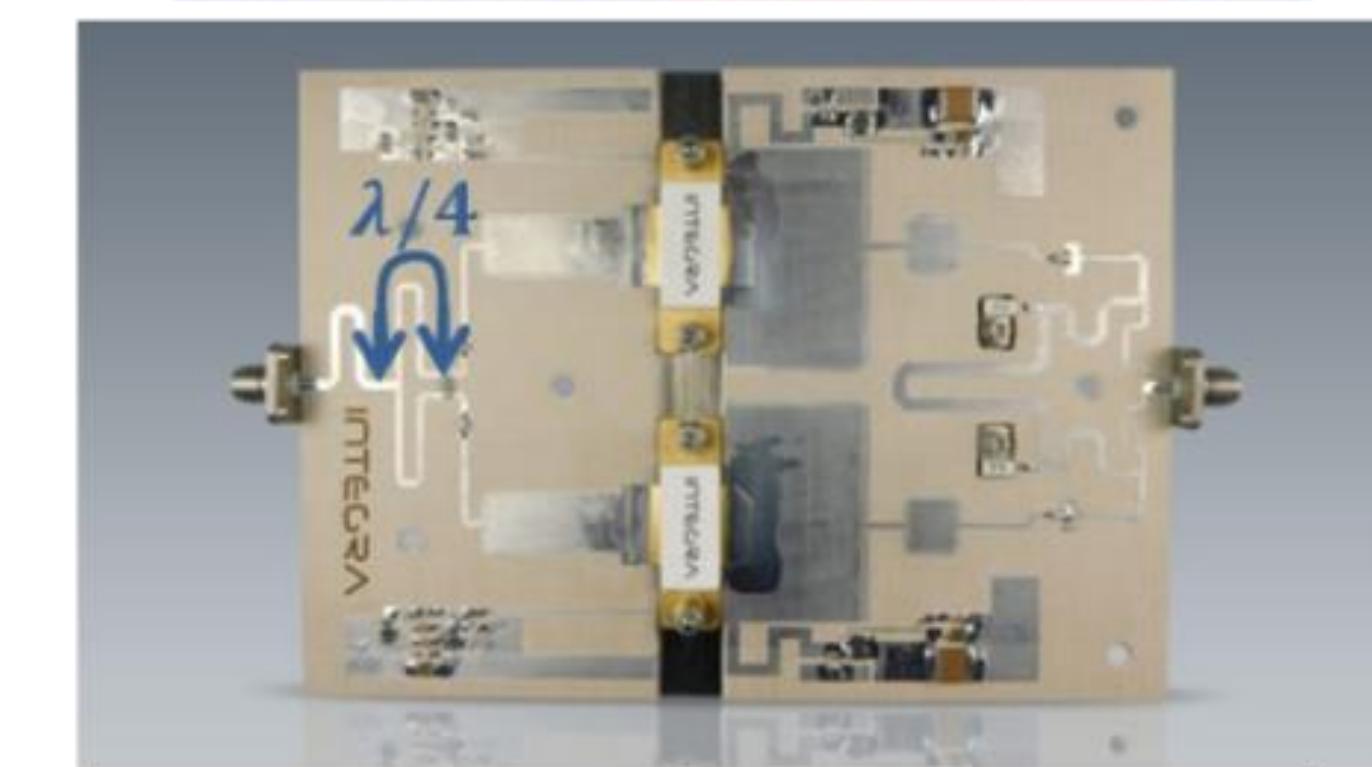
VS

Radio-Frequency (RF)

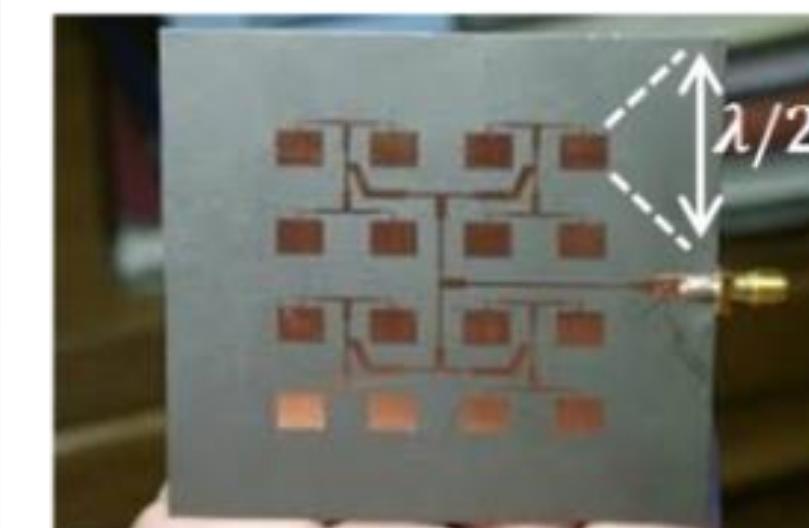
Circuits

$$\lambda \approx mm \text{ to } m$$

1.03 – 1.09 GHz Power Amplifier (PA)



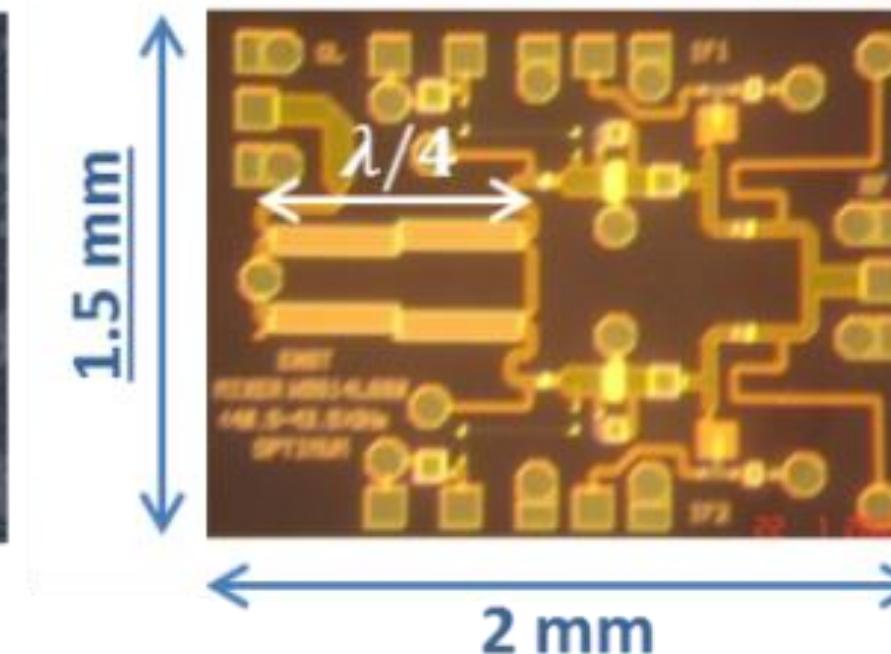
10 GHz 4×4 patch Antenna



5 – 6 GHz BandPass Filter (BPF)



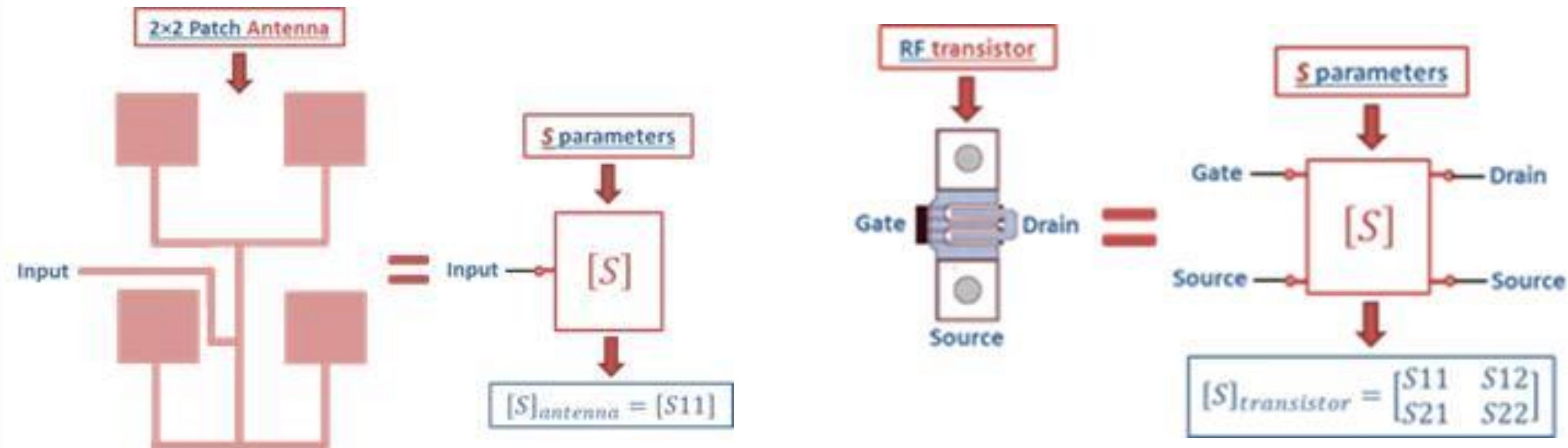
40.5 – 43.5 GHz Mixer



# Spécificités de l'ingénierie RF

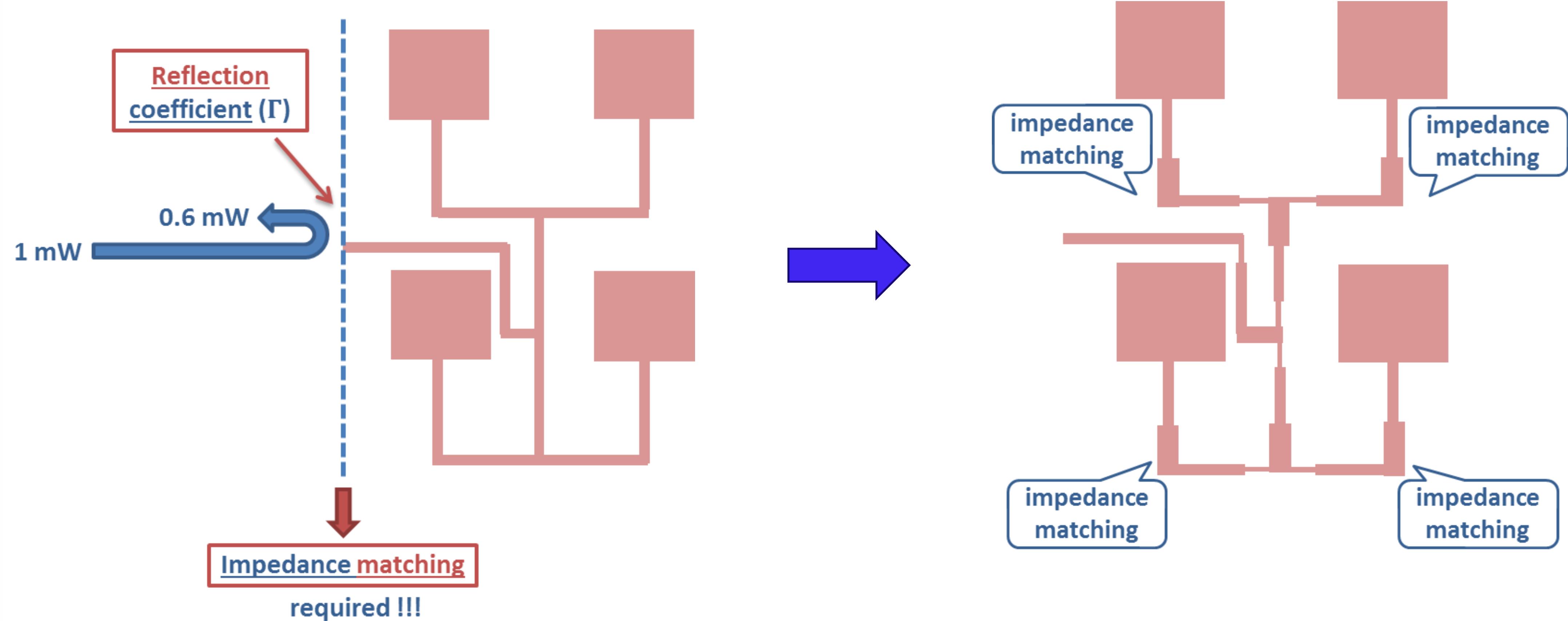
- Exploitation des signaux RF de fréquences (> GHz)

\* Analyse théorique: application de la théorie des lignes de transmission, l'utilisation des paramètres S



# Spécificités de l'ingénierie RF

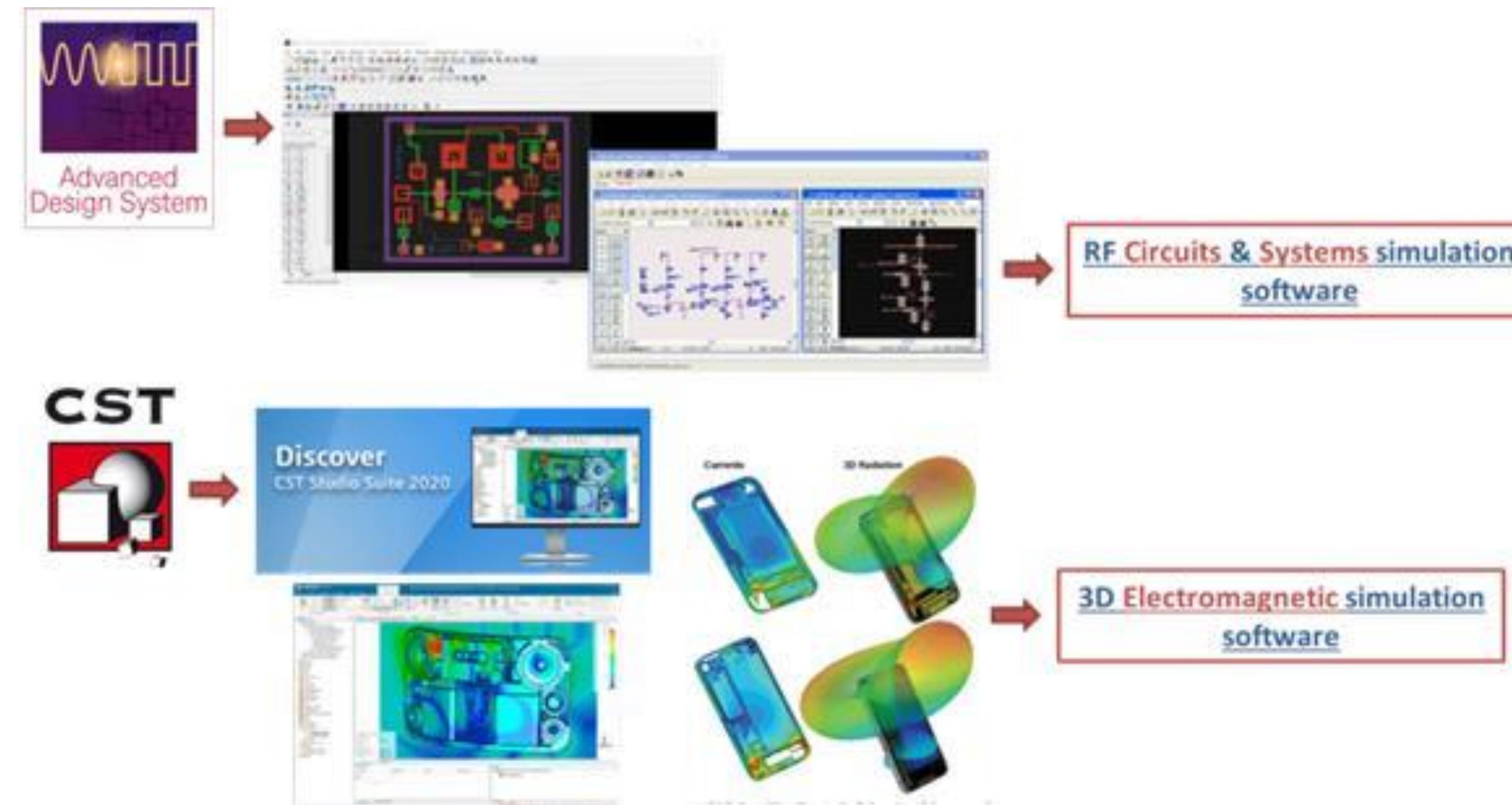
\* Conception et le design: basés sur les notions de facteur de réflexion, d'adaptation d'impédance



# Spécificités de l'ingénierie RF

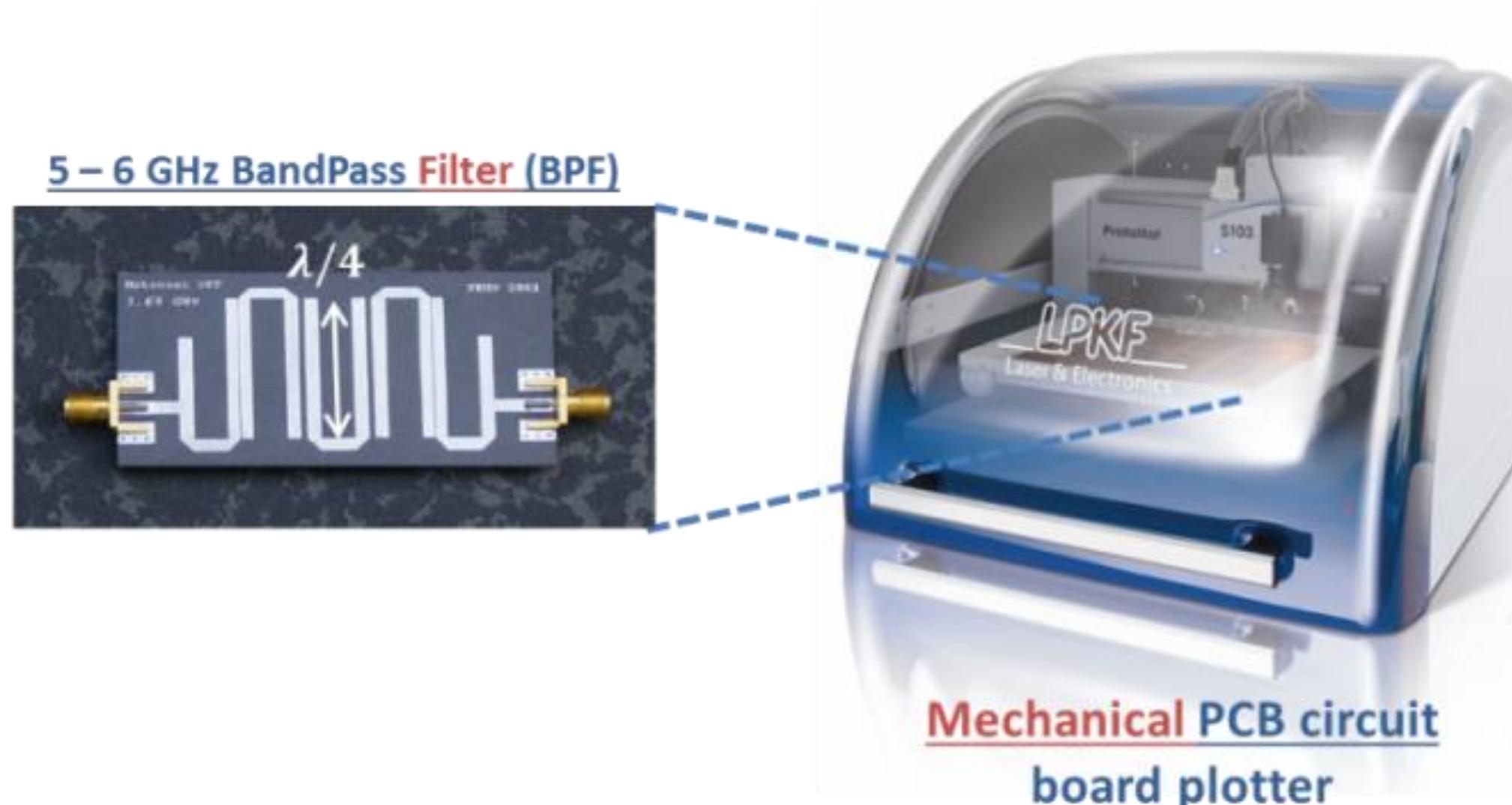
\* Logiciels de simulation : sophistiqués et exigeants en terme de puissance de calcul (logiciels de simulation électromagnétiques 3D)

=> faciliter la conception et l'optimisation des designs des circuits RF.



# Spécificités de l'ingénierie RF

\* Fabrication des antennes & circuits RF: graveuses mécaniques ou laser de grande précision qui ne sont pas forcément nécessaires pour les circuits BF.



# Spécificités de l'ingénierie RF

- \* Caractérisation et mesures circuits RF: Appareillage spécifique à la RF



Spectrum Analyzer



Power Meter



Digital RF Oscilloscope



Vector Network Analyzer (VNA)

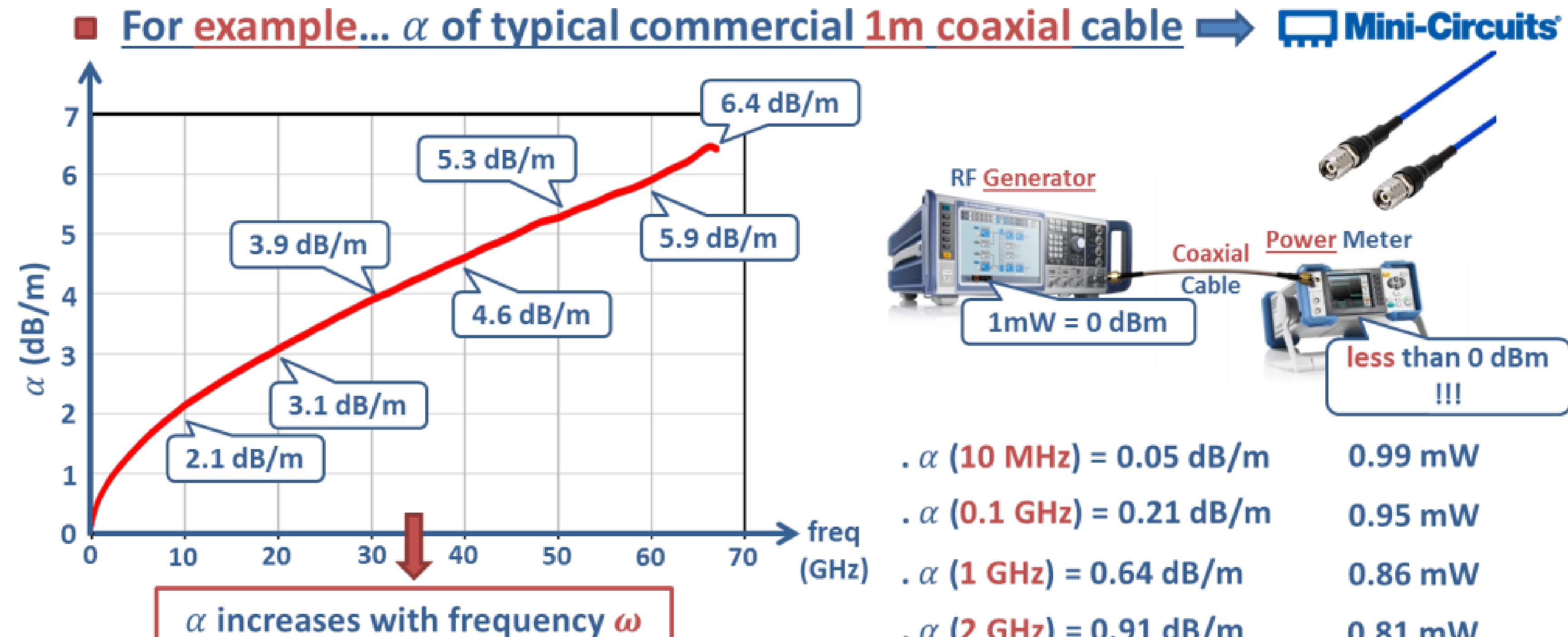


# Problème: Minimiser l'affaiblissement des signaux RF !

- Réduire l'impact sur la consommation, la durée des batteries...
- Affaiblissement par désadaptation d'impédance (problème réflexion)
  - ⇒ Adapter les fonctions : Optimiser le transfert de puissance  
Assurer la fonctionnalité du système
- Affaiblissement par pertes dans les milieux de propagation, lignes, câbles, composants (imperfection des matériaux : effet joule et effet de peau)
  - ⇒ Amplifier ... oui mais ....

# Problème: Minimiser l'affaiblissement des signaux RF !

- Pertes dans les câbles



On the contrary,  $\alpha$  of low frequency signal is not a concern



. $\alpha$ (10 MHz) = 0.05 dB/m	0.99 mW
. $\alpha$ (0.1 GHz) = 0.21 dB/m	0.95 mW
. $\alpha$ (1 GHz) = 0.64 dB/m	0.86 mW
. $\alpha$ (2 GHz) = 0.91 dB/m	0.81 mW
. $\alpha$ (6 GHz) = 1.62 dB/m	0.69 mW
. $\alpha$ (10 GHz) = 2.1 dB/m	0.62 mW
. $\alpha$ (20 GHz) = 3.1 dB/m	0.49 mW
. $\alpha$ (40 GHz) = 4.6 dB/m	0.35 mW
. $\alpha$ (67 GHz) = 6.4 dB/m	0.23 mW

# Problème: Minimiser l'affaiblissement des signaux RF !

- Affaiblissement naturel

Distance between  
transmitter & receiver  

**FSPL** =  $\left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2$  → **Free Space Path Loss** = **Attenuation of signal power over the air**  
Speed of light  
 $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

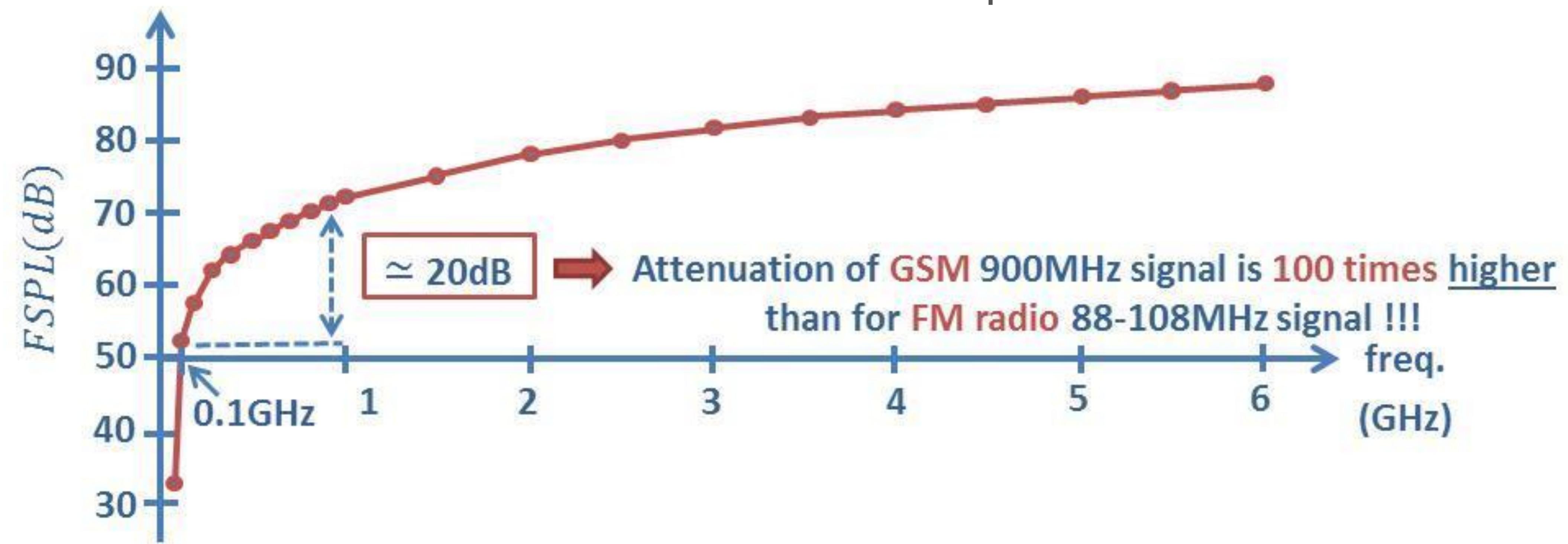
- . FSPL increases with  $f^2$  → Attenuation of RF signals is **very high !!!**
- . FSPL increases with  $d^2$  → Attenuation strongly increases as RF signals travel over **long distance d !!!**

$$FPLS(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi df}{c} \right)^2 = 20 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f) - 147.5$$

# Problème: Minimiser l'affaiblissement des signaux RF !

- Affaiblissement naturel

Atténuation en Espace Libre (FSPL) (en dB/m) des Signaux RF pour une distance Emetteur/Récepteur  $d = 100$  m



# Propagation d'une OPPM dans un MLHI

# Propagation d'une OPPM dans un MLHI

- Définition et relations constitutives d'un Milieu Linéaire Homogène Isotrope
- Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)
- Equations d'une OPPM dans un MLHI
- Polarisation d'une OPPM dans un MLHI
- Puissance d'une OPPM dans un MLHI – Vecteur de Poynting

# Propagation d'une OPPM dans un MLHI

- ➡ Définition et relations constitutives d'un Milieu Linéaire Homogène Isotrope
- ➡ Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)
- ➡ Equations d'une OPPM dans un MLHI
- ➡ Polarisation d'une OPPM dans un MLHI
- ➡ Puissance d'une OPPM dans un MLHI – Vecteur de Poynting

# Définition d'un Milieu Linéaire Homogène Isotrope

Homogène : Propriétés physiques (permittivité, perméabilité, conductivité ...) identiques en tout point pour une direction.

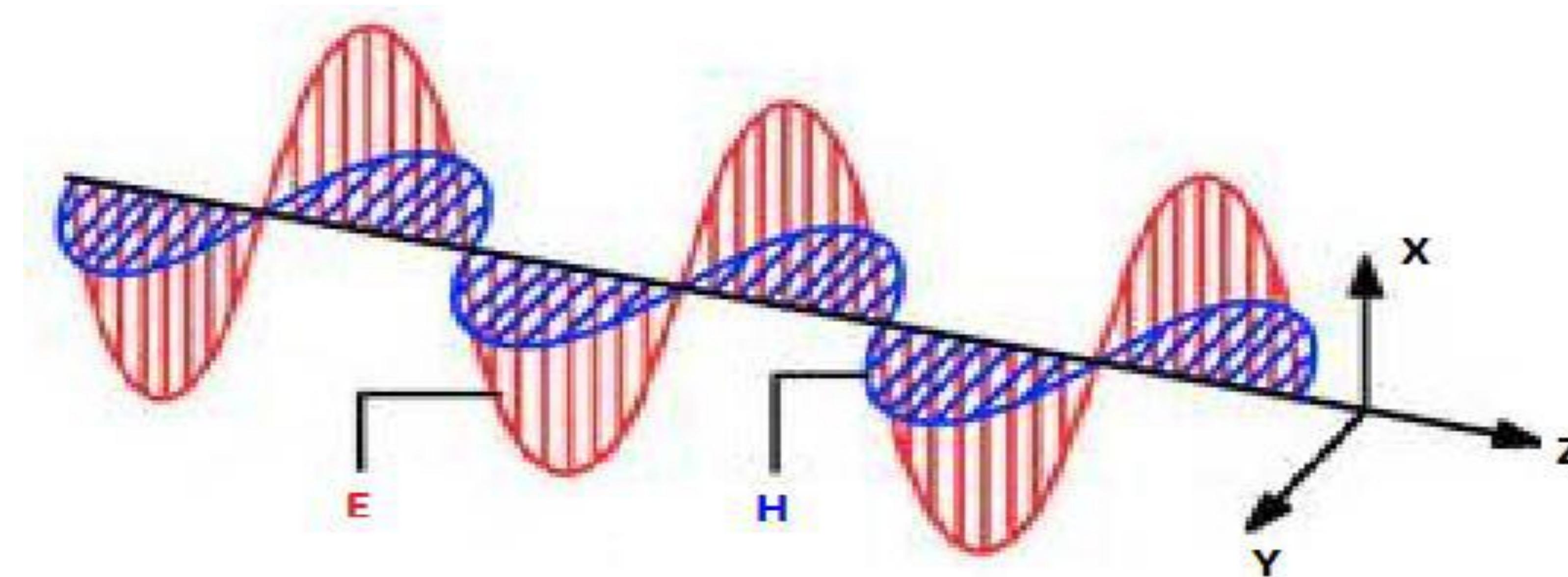
Isotrope: Propriétés physiques (permittivité, perméabilité, conductivité ...) identiques dans toutes les directions.

Linéaire: Permittivité et perméabilité sont indépendantes du champ électromagnétique appliqué.

→ Dans le domaine des Télécommunications Radiofréquence, ces types de milieu sont **majoritaires**  
**Ex:** Vide, air , diélectrique ...

# Onde électromagnétique dans un MLHI

Représentation d'un rayonnement électromagnétique par un champ  $E$  et  $H$



# Relations constitutives d'un Milieu diélectrique MLHI

Permittivité  $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$

Perméabilité  $\vec{B} = \mu \vec{H}$

Conductivité  $\vec{j} = \sigma \vec{E}$

Conductivité  $\sigma = 0$  pour un diélectrique parfait (sans perte)

Perméabilité magnétique du vide :  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$

Permittivité électrique du vide :  $\epsilon_0 = (\mu_0 c^2)^{-1} \sim 8,854\ 187\ 817\dots \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$

Perméabilité d'un milieu diélectrique  $\mu = \mu_0 \mu_r$

$\mu_r$ : perméabilité relative du milieu  
 $\mu_r = 1$  pour un diélectrique  
 $\epsilon_r$ : permittivité relative du milieu

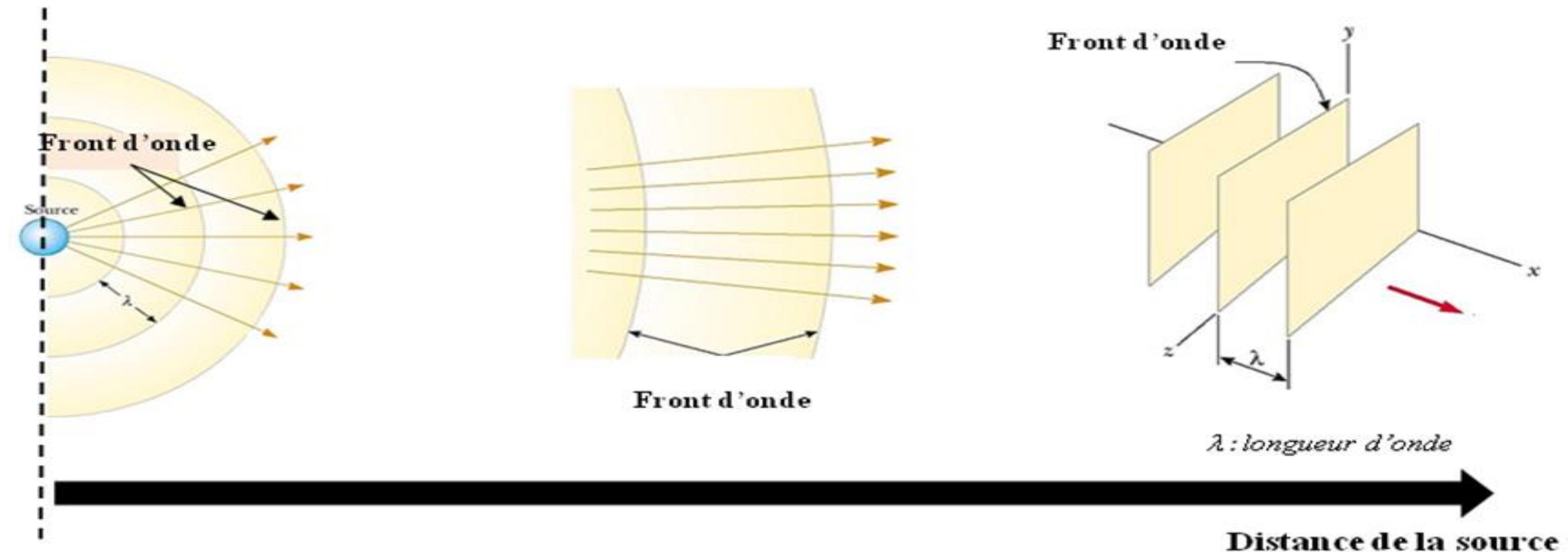
Permittivité d'un milieu diélectrique :  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$

# Propagation d'une OPPM dans un MLHI

- Définition et relations constitutives d'un Milieu Linéaire Homogène Isotrope
- Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)
- Equations d'une OPPM dans un MLHI
- Polarisation d'une OPPM dans un MLHI
- Puissance d'une OPPM dans un MLHI – Vecteur de Poynting

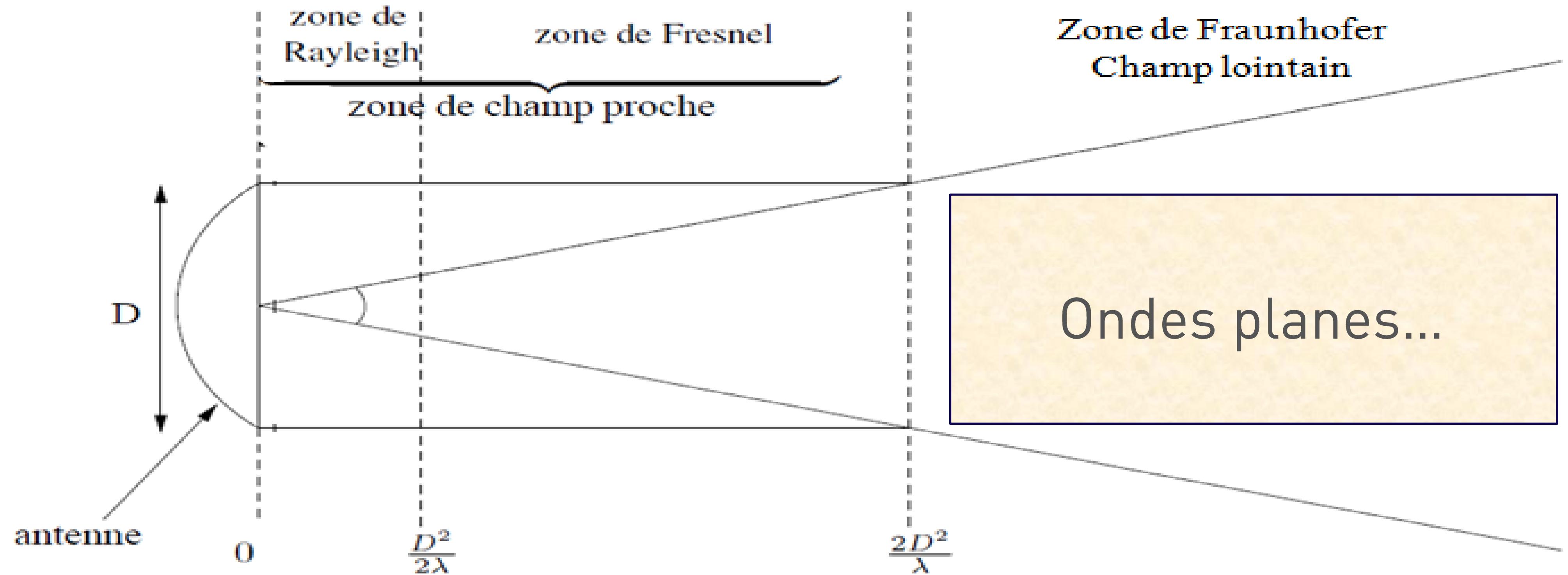
# Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)

Onde **progressive** indique que la propagation **ne se fait que dans un sens**



*Représentation simplifiée de la génération d'ondes planes*

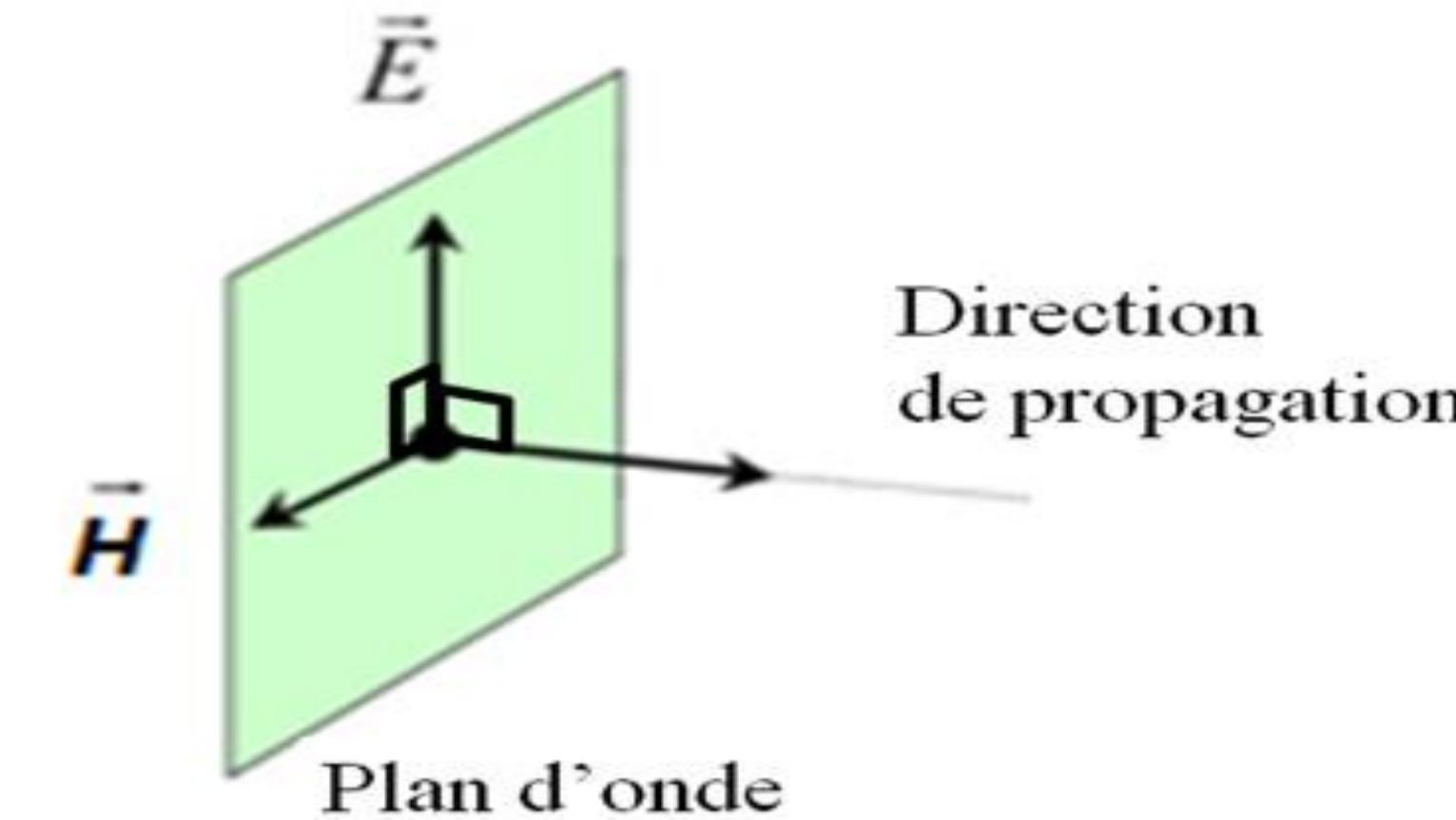
# Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)



# Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)

**MLHI:** la propagation se fait en mode **Tranverse Electrique Magnétique** ou **TEM**

$$\vec{E} \perp \vec{H} \perp \textit{direction de propagation}$$



*Représentation du mode TEM de propagation d'une onde électromagnétique*

**pas de composante longitudinale des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  pour une onde TEM**

# Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)

**Monochromatique** : les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  ont qu'**une composante fréquentielle**

**Sous forme sinusoïdale**

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}(r) \cos(\omega t - \varphi(\vec{r}))$$

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}(r) \cos(\omega t - \varphi(\vec{r}))$$

Pulsation  $\omega = 2 \pi f$

Fréquence :  $f$

**Sous forme complexe**

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}(r) e^{j(\omega t - \varphi(\vec{r}))}$$

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}(r) e^{j(\omega t - \varphi(\vec{r}))}$$

$\omega t$  : la phase temporelle

→ Variation sinusoïdale des champs en fonction du temps

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$$

→  $T$  : Période du signal (temporel)

$\varphi(\vec{r})$  : la phase spatiale

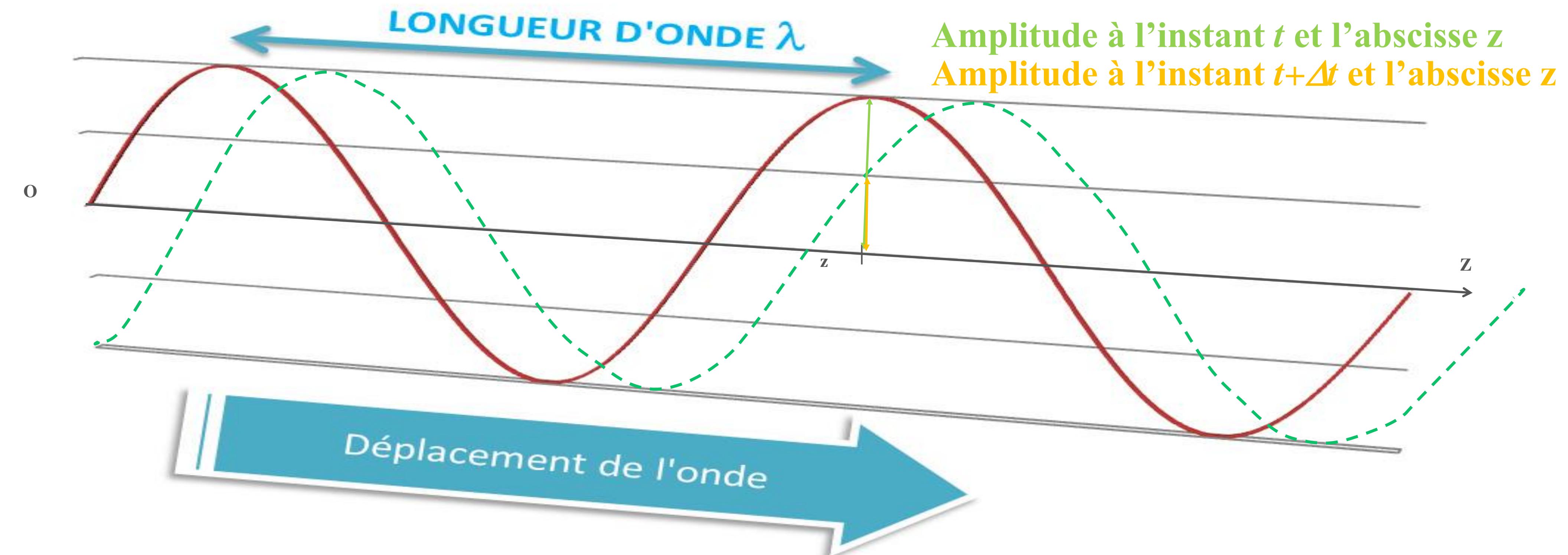
→ Variation sinusoïdale des champs en fonction de l'espace

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}$$

→  $\lambda$  : Longueur d'onde dans le milieu (spatial)

# Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)

Variation spatiale / Variation temporelle

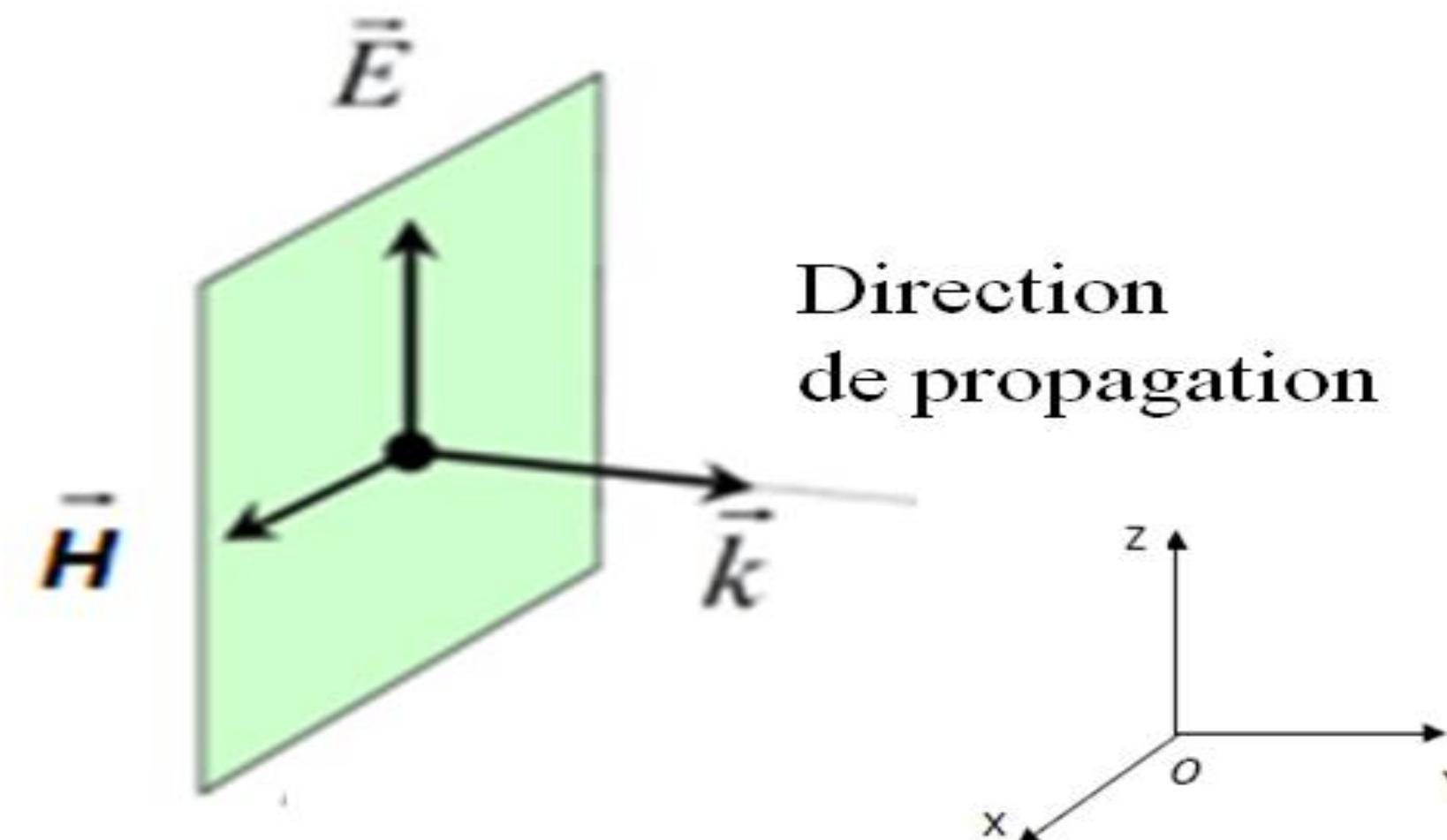


# Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)

Vecteur d'ondes  $\vec{k}$

Vecteur perpendiculaire au plan ou front d'ondes d'une onde monochromatique donnant la direction de propagation.

Nombre d'onde  $k$ :  $\|\vec{k}\| = k = \frac{2\pi}{\lambda}$



Dans (0,X,Y,Z) :  $\vec{k}(k_x, k_y, k_z)$

$$\varphi(\vec{r}) = \varphi_0 + \vec{k} \cdot \vec{r} = \varphi_0 + (k_x x + k_y y + k_z z)$$

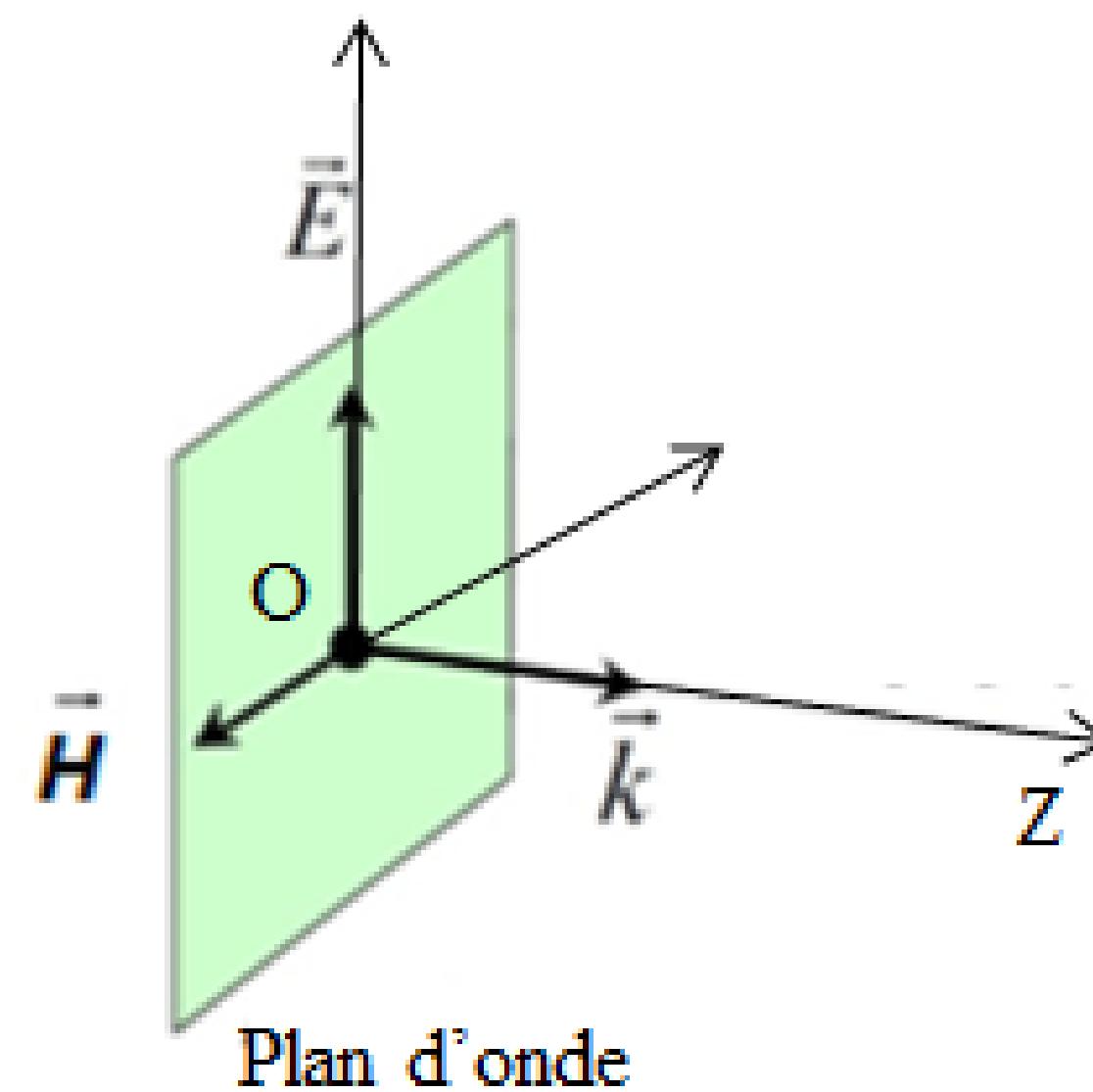
$$\varphi_0 = 0 \text{ (choix arbitraire)}$$

# Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)

Vecteur d'ondes  $\vec{k}$

Pour une OPPM (TEM) dans un milieu MLHI

Par convention et simplification: Fixe la direction de  $\vec{k}$  suivant OZ



→ Une seule composante:  $\vec{k}(0, 0, k_z)$

$$\vec{E}(z, t) = \vec{E}(z) e^{j(\omega t - k_z z)}$$

$$\vec{H}(z, t) = \vec{H}(z) e^{j(\omega t - k_z z)}$$

# Propagation d'une OPPM dans un MLHI

- Définition et relations constitutives d'un Milieu Linéaire Homogène Isotrope
- Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)
- Equations d'une OPPM dans un MLHI
- Polarisation d'une OPPM dans un MLHI
- Puissance d'une OPPM dans un MLHI – Vecteur de Poynting

# Equations d'une OPPM dans un milieu MLHI

Maxwell...

Dans un MLHI quelconque:

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

$$\text{div}(\vec{E}) = \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{j} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

$$\text{div}(\vec{H}) = \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0$$

Perméabilité  $\mu$

Permittivité  $\epsilon$

Densité de courant  $\vec{j}$

Dans un MLHI diélectrique parfait (sans pertes  $\rightarrow |\vec{j}| = 0$ )

Permittivité  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$

Perméabilité  $\mu_0$  ( $\mu_r=1$ )

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}(z,t)) = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}(z,t)}{\partial t}$$

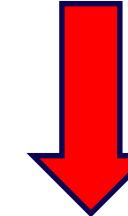
$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}(z,t)) = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \vec{E}(z,t)}{\partial t}$$

# Equations d'une OPPM dans un milieu MLHI

*Obtention du champ électrique par la résolution des équations de Maxwell pour une onde plane monochromatique:*

$$\frac{\partial^2 \vec{E}(z,t)}{\partial z^2} + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E}(z,t) = 0$$

Equation différentielle du second ordre



Solution générale:

$$\vec{E}(z,t) = (\vec{E}_+(z)e^{-j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}z} + \vec{E}_-(z)e^{j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}z})e^{j\omega t}$$

$\vec{E}_+(z)$  : champ progressif

$\vec{E}_-(z)$  : champ régressif

# Equations d'une OPPM dans un milieu MLHI

Pour une OPPM, on obtient alors les champs :

$$\vec{E}(z, t) = \vec{E}_+(z) e^{j\omega(t - \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} z)} = \vec{E}_+(z) e^{j\omega(t - k_z z)}$$

$$\vec{H}(z, t) = \vec{H}_+(z) e^{j\omega(t - \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} z)} = \vec{H}_+(z) e^{j\omega(t - k_z z)}$$

Quelques définitions importantes

\* Longueur d'onde  $\lambda$

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} = \frac{v_\phi}{f}$$

\* Impédance d'onde  $\eta$

$$\eta = \frac{\|\vec{E}_+(z)\|}{\|\vec{H}_+(z)\|} = \frac{\omega \mu}{k} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

# Equations d'une OPPM dans un milieu MLHI

## Quelques définitions importantes

\* Vitesse de phase

$$v_\varphi = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

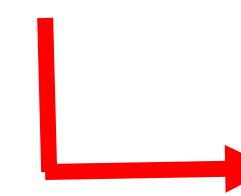
\* Vitesse de groupe

$$v_g = \frac{d\omega}{dk}$$

$$\frac{c^2}{\epsilon_r} = v_g v_\varphi$$


*milieu non dispersif* :  $v_g = v_\varphi$

*milieu dispersif* :  $v_g \neq v_\varphi$       avec  $v_\varphi > c$  et  $v_g < c$

 ( Ex: fibre optique, guide d'ondes rectangulaire...)

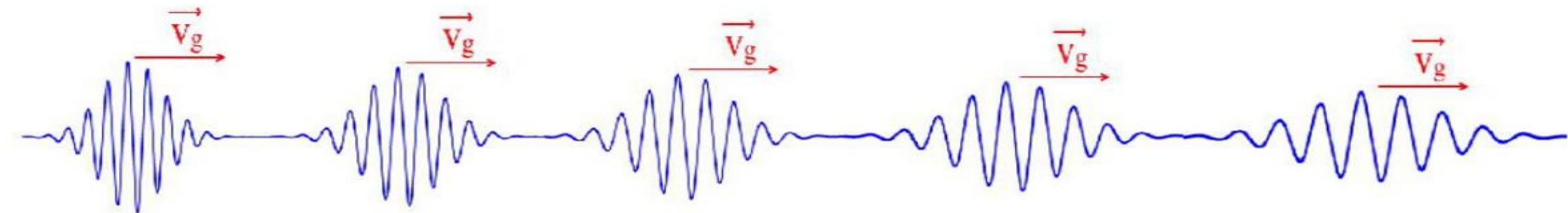
# Equations d'une OPPM dans un milieu MLHI

## Interprétation de la dispersion

Onde réelle = Somme d'ondes planes sinusoïdales

*(bande de fréquence couverte étroite mais pas nulle)*

- Au cours de la propagation, l'onde réelle se déforme car la vitesse de propagation dépend de la fréquence  $f$



- Problème pour des débits de données élevés sur une longue distance

# Equations d'une OPPM dans un milieu MLHI

Impédance d'onde d'une OPPM et impédance caractéristique du milieu de propagation

Perméabilité du milieu diélectrique  $\mu=\mu_0$

Permittivité du milieu diélectrique :  $\epsilon=\epsilon_0\epsilon_r$

Pour une OPPM se propageant dans un MLHI

Impédance d'onde  $\eta = \text{Impédance caractéristique du milieu } Z_c *$

$$Z_c = \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}}$$

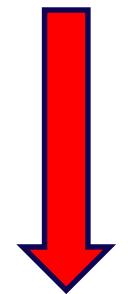
Pour le vide  $Z_c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \Omega \approx 377 \Omega$

\* Analogie avec la théorie des lignes de propagation autorisant un mode TEM

# Equations d'une OPPM dans un milieu MLHI

## Equation de dispersion

$$\vec{E}_+(z) e^{j\omega(t - \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} z)} = \vec{E}_+(z) e^{j\omega(t - k_z z)}$$



Par identification :  $k_z^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r$

→ L'équation de dispersion d'une OPPM dans un MLHI:

$$\|\vec{k}(0, 0, k_z)\| = k_z = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}$$

# Propagation d'une OPPM dans un MLHI

- Définition et relations constitutives d'un Milieu Linéaire Homogène Isotrope
- Opérateurs différentiels mathématiques pour la résolution des équations de Maxwell
- Onde électromagnétique Plane Progressive Monochromatique (OPPM)
- Equations de Maxwell pour une OPPM dans un MLHI
- Polarisation d'une OPPM dans un MLHI
- Puissance d'une OPPM dans un MLHI – Vecteur de Poynting

# Puissance d'une OPPM dans un milieu MLHI

Le **vecteur de Poynting**  $\vec{\Pi}$  dont la direction indique, dans un milieu isotrope, la direction de propagation d'une onde électromagnétique

$$\vec{\Pi} = \vec{E}(z, t) \wedge \vec{H}(z, t)$$

En régime harmonique  
Moyenne sur une période  $T$

  $\langle \vec{\Pi} \rangle_T = \frac{1}{2} \Re \left( \vec{E}(z, t) \wedge \vec{H}^*(z, t) \right)$

Puissance traversant une surface  $S$  = flux de vecteur de Poynting traversant  $S$

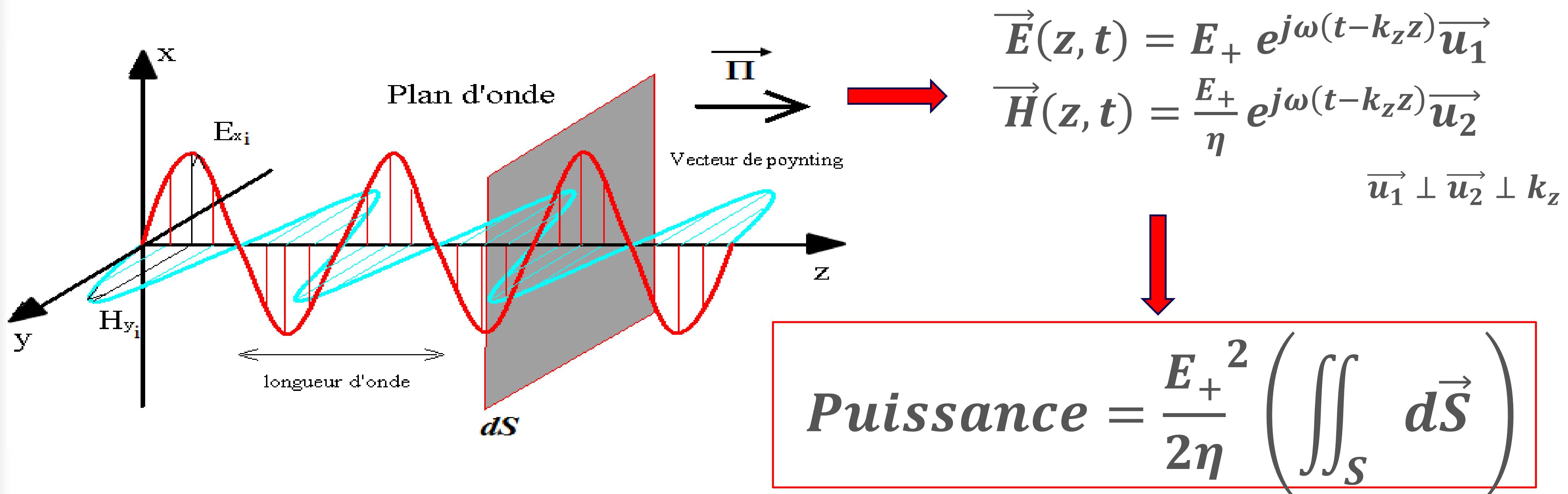
$$Puissance = \iint_S \langle \vec{\Pi} \rangle_T \cdot d\vec{S}$$

  $Puissance = \frac{1}{2} \Re \left( \iint_S (\vec{E}(z, t) \wedge \vec{H}^*(z, t)) \cdot d\vec{S} \right)$

# Puissance d'une OPPM dans un milieu MLHI

## Pour une OPPM

Avec l'impédance d'onde  $\eta = \frac{\|\overrightarrow{E}_+(z)\|}{\|\overrightarrow{H}_+(z)\|}$



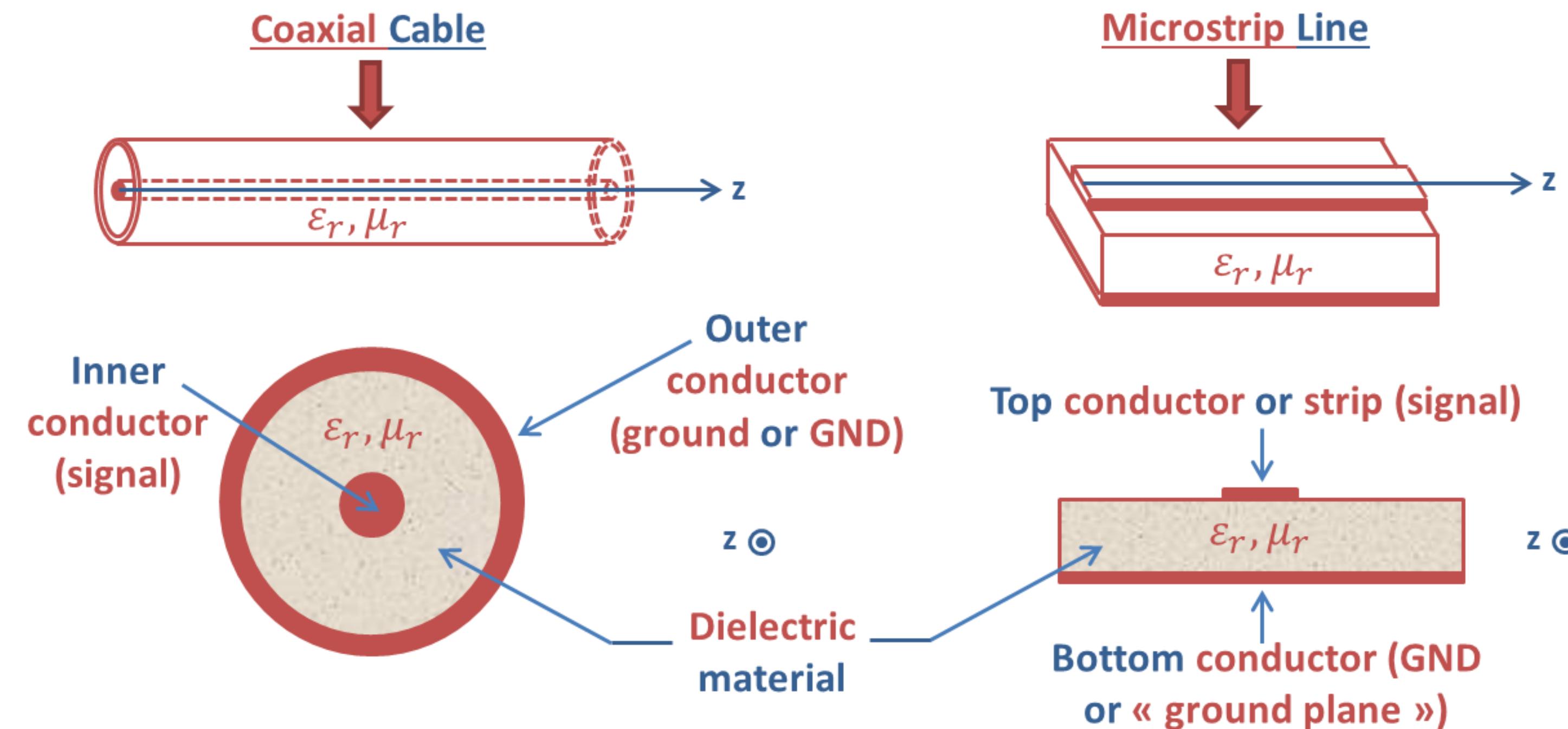
# Propagation sur les lignes de transmission

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## ■ Various types of transmission lines :

### 2 – With 2 metallic conductors

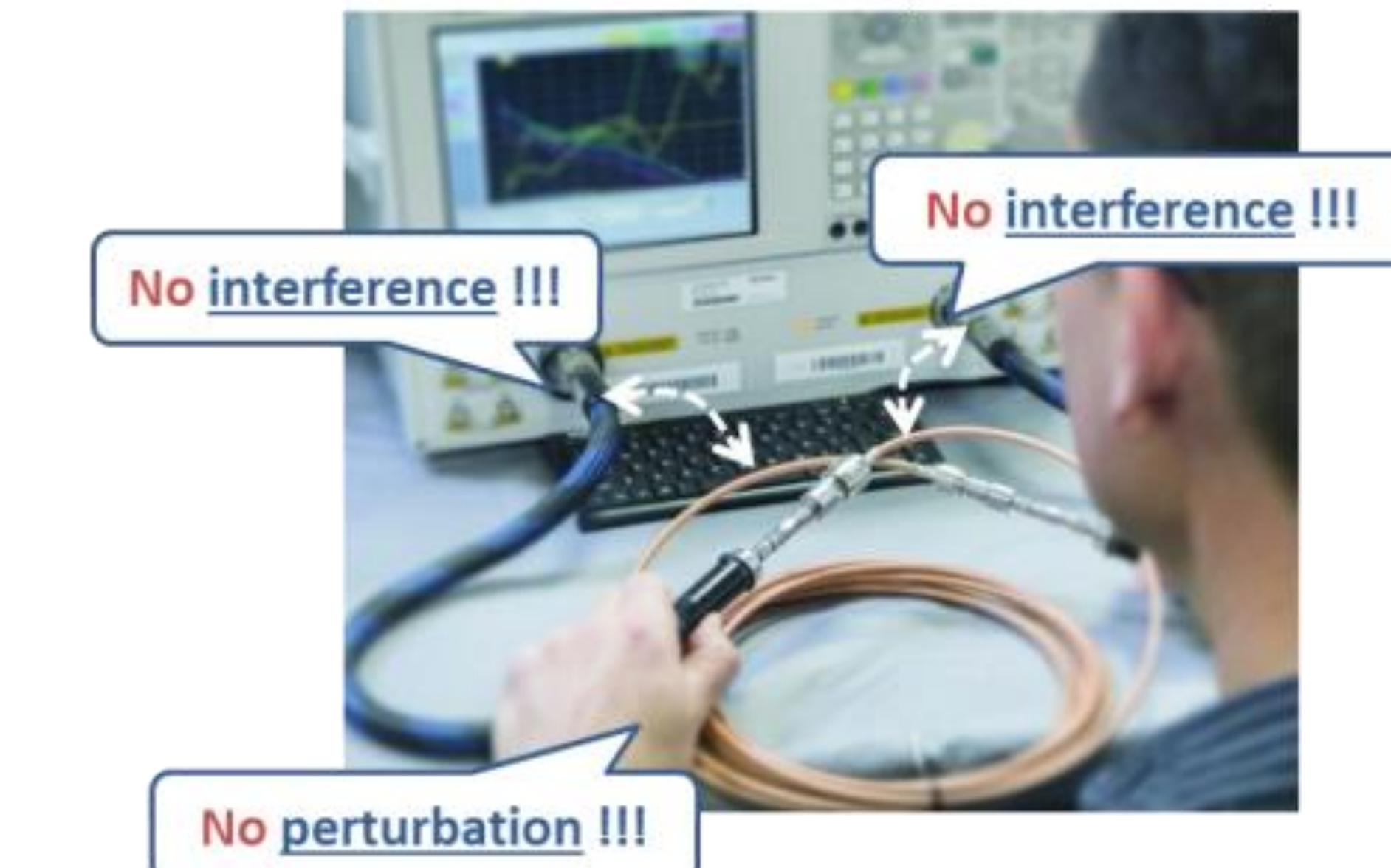
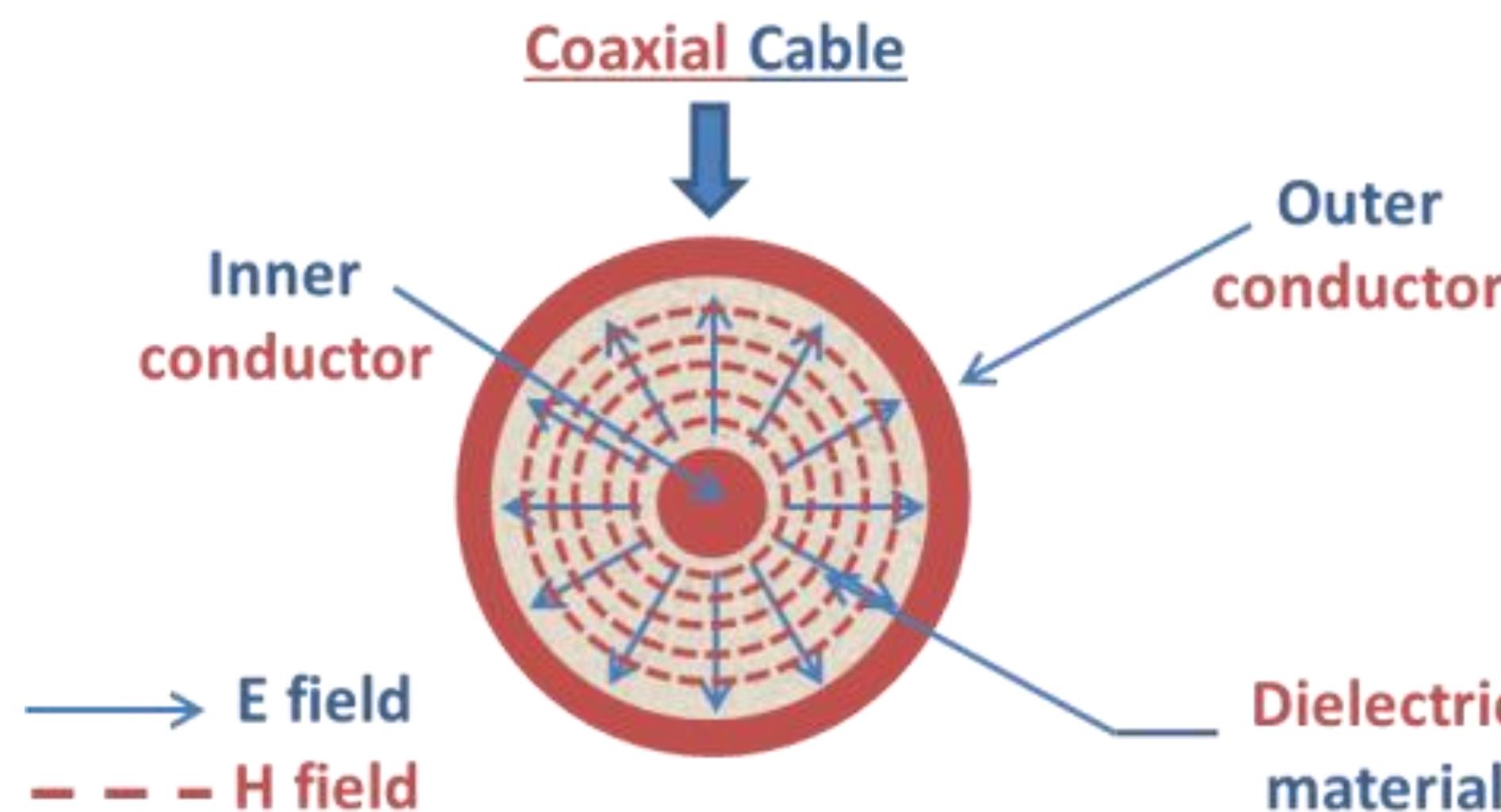
→ The 2 conductors are separated by insulating material (= dielectric material ( $\epsilon_r, \mu_r$ ))



→ Propagation mode TEM

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

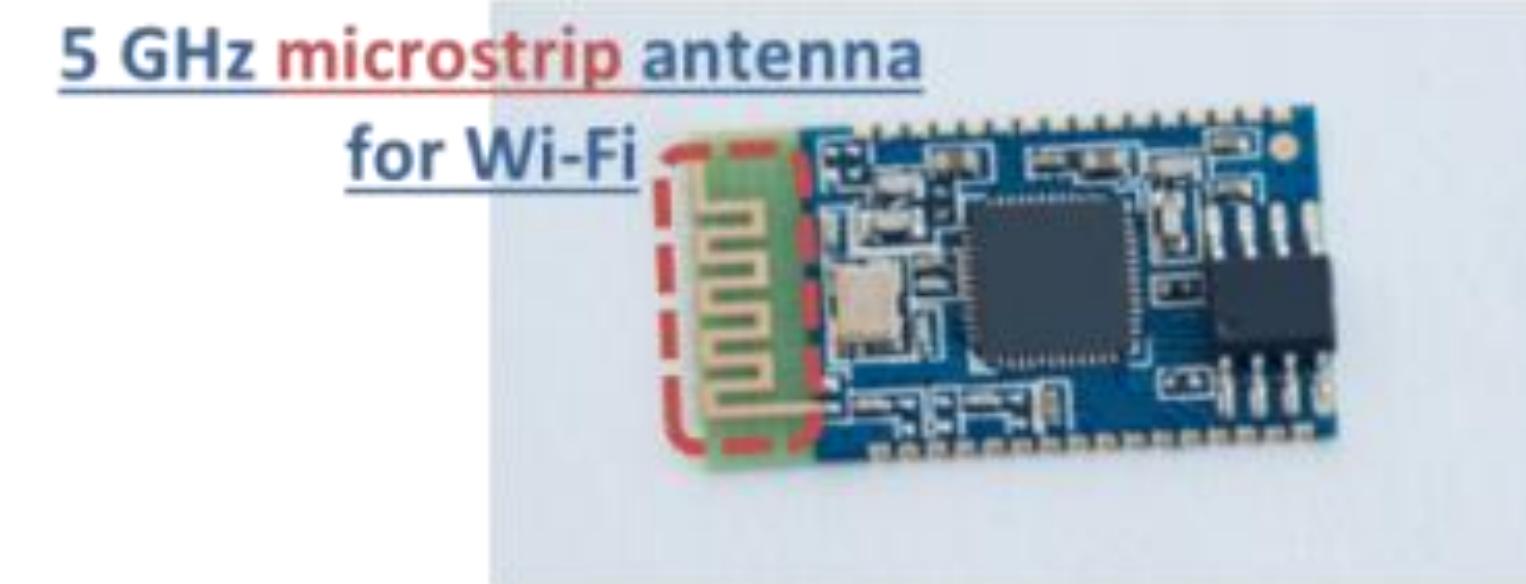
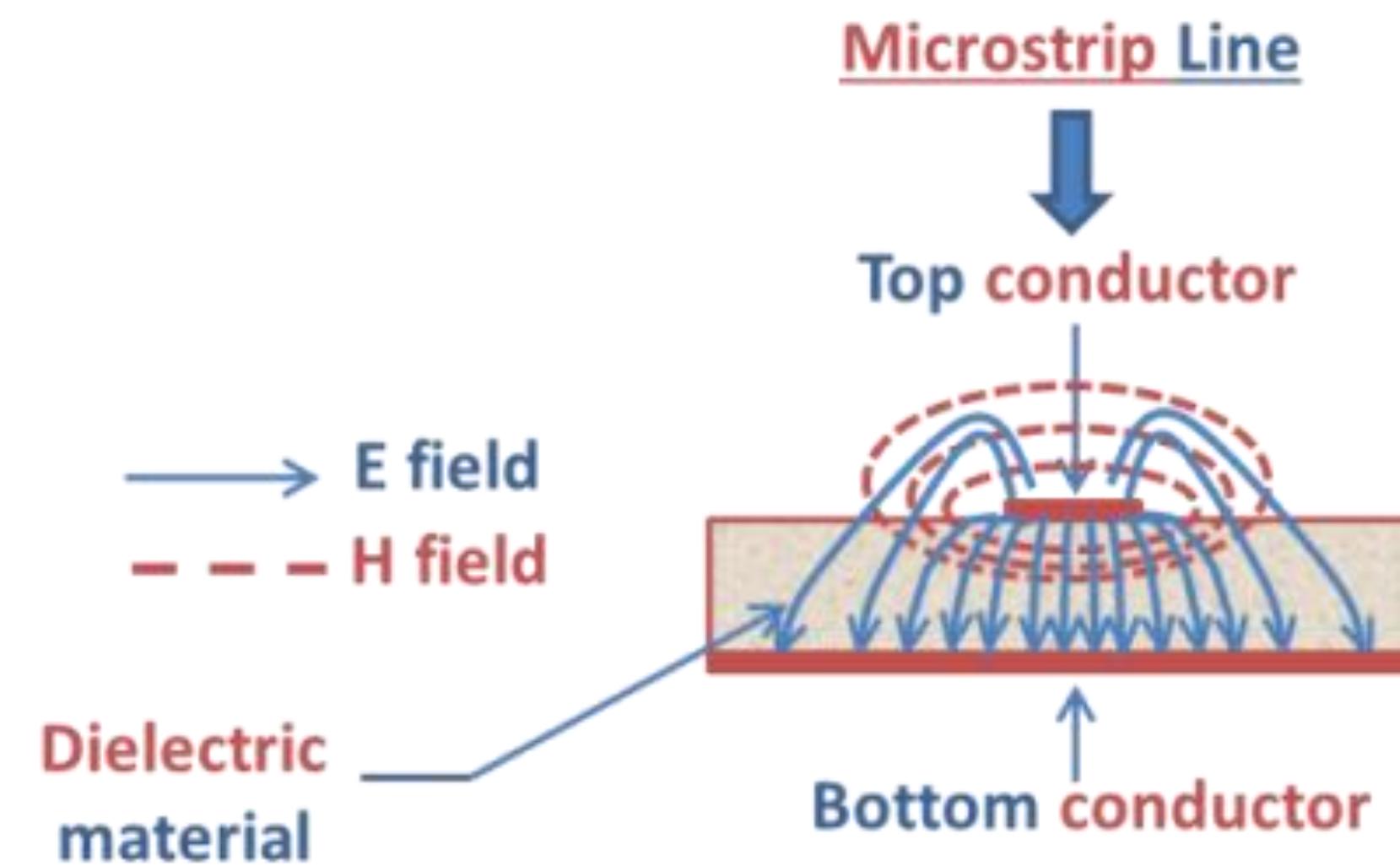
## Câble coaxial



In coaxial cable, E and H fields are **confined** in dielectric material

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Ligne microruban ou microstrip

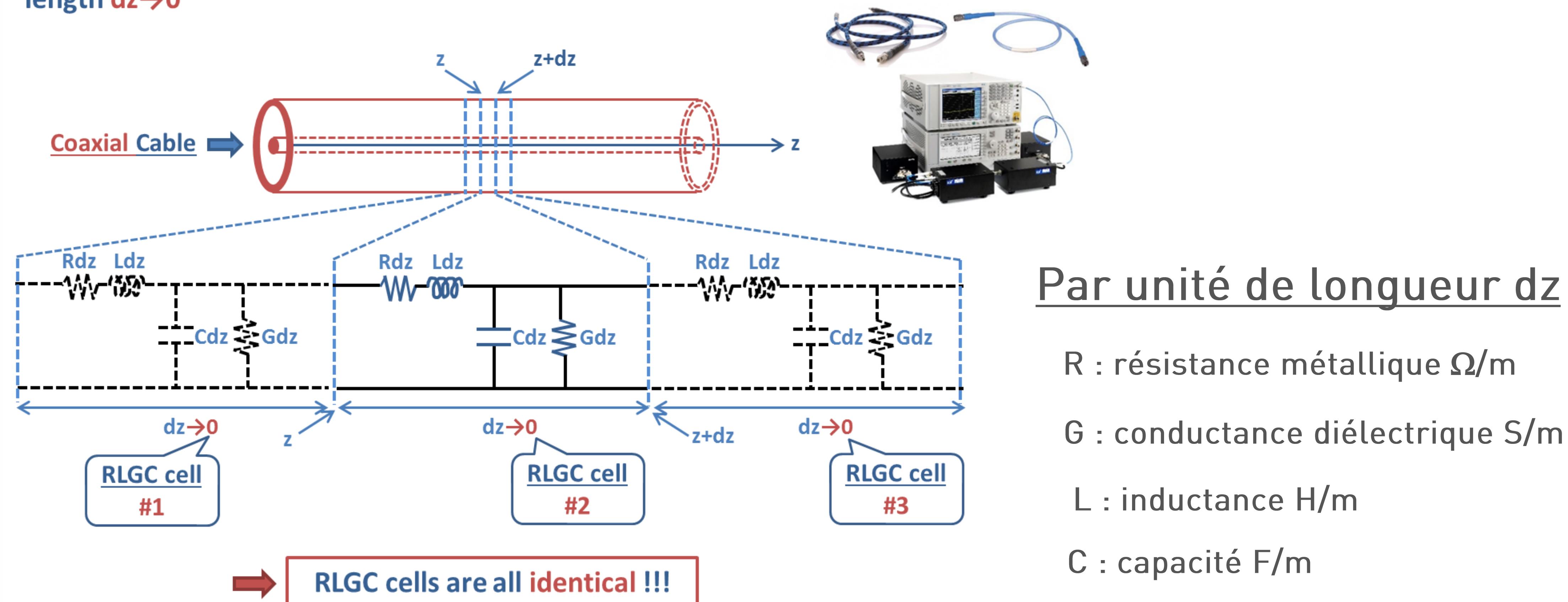


In **microstrip** line, E and H fields propagate **both** in dielectric material & air

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

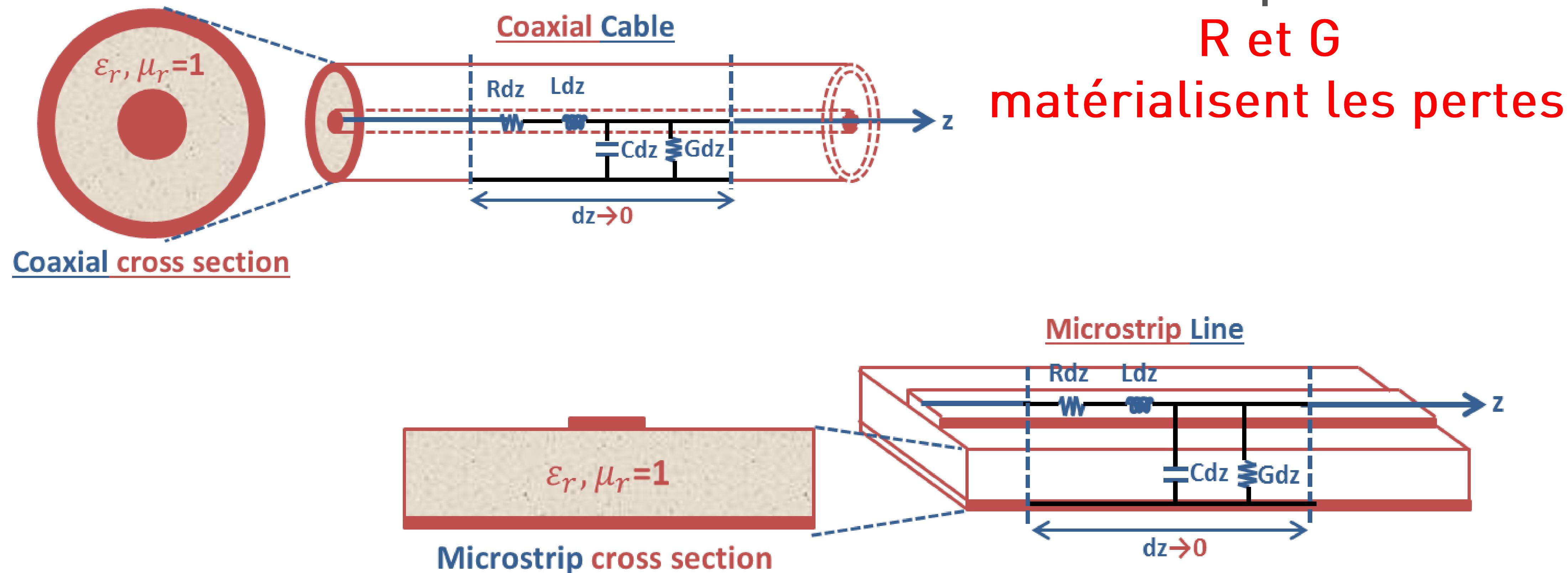
## Modélisation d'une ligne quelconque

- A transmission line can be modeled as a cascade of **identical RLGC cells** of **infinitesimal length  $dz \rightarrow 0$**



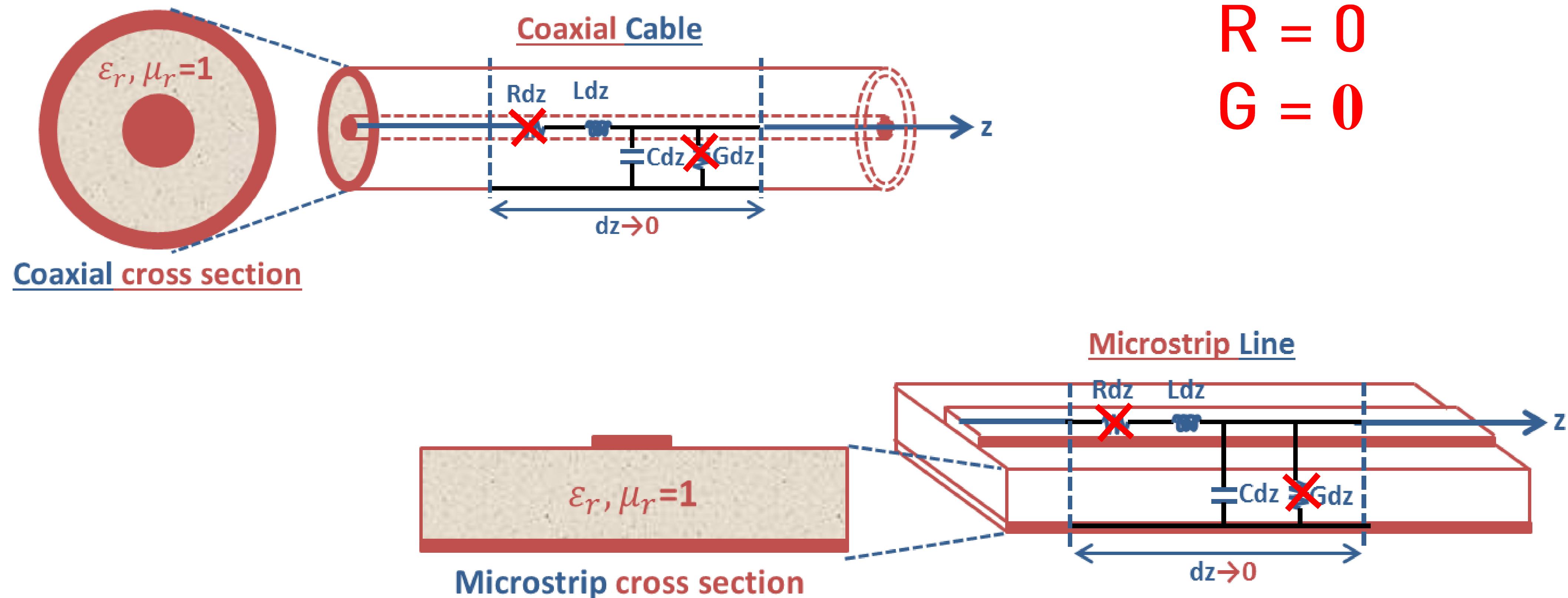
# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Modélisation d'une ligne quelconque



# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

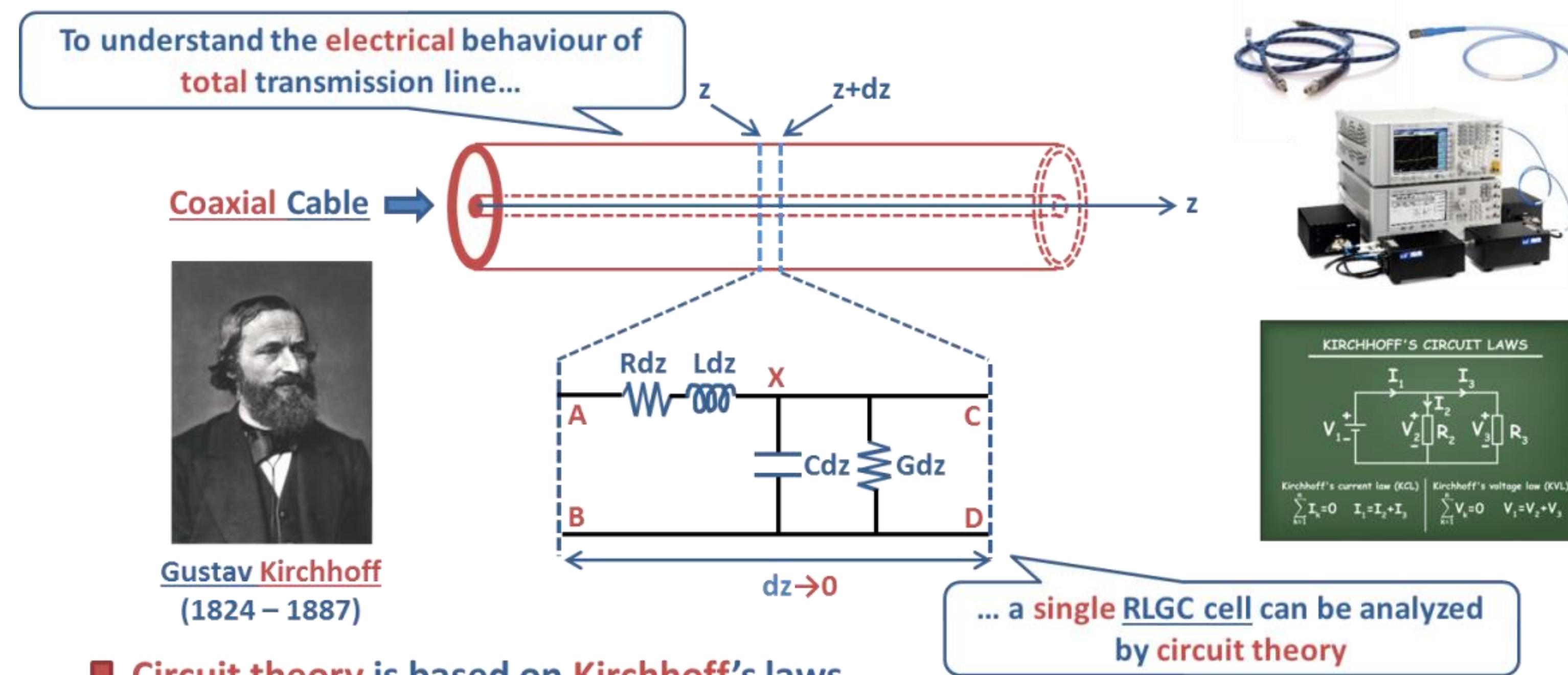
Modélisation d'une ligne idéale (sans pertes)



# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Modélisation : Equation des télégraphistes

- Since RLGC cells are all identical...



# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Modélisation : Equation des télégraphistes



En utilisant les lois de Kirchoff,  
on obtient les équations de la ligne de transmission

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0$$

Mêmes équations différentielles mais adaptées aux courants et tensions

Cf : Slide 37

Pour une onde EM, on utilisera  $k$

Pour une ligne de transmission, on utilise  $\gamma$

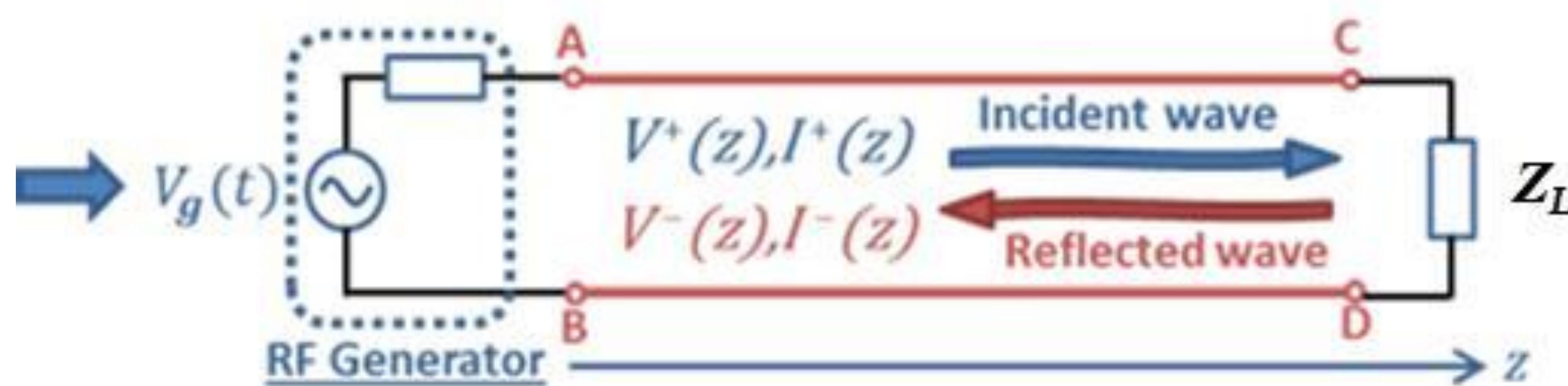
# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Modélisation : Equation des télégraphistes

### Solution générale

$$\begin{cases} V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z} = V^+(z) + V^-(z) \\ I(z) = I^+ e^{-\gamma z} + I^- e^{+\gamma z} = I^+(z) + I^-(z) \end{cases}$$

- + : onde incidente (du générateur vers la charge)
- : onde réfléchie (de la charge vers le générateur)



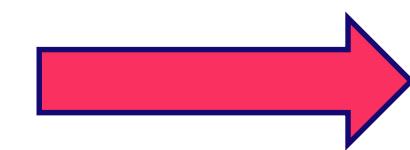
# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Modélisation : Equation des télégraphistes

Constante complexe de propagation  $\gamma$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$$

$\alpha$  : Constante d'atténuation le long de la ligne de transmission  
 $\beta$  : déphasage le long de la ligne de transmission



Ligne sans pertes

$$\begin{aligned}\alpha &= 0 \\ \beta &= \omega\sqrt{LC} \rightarrow \gamma = j\beta\end{aligned}$$



$$\beta = \omega\sqrt{LC} = 2\pi/\lambda \quad \text{avec } \lambda = c/f\sqrt{\epsilon_r}$$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Modélisation : Equation des télégraphistes

### Bilan

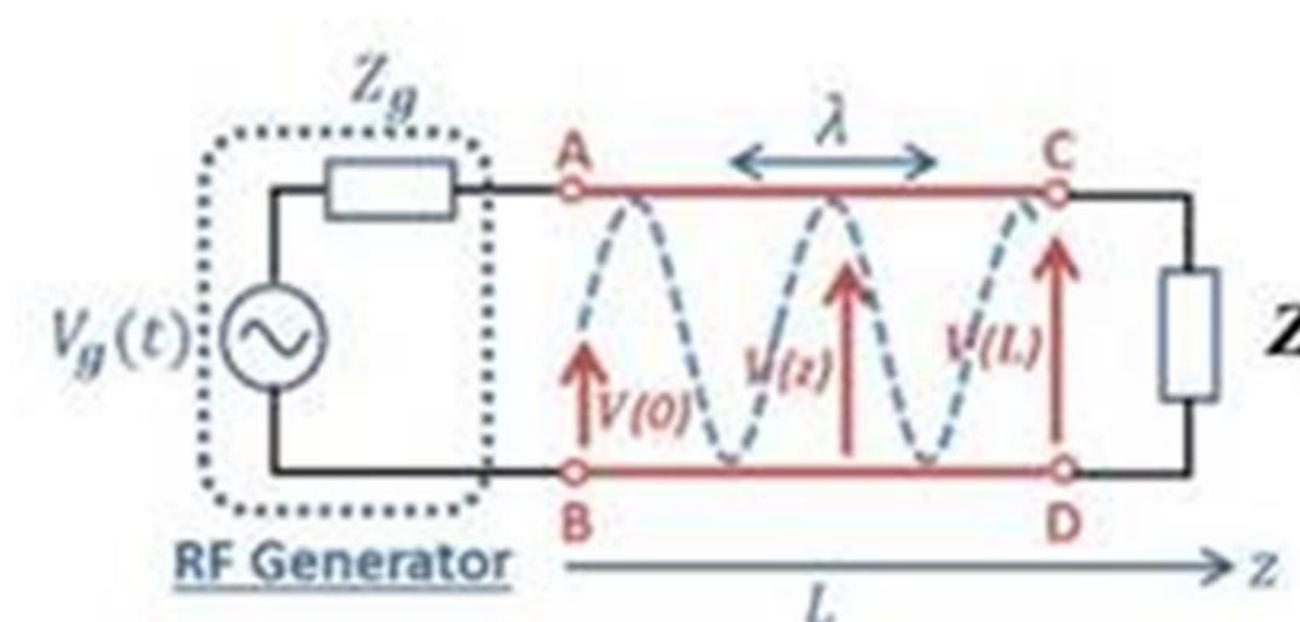
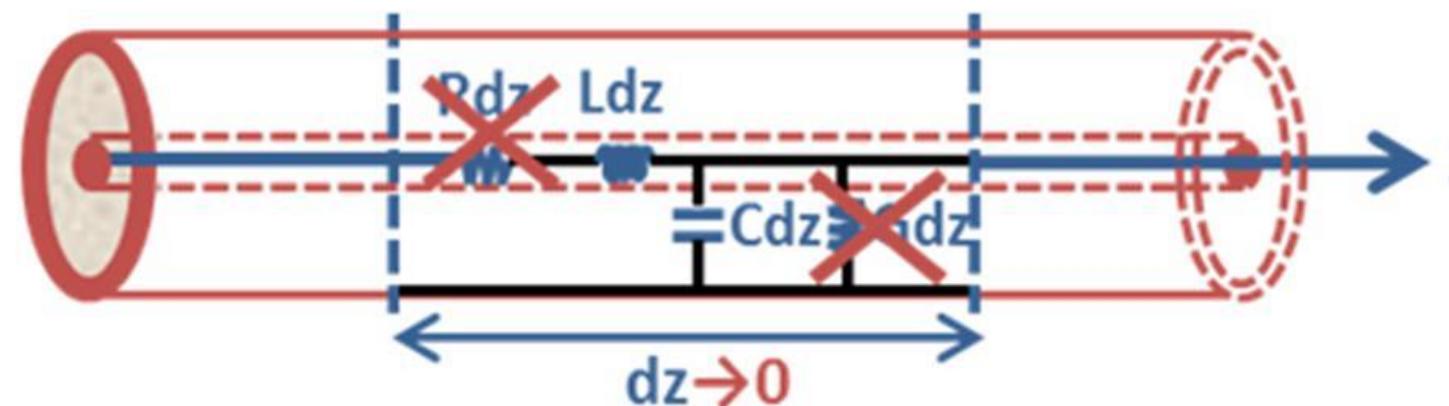
#### Lignes sans pertes

■ Lossless (or ideal) transmission line

$$R = G = 0$$

Pas d'atténuation

$$\beta = \omega\sqrt{LC}$$



Only  $\beta$  is considered

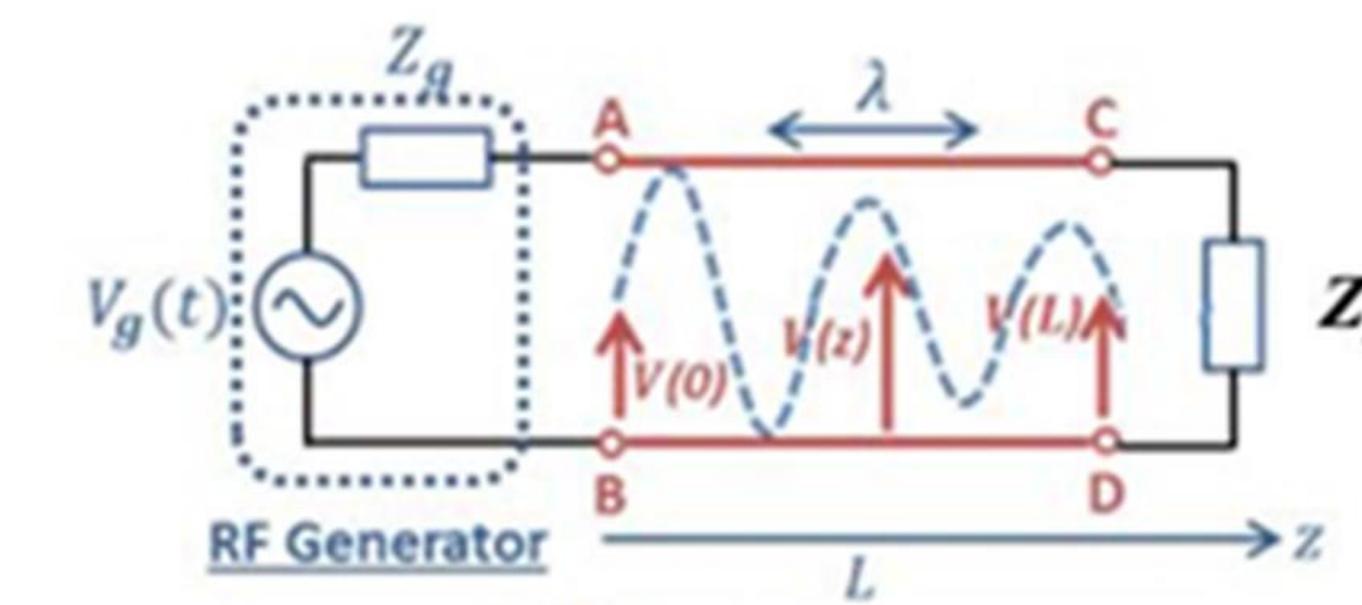
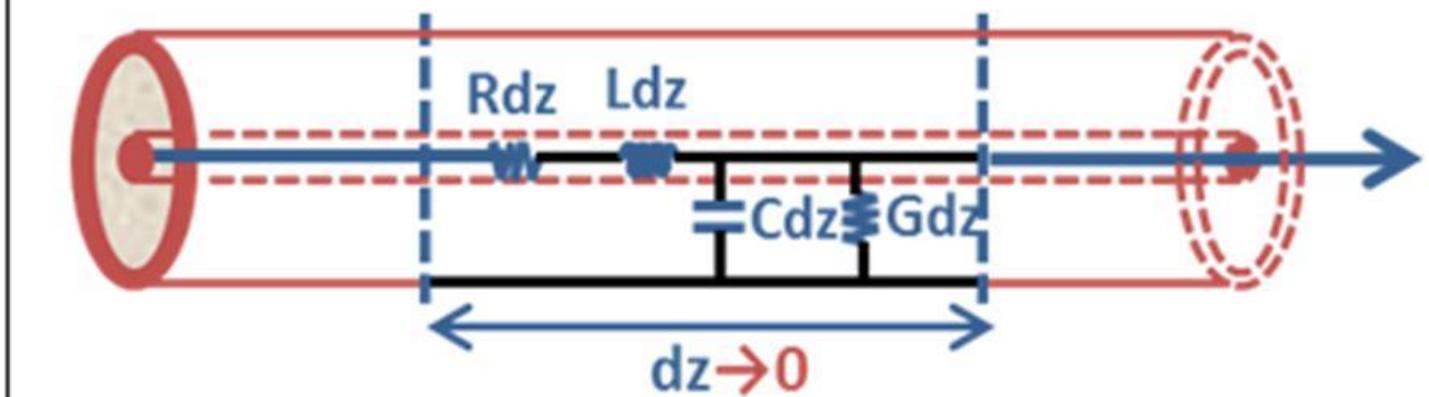
Lossless (or ideal) transmission line

#### Lignes avec pertes

■ Lossy (or real) transmission line

$$R & G \neq 0 \Rightarrow \alpha \neq 0$$

Atténuation



$\alpha$  and  $\beta$  are both considered !!!

Lossy (or real) transmission line

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

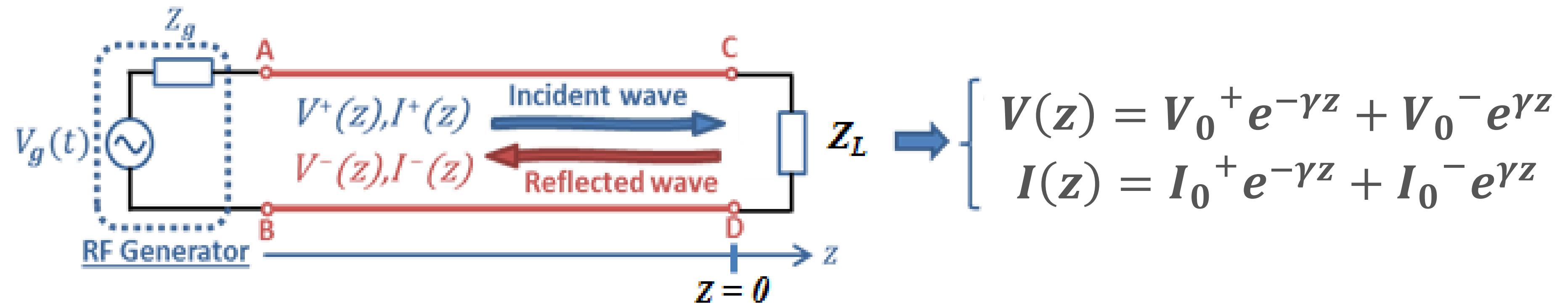
## Impédance caractéristique d'une ligne

*Hypothèse d'une ligne sans perte*

En  $z = 0$

$$V(z = 0) = V^+(z = 0) + V^-(z = 0) = V_0^+ + V_0^-$$

$$I(z = 0) = I^+(z = 0) + I^-(z = 0) = I_0^+ + I_0^-$$



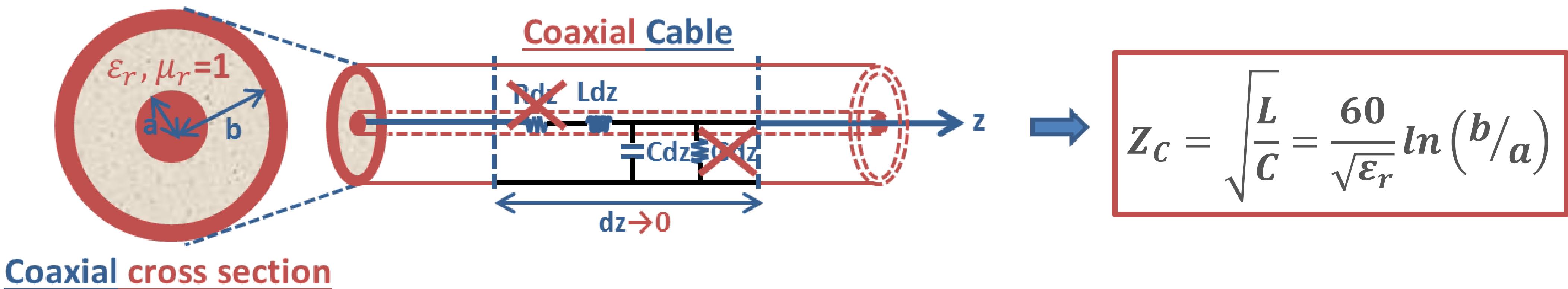
Le long de la ligne :

$$\rightarrow Z_C = \frac{V^+(z)}{I^+(z)} = - \frac{V^-(z)}{I^-(z)}$$

$Z_C$  is an **impedance**, indeed!!!

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Impédance caractéristique d'une ligne



Ex: câble coaxial (Téflon  $\epsilon_r=2,1$ ) :  $a=1,4$  mm et  $b = 4,9$  mm

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{c}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \rightarrow Z_c = \sqrt{\frac{L}{c}} = \frac{60}{\sqrt{2.1}} \ln\left(\frac{4.69}{1.4}\right) \rightarrow Z_c \approx 50 \Omega$$



International Electrotechnical Commission (IEC) chose  $Z_c=50 \Omega$  as **reference value** for coaxial cables, RF circuits and measurement & test equipment



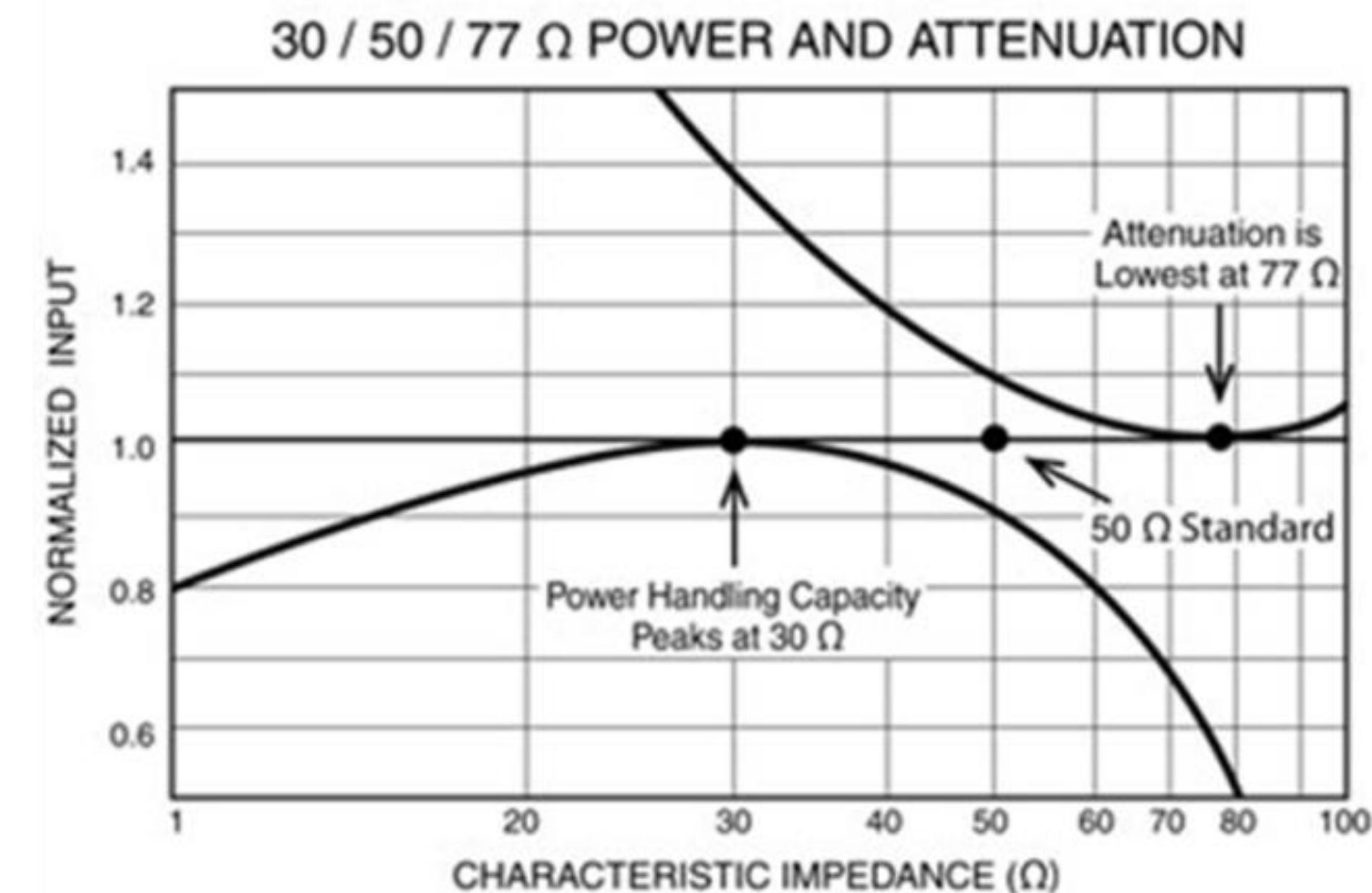
IEC defines standard **units** (dB, Hz,...) in electronics, telecommunications, etc...

IEC headquarters  
(Geneva - Switzerland)

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Pourquoi le choix de $50 \Omega$ ?

- Choice of 50 Ohms as standard value for  $Z_C$  is a trade-off between power handling & attenuation in coaxial cable

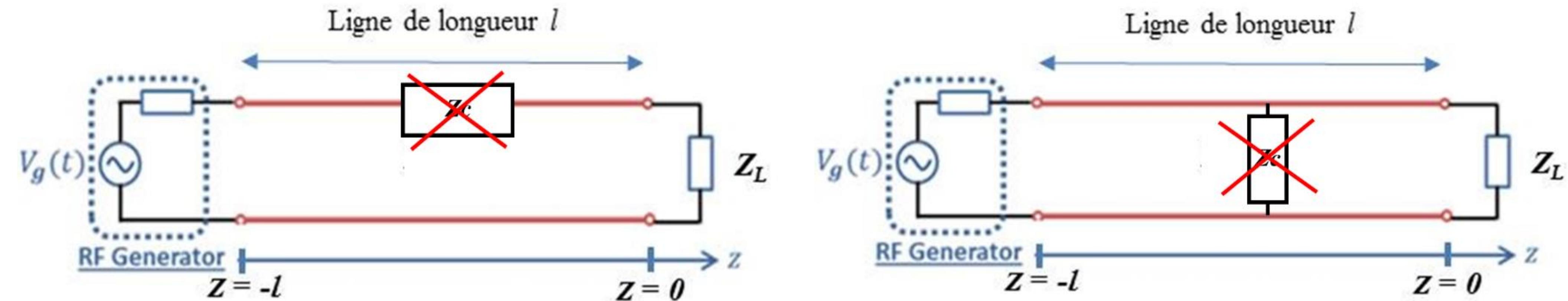


$$\left. \begin{array}{l} \text{Puissance maximale pour } Z_C = 30 \Omega \\ \text{Atténuation minimale pour } Z_C = 77 \Omega \end{array} \right\} \rightarrow \frac{(30 + 77)}{2} = 53.5 \Omega \approx 50 \Omega$$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

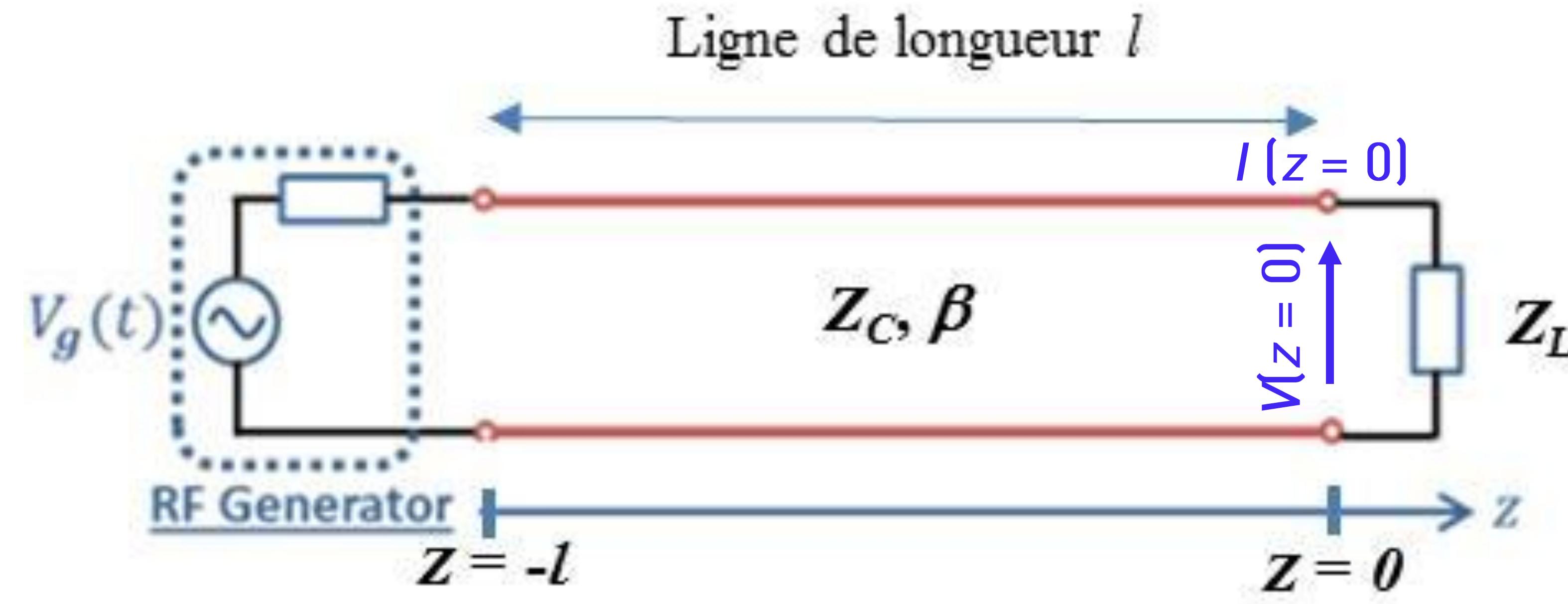
## Signification physique d'une impédance caractéristique d'une ligne

- + Ce n'est pas une impédance « matérielle » mais un modèle décrivant la distribution de la puissance du signal progressif, à l'abscisse  $z$ , se propageant sur la ligne.
- + La puissance est distribuée sur la tension  $V^+(z)$  et le courant  $I^+(z)$  à l'abscisse  $z$  en fonction des dimensions transversales et des caractéristiques du matériau diélectrique de la ligne de propagation .



# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Facteur de réflexion $\Gamma$ en $z=0$



Ligne sans pertes:

Facteur de réflexion  $\Gamma$  = désadaptation de  $Z_L$  par rapport à  $Z_c$

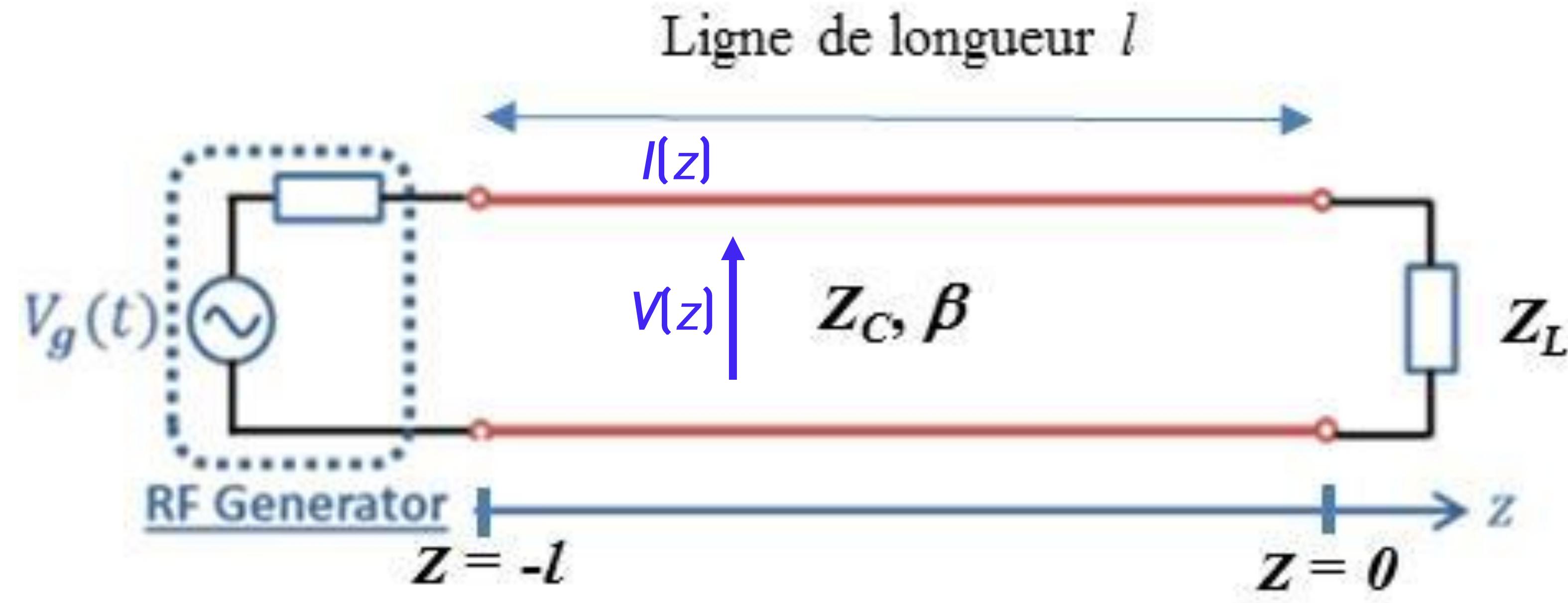
$$\text{En } z = 0 \quad \rightarrow \quad V(z = 0) = V_0^+ + V_0^-$$

$$I(z = 0) = \frac{V_0^+}{Z_c} - \frac{V_0^-}{Z_c}$$

$$\rightarrow \boxed{\Gamma(z = 0) = \frac{V_0^-}{V_0^+}}$$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

Facteur de réflexion  $\Gamma(z)$  à l'abscisse  $z$  quelconque



Ligne sans pertes:

En généralisant le long de la ligne

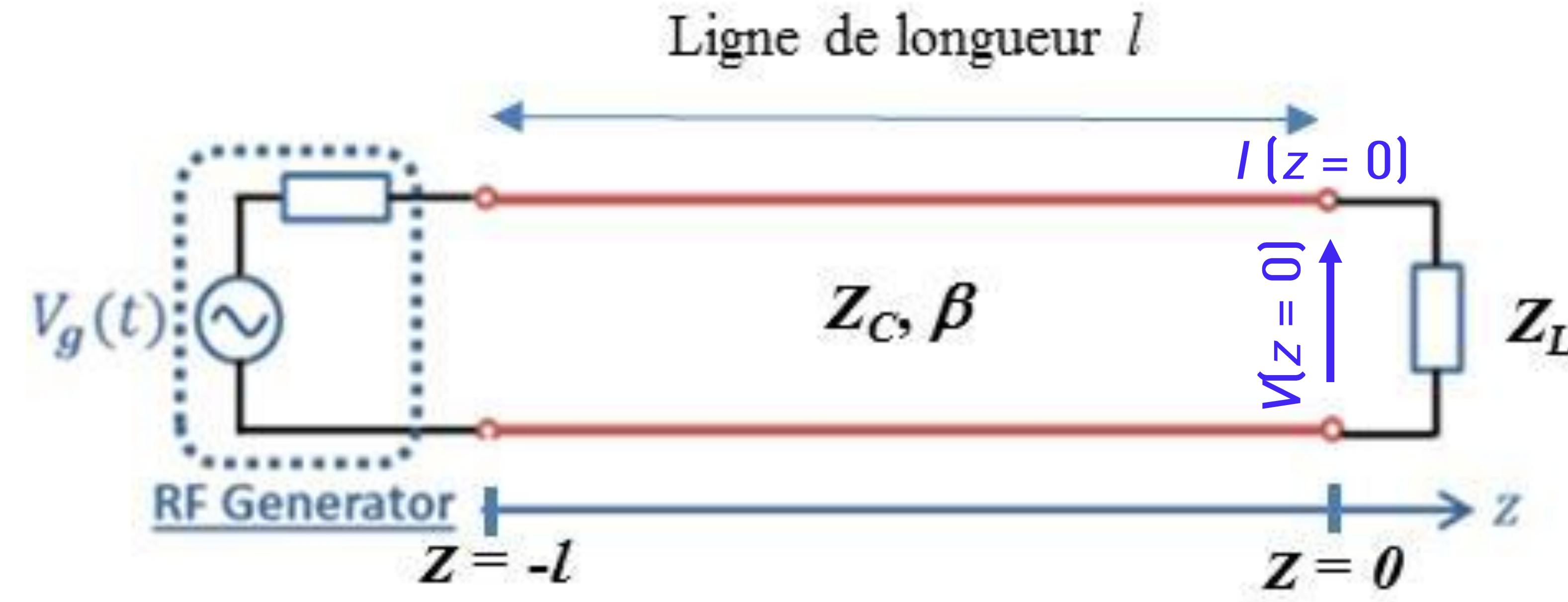


$$\Gamma(z) = \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{2j\beta z}$$

$2\beta z$  : déphasage

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

Impédance  $Z_L$  le long de la ligne ou impédance « ramenée »

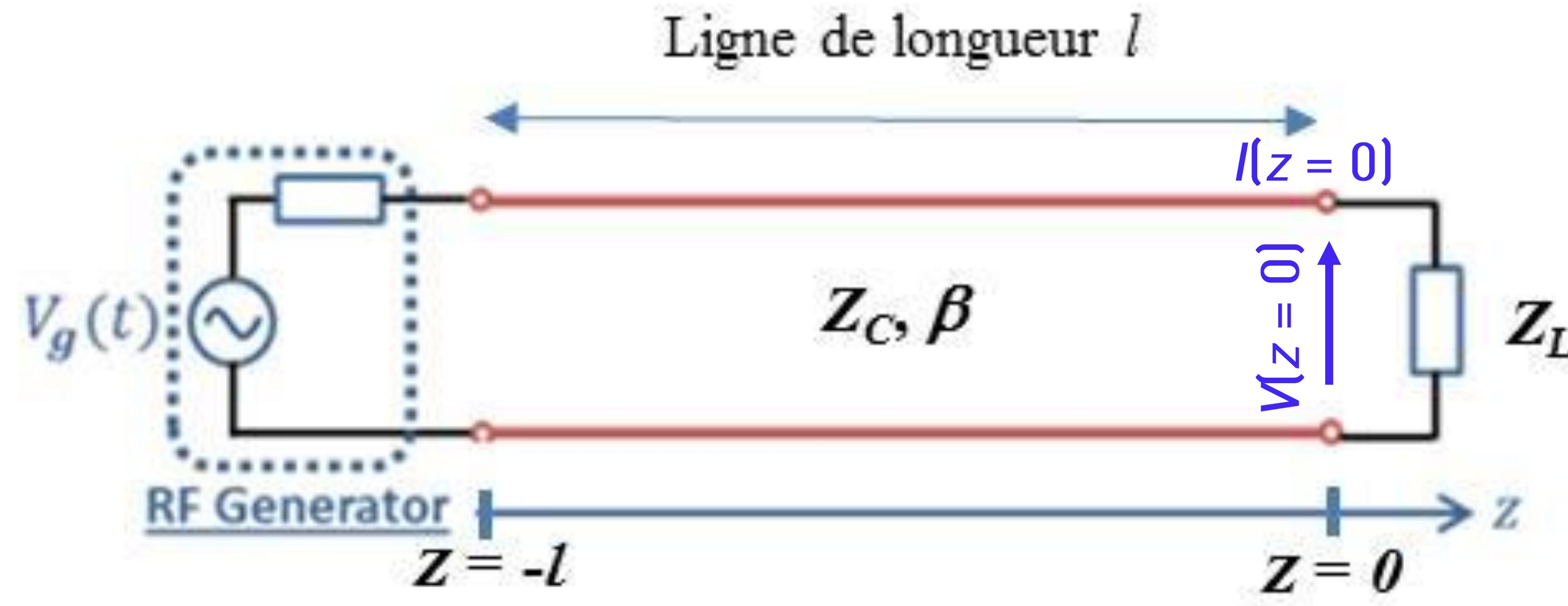


Ligne sans pertes:

$$\text{En } z = 0 \quad \rightarrow \quad Z_L = \frac{V(z = 0)}{I(z = 0)} = Z_c \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-}$$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Impédance $Z_L$ le long de la ligne



Ligne sans pertes:

En  $z = 0$  

$$\Gamma(z = 0) = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$$

NB : quelques valeurs à retenir

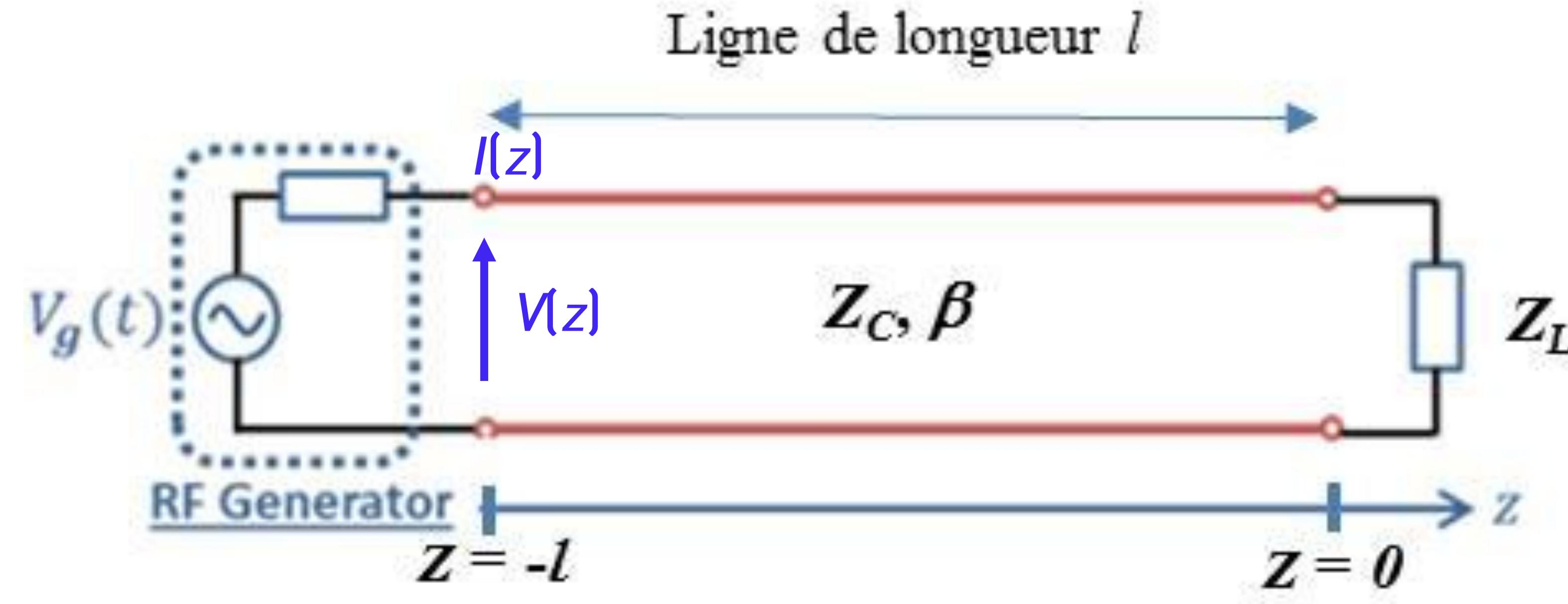
Si  $Z_L$  est un court-circuit ( $Z_L = 0$ ) :  $\Gamma(z = 0) = -1$

Si  $Z_L$  est un circuit ouvert ( $Z_L = \infty$ ) :  $\Gamma(z = 0) = 1$

Si  $Z_L$  est adaptée à la ligne ( $Z_L = Z_C$ ) :  $\Gamma(z = 0) = 0$   
 $-1 \leq \Gamma(z = 0) \leq 1$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Impédance $Z_L$ le long de la ligne



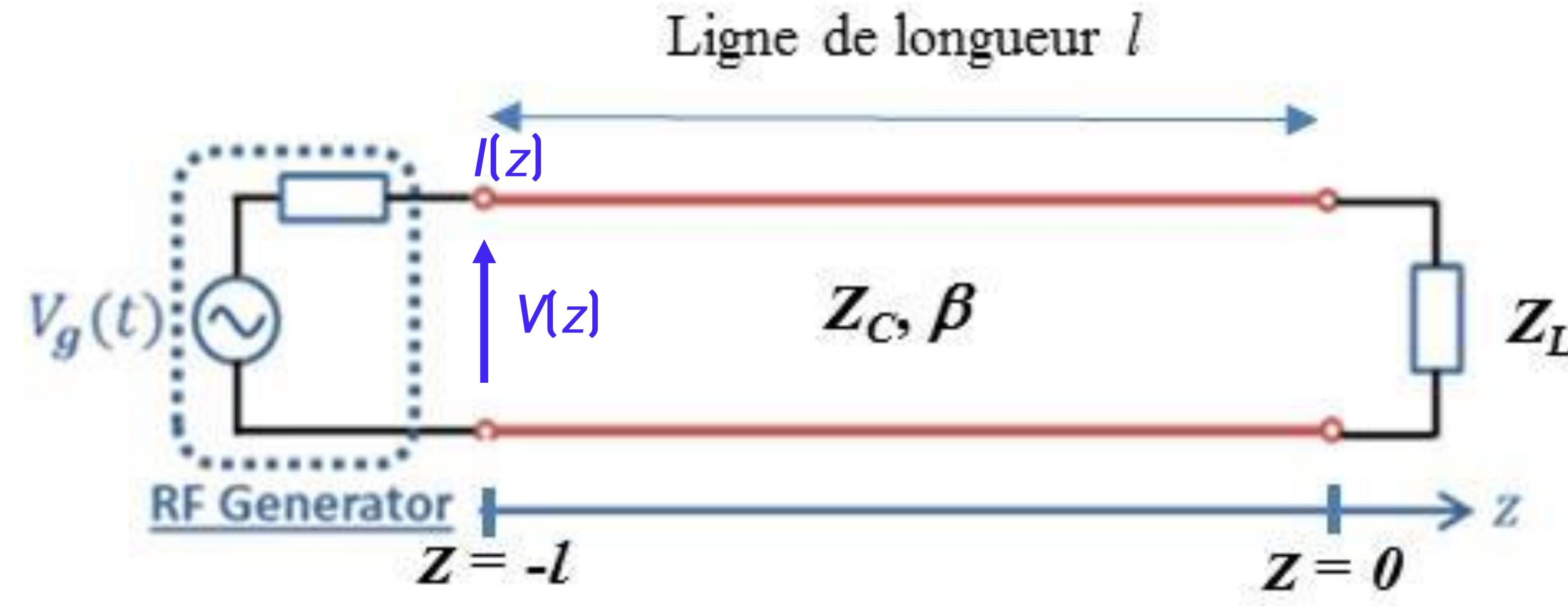
Ligne sans pertes:

$$\text{En } z = -l \quad \rightarrow \quad \Gamma(z = -l) = \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{2j\beta l}$$

$$Z(z = -l) = Z_C \frac{Z_L + j Z_C \tan(\beta l)}{Z_C + j Z_L \tan(\beta l)}$$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Impédance $Z_L$ le long de la ligne



Ligne sans pertes:

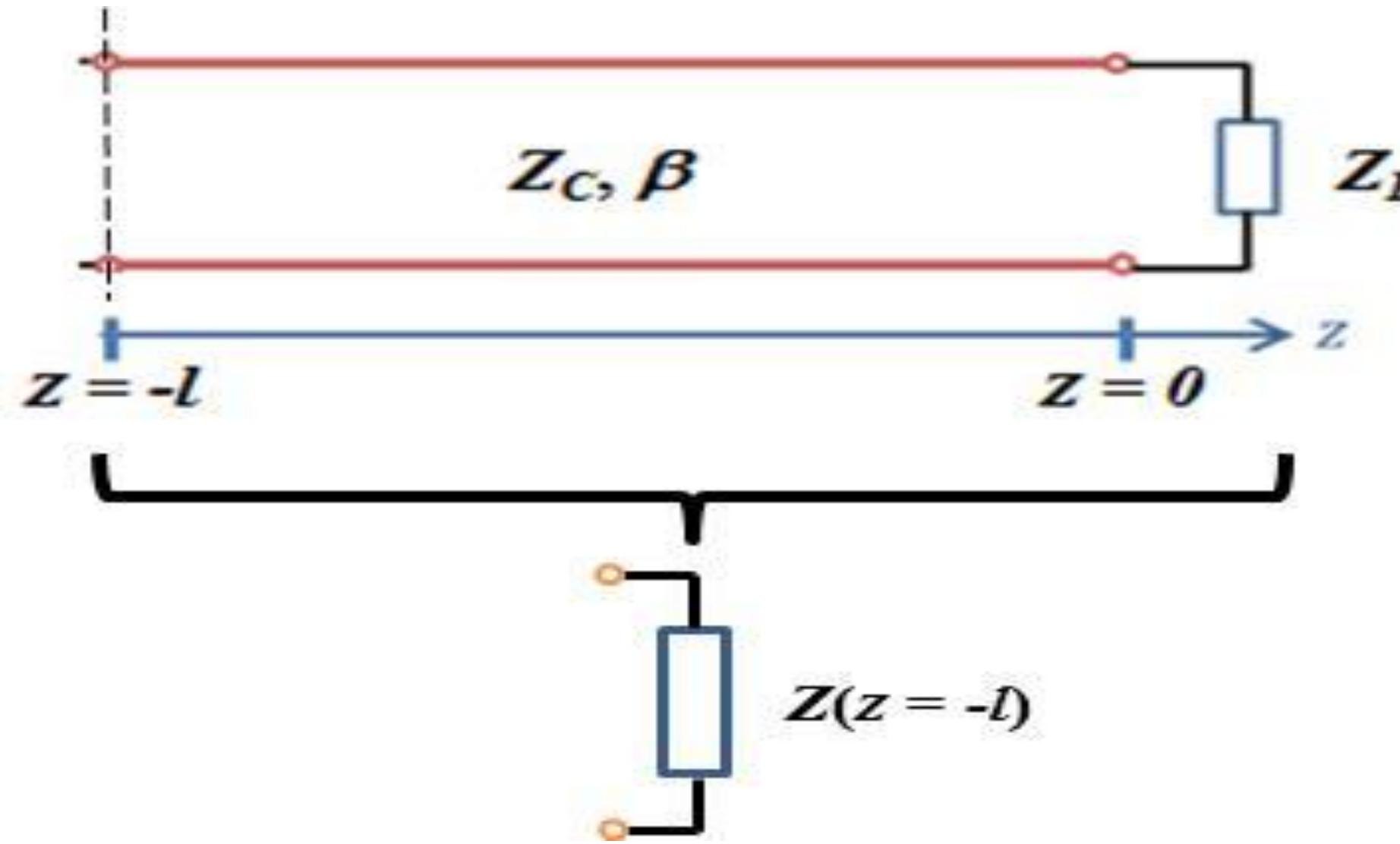
Cas particulier  $l = \lambda/4$ :

$$Z(z = -\lambda/4) = \frac{Z_C^2}{Z_L}$$

Transformateur d'impédance

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Bilan de puissance



Ligne sans pertes:

avec  $\gamma = j\beta$

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z}$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_c} (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{+\gamma z})$$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Bilan de puissance

$$P(z) = \Re e \left[ \frac{1}{2} V(z) I^*(z) \right]$$

en  $z = 0$

$$\Gamma_0 = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$$

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} (1 + \Gamma(z))$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_c} (V^+ e^{-\gamma z} (1 - \Gamma(z)))$$

$V_0^+$  et  $V_0^-$  les amplitudes des tensions incidentes et réfléchies

$P(z = 0)$  : puissance absorbée par la charge

$$P(z = 0) = P_{inc}(z = 0) - P_{ref}(z = 0)$$

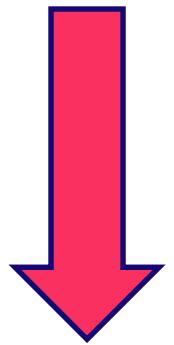
$$P_{inc}(z = 0) = \frac{V_0^+}{2Z_c}^2$$

$$P_{ref}(z = 0) = |\Gamma_0|^2 \frac{V_0^+}{2Z_c}^2$$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Bilan de puissance

Pour une impédance  
de charge  $Z_L$  (module) quelconque



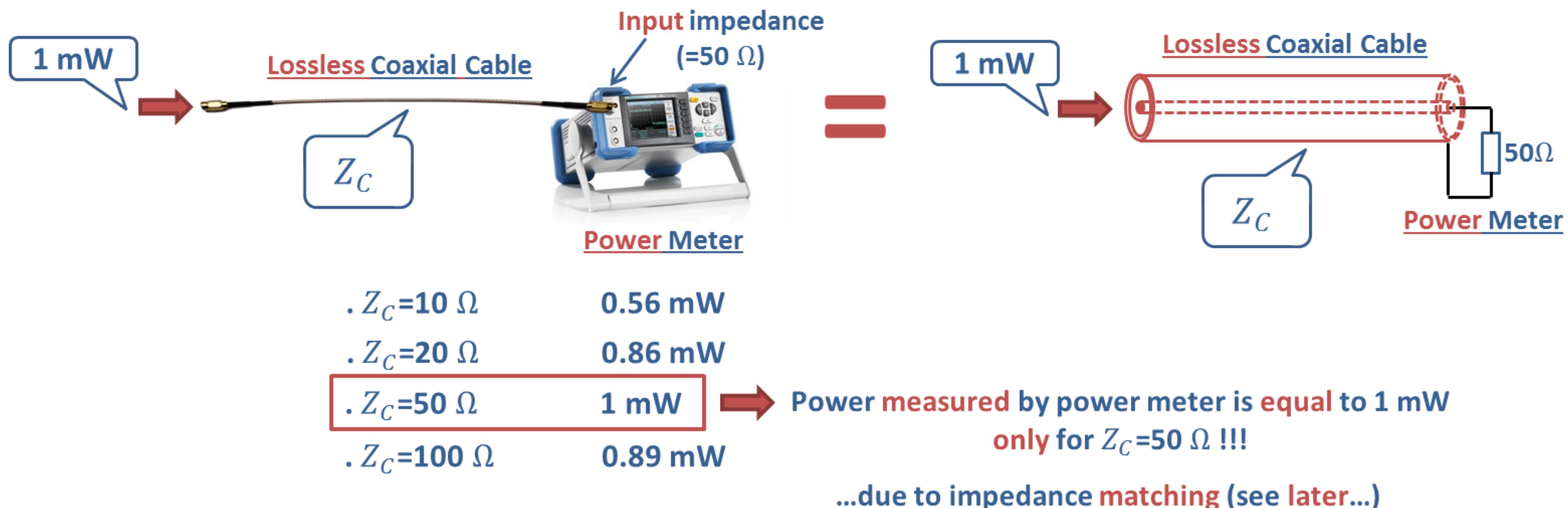
Puissance  $P_{ref}$  réfléchie par la charge :  $P_{ref} = |\Gamma_0|^2 P_{inc}$

Puissance  $P$  absorbée par la charge :  $P = P_{inc}[1 - |\Gamma_0|^2]$

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Bilan de puissance

Puissance délivrée à une impédance de charge désadaptée



# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Quelques notions sur les grandeurs en puissance

$$P_{dBm} = 10 \log_{10}(P_{mW})$$



$$P_{dBm} = P_{dBW} + 30 \text{ dB}$$

$$P_{dBW} = 10 \log_{10}(P_W)$$

Puissance en W	Puissance en dBm	Puissance en dBW
0.1 mW	-10 dBm	-40 dBW
1 mW	0 dBm	-30 dBW
10 mW	10 dBm	-20 dBW
20 mW	13 dBm	-17 dBW
100 mW	20 dBm	-10 dBW
1 W	30 dBm	0 dBW

Ex: Pour le WiFi

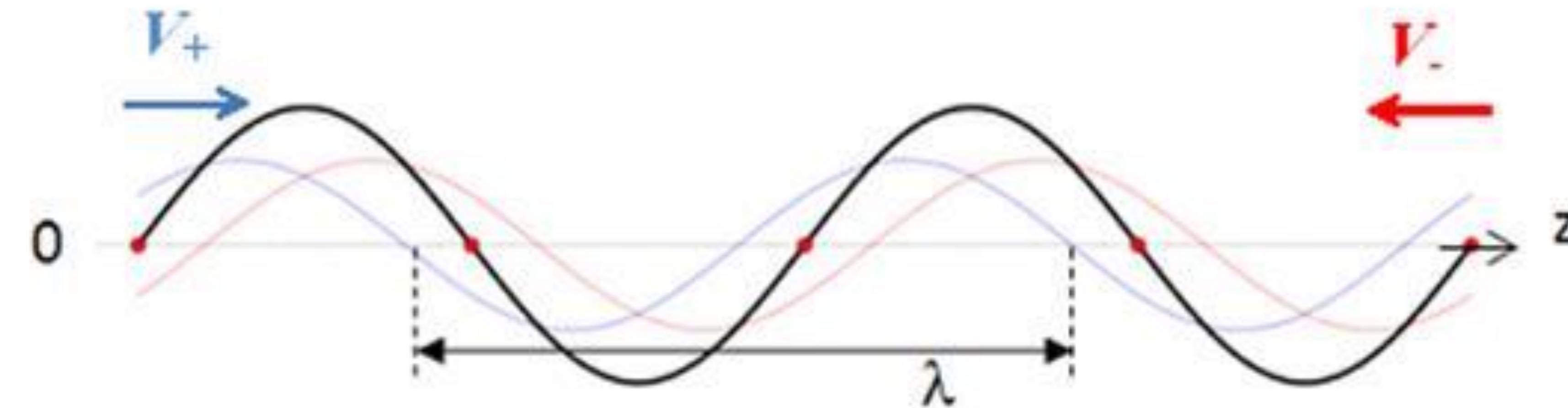
Emission (Puissance max) : 100mW soit 20 dBm

Réception : -30 et -90 dBm

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Conséquences d'une réflexion sur la ligne de propagation

Superposition d'une onde incidente et d'une onde réfléchie en tout point de la ligne



Onde incidente

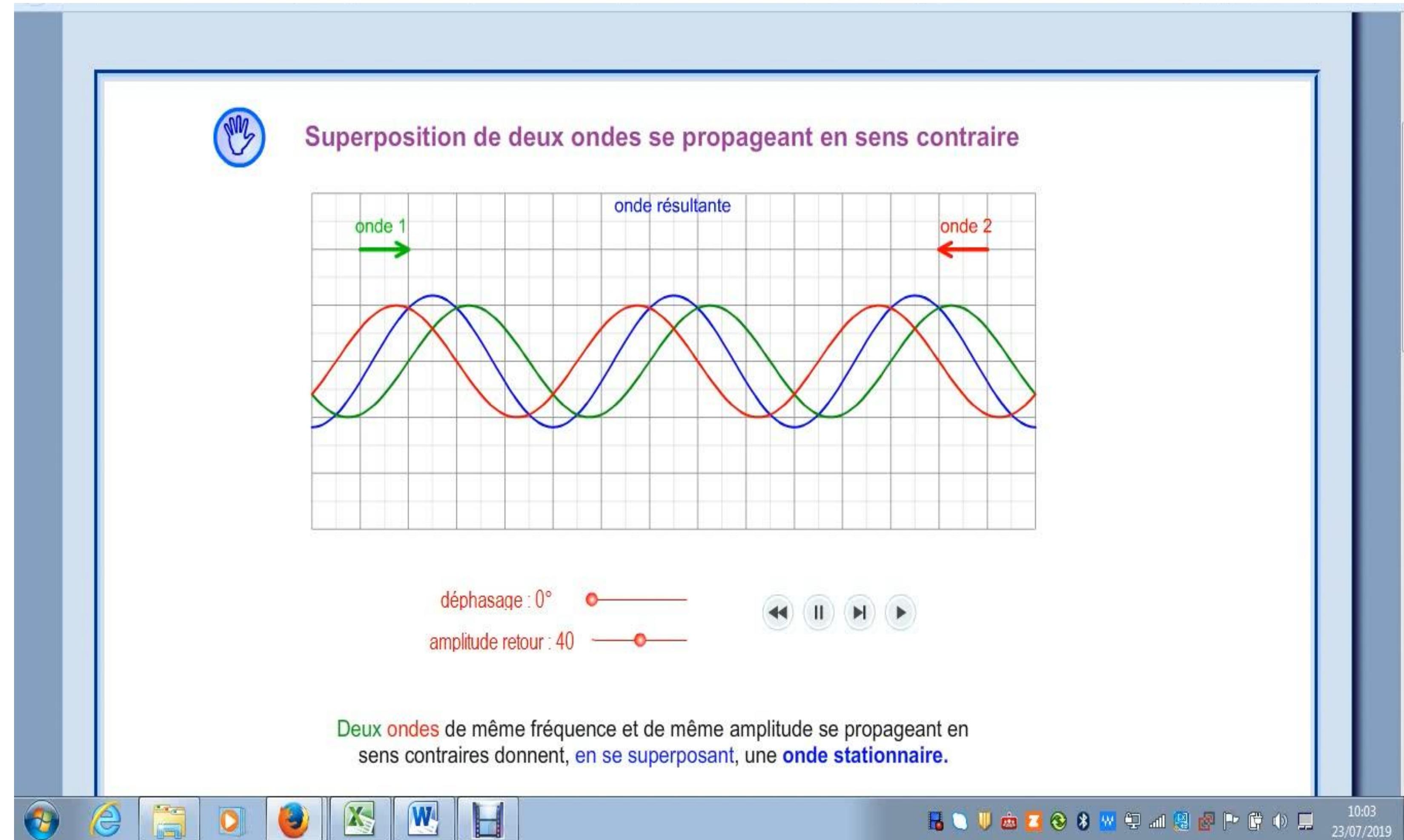
Onde réfléchie

Onde résultante (superposition des 2 ondes)

Régime  
d'Ondes Stationnaires  
ROS

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Conséquences d'une réflexion sur la ligne de propagation

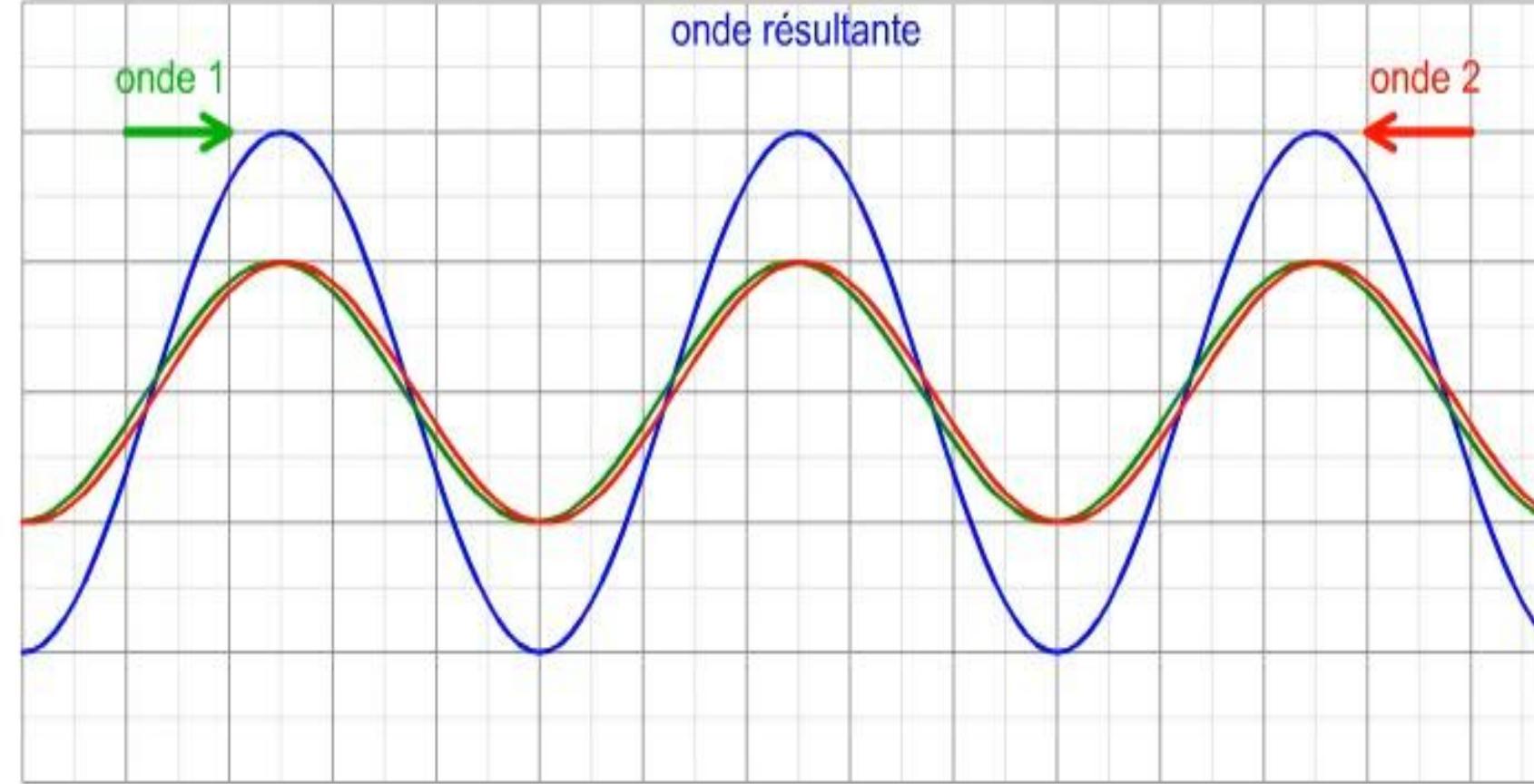


# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Conséquences d'une réflexion sur la ligne de propagation

*Ondes stationnaires*

 Superposition de deux ondes se propageant en sens contraire



onde 1      onde résultante      onde 2

déphasage :  $0^\circ$       amplitude retour : 40

◀ ▶ ⟲ ⟳

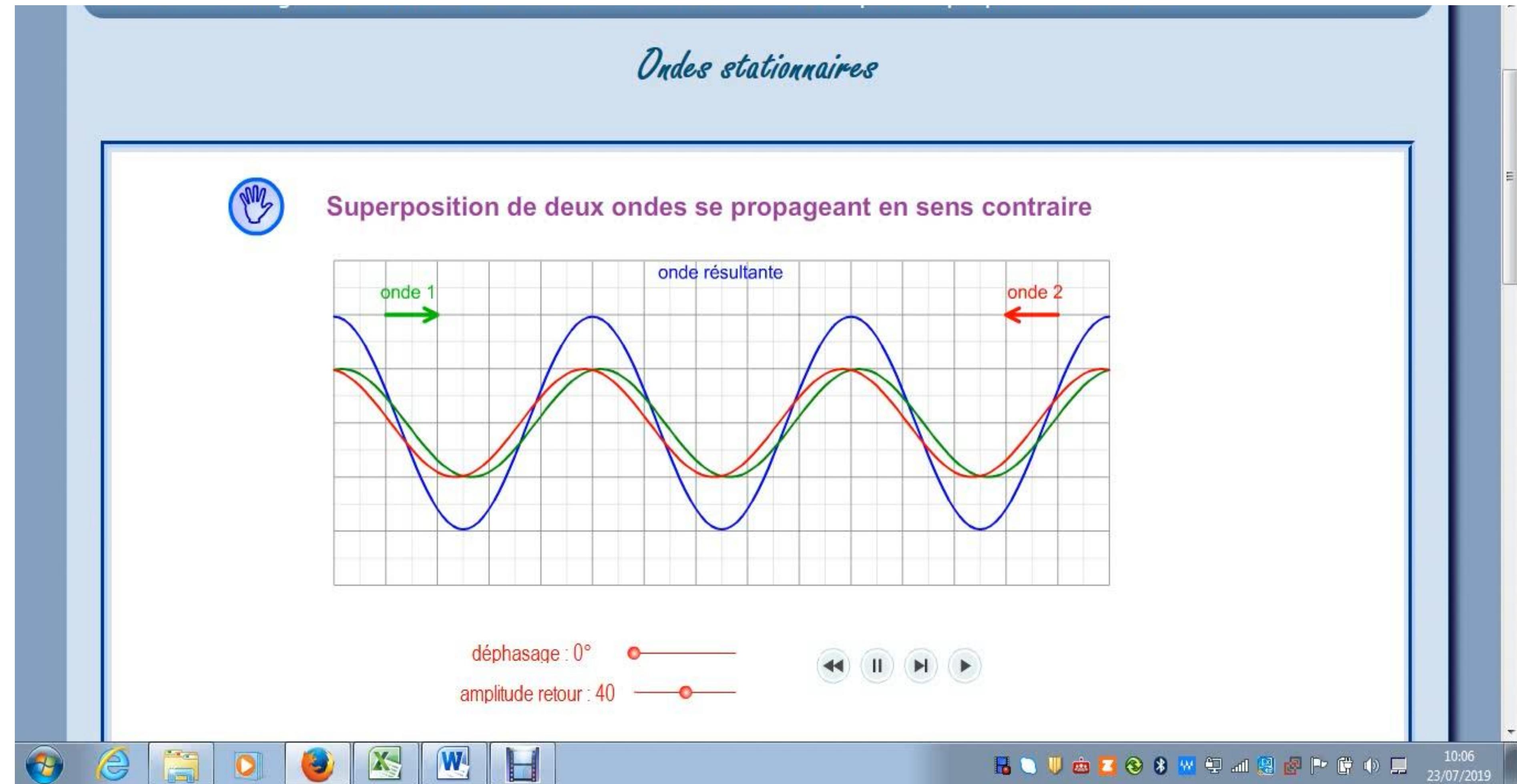
Windows taskbar icons: Start, Internet Explorer, File Explorer, Media Player, Firefox, Excel, Word, File.

System tray icons: Volume, Network, Battery, etc.

10:05 23/07/2019

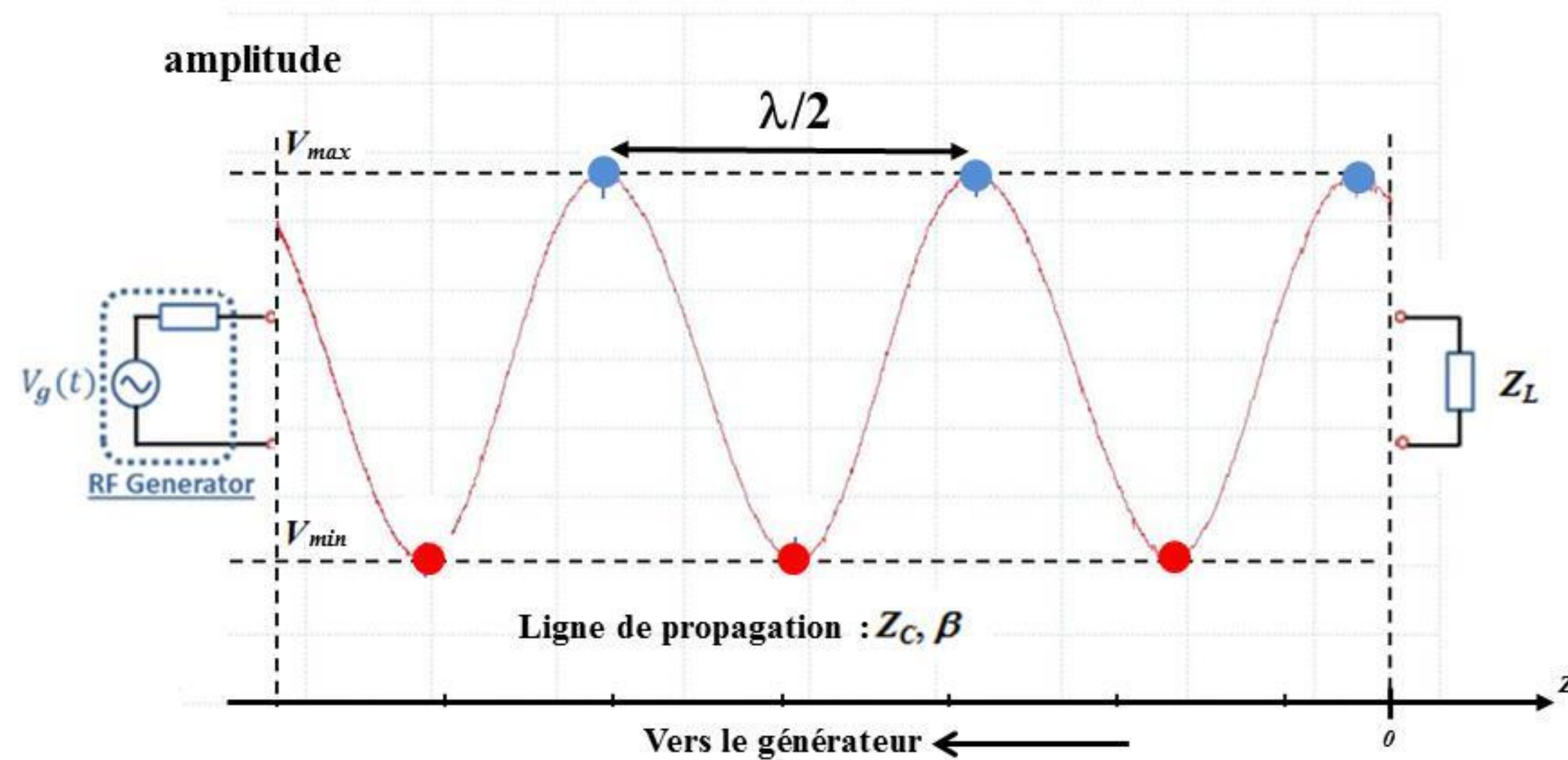
# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Conséquences d'une réflexion sur la ligne de propagation



# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

## Conséquences d'une réflexion sur la ligne de propagation



Enveloppe (figée) de l'onde résultant

# Lignes de transmission à 2 conducteurs métalliques

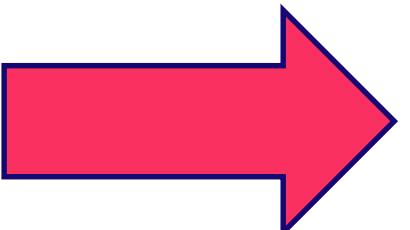
## Conséquences d'une réflexion sur la ligne de propagation

ROS et  $\Gamma$

Ligne sans pertes:

$$\text{ROS} = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-}$$

$$|\Gamma(z = 0)| = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$$



$$|\Gamma(z = 0)| = \frac{\text{ROS} - 1}{\text{ROS} + 1}$$

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\Gamma(z = 0)|}{1 - |\Gamma(z = 0)|}$$

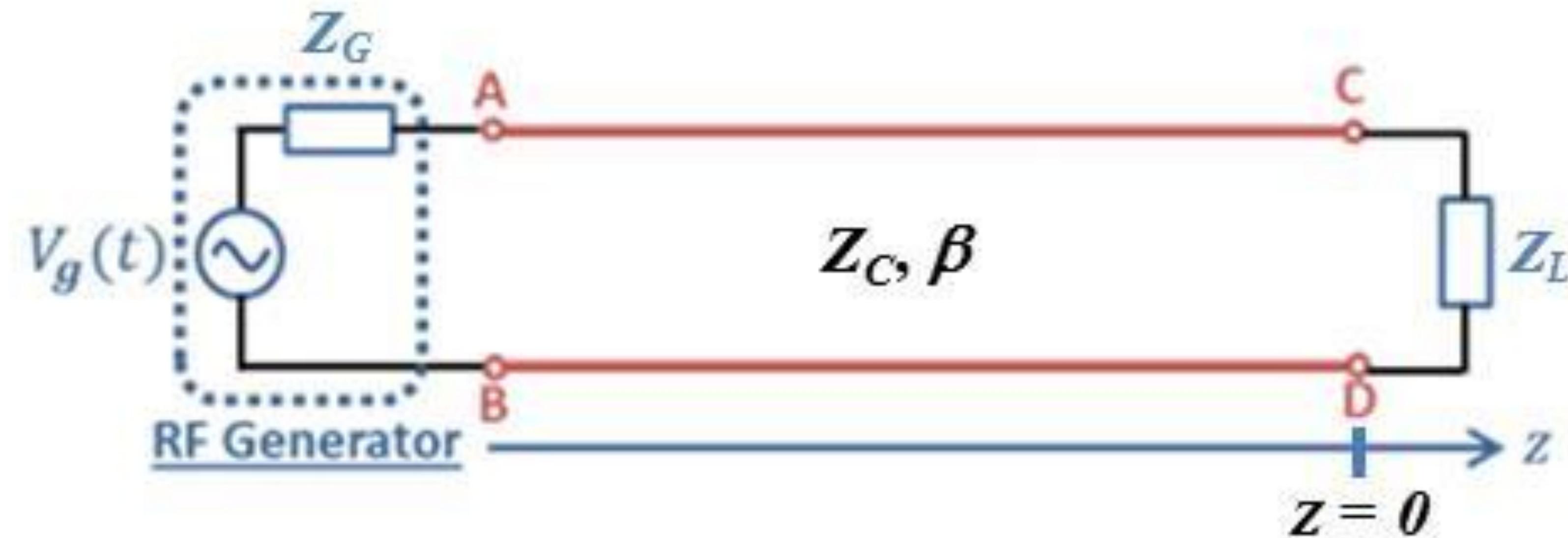
$$0 \leq |\Gamma(z = 0)| \leq 1$$

$$1 \leq \text{ROS} < \infty.$$

Adaptation :  $\text{ROS} = 1$

# Adaptation d'impédance

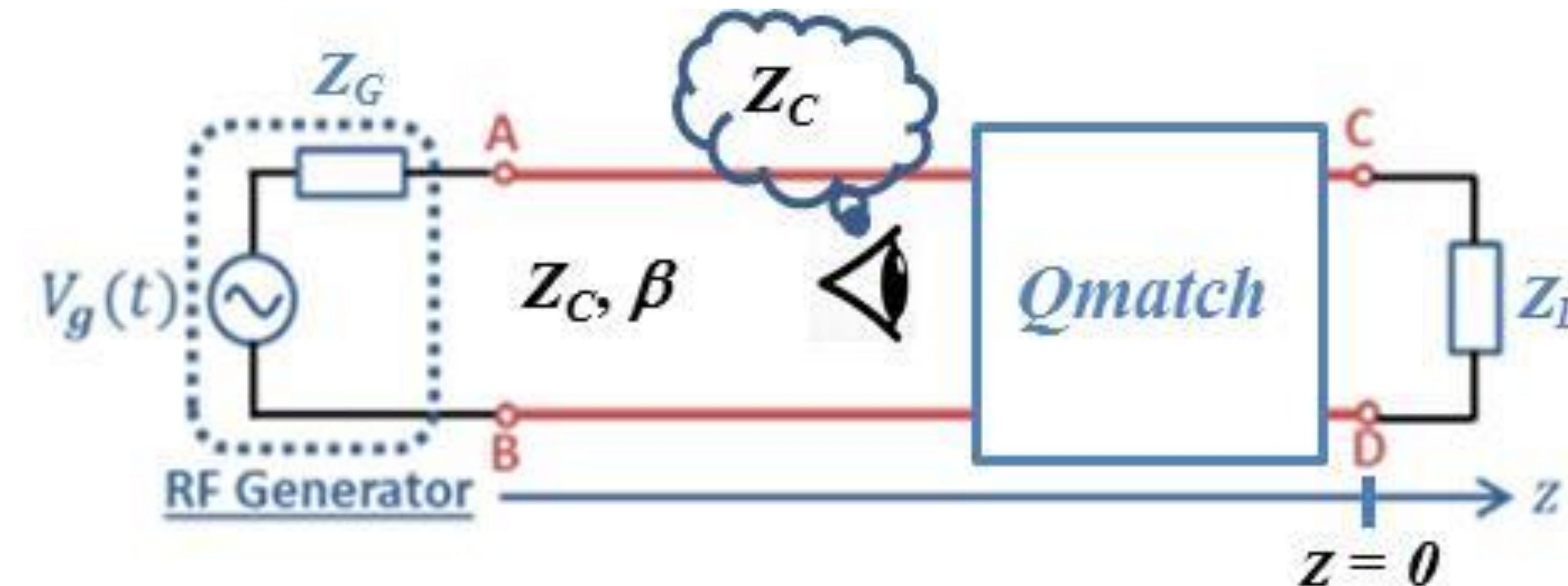
# Adaptation d'impédance



Pertes de puissance de signal par réflexion (lignes sans pertes) due à la désadaptation d'impédance  $Z_L$  Vs  $Z_C$

Perturbation sur la ligne et perturbation des fonctionnalité du système avec la présence d'ondes réfléchies

# Adaptation d'impédance



Insertion d'un quadripôle (*Qmatch* sans pertes / pas d'effet résistif) pour optimiser le transfert de puissance à  $Z_L$

*Qmatch* est composé d'éléments réactifs (inductances capacités) :

- + éléments localisés: composants réels mais qualité moindre avec les pertes

- + éléments distribués: réaliser les inductances et capacités avec des tronçons de lignes (pas de moins de... pertes mais taille!)

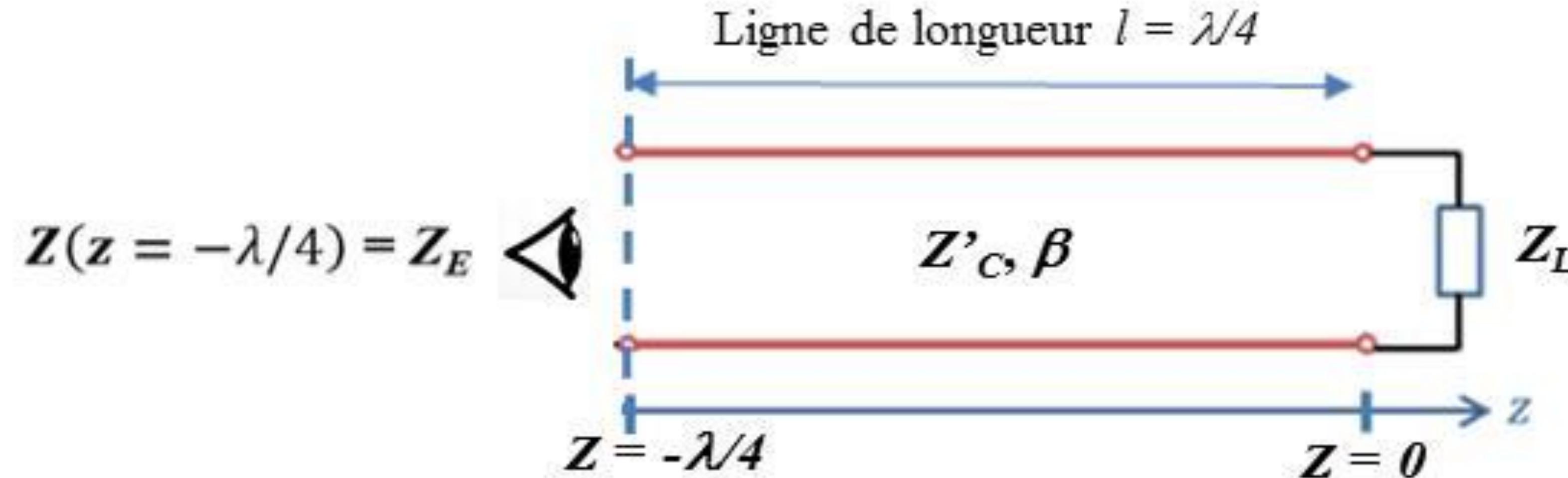
# Adaptation d'impédance

- ➡ Adaptation par transformateur d'impédance ou ligne  $\lambda/4$
- ➡ Adaptation par l'ajout d'un STUB  
(tronçon de ligne en // principale)
- ➡ Adaptation par éléments localisés
- ➡ **WARNING:**  $Z_L$  doit avoir une partie réelle.  
Impossible d'adapter une impédance purement imaginaire  
car il faut dissiper la puissance

# Adaptation d'impédance

Adaptation par transformateur d'impédance ou ligne  $\lambda/4$

Cas où  $Z_L$  est réelle



Calcul de  $Z_E = Z(z = -\lambda/4)$  telle que  $Z_E = Z_C$  ( $50 \Omega$ )

→ Tronçon de ligne de longueur  $\lambda/4$

(**WARNING:** permittivité du matériau pour calculer  $\lambda$ )

$$Z_E = \frac{Z'_C}{Z_L}$$

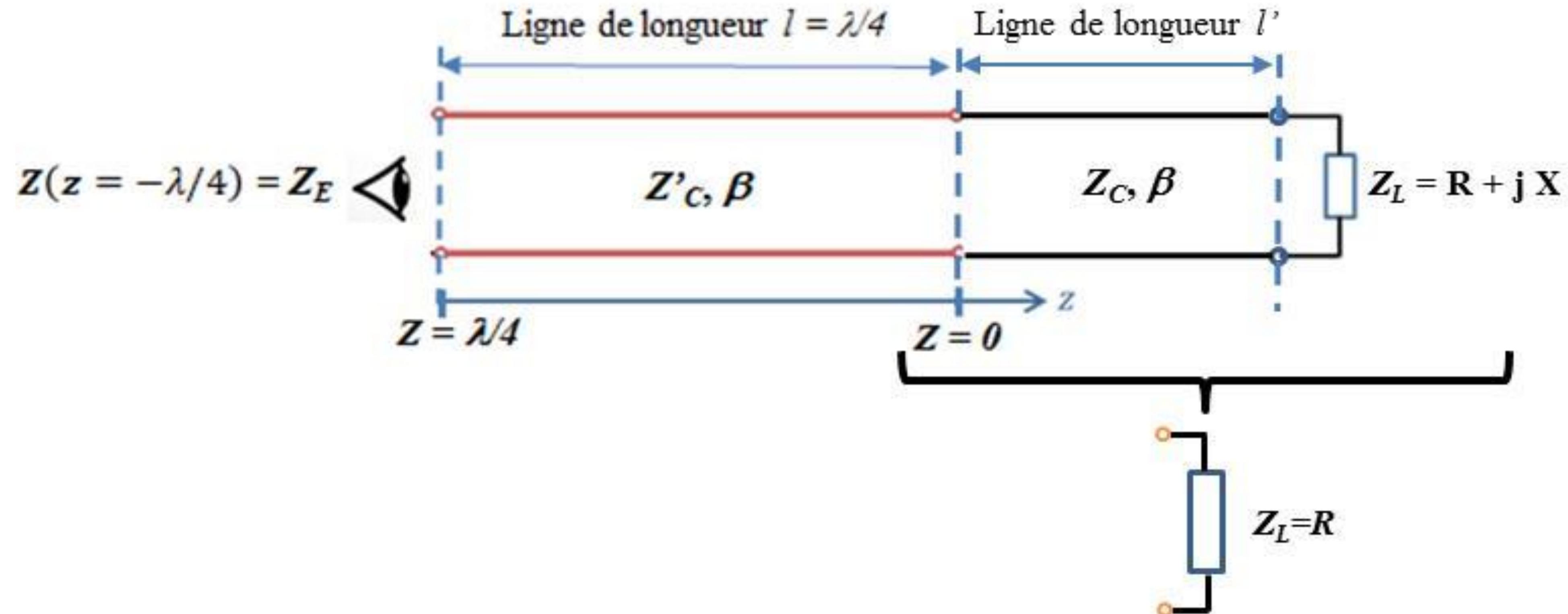
Slide 66

Calculer  $Z'_C$  telle que :  $Z'_C = \sqrt{Z_L Z_C}$

# Adaptation d'impédance

Adaptation par transformateur d'impédance ou ligne  $\lambda/4$

Cas où  $Z_L$  est complexe

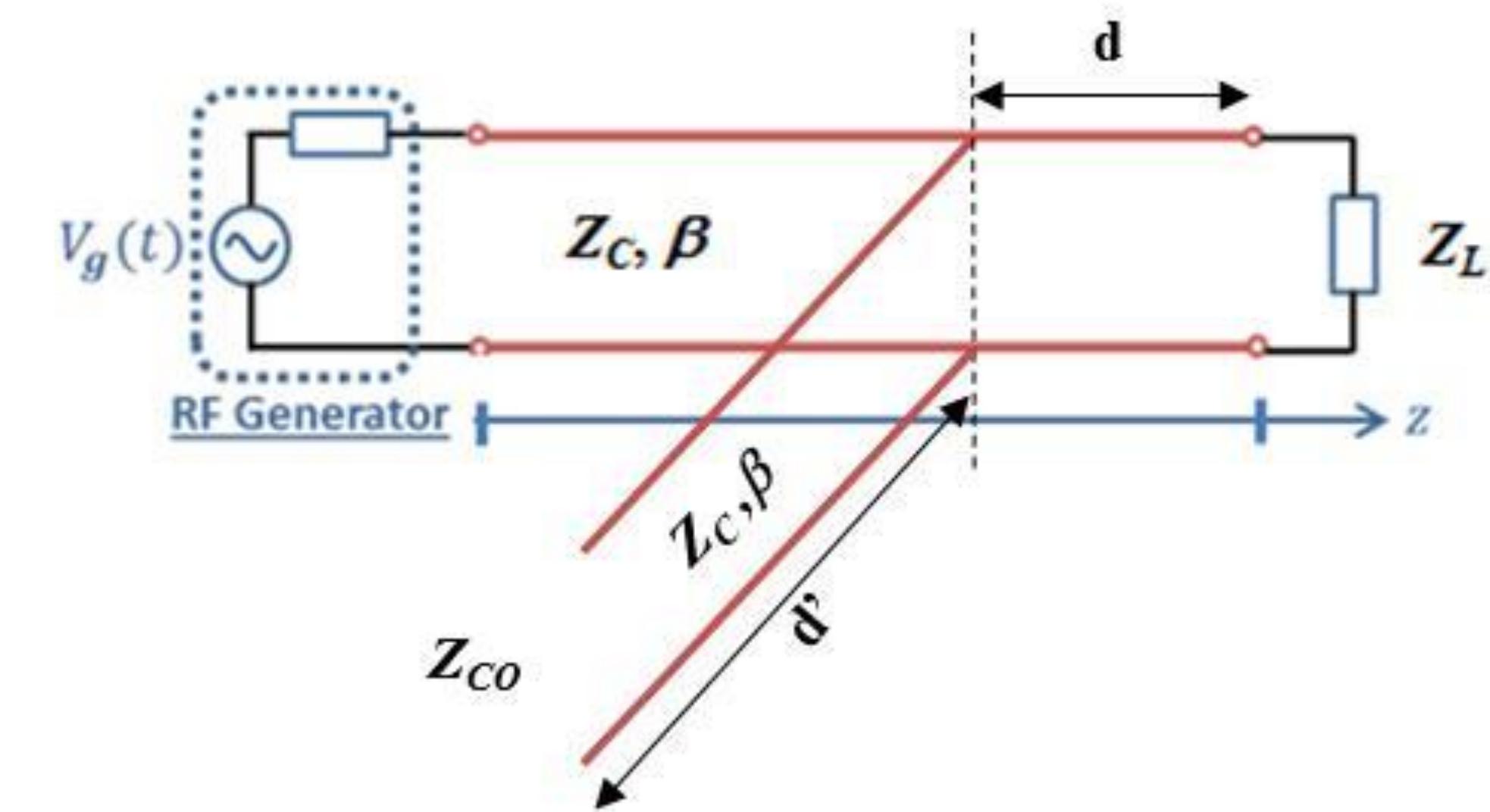
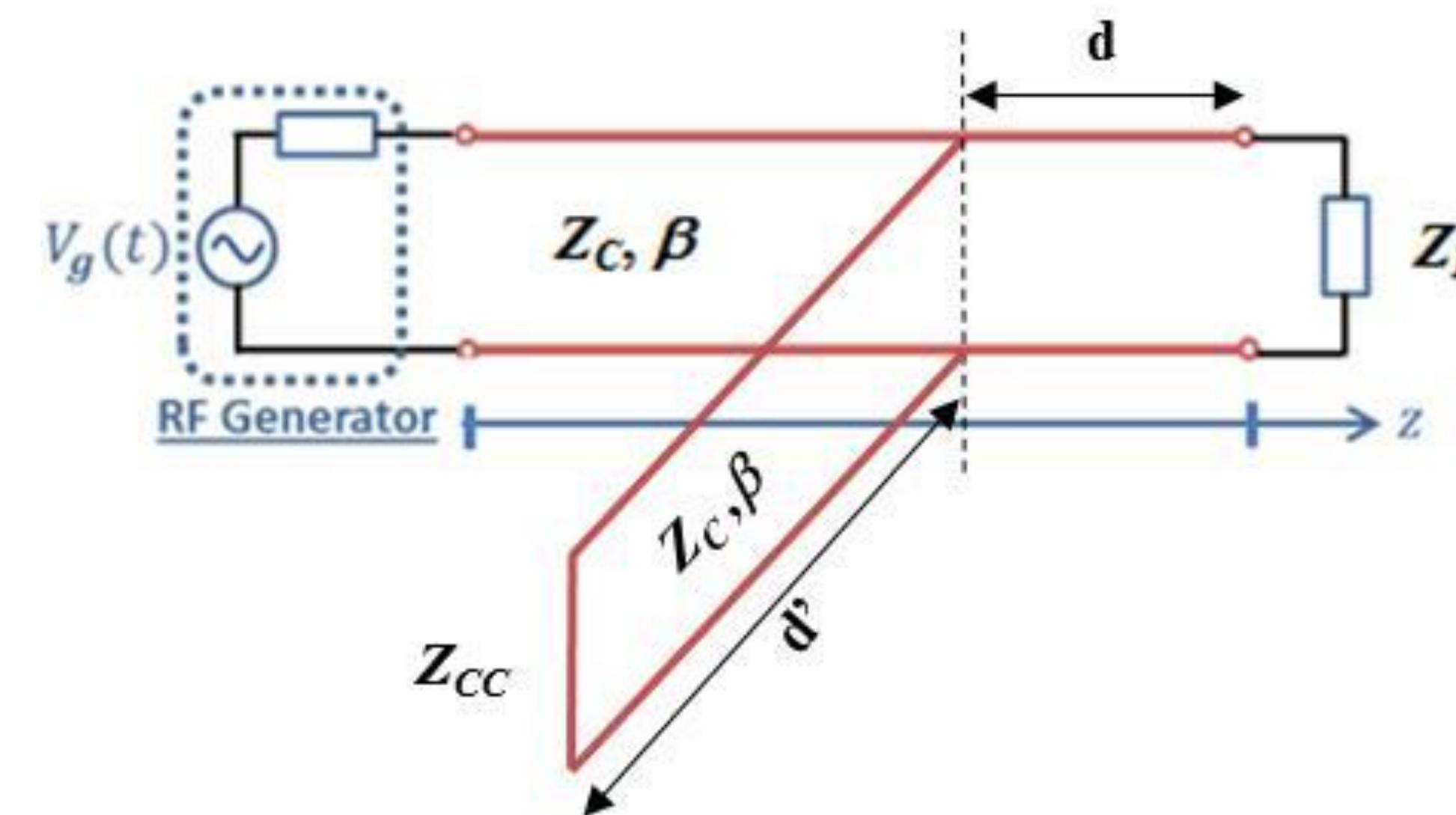


Ajouter tronçon de ligne pour éliminer  $jX$   
Et faire ensuite le même processus que précédemment

# Adaptation d'impédance

## Adaptation par STUB

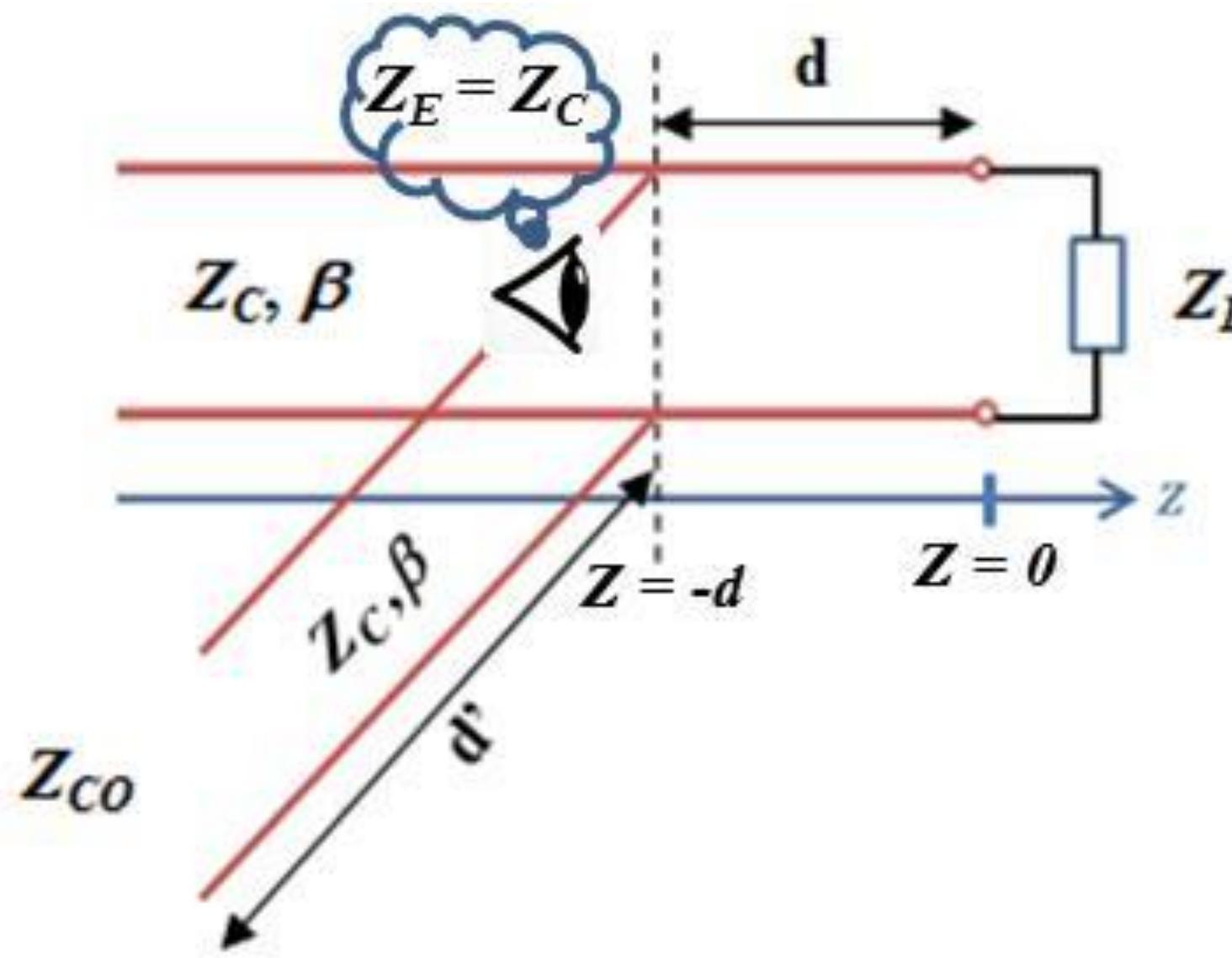
STUB : tronçon de ligne sans perte, mis en // de la ligne principale fermée par une impédance purement imaginaire (en général un court-circuit CC ou un circuit ouvert CO)



Hypothèses du cours:  
ligne sans pertes,  
 $\beta$  et impédance caractéristique identiques à celles de la ligne principale

# Adaptation d'impédance

## Adaptation par STUB



Méthode d'adaptation :

Calcul des longueurs  $d$  et  $d'$  telles que  $Z_E$  ( $Z_L$  ramenée // Stub) =  $Z_C$

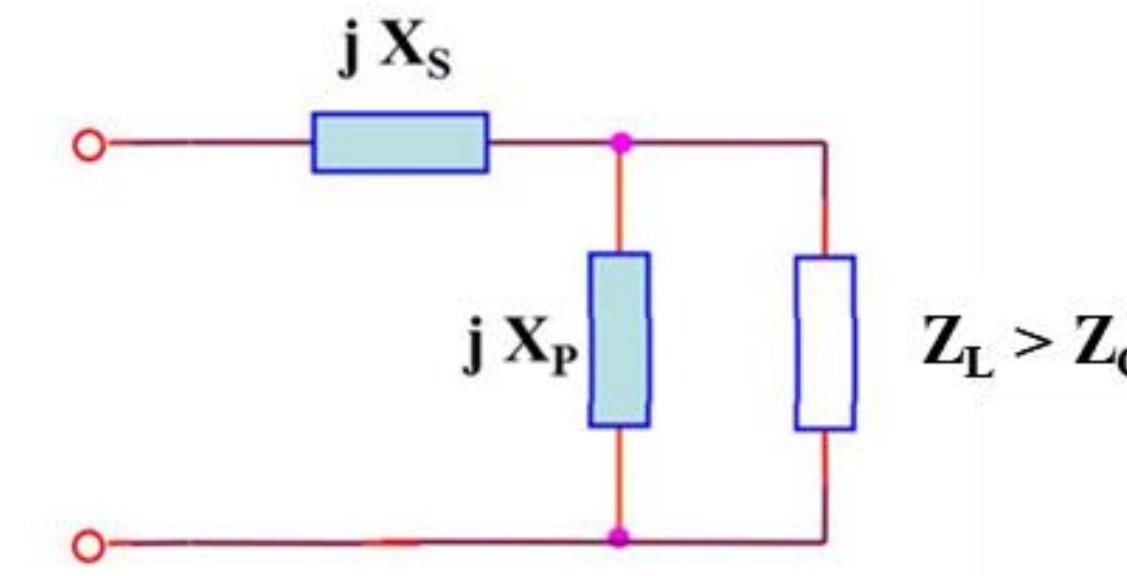
Travailler en admittance (impédances en //)

Choix du CO ou CC en fonction des longueurs obtenues ( compromis )

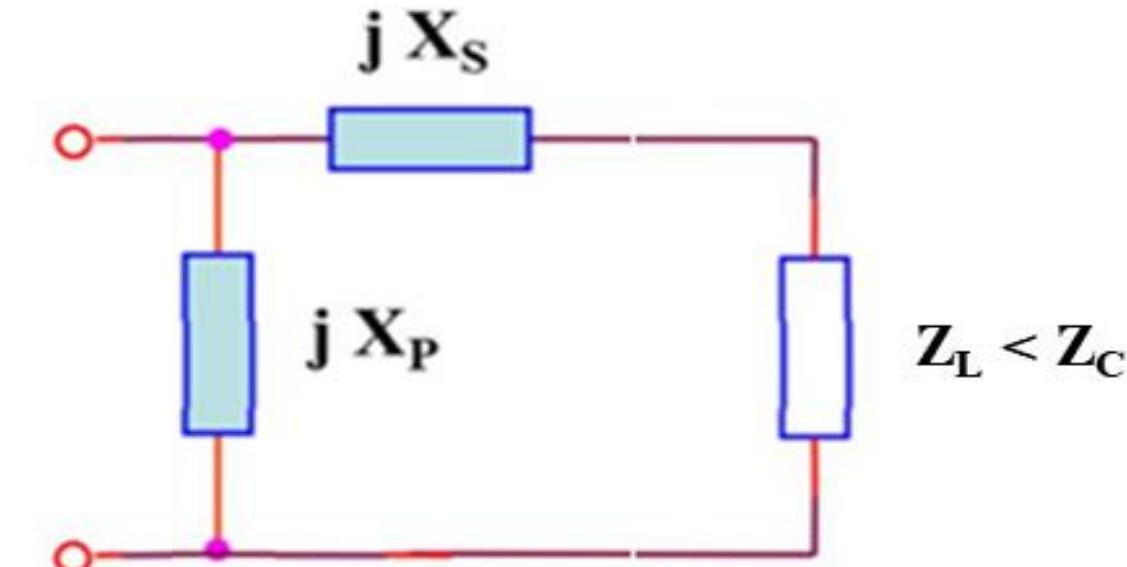
# Adaptation d'impédance

## Adaptation par éléments localisés (quadripôle en « L »)

- + Ajout d'un quadripôle constitués d'impédances purement imaginaires (inductances ou capacités, pas d'éléments résistifs pour éviter une perte de puissance supplémentaire par dissipation)
- + Si  $Z_L > Z_C$  (impédance caractéristique de la ligne), on mettra en parallèle l'impédance de charge  $Z_L$  avec l'impédance  $jX_P$ , le tout sera en série avec  $jX_S$ .



- + Si  $Z_L < Z_C$ , on mettra en série l'impédance de charge  $Z_L$  avec l'impédance  $jX_S$ , le tout en parallèle avec  $jX_P$ .



# Adaptation d'impédance

## Adaptation par éléments localisés (quadripôle en « L »)

+ **4 circuits possibles par structure** suivant le choix des composants pour  $jX_S$  et  $JX_P$  (inductance-inductance, inductance-capacité, capacité-inductance et capacité-capacité).

Le choix du type de composant se fait en fonction des valeurs réalisables.

+ L'adaptation de  $Z_L$  est obtenue quand l'impédance globale formée par  $Z_L/jX_S/jX_P$  est égale à  $Z_C$ .

# Introduction aux paramètres S

# Introduction aux paramètres S

Pourquoi un n<sup>ième</sup> modèle pour caractériser un multipôle ?

Contraintes spécifiques à la RF :

$\lambda \ll$  longueur de câbles

(Où prélever l'information à cause de la rotation de phase?)

BP des appareils  $\ll$  fréquence des signaux à analyser  
(voltmètres ... même si des oscilloscopes sont disponibles mais chers et jusqu'à 20 GHz environ)



Exploiter des ondes de puissances  
Hyp : module constant le long de la ligne  
Seulement la phase évolue



Appareils de mesure :  
Wattmètre, Analyseur de spectre ,  
Analyseurs de réseau vectoriel

# Introduction aux paramètres S

## Définition des ondes de puissance

Définition d'un plan de référence

A chaque accès  $k$ :

$$V_k = V_k^+ + V_k^-$$

$$I_k = I_k^+ + I_k^- = \frac{1}{Z_0} (V_k^+ - V_k^-)$$

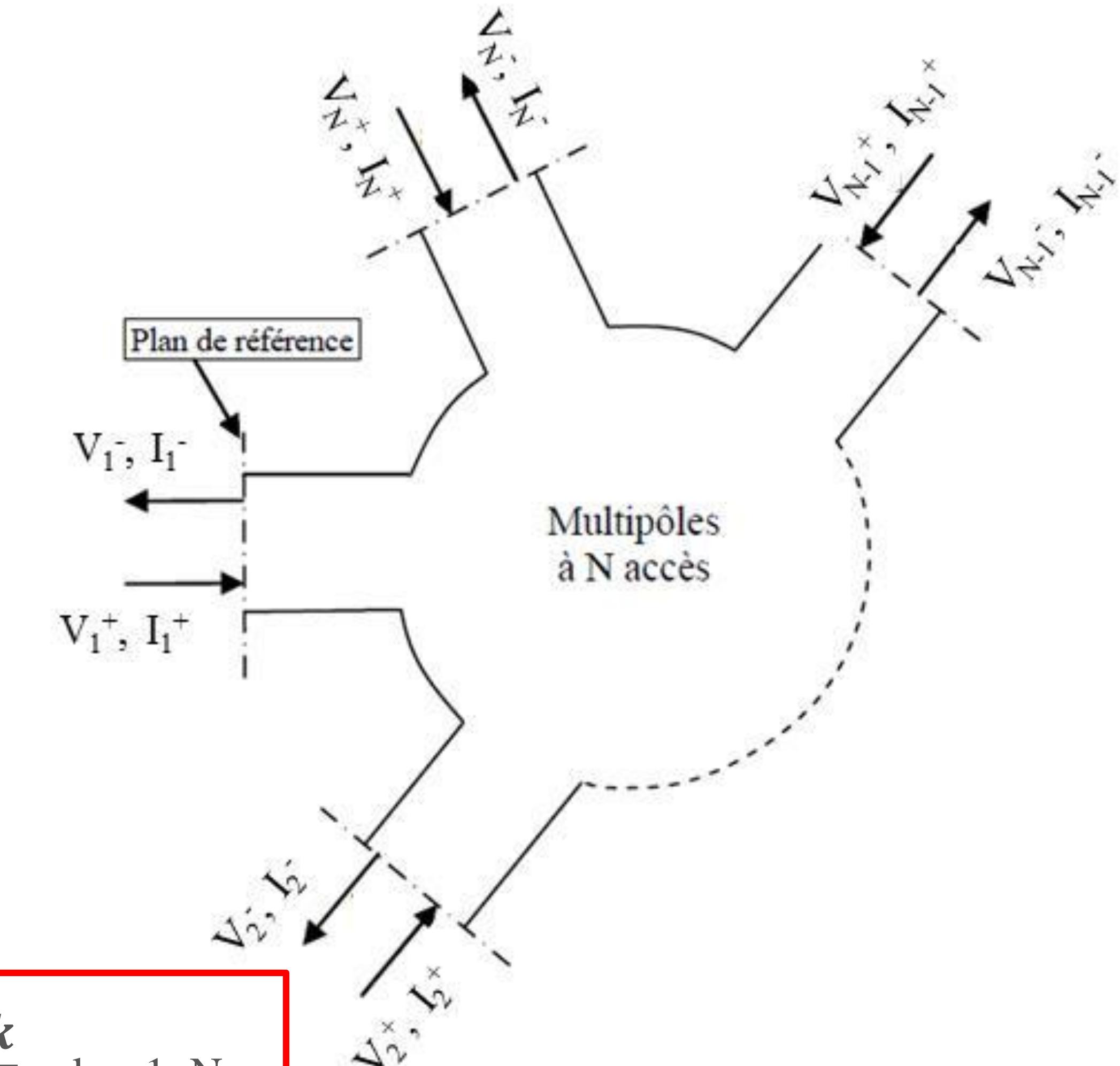
$$P_k^+ = \frac{|V_k^+|^2}{2Z_0}$$

$$P_k^- = \frac{|V_k^-|^2}{2Z_0}$$

Mais perte de la phase

donc

$$a_k = \frac{V_k + Z_0 I_k}{2\sqrt{Z_0}} \quad b_k = \frac{V_k - Z_0 I_k}{2\sqrt{Z_0}} \quad k = 1..N$$



# Introduction aux paramètres S

## Définition des paramètres S (Scattering matrix)

Lier le vecteur ondes entrantes ( $a$ ) au vecteur ondes sortantes ( $b$ ) :

$$(b) = S (a)$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N-1} \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N-1\ 1} & S_{N-1\ 2} & \cdots & S_{N-1\ N} \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_{N-1} \\ a_N \end{pmatrix}$$

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + \cdots + S_{1N} a_N$$

⋮

$$b_N = S_{N1} a_1 + S_{N2} a_2 + \cdots + S_{NN} a_N$$

# Introduction aux paramètres S

## Définition des paramètres S (Scattering matrix)

Matrice S : Calculer les ondes sortantes  $b_k$ , d'un accès k connaissant les ondes  $a$  à tous les accès du multipôle.

Caractérisation d'un multipôle linéaire en régime harmonique.

Paramètres S sont des nombres complexes.

Paramètres S dépendent généralement de la fréquence.

Paramètres S dépendent du plan de référence choisi et de l'impédance de référence choisie notée  $Z_0$

On choisira  $Z_0 = Z_C = 50 \Omega$  (impédance caractéristique des lignes) en général afin d'uniformiser sur une valeur internationale.

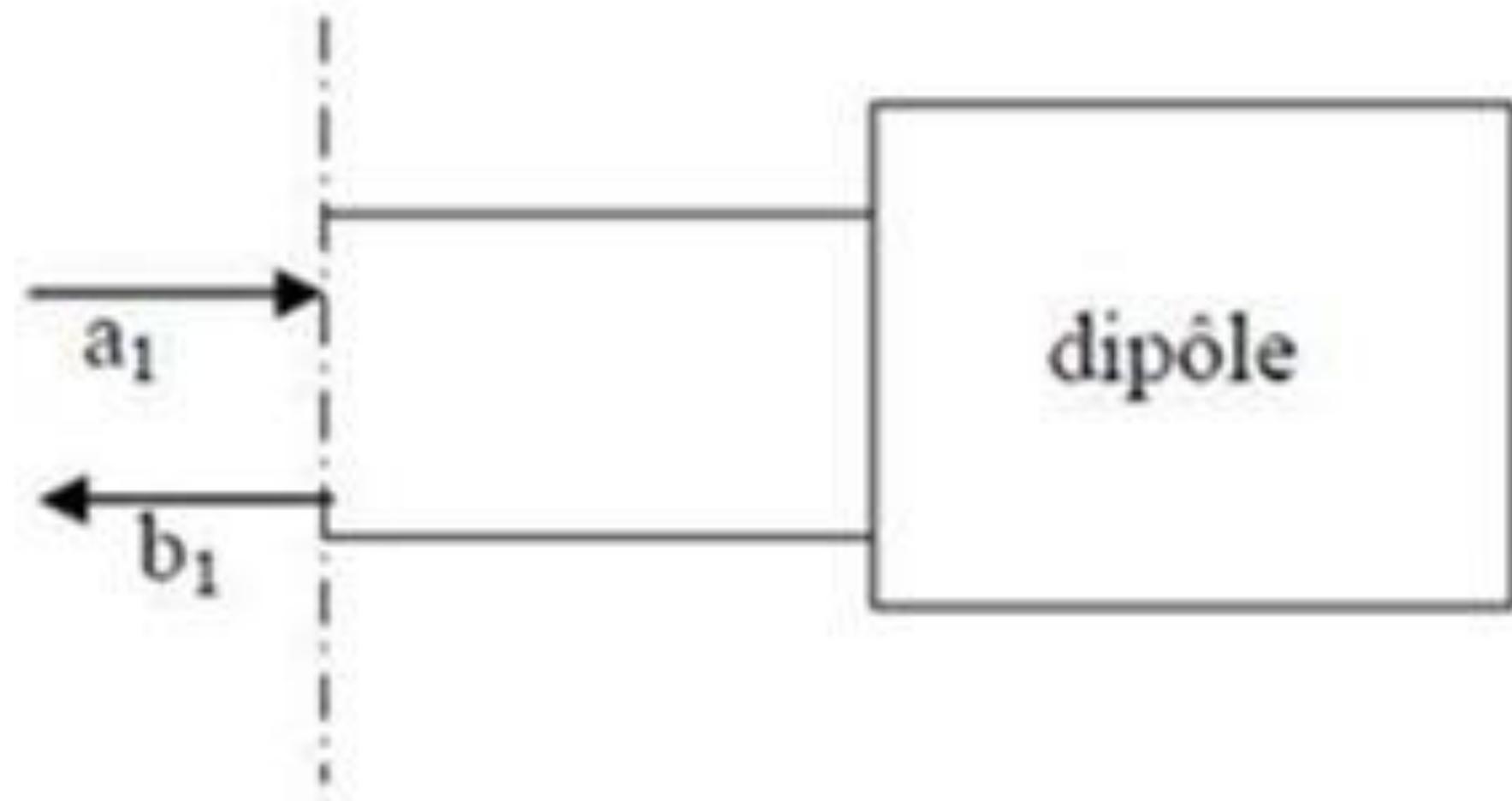
# Introduction aux paramètres S

## Exemples simples

Cas du dipôle (accès unique)

$$b_1 = S_{11} a_1$$

soit  $S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma_1$



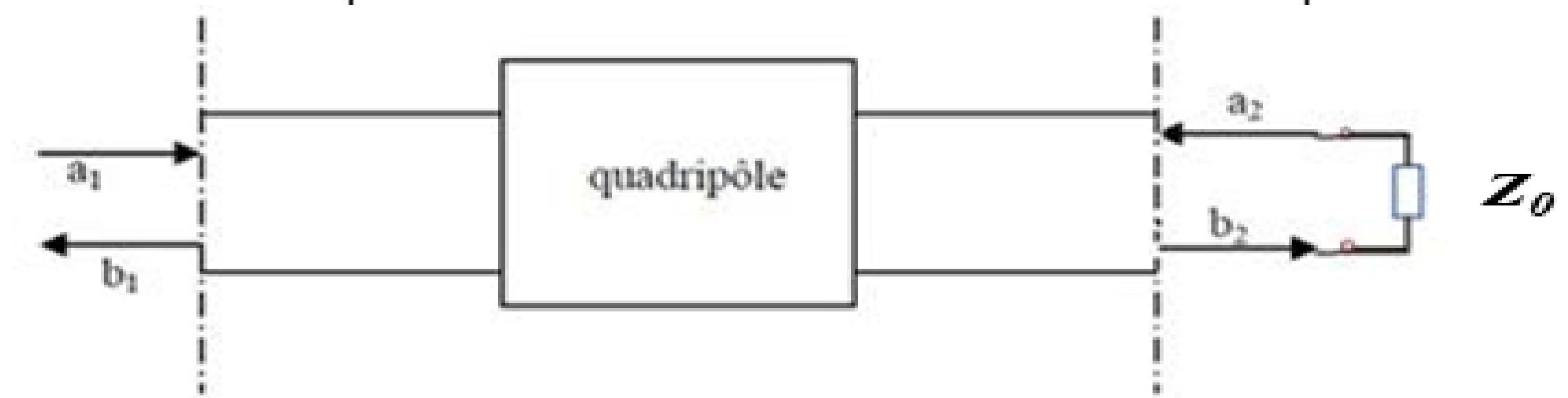
Facteur de réflexion uniquement

# Introduction aux paramètres S

## Exemples simples

Cas du quadripôle (2 accès)

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}$$



Mais ... on mesure un accès en fermant l'autre accès sur l'impédance de normalisation  $Z_0$

$$a_2 = 0$$

car accès 2 fermé sur  $Z_0$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 \\ b_2 = S_{21}a_1 \end{cases}$$



$$\begin{cases} S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_1 \\ S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = Tr_{21} \end{cases}$$

# Introduction aux paramètres S

## Exemples simples

### Cas du quadripôle (2 accès)

On inverse d'accès le port de mesure et la charge  $Z_0$

$$a_1 = 0 \quad \text{car accès 1 fermé sur } Z_0 \quad \begin{cases} b_1 = S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{22} a_2 \end{cases} \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = Tr_{12}$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \Gamma_2$$

$S_{11}$  est donc le facteur de réflexion  $\Gamma_1$  sur l'accès 1 si  $a_2 = 0$

$S_{21}$  est le facteur de transmission direct  $Tr_{21}$

$S_{22}$  est le facteur de réflexion  $\Gamma_2$  sur l'accès 2 si  $a_1 = 0$

$S_{12}$  est le facteur de transmission inverse  $Tr_{12}$  c'est-à-dire de l'accès 2 vers l'accès 1