

GELE5223 Chapitre 2 : Guides d'onde

Gabriel Cormier, Ph.D., ing.

Université de Moncton

Automne 2010

Contenu

Contenu

- Révision des concepts de base : guides d'onde
- Plaques parallèles
- Guide rectangulaire
- Câble coaxial
- Ligne à ruban
- Ligne microruban
- Ligne coplanaire

Guides d'onde

- Structure pour guider des ondes électromagnétiques
- Comment calculer les paramètres du guide ?
 - Impédance
 - Atténuation
 - Fréquence de coupure
- Calculs basés sur les équations des champs.

Guides d'onde

Deux types principaux :

- 1 conducteur
 - Guide rectangulaire
 - Guide circulaire
- 2 conducteurs
 - Ligne coaxiale
 - Plaques parallèles
 - Microruban
 - Coplanaire

Solution générale

- Il existe plusieurs solutions aux équations de Maxwell pour les guides d'onde.
- Chaque solution représente un *mode* de propagation.
- La propagation se fait selon 4 types :
 - TEM : $E_z = 0, H_z = 0$
 - TE : $E_z = 0$
 - TM : $H_z = 0$
 - Hybride : E et H en toutes directions

Modes de propagation

Pourquoi est-il important connaître les modes qui se propagent ?

- S'il y a plus d'un mode, l'information est distribuée entre les ondes de différente fréquence. Il y a dispersion, et possibilité de perte d'information.
- Les modes supérieures peuvent contenir de l'énergie que le récepteur ne peut pas capter.

Il est important, autant que possible, d'avoir un seul mode qui se propage dans un guide.

Modes

- TEM : $E_z = 0, H_z = 0$
 - Existe seulement s'il y a 2 conducteurs (ou plus). L'impédance de l'onde ne dépend pas de la fréquence.
- TE : $E_z = 0$
 - Existe dans n'importe quel guide. L'impédance de l'onde dépend de la fréquence.
- TM : $H_z = 0$
 - Existe dans n'importe quel guide. L'impédance de l'onde dépend de la fréquence.

Fréquence de coupure

- Les modes TE et TM ont une fréquence en dessous de laquelle ils ne se propagent pas : une *fréquence de coupure*.
- En fait, ils se propagent sur une très courte distance ; il y a une très grande atténuation.
- La fréquence de coupure dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs (ϵ , μ).

Atténuation

- Chaque guide, à moins d'avoir $\sigma = 0$, possède des pertes, ou atténuation α .
- L'atténuation provient de 2 sources :
 - Conducteur (α_c) : Dépend de la géométrie.
 - Diélectrique (α_d) : Dépend du diélectrique entre les 2 conducteurs. Ne dépend pas de la géométrie.

Atténuation

- L'atténuation totale est $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$
- Pour une onde TEM,

$$\alpha_d = \frac{k \tan \delta}{2} \quad [\text{Np/m}]$$

- Pour une onde TE ou TM,

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \quad [\text{Np/m}]$$

Rappel : $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_r \epsilon_0}$

Nepers

- Les équations sont souvent exprimées en Neper / m.

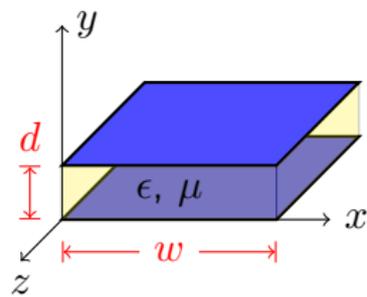
$$1 \text{ Np} = \ln \left(\frac{v_1}{v_2} \right) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{p_1}{p_2} \right)$$

- Pour faire la conversion en dB :

$$1 \text{ Np} = 8.686 \text{ dB}$$

Plaques parallèles

Ce guide est peu utilisé en pratique, mais permet de modéliser des guides plus complexes.



$$\text{TEM} : \begin{cases} Z_0 = \frac{\eta d}{w} \\ v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \end{cases} \quad \text{où } \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Ne dépendent que du milieu.

Pour TE et TM :

$$f_{c_n} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{n}{2d\sqrt{\mu\epsilon}}$$

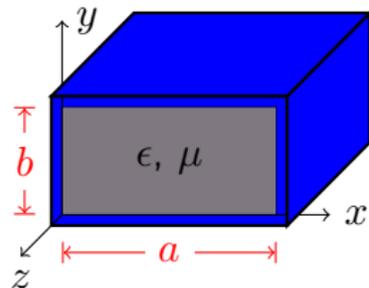
Le tableau 3.1 (p.105, Pozar) contient le sommaire des équations.

Plaques parallèles : Atténuation

TEM	TM _n	TE _n
$\frac{R_s}{\eta d}$	$\frac{2kR_s}{\beta\eta d}$	$\frac{2k_c^2 R_s}{k\beta\eta d}$

Guide rectangulaire

Parmi les premiers utilisés. Peuvent transporter beaucoup de puissance.



$$\text{TE, TM} : f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

TE₀₀ n'existe pas. TE₁₀ est dominant.

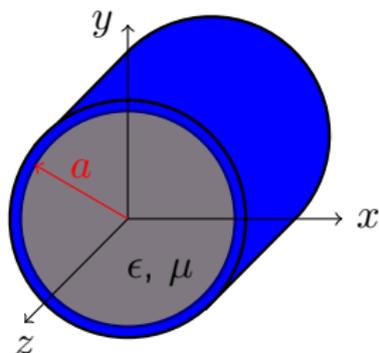
Le tableau 3.2 (p.113, Pozar) contient le sommaire des équations.

Guide rectangulaire : Atténuation

TEM	TM ₁₁	TE ₁₀
–	$\frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2)$	$\frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2)$

Guide circulaire

Peu utilisé en pratique : difficile à assurer la rigidité.



TE :

$$f_{c_{mn}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$

TE₁₁ : 1^{er} mode TE.

TE₁₀ n'existe pas, mais

TE₀₁ existe.

TM :

$$f_{c_{mn}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$

TM₀₁ : 1^{er} mode TM.

TM₁₀ n'existe pas.

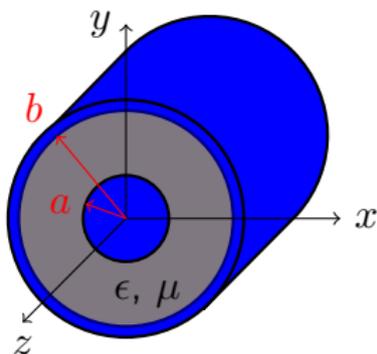
Le tableau 3.5 (p.124, Pozar) contient le sommaire des équations.

Guide circulaire : Atténuation

TEM	TM ₁₁	TE ₁₁
–	$\frac{R_s}{ak\beta\eta}$	$\frac{R_s}{ak\beta\eta} \left(k_c^2 + \frac{k^2}{p_{11}'^2 - 1} \right)$

Ligne coaxiale

Très utilisée en industrie.



TEM est dominant. Le prochain mode est TE_{11} .
Sa fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{ck_c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}$$

La figure 3.16 (p.129, Pozar) donne les valeurs de $k_c a$.

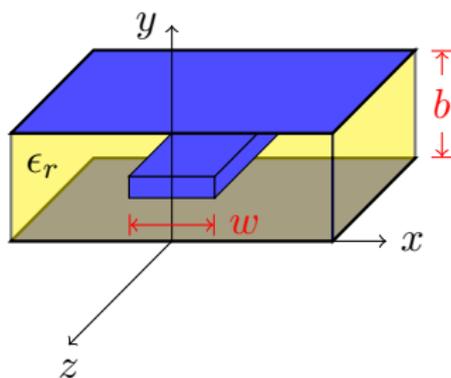
Ligne coaxiale : Atténuation

Pour le mode TEM :

$$\alpha_c = \frac{1}{2} \left[\frac{R_s}{\eta \ln(b/a)} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \right]$$

Ligne à ruban (*stripline*)

Utilisé pour les circuits intégrés. Les équations données sont empiriques.



$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{W_e + 0.441b}$$

et,

$$\frac{W_e}{b} = \frac{w}{b} - \begin{cases} 0 & \text{si } w/b > 0.35 \\ (0.35 - w/b)^2 & \text{si } w/b < 0.35 \end{cases}$$

Le mode de propagation dominant est TEM.

Ligne à ruban : design

Souvent, on connaît l'impédance de ligne voulue, et on cherche les dimensions :

$$\frac{w}{b} = \begin{cases} x & \text{si } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120 \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} & \text{si } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120 \end{cases}$$

où

$$x = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} - 0.441$$

Ligne à ruban : atténuation

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{0.0027R_s\epsilon_r Z_0}{30\pi(b-t)} A & \text{si } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120 \\ \frac{0.16R_s}{Z_0 b} B & \text{si } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120 \end{cases}$$

où

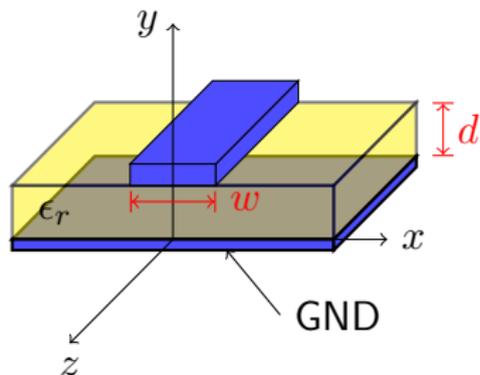
$$A = 1 + \frac{2w}{b-t} + \frac{1}{\pi} \frac{b+t}{b-t} \ln \left(\frac{2b-t}{t} \right)$$

$$B = 1 + \frac{b}{0.5w + 0.7t} \left[0.5 + \frac{0.414t}{w} + \frac{1}{2\pi} \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right]$$

où t est l'épaisseur du conducteur. Si $t = 0$, $\alpha_c = 0$.

Ligne microruban (*microstrip*)

Très utilisée pour les circuits intégrés. Les équations données sont empiriques.



- Une partie des champs sont dans l'air.
- Le mode de propagation est quasi-TEM (hybride);
- La constante diélectrique effective est :

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

Ligne microruban : équations

Constante diélectrique effective :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/w}}$$

L'impédance :

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right) & \text{si } w/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} (w/d + 1.393 + 0.667 \ln(w/d + 1.444))} & \text{si } w/d \geq 1 \end{cases}$$

Ligne microruban : design

Soit Z_0 et ϵ_r connus; on cherche w/d :

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{si } w/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & \text{si } w/d > 2 \end{cases}$$

où

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Ligne microruban : atténuation

Puisque la géométrie n'est pas uniforme, les pertes diélectriques sont :

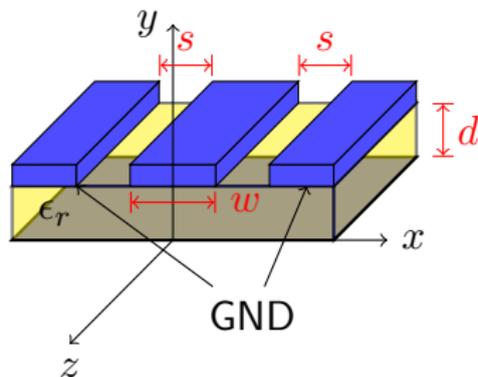
$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)}$$

et les pertes du conducteur sont :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 w}$$

Ligne coplanaire

Très utilisée pour les circuits intégrés. Les équations données sont empiriques.



- Une partie des champs sont dans l'air.
- Le mode de propagation est quasi-TEM (hybride) ;
- La constante diélectrique effective est :

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

Il y a un paramètre de design supplémentaire : la séparation s .

Ligne coplanaire : équations

Les équations sont basées sur une méthode de calcul appelée *conformal mapping*.

$$\epsilon_e = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_2)}{K(k'_2)} \frac{K(k'_1)}{K(k_1)}$$

où

$$k_1 = \frac{w}{w + 2s} \quad k_2 = \frac{\sinh(\pi w/d)}{\sinh(\pi(2s + w)/2d)} \quad k'_i = \sqrt{1 - k_i^2}$$

et

$$K(x) = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1 - x^2 \sin^2(\theta)}} d\theta \quad (\text{Intégrale elliptique complète du } 1^{\text{er}} \text{ degré})$$

Puis,

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K(k'_1)}{K(k_1)}$$

Ligne coplanaire : design

- Les équations de design (trouver s et w en fonction de Z_0 , ϵ_r et d) sont complexes et très longues.
- Un program Matlab est disponible sur le site du cours pour faire le calcul.

Ligne coplanaire : atténuation

Les pertes diélectriques sont :

$$\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda_0} \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r}} q \tan \delta \quad \text{où} \quad q = \frac{1}{2} \frac{K(k_2)}{K(k_2')} \frac{K(k_1')}{K(k_1)}$$

Les pertes du conducteur sont :

$$\alpha_c = \frac{R_c + R_g}{2Z_0}$$

où

$$R_c = \frac{R_s}{4w(1 - k_1^2)K^2(k_1) \left[\pi + \ln\left(\frac{4\pi w}{t}\right) - k_1 \ln\left(\frac{1+k_1}{1-k_1}\right) \right]}$$

$$R_g = \frac{k_1 R_s}{4w(1 - k_1^2)K^2(k_1) \left[\pi + \ln\left(\frac{4\pi(w+2s)}{t}\right) - \frac{1}{k_1} \ln\left(\frac{1+k_1}{1-k_1}\right) \right]}$$

Circuits intégrés

- Les conducteurs plans (microruban, coplanaire) sont les meilleurs types de conducteurs pour réaliser des circuits intégrés.
- Une géométrie plane est excellente pour l'utilisation de techniques de fabrication des circuits intégrés (déposition par vapeur, implantation d'ions, etc).

Connecteurs pratiques

- Comme mentionné plus haut, le câble coaxial est le guide d'onde le plus utilisé en industrie.
- L'impédance typique d'un câble coaxial est 50Ω , bien que des câbles à 75Ω existent.
- Les câbles pour des applications micro-ondes peuvent coûter plusieurs centaines de dollars du mètre.

Connecteurs pratiques

Il existe plusieurs types de câbles coaxiaux pour les applications à hautes fréquences :

- Câble BNC : fréquence max de 1 GHz
- Câble K : fréquence max de 40 GHz
- Câble V : fréquence max de 67 GHz
- Câble W : fréquence max de 110 GHz

Plus la fréquence max est élevée, plus les dimensions des câbles sont petites.

Connecteurs pratiques : exemple

Fréquence (GHz)	Atténuation (dB/m)		
	K	V	W
10	1.6	2.3	3.1
20	2.3	3.6	
30	3.3	4.3	6.2
40	4.7	5.2	
50	—		
60	—	7.2	
110	—	—	13
Source	Anritsu		GORE

Connecteurs pratiques



Connecteurs V



Connecteurs K



Connecteurs W

Conclusion

- On a vu les différents conducteurs principaux.
- Ces conducteurs supportent plus d'un mode de propagation, mais il y a un mode dominant.
 - En général, l'ingénieur opère un guide d'onde que pour 1 seul mode
- Les guides ont aussi une atténuation, qui représente une perte en dB/m.

Problèmes suggérés

Dans le manuel de Pozar :

- 3.4, 3.5, 3.13, 3.19 à 3.21, 3.27

Et aussi les exemples du PDF.