

CHAPITRE 2

LIGNES ET CIRCUITS HYPERFRÉQUENCES

Partie 2 : Principes et moyens de l'adaptation

3	PROBLÈME DE L'ADAPTATION	44
3.1	MOYENS DE CALCUL – ABAQUE DE SMITH	44
3.1.1	Introduction mathématique du diagramme de Smith	44
3.1.2	Lieu de transfert d'une impédance sur le diagramme de Smith	46
3.1.3	Détermination expérimentale d'une impédance de charge	47
3.1.4	Mise en série de deux impédances	47
3.1.5	Cas des admittances	47
3.2	PRINCIPE DES ADAPTATIONS	48
3.2.1	Circuit série	48
3.2.2	Circuit parallèle	48
3.2.3	Adaptation par deux circuits de position fixe	49
3.2.4	Adaptation par trois circuits de position fixe	50
3.3	CIRCUITS UTILISÉS	50
3.3.1	Adaptateurs à court-circuit ou stubs	50
3.3.2	Adaptation par obstacles minces ou iris	51
4	ÉTUDE THÉORIQUE DES OBSTACLES	52
4.1	COURT-CIRCUIT	52
4.2	CHANGEMENT DE DIÉLECTRIQUE	52
4.3	OBSTACLES LOCALISÉS	54
4.4	OBSTACLES RÉPARTIS	54
4.5	EXEMPLES D'APPLICATION	55
5	CIRCUITS D'EXCITATION	55
5.1	COUPLAGE ÉLECTRIQUE	55
5.2	COUPLAGE MAGNÉTIQUE	56
5.3	COUPLAGE PAR TROUS	56
5.4	COUPLAGE PAR TRANSITION	57
6	CIRCUITS DE TERMINAISON	57
6.1	CHARGES ADAPTÉES	57
6.2	ÉLÉMENTS RAYONNANTS	58
7	CIRCUITS D'ADAPTATION	60
7.1	TIGES INDUCTIVES	60
7.2	TIGES CAPACITIVES	60
7.3	SONDES D'ACCORD	60
7.4	ADAPTATEUR À DEUX LAMES QUART D'ONDE	61
8	LES PIÈGES – EMPLOI DANS LES TRANSITIONS	63
8.1	PRINCIPE	63
8.2	BRIDE DE JONCTION	63
8.3	PISTONS DE COURT-CIRCUIT	64
8.4	PIÈGES POUR VIS D'ACCORD	64

3 PROBLÈME DE L'ADAPTATION

Nous avons vu, dans le paragraphe précédent, que la fermeture des lignes sur des charges d'impédance quelconque, provoque un régime d'onde stationnaire qui a pour inconvénients principaux :

- une diminution de la puissance transmissible à la charge,
- la naissance de surtensions et surintensités dans la ligne (ou le guide) de distribution.

Pour remédier à ces inconvénients, il convient donc d'adapter le circuit de réception à la ligne de distribution, ce qui se fait à l'aide d'un circuit d'adaptation.

3.1 MOYENS DE CALCUL – ABAQUE DE SMITH

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

3.1.1 Introduction mathématique du diagramme de Smith

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

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

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

en posant :

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

et :

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

il vient :

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

Le plan de Smith est celui de la variable complexe :

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

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

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

Tous calculs faits, il vient :

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

Pour trouver le point représentatif de la variable Z dans le plan Γ , il suffit de représenter dans le plan Γ , les lieux $r = c^{te}$ et $x = c^{te}$.

a $r = c^{te}$

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

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

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

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

Pour $q = 0$, il vient :

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

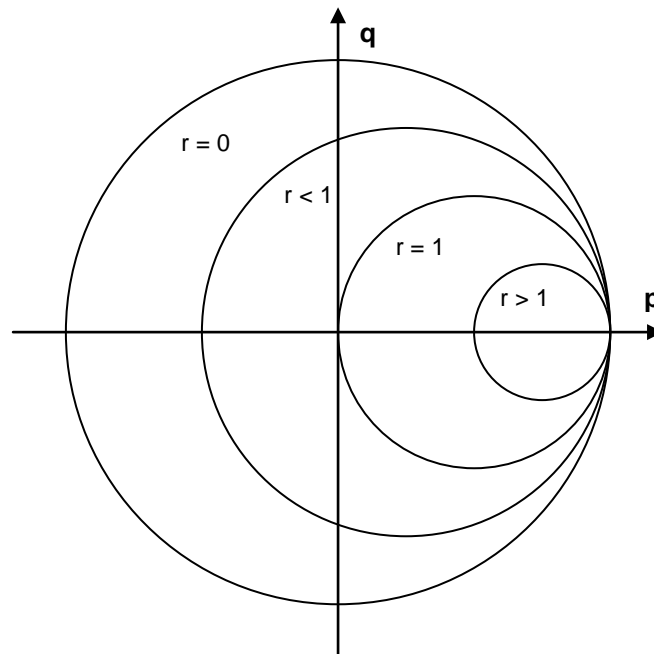
soit :

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

Une des deux solutions est toujours $p = 1$

.Les lieux $r = c^{te}$ sont des circonférences centrées sur l'axe des p et passent par le point :

$$\begin{aligned} p &= 1 ; \\ q &= 0 \end{aligned}$$



b $x = c^{te}$

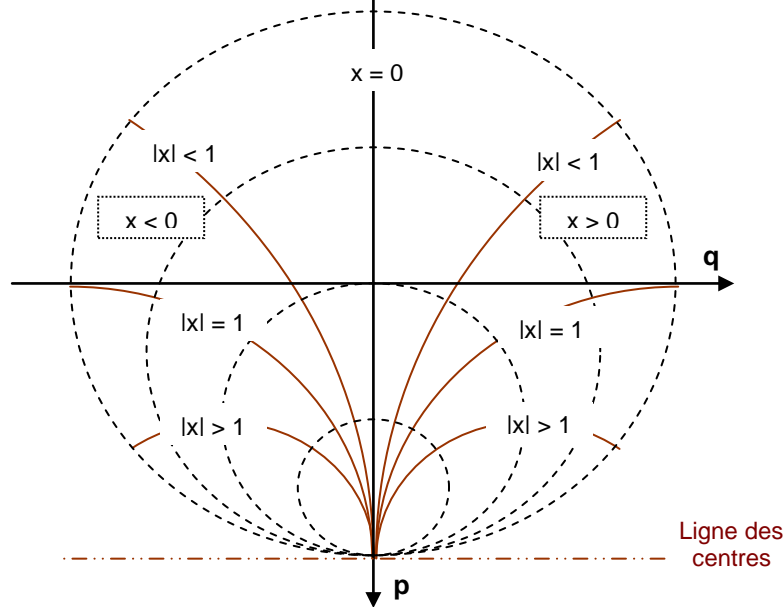
L'équation donnant x peut se mettre sous la forme :

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

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

$$\begin{aligned} p_c &= 1 \\ q_c &= 1/x \end{aligned}$$

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



Le point représentatif d'une valeur quelconque de Z dans le plan Γ , sera l'intersection d'une circonférence $r = c^{te}$ et d'une circonférence $x = c^{te}$.

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

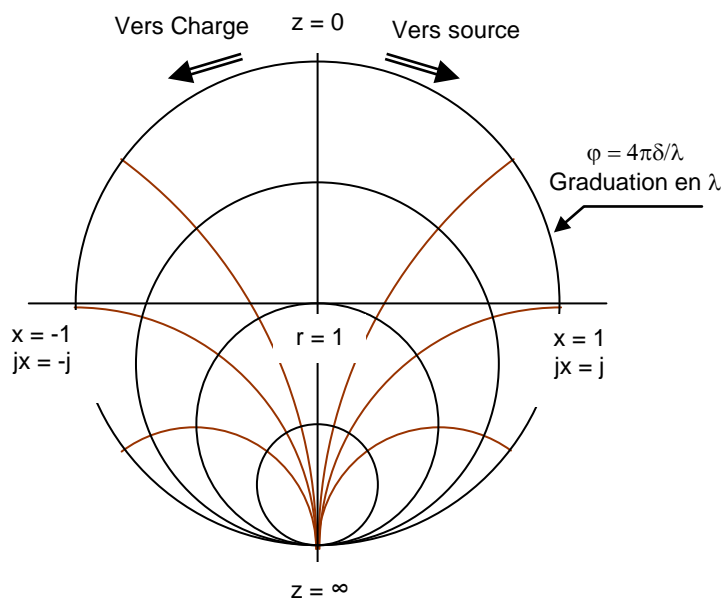
3.1.2 Lieu de transfert d'une impédance sur le diagramme de Smith

Nous nous trouvons dans le plan de la variable Γ et nous savons que :

$$\Gamma = R \cdot e^{-2j\beta\delta} = |R| \cdot e^{-(2j\beta\delta)} \cdot e^{j0}$$

Lorsqu'on se déplace le long d'une ligne de transmission en partant de la charge, **le point représentatif de l'impédance réduite Z se déplace sur une circonférence de rayon $|R|$ et de centre $p = 0$ et $q = 0$.**

Il tourne d'un angle : $\varphi = -2\beta\delta = -4\pi\delta/\lambda$ et parcourt donc la circonférence entière pour un déplacement $\Delta\delta = \lambda/2$ du point de mesure de Z sur la ligne (pour un guide d'onde : $\lambda_g/2$).



Le sens de la rotation est celui des aiguilles d'une montre si on s'éloigne de la charge.

3.1.3 Détermination expérimentale d'une impédance de charge

A l'aide d'une ligne de mesure, on peut repérer la position d'un extremum de tension et mesurer le TOS (S) introduit par la charge. On sait alors que l'impédance Z_i de la ligne en ce point est : $Z_i = Z_c/S$ (minimum de tension) ou : $S.Z_c$ (maximum de tension), soit en variables réduites : $z_i = S$ ou $1/S$, réelle.

On mesure simultanément la position $\delta = k.\lambda$ de cet extremum, comptée à partir de la charge.

Le point représentatif de l'impédance réduite de la charge z_R se déduit du point S ou $1/S$ par une rotation d'un angle $\varphi = 4k.\pi$ (ou $k.\lambda$, les angles étant gradués en longueur d'onde λ sur le diagramme), dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Ceci permet d'atteindre, par la mesure, l'impédance réduite $z_R = Z_R/Z_c$ d'une charge, sans connaître la valeur de Z_c , ce qui, dans le cas des guides, résout pratiquement le problème de la connaissance de Z_c .

En pratique, il est donc toujours possible de déterminer expérimentalement l'impédance caractéristique Z_c d'une ligne, à partir de mesures effectuées, en plaçant des charges connues à l'extrémité de cette ligne.

3.1.4 Mise en série de deux impédances

Lorsque l'on met en série deux impédances, leurs résistances r et leurs réactances x s'ajoutent séparément.

$$z_3 = (r_1 + r_2) + j(x_1 + x_2)$$

Cette opération est facile à faire sur le diagramme de Smith, grâce aux graduations en r et x .

3.1.5 Cas des admittances

La formule de transformation des admittances est de même forme que celle des impédances ; le diagramme de Smith, est donc directement utilisable pour les admittances réduites :

$$y = \frac{Y_i}{Y_c} = \frac{1}{z} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}$$

On peut compléter cette propriété par les remarques suivantes :

Le point représentatif de l'admittance en un point d'une ligne est le symétrique par rapport au centre du diagramme du point représentatif de l'impédance de la ligne.

Il suffit en effet, de changer « Γ » en « $-\Gamma$ » pour passer de l'expression de l'impédance réduite à celle de l'admittance réduite.

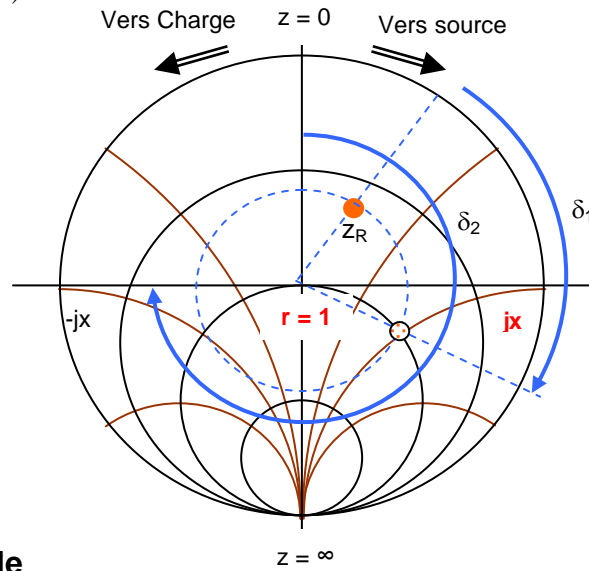
La mise en parallèle des admittances obéit à la même loi que la mise en série des impédances.

3.2 PRINCIPE DES ADAPTATIONS

3.2.1 Circuit série

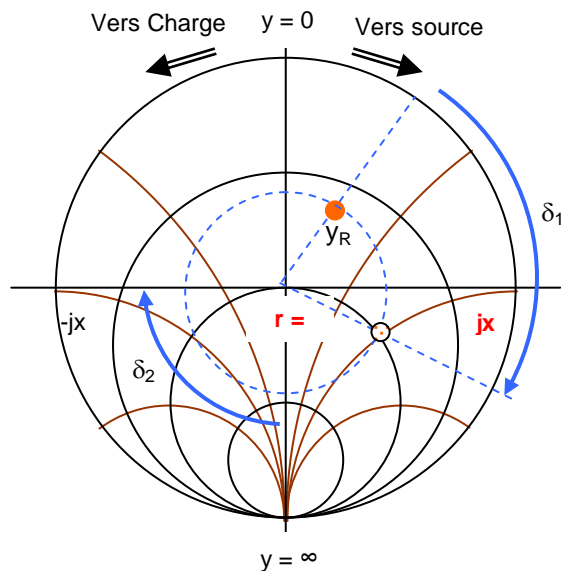
Les circuits utilisés sont des réactances pures ; pour les utiliser, il faudra donc :

- se placer en un point de la ligne pour lequel on a : $r = 1$, soit à une distance δ_1 de la charge, la réactance en ce point est : jx
- compenser alors la réactance de la ligne par addition de celle du circuit d'adaptation, soit : $-jx$. Ce circuit est équivalent (*en ligne bifilaire*) à une longueur δ_2 de ligne en court-circuit (*stub*).



3.2.2 Circuit parallèle

L'opération reste la même, mais cette fois *pour les admittances*.



REMARQUES :

La longueur δ_2 de stub réalisant l'adaptation peut être calculée directement sur le diagramme :

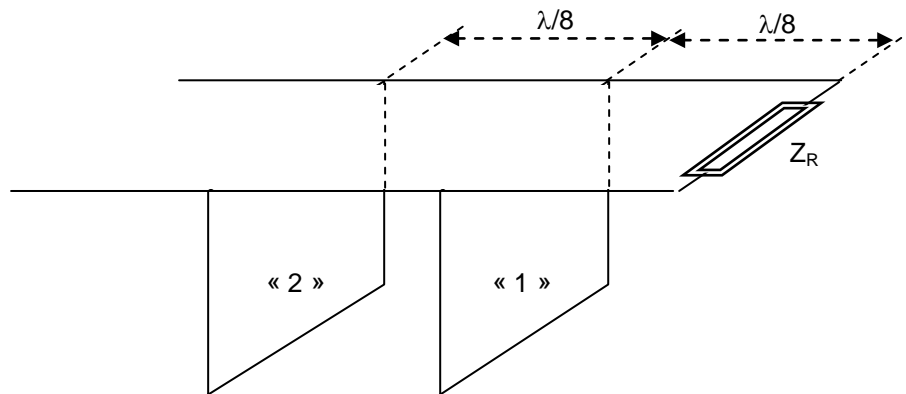
- **Cas 1** : Si jx est la réactance au point $r = 1$, le circuit doit ramener une réactance $-jx$: équivalente à une longueur δ_2 de ligne comptée à partir du point $z = 0$.
- **Cas 2** : Même raisonnement pour les susceptances, mais cette fois le point de départ est $y = \infty$ (court-circuit).

Il y a toujours deux solutions donnant deux couples δ_1 et δ_2 .

3.2.3 Adaptation par deux circuits de position fixe

Dans de nombreux cas, la position δ_1 des circuits d'adaptation n'est pas réglable pour des raisons technologiques ; on dispose, en effet, de « boîtiers » sur lesquels on peut disposer à des positions fixes des circuits d'impédance variable.

Tel est le cas du double stub dont le schéma équivalent en ligne bifilaire est donné ci après.



Le circuit n°2 ne peut qu'ajouter une susceptance : il faudra donc se trouver sur le cercle $r = 1$ au point de la ligne où il agit.

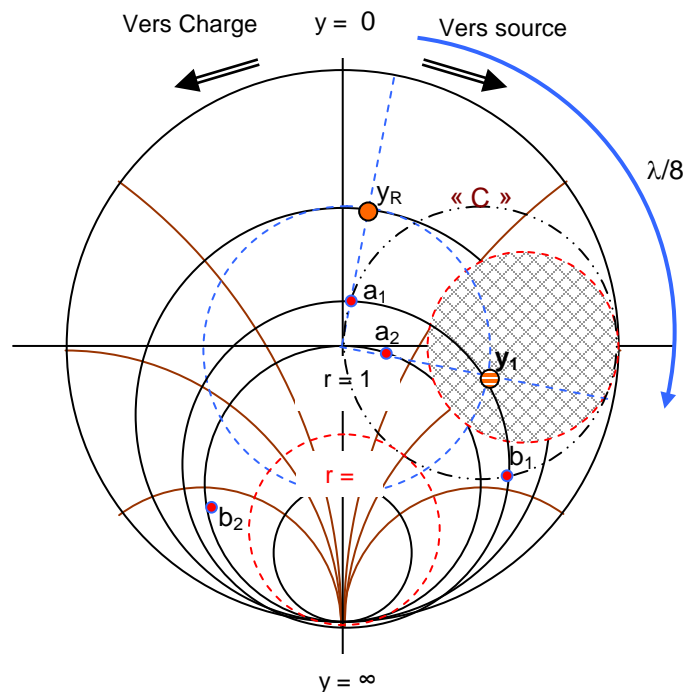
Au point d'action du circuit 1, soit à $\lambda/8$ de la charge, il faudra donc, après application du circuit 1, se trouver sur une circonférence « C » déduite du cercle $r = 1$ par une rotation de $1/4$ de tour vers la charge.

Si y_R est l'admittance réduite de la charge, au niveau du circuit 1, soit après rotation de $1/4$ tour vers la source, l'admittance réduite de ligne est y_1 .

L'addition d'une susceptance, à l'aide du circuit 1, doit faire passer ce point (par déplacement sur une circonférence $r = c^{te}$) en a_1 ou b_1 sur le cercle « C ».

Ces points, après rotation de $1/4$ tour ($\lambda/8$) vers la source, deviennent a_2 et b_2 sur le cercle $r = 1$.

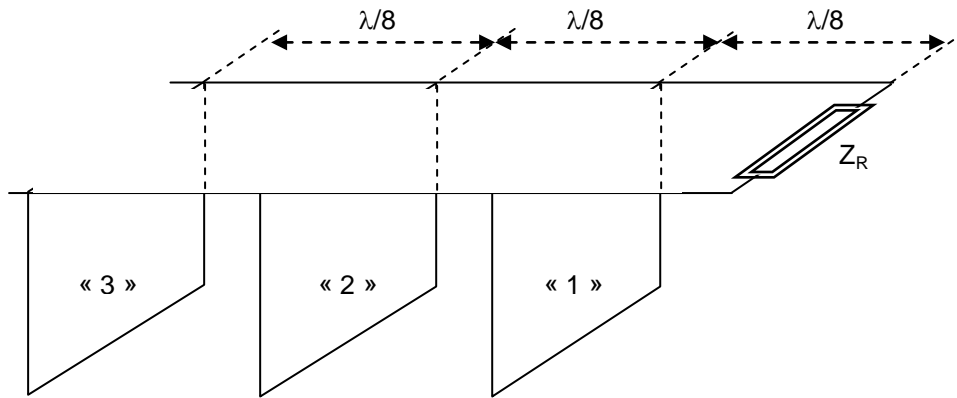
On peut alors corriger les susceptances de a_2 ou b_2 à l'aide du deuxième circuit. Il y a donc deux choix possibles des circuits 1 et 2.



Toutes les impédances de charge ne peuvent être corrigées avec le double stub. En effet, si y_R se trouve dans la zone hachurée du diagramme, après rotation de $1/4$ de tour, le point y_1 se trouvera à l'intérieur du cercle $r = 2$ qui ne coupe pas le cercle « C ». On ne peut ainsi trouver de points sur le cercle « C », par simple addition d'une susceptance, l'adaptation n'est pas possible.

3.2.4 Adaptation par trois circuits de position fixe

Pour remédier à l'inconvénient précédent, on est amené à utiliser un *troisième circuit*.



Après action du circuit 1, on est ramené à l'adaptation par double stub. Il suffit que l'action du circuit 1 écarte y de la zone interdite.

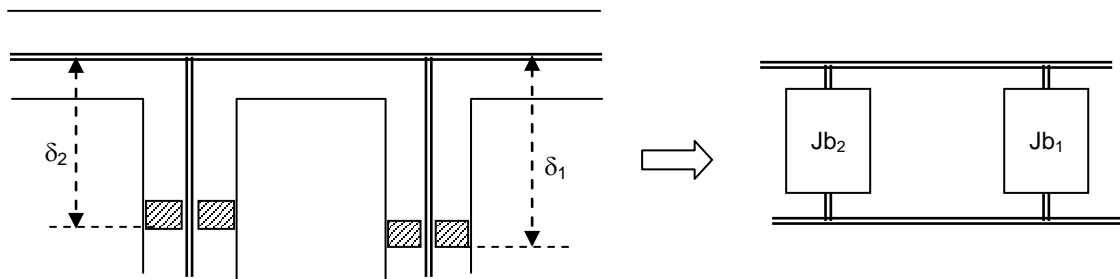
On peut, par exemple, à l'aide du circuit 1, rendre y réel ; il reste alors deux solutions pour les circuits 2 et 3.

3.3 CIRCUITS UTILISÉS

3.3.1 Adaptateurs à court-circuit ou stubs

Un tel adaptateur, réalisé principalement pour les lignes coaxiales, comprend un ou plusieurs tronçons de ligne comportant un court-circuit mobile, ce qui permet de placer une susceptance variable en parallèle sur la ligne principale.

On peut, comme indiqué au paragraphe 3.2, utiliser un *stub unique*, de position réglable par rapport à la charge, ou, plus couramment, un *double stub*.



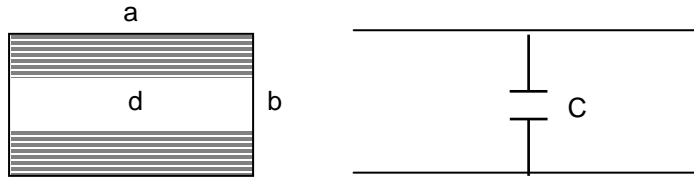
La distance entre les deux stubs est, suivant le cas, $\lambda/8$, $\lambda/4$ ou $3\lambda/8$, la distance entre le stub n° 1 et la charge étant quelconque. Le raisonnement général pour le calcul de l'adaptation reste celui du paragraphe 3.2.3, la rotation étant à adapter aux longueurs de lignes.

Le problème technologique du stub est l'obtention d'un bon court-circuit, ce qui peut être obtenu à l'aide de pistons à piège. Le principe de fonctionnement de ce piston à piège est exposé au paragraphe 8.

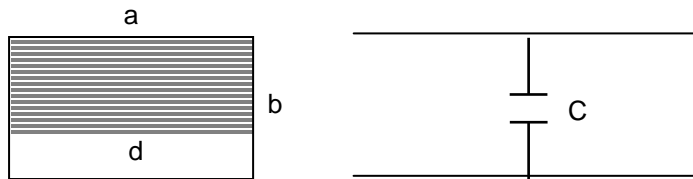
3.3.2 Adaptation par obstacles minces ou iris

Utilisés sur les guides rectangulaires en mode TE_{01} , ils peuvent être inductifs ou capacitifs suivant leur forme. Leur schéma équivalent est celui d'une capacité ou d'une self placé en parallèle sur la ligne de transmission équivalente au guide.

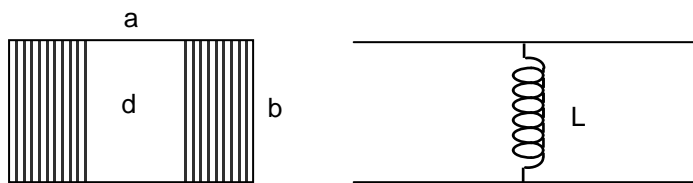
Les plus utilisés sont les suivants : $\left(y = \frac{Y_i}{Y_c} = G + j \cdot B \right)$



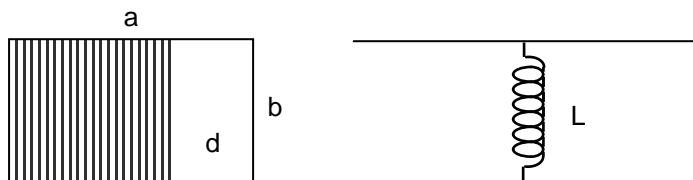
$$B = C \cdot \omega = \frac{-4b}{\lambda_g} \cdot \text{Log}_e \left(\sin \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right)$$



$$B = C \cdot \omega = \frac{-8b}{\lambda_g} \cdot \text{Log}_e \left(\sin \left(\frac{\pi d}{2d} \right) \right)$$



$$B = \frac{-1}{L \cdot \omega} = -\frac{\lambda_g}{a} \cdot \text{Cotg}^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right)$$



$$B = \frac{-1}{L \cdot \omega} = -\frac{\lambda_g}{a} \cdot \text{Cotg}^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \cdot \left(1 + \frac{1}{\sin^2 \left(\frac{\pi d}{2b} \right)} \right)$$

Les relations précédentes sont valables pour des obstacles infiniment minces. Pour tenir compte de l'épaisseur de ces obstacles, il faut appliquer certaines corrections.

Les iris peuvent être utilisés sur les guides de la même manière que les stubs sur les lignes.

4 ÉTUDE THÉORIQUE DES OBSTACLES

Dans le paragraphe précédent, il est apparu que l'introduction de circuits dans les guides d'ondes était faite à l'aide d'obstacles placés à l'intérieur du guide sur le trajet de l'onde. Ce paragraphe a pour but de définir les principaux obstacles utilisés et de donner leurs schémas équivalents pour un guide propageant le mode dominant (TE₁₀).

Ces schémas étant définis, des mesures pratiques et l'utilisation du diagramme de Smith permettent de déterminer les impédances ou admittances réduites les concernant.

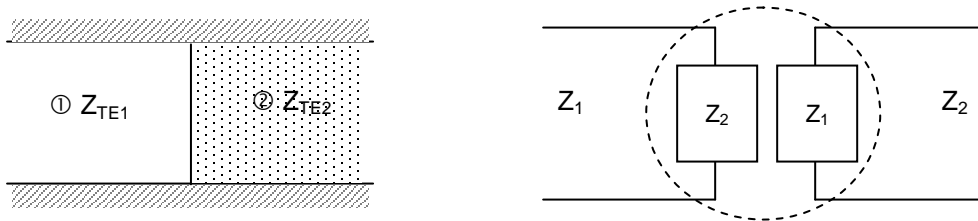
4.1 COURT-CIRCUIT



A l'endroit du court-circuit, il faut $E_T = 0$, H_T pouvant être quelconque, nous aurons donc : $Z_{TR} = E_T / H_T = 0$ à l'endroit du court-circuit. Le circuit équivalent est une impédance nulle, mise à l'extrémité d'une ligne d'impédance caractéristique :

$$Z_C = Z_{TE}$$

4.2 CHANGEMENT DE DIÉLECTRIQUE



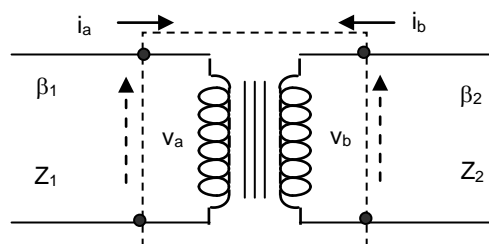
Lorsque l'on change de diélectrique à l'intérieur d'un guide, on modifie son impédance d'onde Z_{TE} et sa constante de propagation β_g car η et λ_g dépendent de ϵ et :

$$Z_{TE10} = \eta \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}}$$

Le schéma équivalent de cette transition est alors celui d'une ligne d'impédance caractéristique $Z_1 = Z_{TE1} \cdot b/a$ branchée sur une autre ligne d'impédance caractéristique $Z_2 = Z_{TE2} \cdot b/a$

La nature du phénomène suggère de considérer la discontinuité comme un coupleur qui, dans le cas de lignes de longueur infinie, du milieu ① voit le milieu ② comme une impédance égale à Z_2 et, du milieu ② voit le milieu ① comme une impédance égale à Z_1 .

Le coupleur adapté à cette définition est un transformateur.



Dans un transformateur, courant et tension sont liés par les relations :

$$i_a = n \cdot i_b ; v_a = v_b / n ; \frac{v_a}{i_a} = \frac{v_b}{i_b} \cdot \frac{1}{n^2}$$

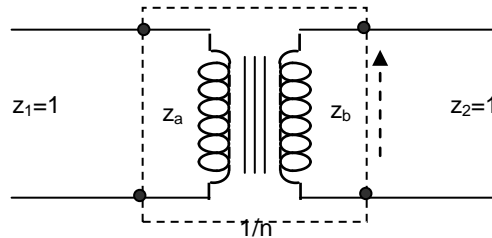
d'où :

$$n = \sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

En pratique, on préférera raisonner en impédances réduites et on posera :

$$z_a = \frac{Z_a}{Z_1} = \frac{Z_2}{Z_1} ; z_b = \frac{Z_b}{Z_2} = \frac{Z_1}{Z_2}$$

et le transformateur sera supposé branché entre deux lignes d'impédance unitaire.



Les impédances aux bornes des enroulements aa' et bb' restent liées par la relation :

$$z_b = n^2 \cdot z_a$$

En particulier si :

$$z_b = z_{c2} = 1 ; z_a = \frac{1}{n^2} = \frac{Z_2}{Z_1} \text{ et inversement}$$

ce qui est en accord avec l'hypothèse initiale. Cette relation reste vraie quelles que soient les valeurs prises par Z_a ou Z_b .

Z_a étant connu, on revient alors au problème d'une ligne d'impédance $Z_c = Z_1$ fermée sur une charge d'impédance $Z_R = Z_a$. Dans ce cas, l'énergie transmise n'est plus dissipée dans la charge, mais propagée dans le milieu ②.

En définissant :

- dans le milieu ①
 - une onde incidente E_1^+ ou V_1^+ et une onde réfléchie E_1^- ou V_1^-
- dans le milieu ②
 - une onde transmise E_2^+ ou V_2^+

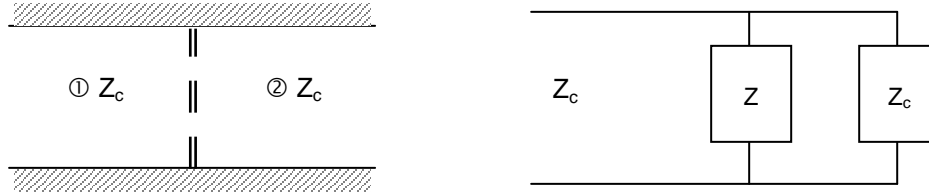
On peut donc écrire les coefficients de réflexion et de transmission :

$$R = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{E_1^-}{E_1^+} = \frac{Z_a - Z_1}{Z_a + Z_1} = \frac{z_a - 1}{z_a + 1}$$

$$T = \frac{V_2^+}{V_1^+} = \frac{E_2^+}{E_1^+} = \frac{2Z_a}{Z_a + Z_1} = \frac{2z_a}{z_a + 1}$$

4.3 OBSTACLES LOCALISÉS

Ces obstacles peuvent introduire des modes supérieurs, mais si le guide est bien choisi, ces modes sont évanescents, compte tenu de leur fréquence de coupure. Un obstacle localisé pourra donc être traité comme le changement de diélectrique, à partir de la connaissance des ondes transmises et réfléchies qu'il induit. Par contre, en général, le milieu est identique de part et d'autre de l'obstacle. Le schéma équivalent est celui d'une impédance mise en parallèle entre deux tronçons de ligne d'impédance Z_c , ou encore, à la fermeture de la ligne sur son impédance caractéristique Z_c mise en parallèle avec Z .



On pourra, en particulier, calculer un coefficient de transmission et de réflexion, Z_R étant la mise en parallèle de Z et Z_c , en écrivant le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission en fonction des admittances ($y = Y/Y_c$).

$$R = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{E_1^-}{E_1^+} = \frac{Y_c - Y_R}{Y_c + Y_R} = \frac{-Y}{Y + 2Y_c} = \frac{-y}{y + 2}$$

$$T = \frac{V_2^+}{V_1^+} = \frac{E_2^+}{E_1^+} = \frac{2Y_c}{Y_R + Y_c} = \frac{2Y_c}{Y + 2Y_c} = \frac{2}{y + 2}$$

(V_2^+ est appliqué à Z et Z_c en parallèle, donc au tronçon ②)

T représente bien le rapport des tensions (ou champs) entre l'onde transmise dans le deuxième tronçon de ligne (ou guide) et l'onde incidente. Car, l'obstacle étant infiniment mince il y a continuité de tensions (ou champs) entre les deux tronçons.

La figure étant symétrique, ces paramètres sont les mêmes dans les deux sens de propagation, si l'obstacle ne consomme pas de puissance, et si l'impédance d'onde est identique de part et d'autre.

A une distance δ de l'obstacle, on pourra définir un coefficient de réflexion ramené :

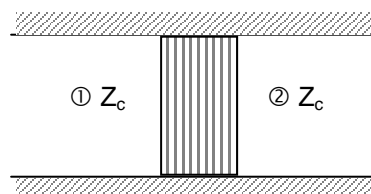
$$\Gamma(\delta) = R \cdot e^{-2j\beta\delta}$$

4.4 OBSTACLES RÉPARTIS

Contrairement aux obstacles localisés, dont l'épaisseur est considérée comme négligeable, les obstacles répartis agissent sur une certaine longueur de ligne.

Néanmoins, à une distance convenable de l'obstacle, on peut considérer que seules persistent 3 ondes dominantes :

incidente 1^+ ; réfléchie 1^- ; transmise 2^+

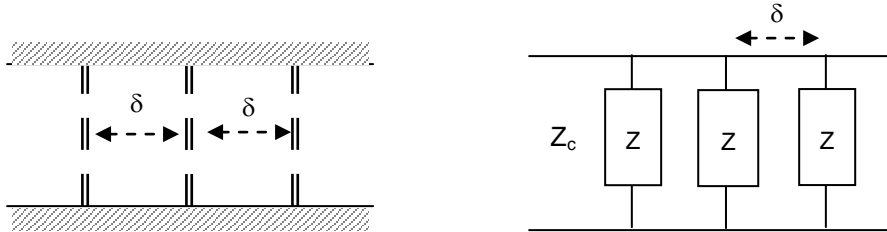


On pourra donc définir en un point de référence, un coefficient de réflexion et de transmission, ce qui permettra de calculer un obstacle mince équivalent, ou encore, dans certains cas, considérer chaque discontinuité comme un transformateur.

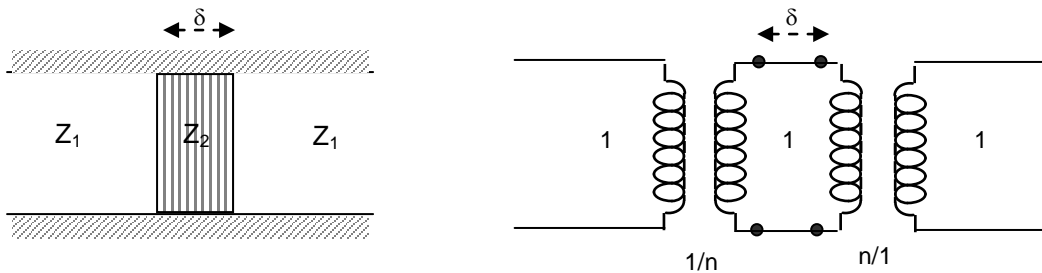
4.5 EXEMPLES D'APPLICATION

On peut donc trouver des schémas équivalents à ces différents types d'obstacles comme dans les deux exemples ci après.

Section composite



Obstacle épais ($n = \sqrt{Z_2/Z_1}$)



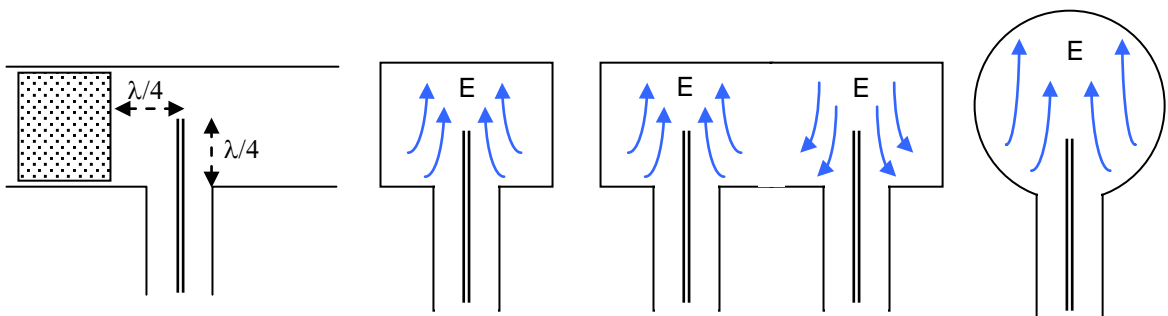
Les résultats précédents sont directement applicables aux lignes de transmission.

5 CIRCUITS D'EXCITATION

La nature des circuits d'excitation dépend du mode à exciter. Ils utilisent tous, des éléments de couplage qui peuvent être :

5.1 COUPLAGE ÉLECTRIQUE

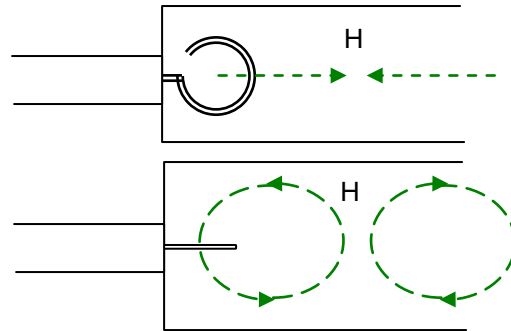
Une sonde joue le rôle d'antenne d'émission, on la dispose dans le sens du champ électrique à exciter, des éléments mobiles (*court-circuits*) servent à adapter l'ensemble.



Exemple : Transition guide coaxial

5.2 COUPLAGE MAGNÉTIQUE

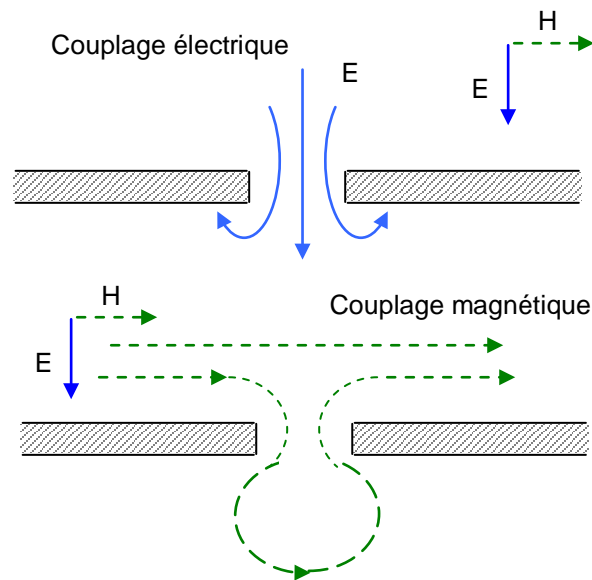
Une boucle joue le rôle d'un doublet magnétique, elle est disposée suivant l'onde à exciter.



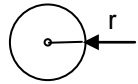
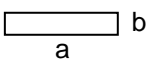
Exemple : Excitation d'un mode TE₁₀

5.3 COUPLAGE PAR TROUS

Soit une paroi conductrice séparant une région 1, où règne un champ électromagnétique, d'une région 2.

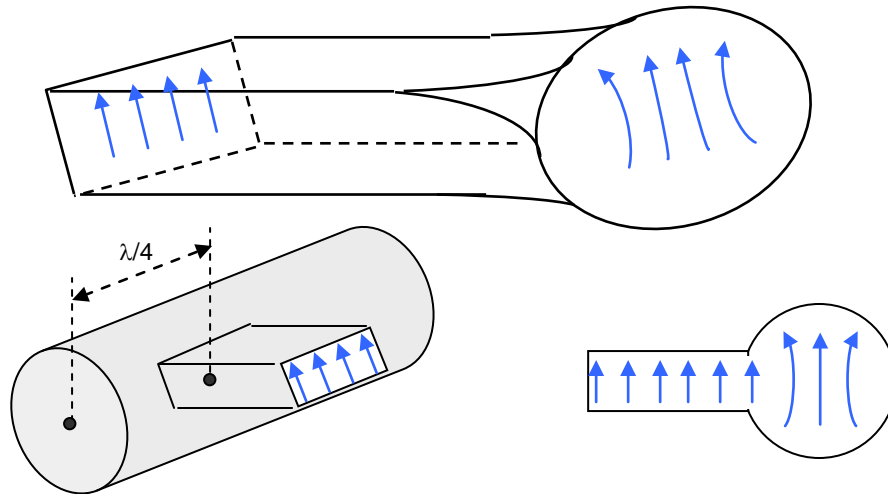


La figure ci-dessus montre que le trou provoque simultanément un couplage électrique et magnétique en créant un doublet électrique et un doublet magnétique. Le moment de chacun de ces doublets dépend de la forme de l'ouverture.

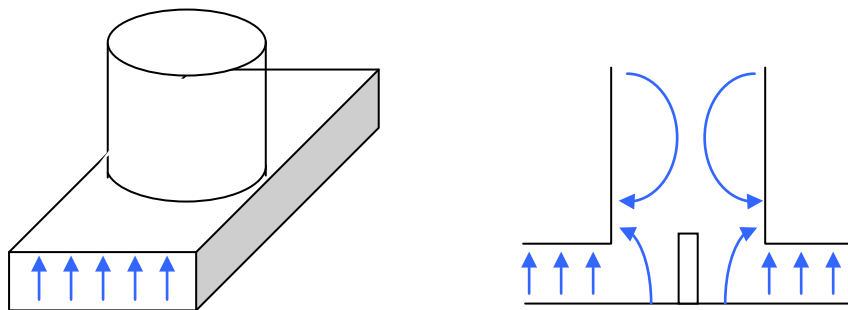
Ouverture	Moment du doublet électrique	Moment du doublet magnétique
	$M = \frac{2}{3} r^3 E$	$M = \frac{4}{3} r^3 H$
	$M = \frac{\pi}{16} ab^2 E$	$M = \frac{\pi}{16} ab^2 H$

5.4 COUPLAGE PAR TRANSITION

a Transition TE_{10} rectangulaire/ TE_{11} circulaire



b Transition TE_{10} rectangulaire/ TM_{01} circulaire



6 CIRCUITS DE TERMINAISON

Ces terminaisons ont pour but de recueillir l'énergie portée par l'onde sous diverses formes.

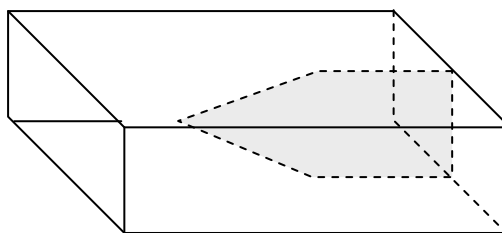
6.1 CHARGES ADAPTÉES

Elles contiennent des matériaux diélectriques dans lesquels l'énergie portée par l'onde se dissipe sous forme de chaleur. Leur forme est telle qu'elle permet de passer progressivement de l'impédance du guide à celle du diélectrique, ce qui facilite l'adaptation.

Leur réalisation est de plusieurs types :

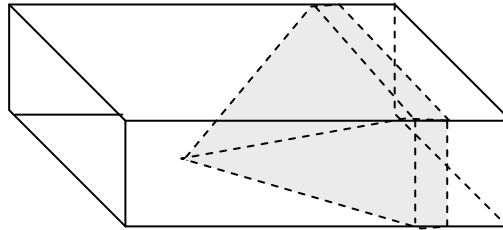
a Puissance faible (*inférieure à 1 watt*)

La charge est une plaque de carton recouverte de graphite, placée dans le sens du champ électrique E du guide.



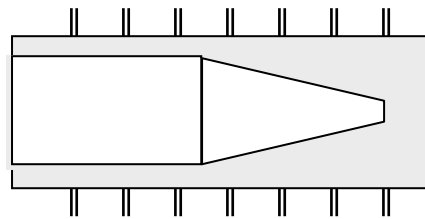
b Puissance moyenne (1 à 10 watt)

La plaque est remplacée par un coin ; la longueur de transition est de l'ordre de $3\lambda_g$.



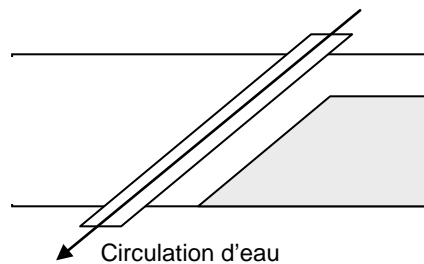
c Puissance élevée (1 kw)

Le matériau est un mélange de diélectrique et de fer divisé, les ailettes servent au refroidissement par air.



d Puissance très élevée (10 kw)

L'énergie est dissipée dans un tube de verre dans lequel circule de l'eau. Ces « charges à eau » supportent de très grandes puissances, par exemple : 10 kW moyen en bande S avec une charge de 1 mètre de long.

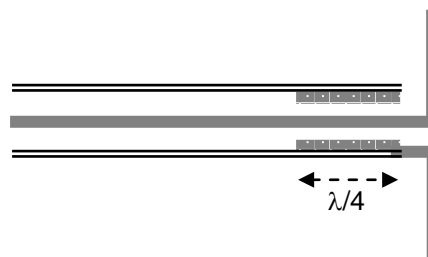


6.2 ÉLÉMENTS RAYONNANTS

Leur rôle est d'assurer l'adaptation entre le milieu de guidage et l'espace libre. Nous nous limiterons à trois types d'éléments rayonnants, montés en terminaisons de câbles coaxiaux ou de guides d'onde.

a Dipôle rayonnant

La figure ci-dessous représente le branchement d'un dipôle à l'extrémité d'un câble coaxial ; la ligne coaxiale en $\lambda / 4$ sert à l'adaptation des impédances du dipôle et du câble coaxial d'alimentation.



En effet, nous savons qu'une ligne quart d'onde répond à la propriété :

$$Z_c^2 = Z_e \cdot Z_s$$

Avec :

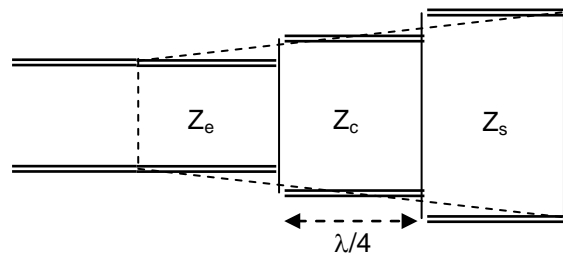
- Z_c impédance caractéristique de la ligne
- Z_e impédance d'entrée
- Z_s impédance de sortie

Si toutes ces impédances sont réelles, l'adaptation est simple.

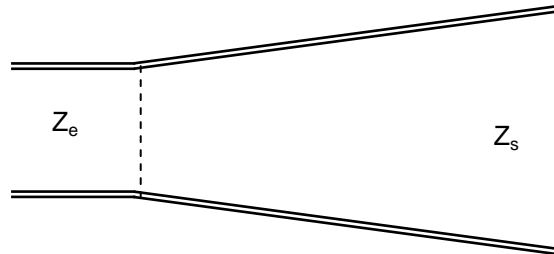
Exemple : $Z_e = 125 \Omega$ $Z_s = 70 \Omega$ $Z_c = \sqrt{70 \times 125} = 94 \Omega$

b Cornet

Le même processus peut être utilisé avec des guides d'onde, par variation progressive de section.



Quoique l'impédance caractéristique d'un guide soit mal connue ou du moins connue à un facteur près, l'opération précédente peut se répéter sur des guides de section différente.



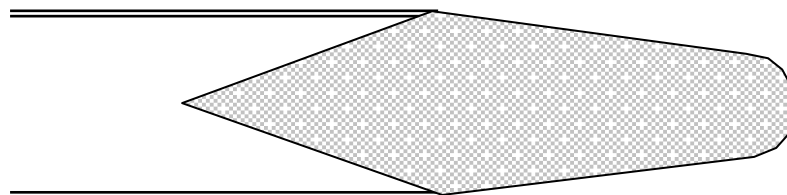
La variation discontinue peut être remplacée par une variation continue de section.

On peut ainsi amener l'impédance d'onde guidée à une valeur proche de l'impédance de l'air (377 Ω) et réaliser l'adaptation entre l'onde guidée et l'onde en espace libre. Le système ainsi réalisé est un cornet rayonnant.

c Bougie

Dans le cas présent, le diélectrique joue le rôle d'adaptateur. Côté guide grâce à sa forme conique déjà vue dans les charges adaptées, côté air en se conduisant comme un guide d'onde de transition.

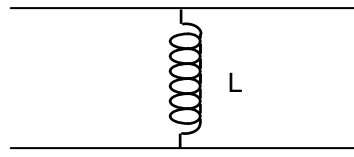
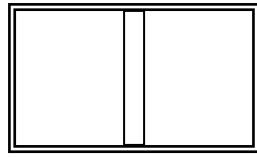
L'adaptation diélectrique-air est faite par variation de section du diélectrique.



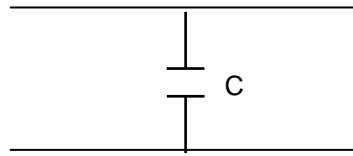
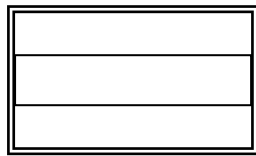
7 CIRCUITS D'ADAPTATION

Outre les stubs et iris cités au paragraphe 3, il existe d'autres circuits d'adaptation couramment utilisés en pratique ; nous allons énumérer les principaux et donner leurs schémas équivalents.

7.1 TIGES INDUCTIVES

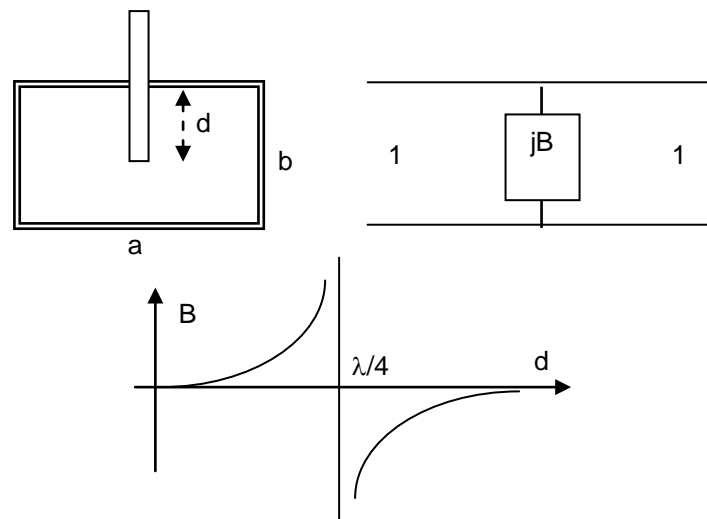


7.2 TIGES CAPACITIVES

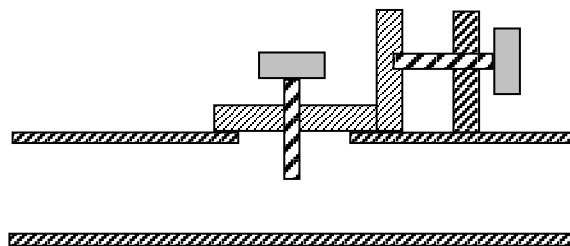


7.3 SONDES D'ACCORD

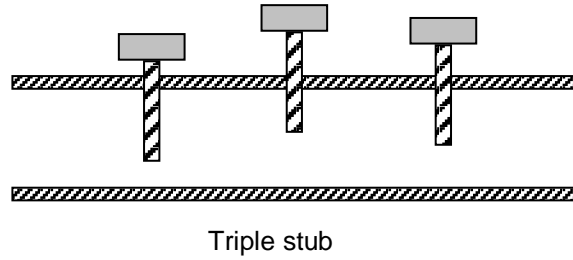
Une tige peu enfoncée, au milieu du grand côté d'un guide, constitue un obstacle capacitif si l'enfoncement est inférieur à $\lambda / 4$; vers $\lambda / 4$ l'obstacle est résonnant, au-delà il devient inductif.



Ces sondes d'accord sont obtenues à l'aide de vis permettant de réaliser divers types d'adaptation comme le montrent les schémas ci après :

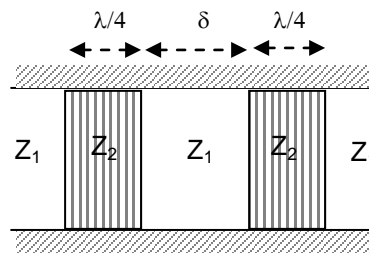


Simple stub



7.4 ADAPTATEUR À DEUX LAMES QUART D'ONDE

En introduisant du diélectrique, ou des obstacles épais, dans le guide ou le coaxial de liaison, on peut créer des milieux d'impédances caractéristiques différentes. Dans l'adaptateur considéré, ces milieux ont pour épaisseur $\lambda/4$ et peuvent être séparés d'une distance réglable δ .

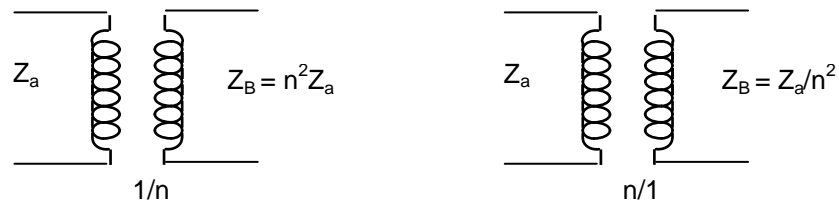


Le schéma équivalent de l'adaptateur est, comme nous l'avons vu au paragraphe 4.5, une suite de transformateurs de rapport n ou $1/n$ avec :

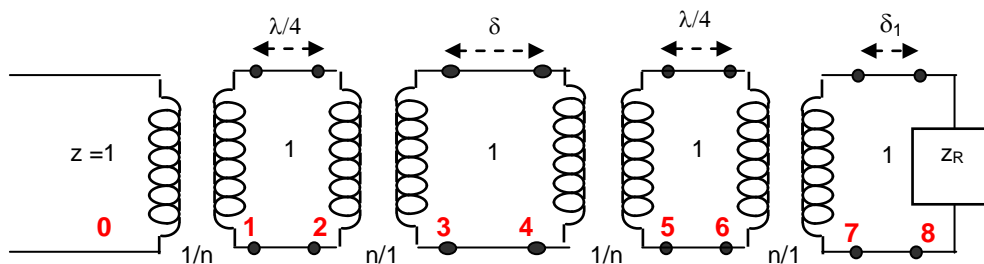
$$n = \sqrt{Z_1 / Z_2}$$

On peut retrouver les moyens d'adaptation en partant des propriétés des lignes en $\lambda/4$ et de celles des transformateurs.

- Ligne en $\lambda/4$: $z_e \cdot z_s = 1$
- Transformateur de rapport $1/n$: $z_b = n^2 \cdot z_a$
- Transformateur de rapport n : $z_b = z_a / n^2$



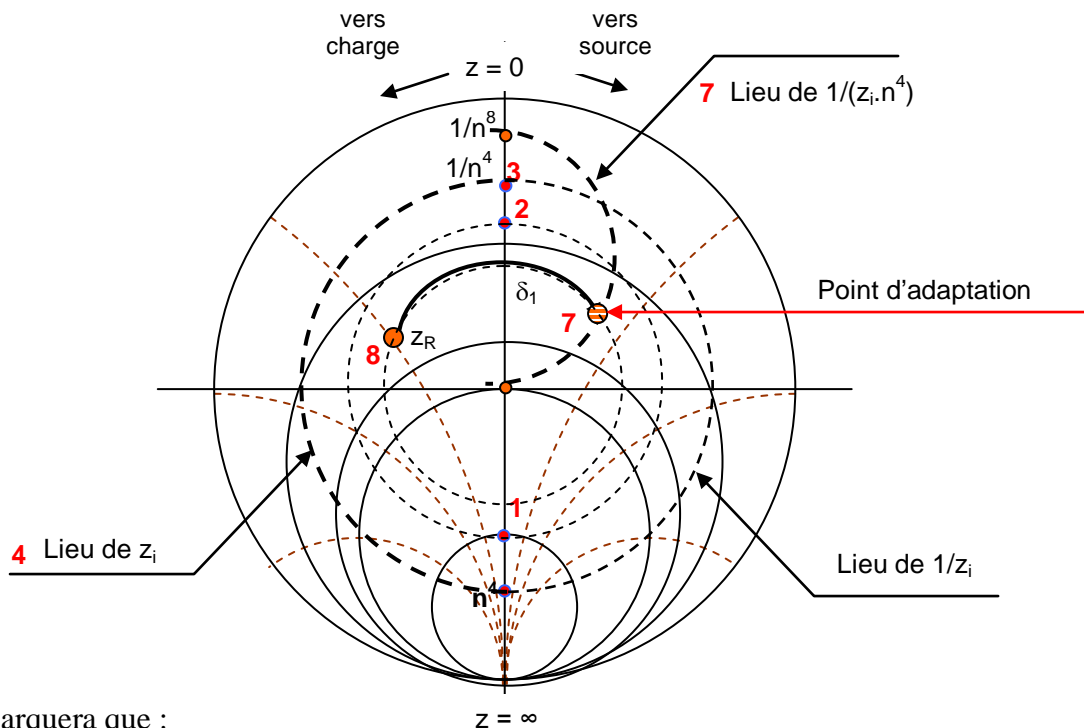
D'où le schéma général suivant :



Si le système est adapté

- en 0 : $z_0 = 1$
- en 1 : $z_1 = n^2$
- en 2 : $z_2 = 1/n^2$
- en 3 : $z_3 = 1/n^4$
- en 4 : $z_4 = z_i$ sur le demi-cercle limité par les points : $\frac{1}{n^4} (\delta = 0)$ et $n^4 (\delta = \frac{\lambda}{4})$
- en 5 : $z_5 = n^2 \cdot z_i$
- en 6 : $z_6 = 1/n^2 z_i$
- en 7 : $z_7 = 1/n^4 z_i$
- en 8 : il faut $z = z_r$;
les parties réelles et imaginaires de z varient sur le trajet δ_1 entre 8 et 7.

On sera donc amené à travailler au point 7 pour que $z_7 = 1/z_i n^4$ en faisant varier δ_1 (2^e lieu de Z_7).



On remarquera que :

- si $\delta = 0$

$$z_i = 1/n^4 ; z_7 = 1$$

car l'ensemble des deux obstacles se comporte comme une ligne en $\lambda/2$.

- si $\delta = \lambda / 4$

$$z_i = n^4 ; z_7 = 1/n^8$$

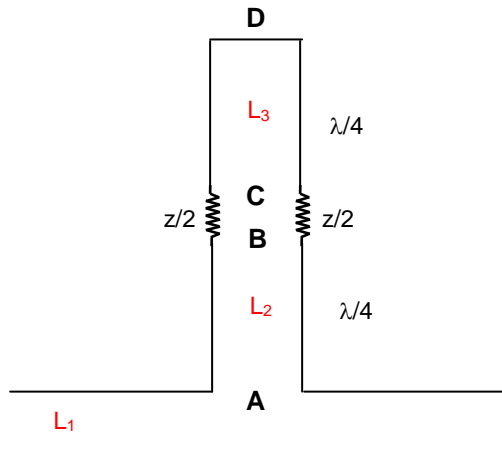
ce qui définit un cercle limite d'adaptation au-delà duquel les deux lieux de Z_7 ne se recourent pas.

8 LES PIÈGES – EMPLOI DANS LES TRANSITIONS

Un *circuit en ondes ultra-courtes* est, dans la presque totalité des cas, réalisé au moyen d'éléments amovibles standardisés. Il peut, d'autre part, comprendre des parties mobiles (*sonde, piston, joint tournant...*). Il convient donc de s'assurer que les contacts entre les divers éléments soient parfaits. Cette perfection n'étant pas forcément atteinte par les moyens mécaniques, on a recours à des pièges qui assurent artificiellement une continuité électrique.

8.1 PRINCIPE

Le schéma de principe en lignes équivalentes est donné ci-après :



La ligne L_3 , fermée sur un court-circuit en D, ramène en C une impédance infinie, le contact mécanique d'impédance Z ne modifie pas cette impédance, la ligne L_2 , fermée sur une impédance infinie, ramène donc en A un court-circuit parfait.

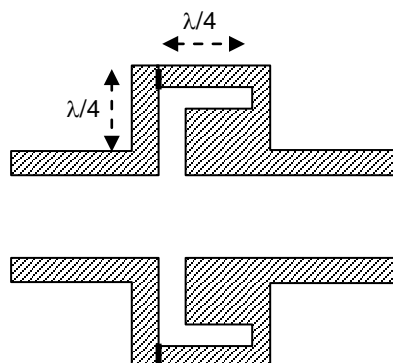
Il est bien évident que ce dispositif n'est parfait qu'à une seule longueur d'onde, le système n'est donc un bon court-circuit que dans une certaine bande qui dépend des impédances caractéristiques des lignes L_1 , L_2 et L_3 . On démontre que :

$$\frac{\Delta f}{f_0} \cong \frac{2}{\pi} (S - 1) \frac{Z_{c1}}{Z_{c2} (Z_{c2} / Z_{c3} + 1)}$$

relation où S est le TOS maximum acceptable introduit par le court-circuit. Différents dispositifs utilisent cette propriété.

8.2 BRIDE DE JONCTION

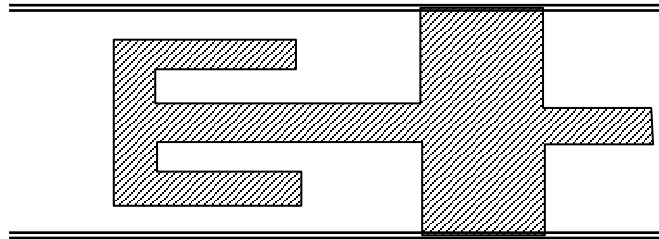
Les tronçons de lignes repliés, ont des longueurs proche de $\lambda / 4$. Une correction due aux capacités parasites des arêtes de jonction est en outre introduite.



Le contact mécanique n'ayant pas besoin d'être parfait, on peut prévoir en guide circulaire, la rotation d'un guide par rapport à l'autre, ce qui permet la réalisation de joints tournants.

8.3 PISTONS DE COURT-CIRCUIT

Dans le guide circulaire, on peut faire une assez bonne théorie en tenant compte des premiers modes supérieurs excités. Dans le cas du guide rectangulaire, la mise au point est presque entièrement expérimentale.



8.4 PIÈGES POUR VIS D'ACCORD

Les pièges sont particulièrement utiles dans ce cas, où les contacts mécaniques se dégradent fortement au cours des manœuvres.

