



LELEC1755

Partie « Lignes de transmission »

CM6

Lignes de transmission

Applications

Matière traitée dans le 6e module LELEC1755

1. Réflectométrie

2. Types de lignes de transmission

3. Applications aux ondes planes

- ⇒ ligne ouverte, générateur adapté
- ⇒ charge résistive, générateur non adapté
- ⇒ charge capacitive, générateur non adapté

La longueur des câbles a augmenté rapidement durant les 50 dernières années pour arriver à un total cumulé de :

| Moyen de transport | Longueur de câble cumulée |
|---------------------------|----------------------------------|
| Automobile | 4 km |
| Avion de combat | 40 km |
| Ferroviaire | 200 km |
| Avion civil | 400 km |
| Transport maritime | 2.500 km |

- **La maintenance est difficile et coûteuse et le nombre de pannes augmente (avec parfois des conséquences dramatiques, notamment en aviation)**

Des analyses ont été faites sur le types de défauts les plus courants (Nasa, 2007)

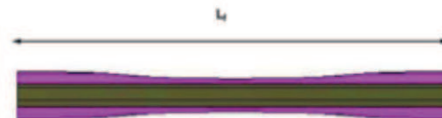
- **Frottement des câbles et harnais (37%)**
- **Courts-circuits (incluant les arcs) (18%)**
- **Coupure des câbles (11%)**
- **Problèmes de connecteurs (9%)**

K R. WHEELER et al. Aging Aircraft Wiring Fault Detection Survey. Rap. tech. NASA Ames Research Center, 2007.

La détection de défauts « non francs » deviennent un enjeu important



(a) Gaine diélectrique endommagée.



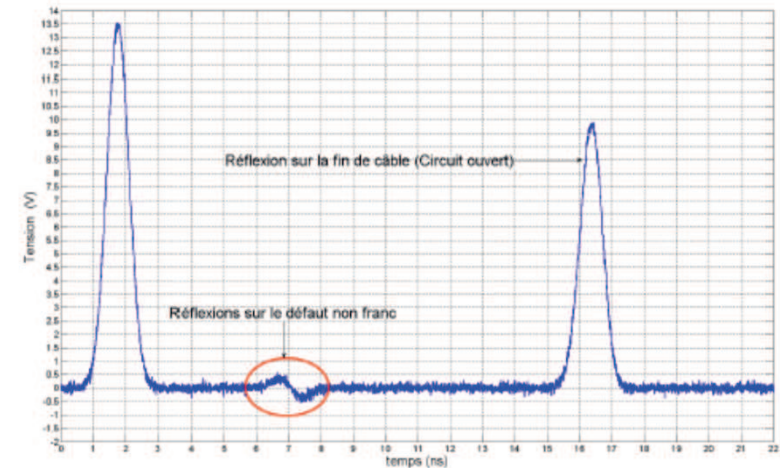
(b) Câble comprimé.

Franchet M., Réflectométrie appliquée à la détection de défauts non francs dans les torons de câbles, PhD Univ Paris Est, 2012

Deux types de réflectométrie

1. Temporelle

- Impulsion
- Echelon
- Gaussienne



Exemple de réponse impulsionnelle à l'entrée d'un câble ouvert, avec un défaut (mesure du signe réfléchi à l'entrée de la ligne)

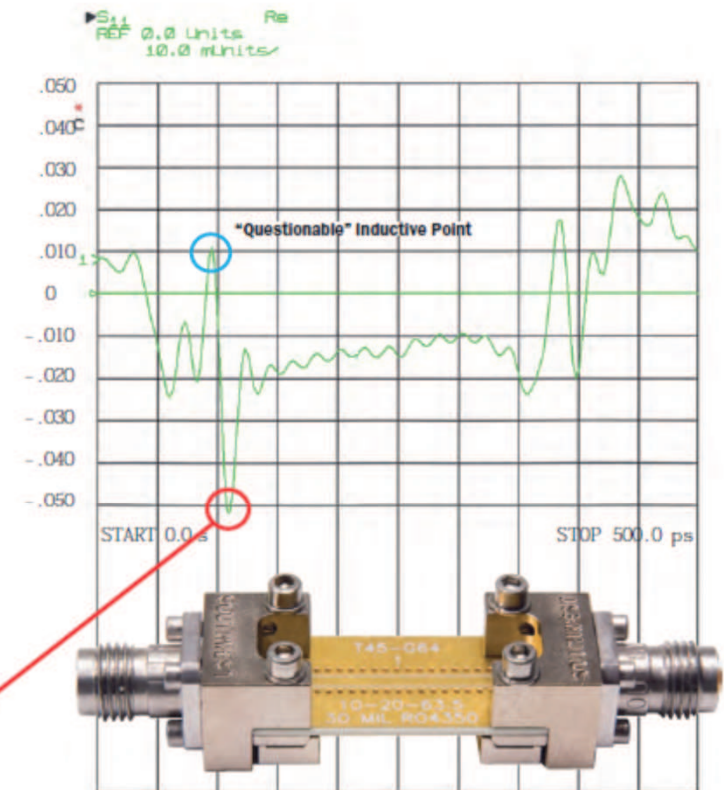
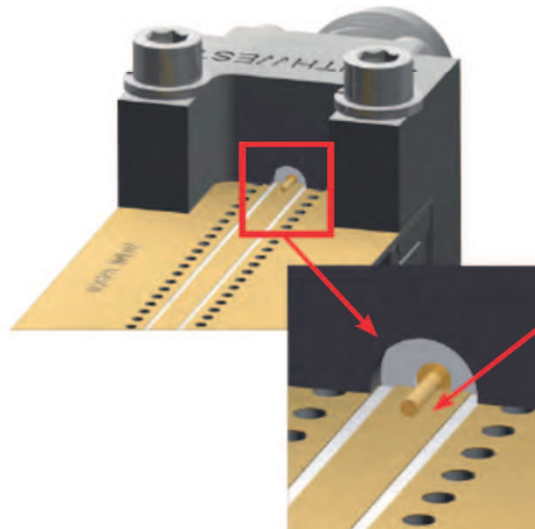
2. Fréquentielle

- Signal modulé en fréquence (voir radar)

Réflectométrie temporelle pour analyser les connecteurs et les transitions

Time Domain (TDR) Test Data

The TDR data is in real units over time/ distance. It shows the discontinuity at the launch and the impedance of the board. The discontinuity of the launch is a capacitive spike circled in red of a little lower than -50 milli-units. The board impedance is the long section in the middle varying from -20 milli-units to -10 milli-units.



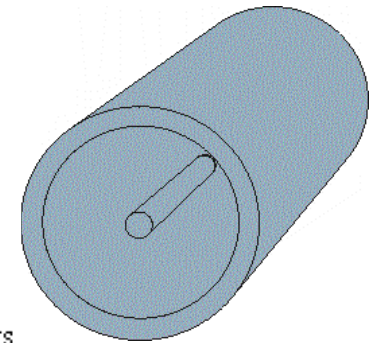
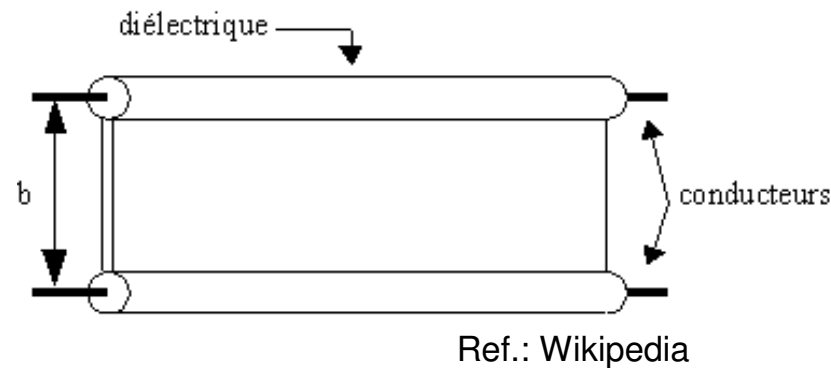
TDR of original coplanar test board.

2. Types de lignes de transmission

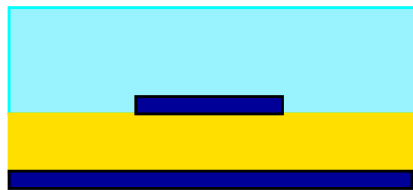
Lignes TEM

Exemples de lignes de transmission TEM

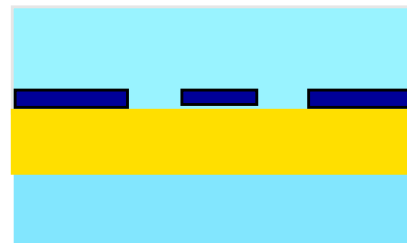
- Câble coaxial
- Ligne bifilaire (twinlead)
- Lignes planaires



Câble coaxial



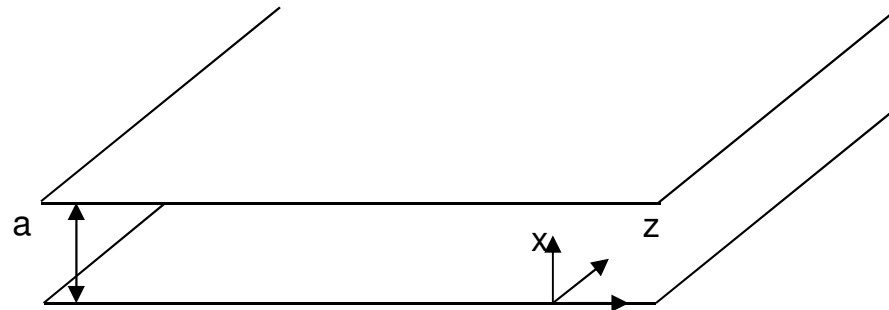
Ligne microruban



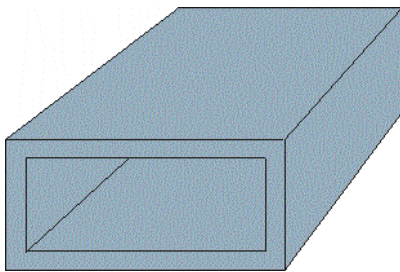
Guide coplanaire

■ métal ■ air ■ substrat planaire

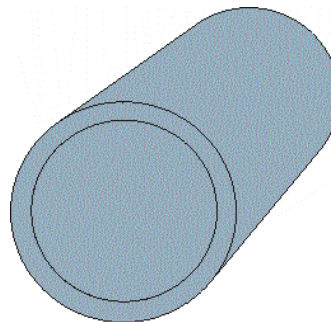
- De manière générale, composé d'un nombre de conducteurs quelconques, avec des diélectriques ou bien un diélectrique seul
- Lignes à plans parallèles



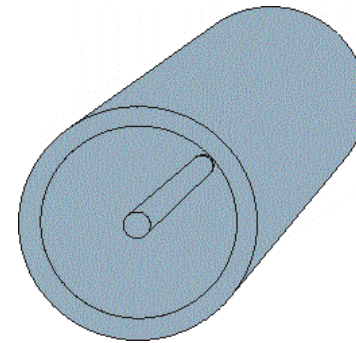
- Guides d'ondes métalliques (non-TEM)



Guide rectangulaire



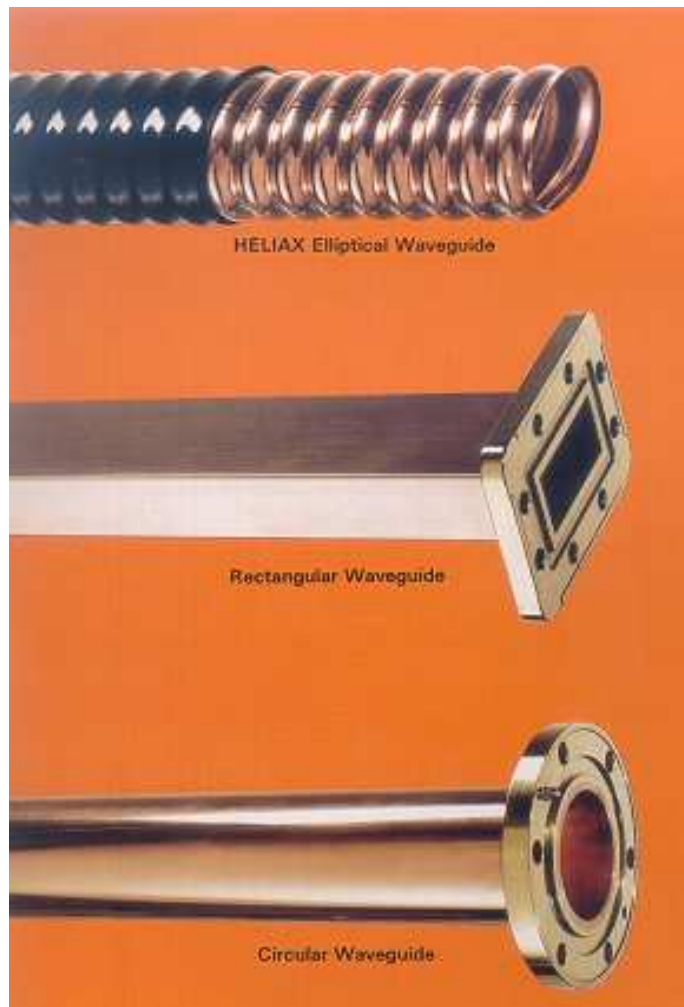
Guide circulaire



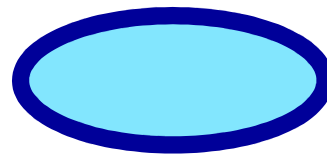
Câble coaxial

2. Types de lignes de transmission

Guides d'ondes



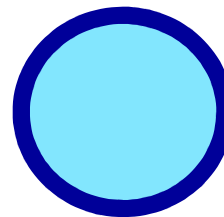
Guide elliptique



Guide rectangulaire



Guide circulaire



2. Types de lignes de transmission

Guides d'ondes

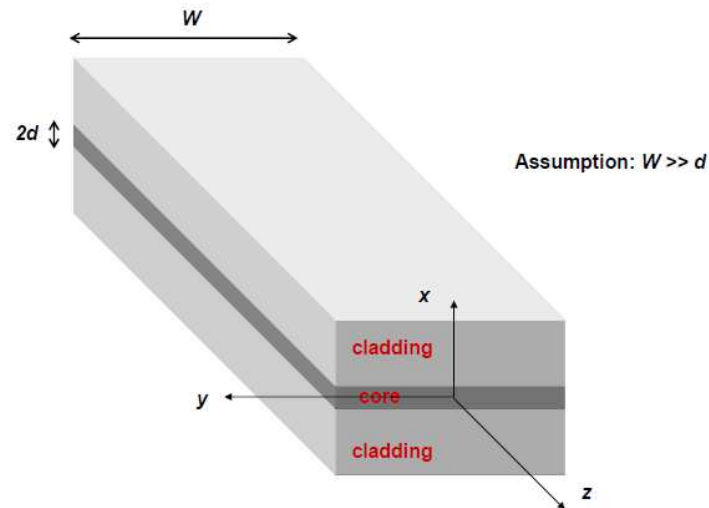
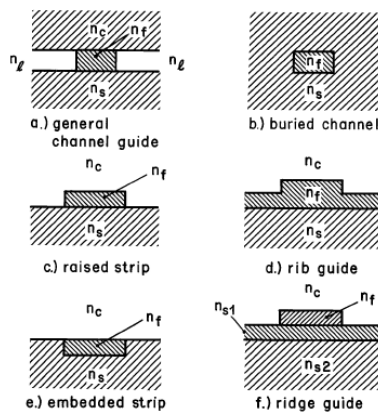


Ref: Sky-Brookers



Utilisation des guides d'ondes métalliques: émetteurs communications satellites

Guides d'ondes diélectriques, constitués de plusieurs couches de diélectriques de propriétés différentes

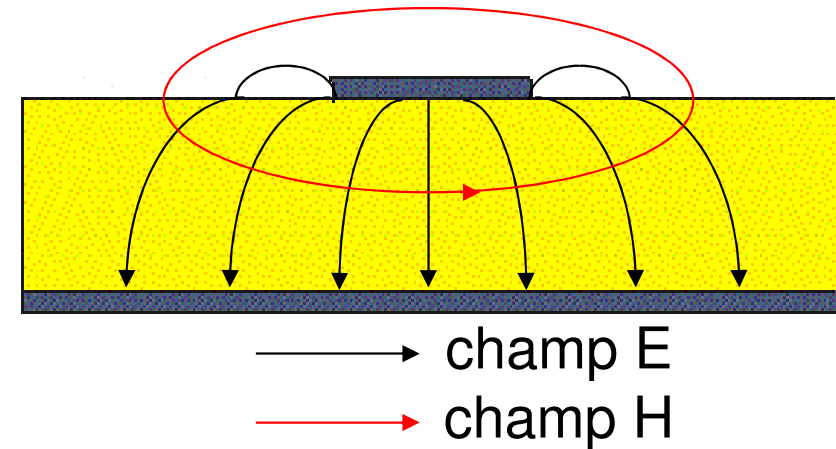
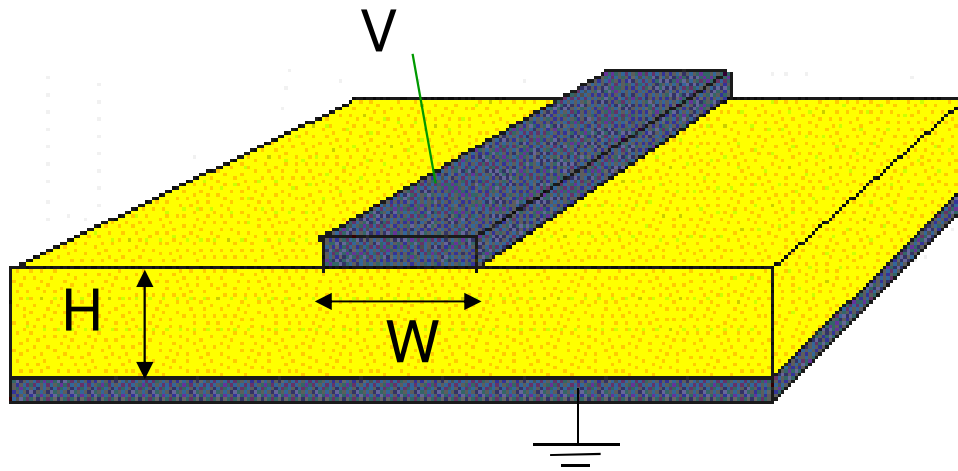


Guides intégrés



2. Types de lignes de transmission

Lignes planaires/microruban

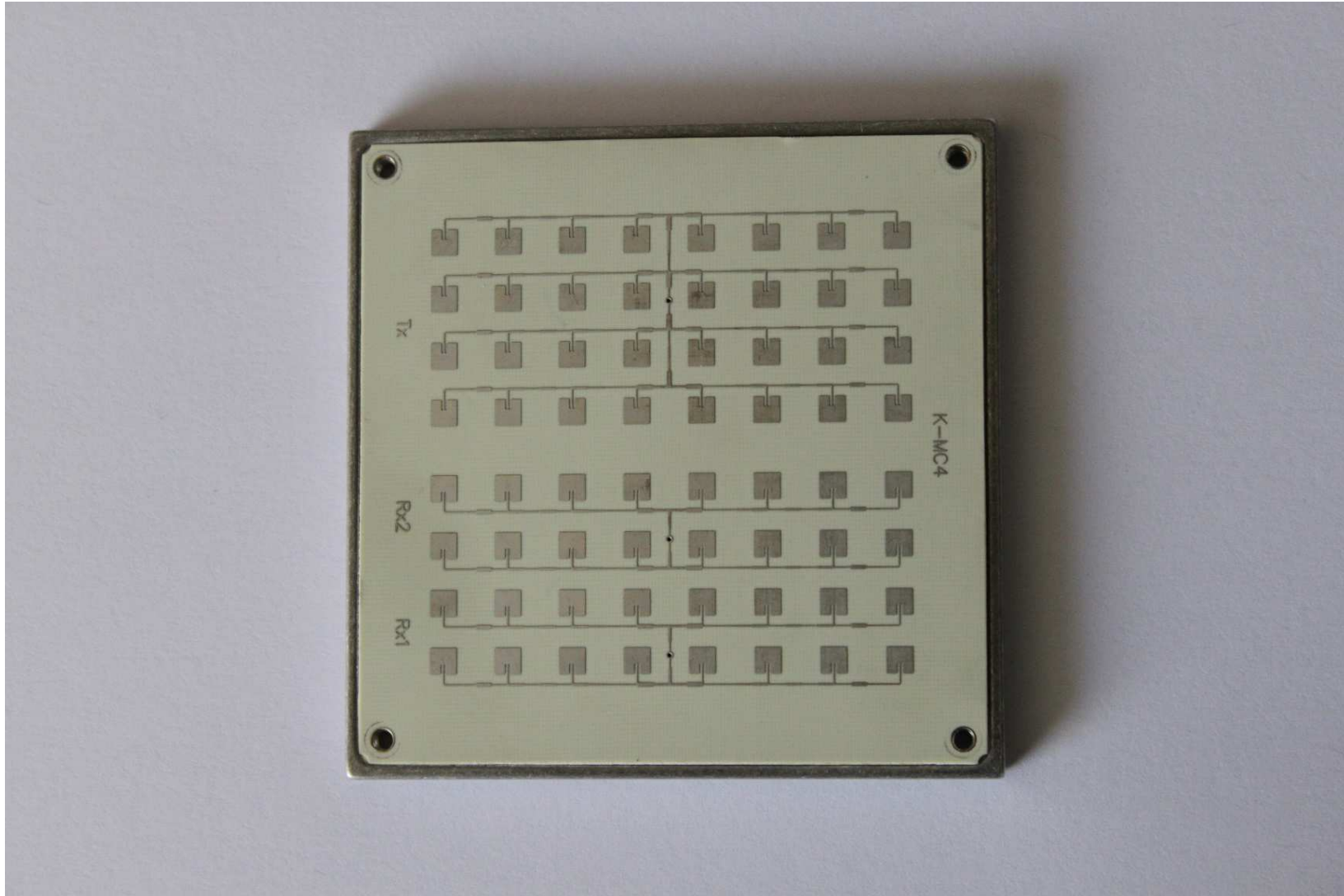


- Le champ électrique est perturbé par l'interface air-diélectrique
- Existence d'un effet de bord: les champs s'étendent de part et d'autre du ruban
- Les champs électrique et magnétique sont orthogonaux dans le plan transverse

2. Types de lignes de transmission

Lignes planaires/microruban

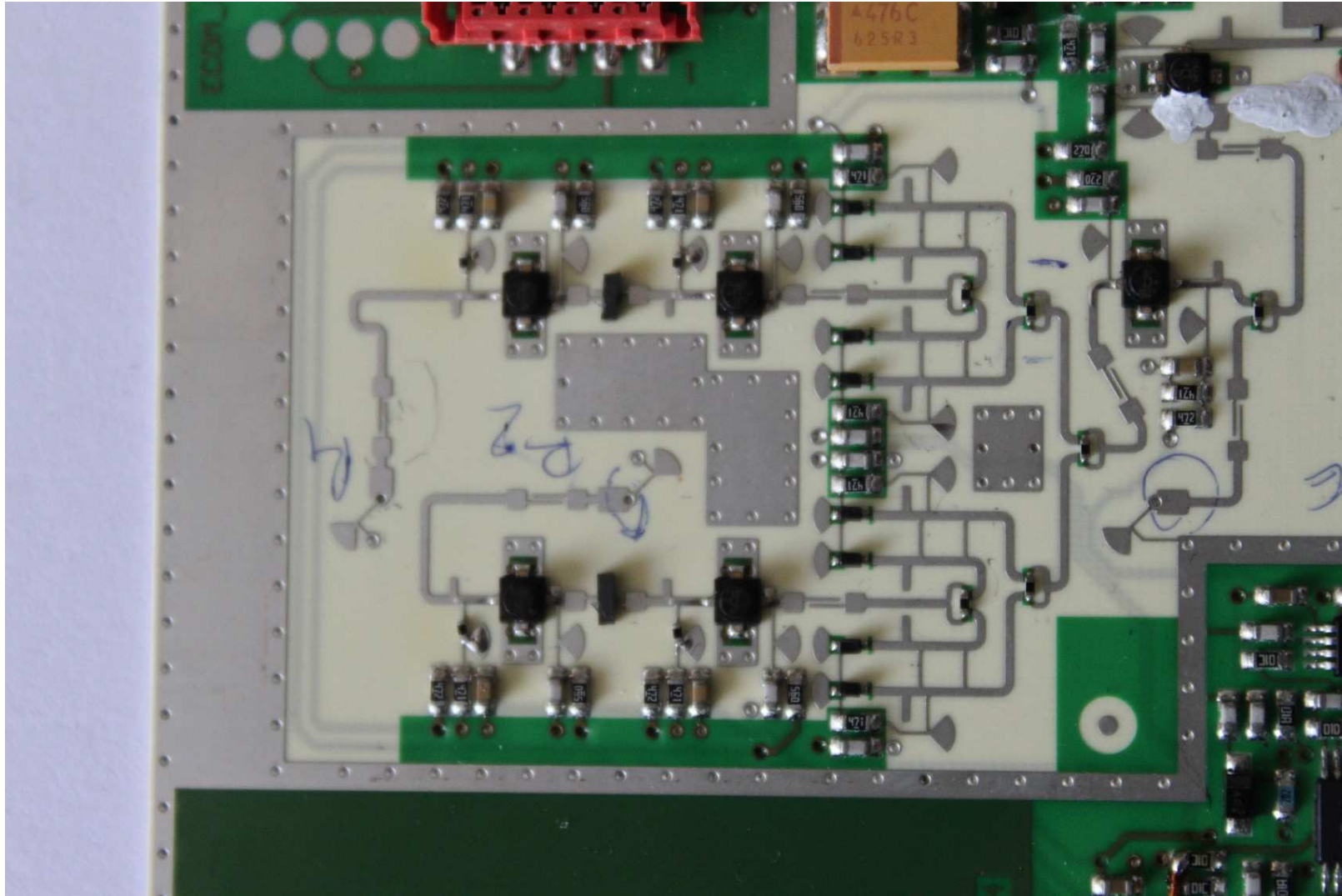
Antennes radar 24 GHz



2. Types de lignes de transmission

Lignes planaires/microruban

Circuit microruban « front end » radar 24 GHz



3. Application aux ondes planes

Réflexion sur un CEP

Incidence normale sur une interface CEP

$$\overline{E}_i = \overline{a}_x E_i e^{-j\beta z}$$

$$\overline{H}_i = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \overline{a}_z \times \overline{E}_i = \overline{a}_y \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_i e^{-j\beta z} \quad Z_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} = \frac{1}{Y_1}$$

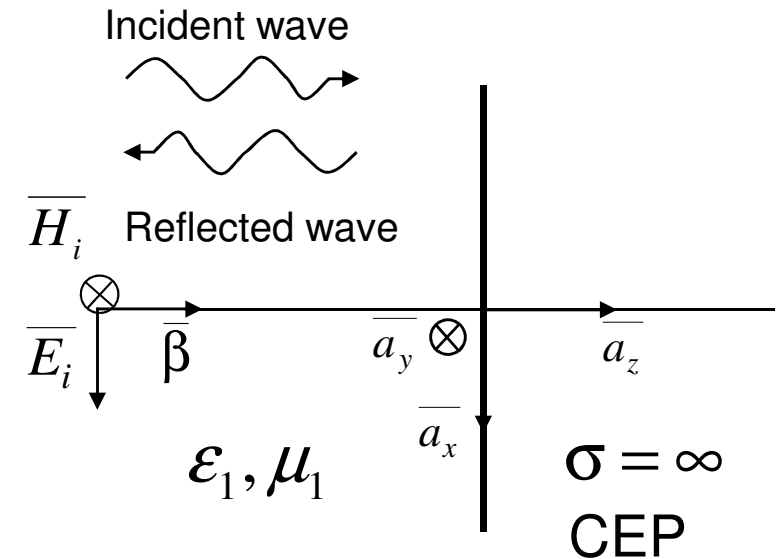
$$\overline{E}_r = -\overline{a}_x E_i e^{j\beta z}$$

$$\overline{H}_r = \overline{a}_y \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_i e^{j\beta z}$$

$$\overline{E} = \overline{E}_r + \overline{E}_i = -\overline{a}_x E_i e^{j\beta z} + \overline{a}_x E_i e^{-j\beta z} = -2j\overline{a}_x E_i \sin(\beta z)$$

$$\overline{H} = \overline{H}_r + \overline{H}_i = 2\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \overline{a}_y E_i \cos(\beta z)$$

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = -1$$



Ligne de transmission équivalente

$$Z_1 = \sqrt{\mu_1/\epsilon_1} ; \beta_1$$

3. Application aux ondes planes

Réflexion sur un CEP

Incidence oblique sur un CEP

1. E perpendiculaire au plan d'incidence \rightarrow TE

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \qquad \overline{r} = y \overline{a}_y + z \overline{a}_z$$

$$\overline{\beta}_i = (\overline{a}_y \sin \vartheta_i + \overline{a}_z \cos \vartheta_i) \beta \quad \overline{\beta}_r = (\overline{a}_y \sin \vartheta_r - \overline{a}_z \cos \vartheta_r) \beta$$

$$\overline{E}_i = \overline{a}_x E_i e^{-j\bar{\beta}_i \cdot \bar{r}} = \overline{a}_x E_i e^{-j\beta_y \sin \vartheta_i} e^{-j\beta_z \cos \vartheta_i}$$

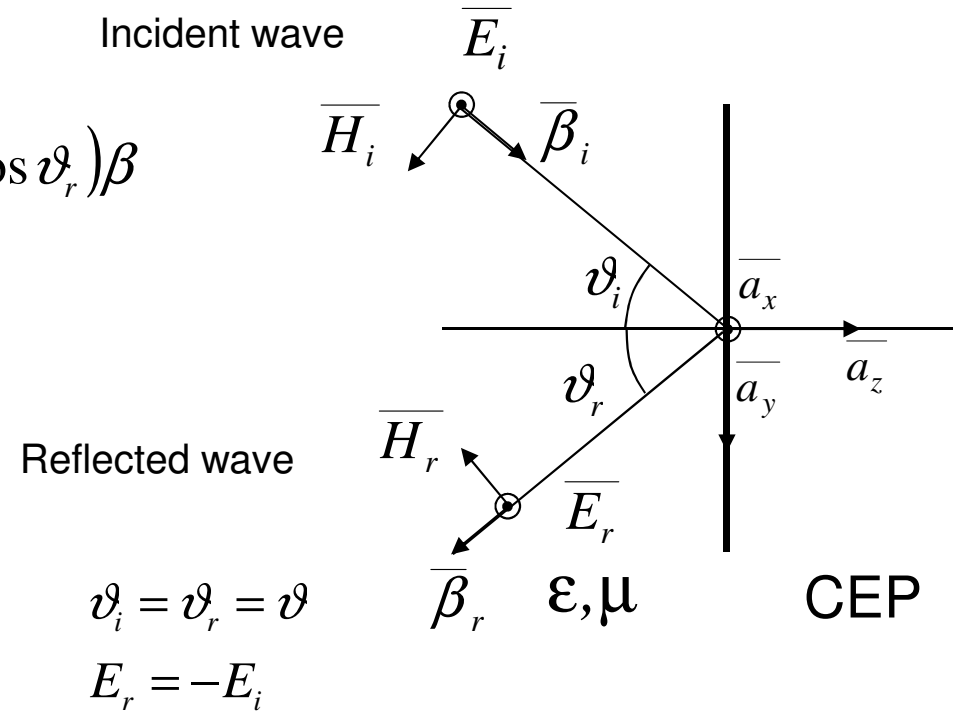
$$\overline{E_r} = \overline{a_x} E_r e^{-j\bar{\beta}_r \cdot \bar{r}} = \overline{a_x} E_r e^{-j\beta_y \sin \vartheta_r} e^{+j\beta_z \cos \vartheta_r}$$

$$\overline{H}_i = YE_i (\overline{a}_y \cos \vartheta_i - \overline{a}_z \sin \vartheta_i) e^{-j\overline{\beta}_i \cdot \overline{r}}$$

$$\overline{H}_r = YE_r \left(-\overline{a}_y \cos \vartheta_r - \overline{a}_z \sin \vartheta_r \right) e^{-j\overline{\beta}_r \cdot \overline{r}}$$

$$\begin{aligned}\overline{E} &= \overline{E_i} + \overline{E_r} \\ &= -\overline{a_x} 2jE_i e^{-j\beta y \sin \vartheta} \sin(\beta z \cos \vartheta)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\overline{H} &= \overline{H_i} + \overline{H_r} \\ &= [-\overline{a_y} \cos \vartheta \cos(\beta_z \cos \vartheta) + \overline{a_z} j \sin \vartheta \sin(\beta_z \cos \vartheta)] 2Y E_i e^{-j\beta_y \sin \vartheta}\end{aligned}$$



$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{1}{Y}$$

Incidence oblique sur un CEP

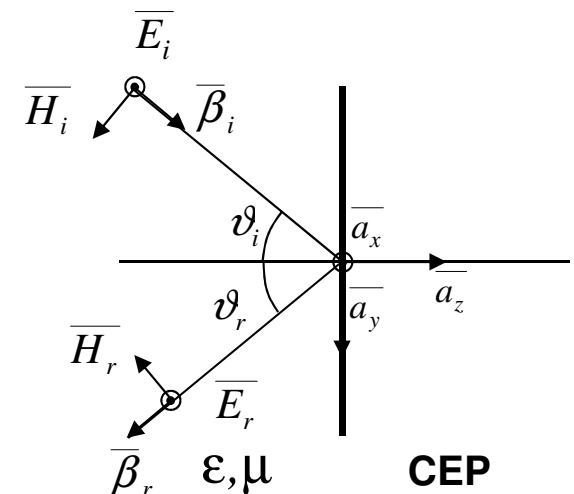
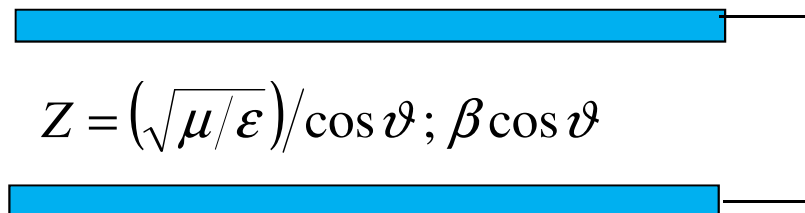
1. E perpendiculaire au plan d'incidence → TE

- Le champ total s'annule en $z = 0$ et en

$$\beta z_m \cos \vartheta = -m\pi$$

$$z_m = -m\lambda_z/2$$

- λ_z = longueur d'onde apparente selon z
- Champs E_x et H_y
 - déphasés de π
 - onde stationnaire selon z
 - onde progressive selon y
- onde plane non uniforme → onde TE
- Ligne de transmission équivalente selon z



3. Application aux ondes planes

Réflexion sur un CEP

Incidence oblique sur un CEP

2. E parallèle au plan d'incidence → TE

$$\vartheta_i = \vartheta_r = \vartheta$$

$$E_r = E_i$$

$$\overline{H} = -\overline{a}_x 2Y E_i \cos(\beta z \cos \vartheta) e^{-j\beta y \sin \vartheta}$$

$$\overline{E} = -\left[\overline{a}_y 2j \cos \vartheta \sin(\beta z \cos \vartheta) + \overline{a}_z 2 \sin \vartheta \cos(\beta z \cos \vartheta) \right] E_i e^{-j\beta z \sin \vartheta}$$

– Le champ tangentiel s'annule en

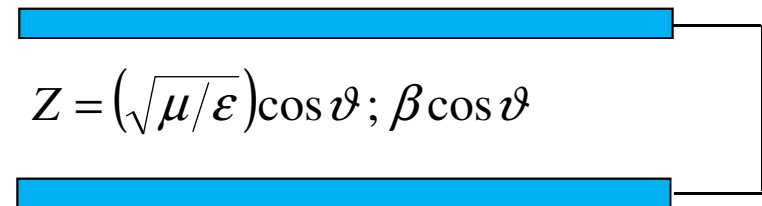
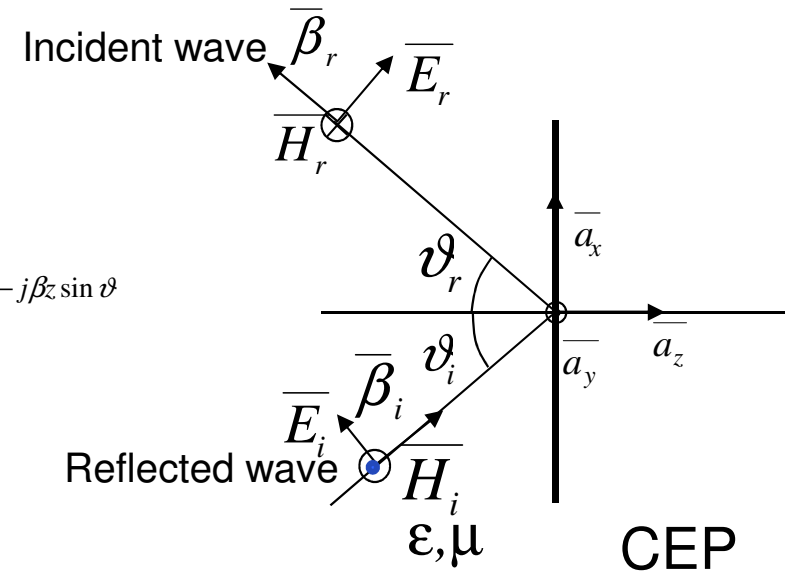
$$z = 0$$

$$z_m \beta \cos \vartheta = -m\pi$$

$$z_m = -m\pi / \beta \cos \vartheta$$

→ onde plane non uniforme → onde TM

– Ligne de transmission équivalente selon z



3. Application aux ondes planes

Réflexion sur un bon conducteur

Incidence normale sur un bon conducteur (non-parfait)

➤ Champ transmis

$$\overline{E}_t = \overline{a}_x E_t e^{-\gamma z}$$

$$\overline{H}_t = -\left(\frac{1}{j\omega\mu}\right) \nabla \times \overline{E}_t = \frac{\gamma}{j\omega\mu} \overline{a}_y E_t e^{-\gamma z}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad \text{skin depth}$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \alpha_t + j\beta_t = \frac{1+j}{\delta} = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}(1+j)$$

➤ Impédance de métal

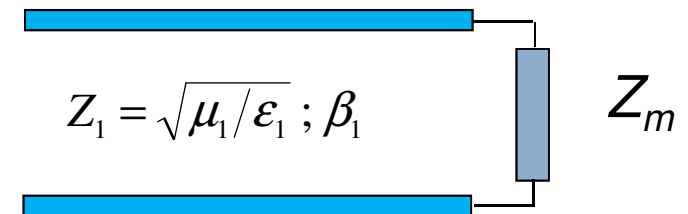
$$Z_m \approx \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}(1+j)$$

car

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma_{eq} + j\omega\epsilon'}} \quad \left(\frac{\sigma_{eq}}{\omega\epsilon'}\right)^2 \gg 1$$

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \quad ; \quad T = \frac{E_t}{E_i}$$

$$\Gamma = \frac{Z_m - Z_1}{Z_m + Z_1} \quad ; \quad T = 1 + \Gamma = \frac{2Z_m}{Z_m + Z_1}$$



3. Application aux ondes planes

Réflexion et transmission sur un diélectrique

Incidence normale

$$\overline{E}_i = \overline{a}_x E_i e^{-j\beta_1 z}$$

$$\overline{H}_i = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\mu_1}} \overline{a}_z \times \overline{E}_i = \overline{a}_y Y_1 E_i e^{-j\beta_1 z}$$

$$\overline{E}_r = \overline{a}_x E_r e^{j\beta_1 z}$$

$$\overline{E}_t = \overline{a}_x E_t e^{-j\beta_2 z}$$

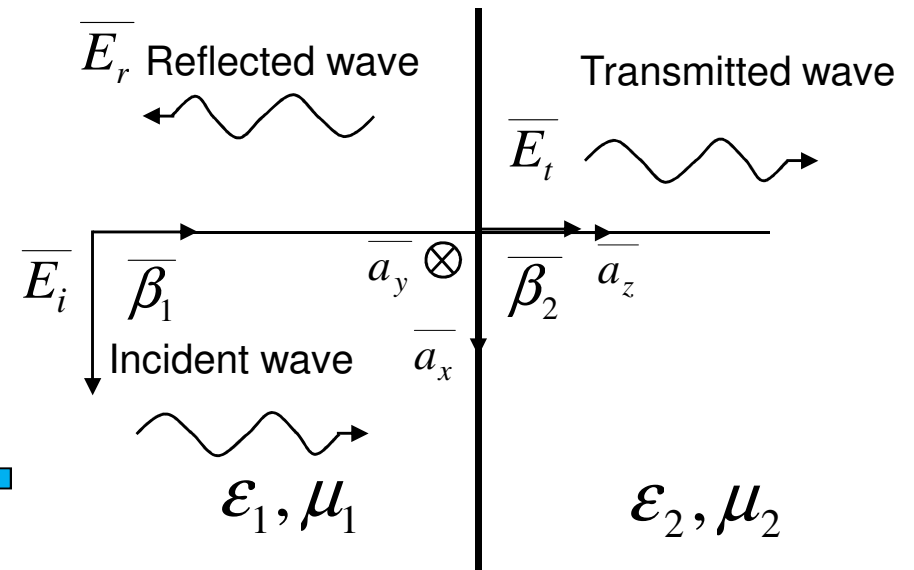
$$\overline{H}_r = -\overline{a}_y Y_1 E_r e^{j\beta_1 z}$$

$$\overline{H}_t = Y_2 \overline{a}_y E_t e^{-j\beta_2 z}$$

$$\Gamma = E_r / E_i = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

$$T = E_t / E_i = 1 + \Gamma = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} = \frac{1}{Y_1}; Z_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} = \frac{1}{Y_2}$$



$$Z_1 = \sqrt{\mu_1 / \epsilon_1}; \beta_1 \quad Z_2 = \sqrt{\mu_2 / \epsilon_2}; \beta_2$$

3. Application aux ondes planes

Réflexion et transmission sur un diélectrique

Incidence normale, interfaces multiples

$$\overline{E}_{i1} = \overline{a}_x E_{i1} e^{-j\beta_1 z}; \overline{H}_{i1} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\mu_1}} \overline{a}_z \times \overline{E}_{i1} = \overline{a}_y Y_1 E_{i1} e^{-j\beta_1 z} \quad Z_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} = \frac{1}{Y_1}; Z_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} = \frac{1}{Y_2}; Z_3 = \sqrt{\frac{\mu_3}{\epsilon_3}} = \frac{1}{Y_3}$$

$$\overline{E}_{i2} = \overline{a}_x E_{i2} e^{-j\beta_2 z}; \overline{H}_{i2} = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\mu_2}} \overline{a}_z \times \overline{E}_{i2} = \overline{a}_y Y_2 E_{i2} e^{-j\beta_2 z} \quad \Gamma_{23} = \frac{Z_3 - Z_2}{Z_3 + Z_2}$$

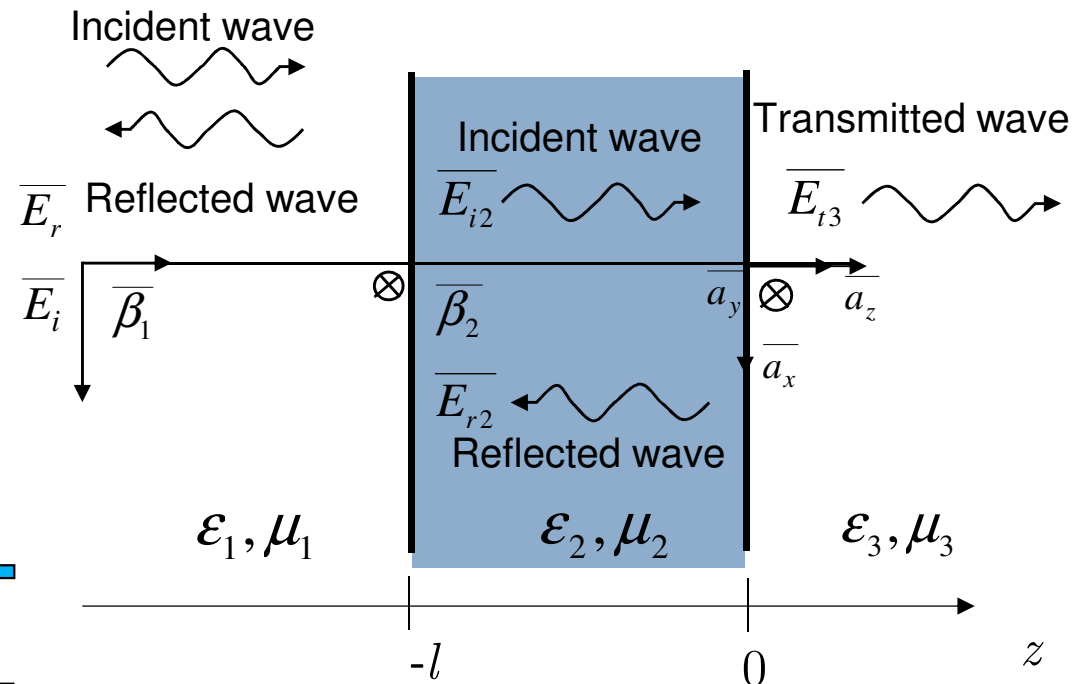
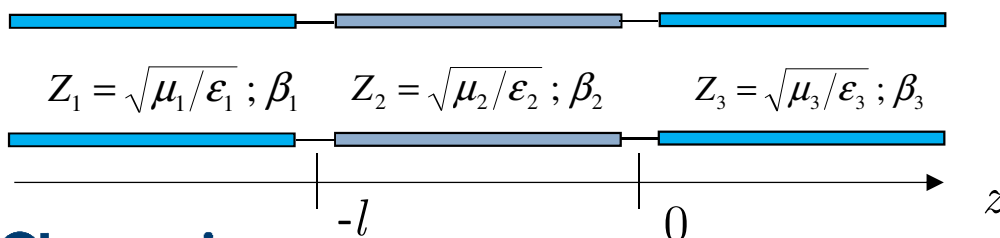
$$\overline{E}_{r2} = \Gamma_{23} \overline{E}_{i2}$$

Dans le milieu 2

$$Z(z) = Z_2 \frac{Z_3 \cos \beta_2 z - j Z_2 \sin \beta_2 z}{Z_2 \cos \beta_2 z - j Z_3 \sin \beta_2 z} = \frac{E_2(z)}{H_2(z)}$$

$$Z_{in}(z) = Z_2 \frac{Z_3 \cos \beta_2 l + j Z_2 \sin \beta_2 l}{Z_2 \cos \beta_2 l + j Z_3 \sin \beta_2 l}$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_1}{Z_{in} + Z_1}; P_r = |\Gamma|^2 P_{in}$$



3. Application aux ondes planes

Réflexion et transmission sur un diélectrique

Incidence oblique: **E** parallèle au plan d'incidence → **TM**

$$\vartheta_i = \vartheta_r = \vartheta_1$$

$$\sin \vartheta_2 = (v_2/v_1) \sin \vartheta_1 = \sqrt{\epsilon_1 \mu_1 / \epsilon_2 \mu_2} \sin \vartheta_1$$

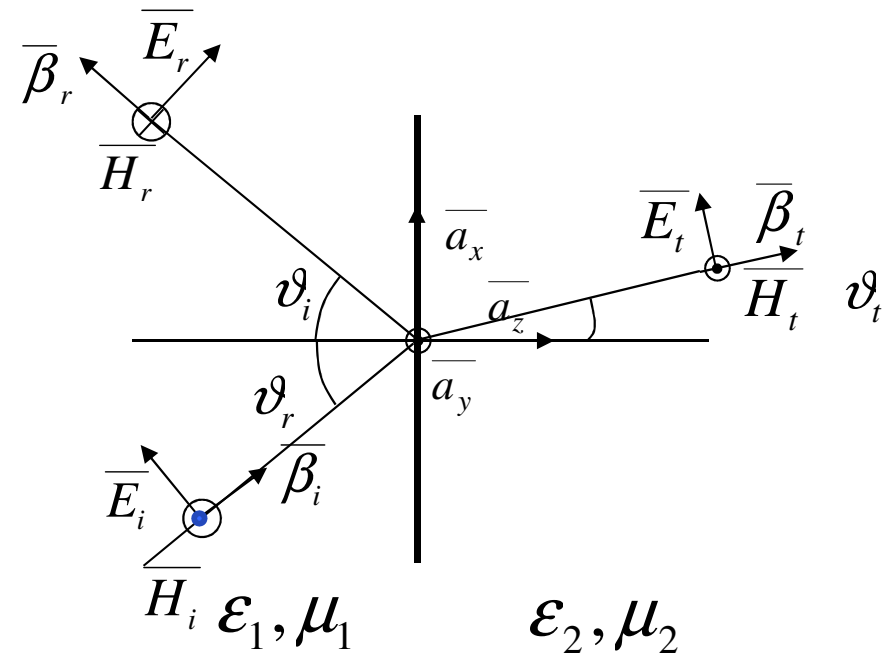
$$H_i + H_r = H_t$$

$$E_{yi} + E_{yr} = E_{yt}$$

$$(E_{yi} - E_{yr}) / \cos \vartheta_1 Z_1 = E_{yt} / \cos \vartheta_2 Z_2$$

$$\Gamma_B = \frac{E_{yr}}{E_{yi}} = \frac{Z_2 \cos \vartheta_2 - Z_1 \cos \vartheta_1}{Z_2 \cos \vartheta_2 + Z_1 \cos \vartheta_1}$$

$$T_B = \frac{E_{yt}}{E_{yi}} = \frac{2Z_2 \cos \vartheta_2}{Z_2 \cos \vartheta_2 + Z_1 \cos \vartheta_1}$$



Reflected wave

$$Z_1 \cos \vartheta_1 ; \beta_1 \cos \vartheta_1$$

$$Z_2 \cos \vartheta_2 ; \beta_2 \cos \vartheta_2$$

3. Application aux ondes planes

Réflexion et transmission sur un diélectrique

Incidence oblique – bilan de puissance

➤ Vecteur de Poynting selon z

$$E_i H_{yi}^* / 2 = |E_i|^2 / (2Z_1 / \cos \vartheta_1)$$

$$-E_r H_{yr}^* / 2 = -|E_r|^2 / (2Z_1 / \cos \vartheta_1)$$

$$E_t H_{yt}^* / 2 = |E_t|^2 / (2Z_2 / \cos \vartheta_2)$$

E // interface

$$-E_i H_i^* / 2 = |E_{yi}|^2 / (2Z_1 \cos \vartheta_1)$$

$$E_{yr} H_r^* / 2 = -|E_{yr}|^2 / (2Z_1 \cos \vartheta_1)$$

$$-E_{yt} H_t^* / 2 = |E_{yt}|^2 / (2Z_2 \cos \vartheta_2)$$

**E \perp interface (dans
le plan d'incidence)**

Incidence oblique – bilan de puissance

$$\mathbf{E} // \text{interface} \quad |E_i|^2 - |E_r|^2 = \frac{Z_1 / \cos \vartheta_1}{Z_2 / \cos \vartheta_2} |E_t|^2$$

$$1 - |\Gamma_A|^2 = \frac{Z_1 / \cos \vartheta_1}{Z_2 / \cos \vartheta_2} |T_A|^2$$

$$\mathbf{E} \perp \text{interface} \quad |E_{yi}|^2 - |E_{yr}|^2 = \frac{Z_1 \cos \vartheta_1}{Z_2 \cos \vartheta_2} |E_{yt}|^2$$

$$1 - |\Gamma_B|^2 = \frac{Z_1 \cos \vartheta_1}{Z_2 \cos \vartheta_2} |T_B|^2$$

Puissance réfléchiée nulle = transmission totale

→ angle de Brewster

E_i perpendiculaire au plan d'incidence, TE

$$\Gamma_A = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_2 / \cos \vartheta_2 - Z_1 / \cos \vartheta_1}{Z_2 / \cos \vartheta_2 + Z_1 / \cos \vartheta_1}$$

$$\Gamma_A = 0 \quad \text{if} \quad Z_2 / \cos \vartheta_2 = Z_1 / \cos \vartheta_1$$

$$\sin^2 \vartheta_1 = \frac{\mu_1 \varepsilon_2 / \mu_2 \varepsilon_1 - 1}{(\mu_1 / \mu_2)^2 - 1}$$

avec $\sin \vartheta_2 = \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \mu_1}{\varepsilon_2 \mu_2}} \sin \vartheta_1$

E_i parallèle au plan d'incidence, TM

$$\Gamma_B = \frac{E_{yr}}{E_{yi}} = \frac{Z_2 \cos \vartheta_2 - Z_1 \cos \vartheta_1}{Z_2 \cos \vartheta_2 + Z_1 \cos \vartheta_1}$$

$$\Gamma_B = 0 \quad \text{if} \quad Z_2 \cos \vartheta_2 = Z_1 \cos \vartheta_1$$

$$\sin^2 \vartheta_1 = \frac{\mu_2 \varepsilon_1 / \mu_1 \varepsilon_2 - 1}{(\varepsilon_1 / \varepsilon_2)^2 - 1}$$

Matériau diélectrique parfait

E // interface → pas de transmission totale

E ⊥ interface $\sin \vartheta_1 = (\varepsilon_1 / \varepsilon_2 + 1)^{-1/2}$

Pure magnetic material

E ⊥ interface → pas de transmission totale

E // interface $\sin \vartheta_1 = (\mu_1 / \mu_2 + 1)^{-1/2}$

Réflexion totale (transmission nulle)

➤ Angle de transmission

$$\sin \vartheta_2 = \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1 / \varepsilon_2 \mu_2} \sin \vartheta_1 = n_1 / n_2 \sin \vartheta_1$$

... complexe si $n_1 > n_2$

$$\vartheta_{1c} = \arcsin(n_2 / n_1) = \arcsin(v_2 / v_1)$$

→ Réflexion totale pour tous les angles supérieurs à l'angle critique

- Il existe un champ dans le milieu 2 mais aucune propagation selon z
- Onde non-uniforme: propagation (β) selon y mais atténuation (α) selon z