

Chapitre 6 : **Les antennes et les lignes de transmissions**

(suite)

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Dans un document précédent nous avons vu les antennes, nous continuons maintenant avec les lignes de transmissions

6.21. Les lignes de transmissions

Après avoir vu les antennes voyons maintenant comment raccorder ces antennes à l'émetteur. Pour cela on va utiliser des lignes de transmissions.

Le programme HAREC parle d'emblée de "type de lignes", sans parler des principes de ces lignes de transmissions. Nous pensons qu'il est indispensable de comprendre le fonctionnement des lignes de transmissions avant de parler des aspects pratiques. Comment en effet parler de taux d'ondes stationnaires si on ne comprend pas les mécanismes des ondes progressives, et ce qui conduit à des ondes stationnaires ? Nous allons donc ajouter ici une présentation¹ de l'étude de ces lignes particulièrement intéressante, parce qu'elle repose sur des principes physiques très simples.

¹ Voir Cours de Télévision remanié par A. Van Den Broek et édité par la firme Philips en 1963 , page 191-206

6.21.1. Les lignes infinies

Une ligne infinie n'existe pas dans la pratique, c'est donc un cas d'étude théorique, mais cela permettra de comprendre la notion d'ondes progressives.

Imaginons donc un générateur HF et une ligne symétrique infiniment longue². Que se passe-t-il au moment où nous raccordons le générateur sur la ligne ? (figure a).

Si nous supposons par exemple que la borne supérieure du générateur est positive, le déplacement des électrons se fera vers la gauche dans le fil supérieur, et vers la droite dans le fil inférieur. Le déplacement de ces électrons (on pourrait aussi dire "de ces charges") va à son tour agir sur les électrons situés à proximité, les électrons situés en A₂ se rapprochant du point A₁, ceux situés en B₂ s'éloignant de B₁. Ensuite les électrons situés en A₃ se rapprochent de A₂ et ceux en B₃ s'éloignent de B₂. (figure b)

A l'alternance suivante de la tension du générateur, les polarités se trouvent inversées. Les électrons situés en A₁ vont s'éloigner de A₂, ceux situés en B₂ vont s'approcher de B₁, et ainsi de suite. (figure c)

Comme, il s'agit d'un générateur de courant alternatif (figure d), ces deux situations vont se reproduire alternativement (figure e).

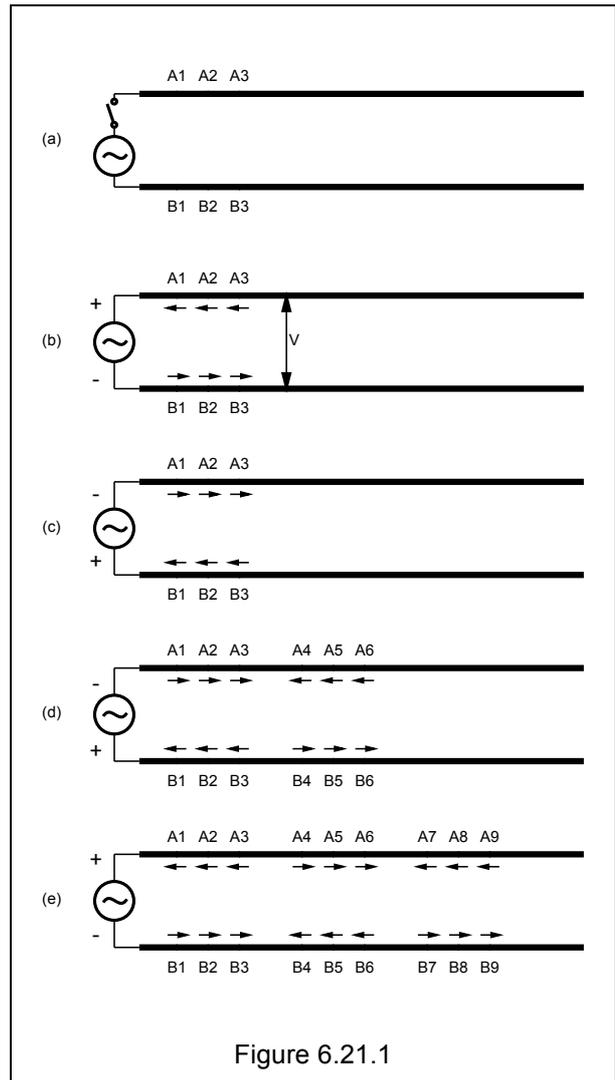
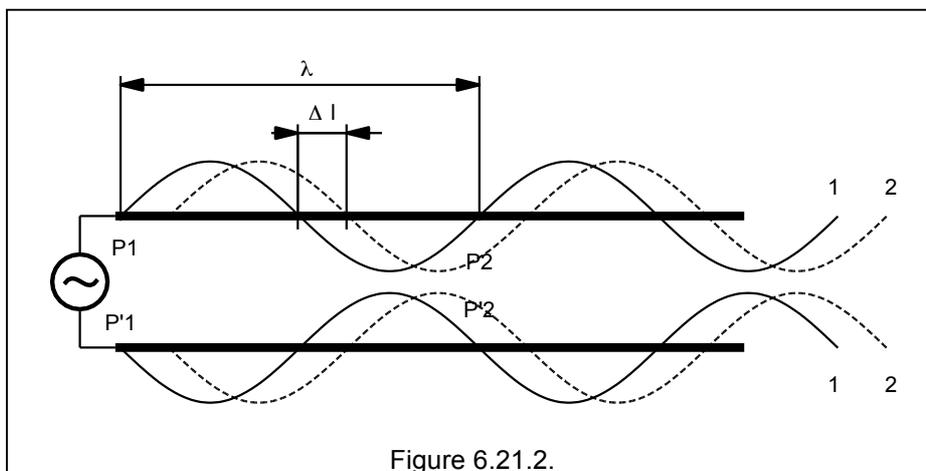


Figure 6.21.1

² Le cas de la ligne symétrique est plus facile à dessiner et à expliquer, nous partons donc de cette situation. Bien évidemment pour la ligne coaxiale, les résultats seront les mêmes, donc les deux dessins ci-dessous sont équivalents ...

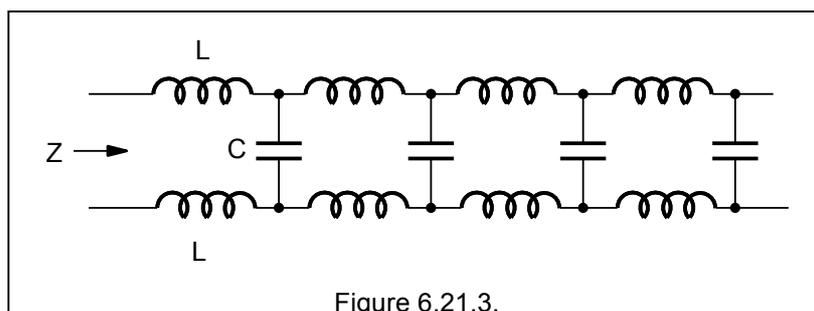
1. Le phénomène que nous venons de décrire se propage de proche en proche le long de la ligne. La vitesse de propagation est voisine de la vitesse de la lumière (soit $c = 300.000 \text{ km/s}$), mais par contre, les électrons eux-mêmes se déplacent à une vitesse beaucoup plus basse (quelques mm/s).
2. Du fait qu'il y a en certains endroits raréfaction d'électrons, et en d'autres endroits une accumulation d'électrons, il y a également une tension alternative entre les deux conducteurs de la ligne. Cette tension se propage aussi le long de la ligne. (figure 6.21.2 ci-dessous) A un instant déterminé la tension le long de la ligne est indiquée par la courbe (1), à un instant Δt plus tard la courbe est devenue celle représentée en (2). La vitesse de propagation étant c , l'oscillation a parcouru une distance $l = c \Delta t$. Au bout d'un temps égal à la période T de la tension fournie par le générateur, l'oscillation a parcouru une distance $\lambda = c T$. Cette distance est appelée **longueur d'onde**. Deux points de la ligne, séparés par une distance égale à une longueur d'onde, sont, quel que soit l'instant considéré, dans le même état électrique. On dit aussi qu'ils sont **en phase**.



En conclusion, lorsqu'une source débite sur une ligne de longueur infinie, il y a constamment propagation d'énergie à partir de la source vers l'extrémité de la ligne (vers l'infini). Par conséquent, une telle ligne, bien que ne dissipant pas d'énergie, est équivalente à une résistance pure, le courant et la tension sont en phase en chaque point de la ligne. Comme la tension varie en chaque point de la ligne et que le phénomène va de proche en proche jusque l'extrémité de la ligne (dans notre cas vers l'infini), on parle d'**ondes progressives**.

6.21.2. Constantes unitaires - Résistance caractéristique

On conçoit habituellement une résistance, une bobine ou un condensateur comme un élément bien déterminé et bien localisé. Mais dans le cas d'une ligne de transmission, on dit que ces constantes sont **réparties**. En effet si on prend un morceau de ligne de 10 mètres de long sa capacité sera par exemple de 800 pF, ces 800 pF ne sont pas localisés en un endroit, car si on prend 1 mètre la capacité ne sera plus que de 80 pF et si on ne prend qu'un cm de cette ligne, sa capacité sera de 0,8 pF. De même l'inductance n'est pas localisée en un point de la ligne, mais elle est également répartie. La ligne peut donc être décomposée en un nombre infini de cellules LC élémentaires (figure ci-dessous).



Comme nous venons de voir, le fait de brancher le générateur sur la ligne infinie va entraîner le fait qu'il y aura propagation d'énergie le long de la ligne. Le rapport E/I , est par définition l'impédance d'entrée de la ligne ou **impédance caractéristique** de la ligne. Notons que comme E et I sont en phase, et on pourrait aussi parler de résistance caractéristique de la ligne.

Si nous considérons une fraction de ligne de longueur unitaire, ayant une self-induction L et une capacité C , nous pouvons admettre que l'onde cette longueur en un temps t . La quantité d'électricité débite par la source pendant ce temps sera $Q = I t$. Cette quantité d'électricité chargera la capacité à une tension telle que $Q = C V$ donc $I t = C V$. Pendant le même temps t , le flux créé par le courant I augmentera d'une quantité $\Phi = L I$. Cette variation de flux fait apparaître une tension E , fonction de la variation du flux, donc de $L I$. On peut donc représenter par $E t$ l'augmentation du flux pendant le temps t , c'est-à-dire $E t = L I$. La tension E étant forcément égale à la tension V nous aurons :

$$\frac{V t}{I t} = \frac{L I}{C V} \quad \text{d'où} \quad \frac{V}{I} = Z_c = \sqrt{L / C}$$

Cette formule de l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est extrêmement importante !

Application :

Une ligne a une impédance caractéristique de 50Ω , sa capacité spécifique est de 84 pF/m . Quelle est son inductance spécifique ?

$$L = C Z^2 = 84 \cdot 10^{-12} \cdot 2500 = 0,21 \text{ } \mu\text{H/m}$$

Mais nous pouvons également déterminer la vitesse de propagation de l'onde le long de la ligne, en effet $E I t^2 = V I L C$ d'où $t = \sqrt{L C}$.

Application :

Utilisez les valeurs ci-dessus pour calculer t .

$$t = \sqrt{L C} = \sqrt{84 \cdot 10^{-12} \cdot 0,21 \cdot 10^{-6}} = \sqrt{17,64 \cdot 10^{-18}} = 4,2 \cdot 10^{-9} \text{ sec}$$

en d'autres termes, comme nous avons pris des admittances spécifiques relatives à 1 m , il faudra $4,2 \cdot 10^{-9}$ seconde pour parcourir 1 m , soit $238 \cdot 10^6 \text{ m/s}$ soit 238.000 km/s

Enfin le rapport entre la vitesse de propagation et la vitesse de la lumière donne le coefficient de vélocité

Application :

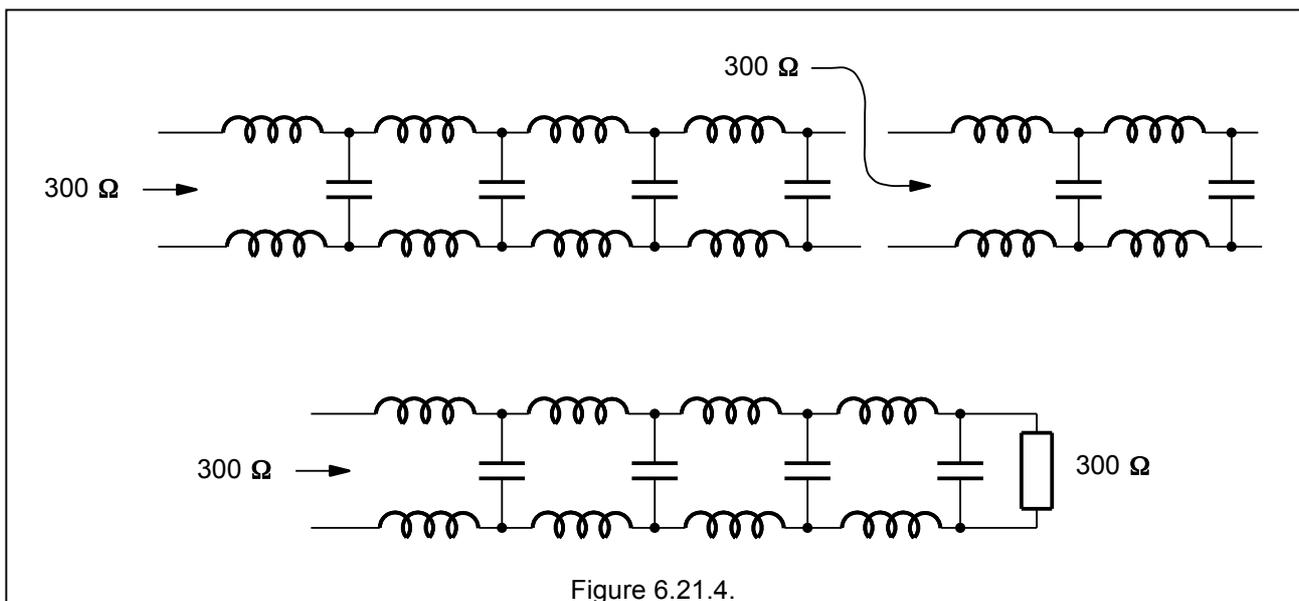
Utilisez les valeurs ci-dessus pour le coefficient de vélocité

Il suffit simplement de diviser 238.000 km/s par la vitesse de la lumière (300.000 k/s), ce qui donne le coefficient de vélocité de cette ligne soit $0,79$.

6.21.3. Ligne finie terminée sur son impédance caractéristique

La notion d'impédance caractéristique d'une ligne va permettre de passer de la ligne de longueur infinie à la ligne de longueur finie, mais terminée par une résistance égale à l'impédance caractéristique. On va ainsi passer du cas théorique vers un cas plus proche de la réalité.

En effet, si nous coupons une ligne infinie d'impédance caractéristique Z_c , la portion de ligne restante (entre la coupure et l'infini) aura toujours une impédance caractéristique Z_c , par conséquent si à l'endroit de la coupure, on remplace le bout de ligne vers l'infini par une résistance ayant la valeur Z_c , les phénomènes n'auront pas changé !



Quelles sont les valeurs du courant et de la tension dans la ligne? Pour résoudre ce problème, il faut remarquer que quelle que soit la longueur de la ligne, la propagation du courant depuis la source jusqu'à l'utilisation demande un certain temps. Pendant celui-ci la source "ignore" quelle est la valeur de la résistance placée à l'autre bout. Par conséquent la f.é.m. E ne voit que la résistance interne de la source r , et une résistance égale à l'impédance caractéristique Z_c . Le courant I vaut $I = E / (r + Z_c)$ et $V = Z_c I$.

Supposons donc une source de f.é.m. E de 300 V et de résistance interne 300 Ω et que l'impédance caractéristique soit aussi de 300 Ω . On a alors $I = 300 / (300 + 300) = 0,5$ A et $V = 0,5 \times 300 = 150$ V. Il y a propagation le long de la ligne d'une tension de 150 V et d'un courant de 0,5 A, ce qui représente une puissance $P = V I = 150 \times 0,5 = 75$ W débitée par la source.

Que se passe-t-il lorsque le courant atteint l'utilisation ? Si comme nous l'avons supposé $Z_t = 300 \Omega$ Dans ce cas tout va bien, le courant de 0,5 A traversant la résistance de 300 Ω développant à ses bornes une tension de 150 V, ce courant de 0,5 A parcourant la résistance de 300 Ω correspond à une puissance $Z_t I^2 = 300 \times 0,5^2 = 75$ W, puissance exactement égale à celle délivrée par la source. Ainsi, lorsqu'une ligne (finie) est fermée sur son impédance caractéristique, la totalité de la puissance délivrée par la source se trouve absorbée par la charge, on dit que la **ligne est adaptée**. On se trouve exactement dans les mêmes conditions que lorsque le générateur débite sur une ligne de longueur infinie.

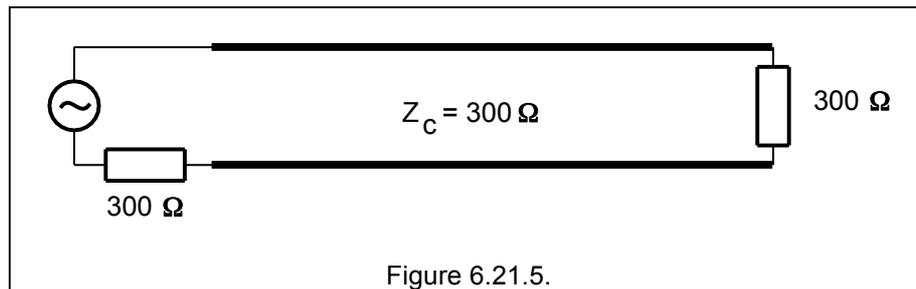


Figure 6.21.5.

6.21.4. Ligne finie non terminée sur son impédance caractéristique

Mais les choses ne sont pas toujours aussi simples. Examinons maintenant ce qui se passe si la ligne est terminée par une impédance différente de son impédance caractéristique. Dans ce cas la tension et le courant le long de la ligne ne sont plus simplement liés à une onde qui progresse du générateur vers l'extrémité de la ligne, mais aussi d'une onde qui progresse en sens inverse. L'onde qui va du générateur au bout de la ligne et celle qui est réfléchiée par la charge forment ce qu'on appelle des **ondes stationnaires**.

6.21.4.1. Ligne terminée sur un court-circuit - Ondes stationnaires

Au moment où le générateur est branché à la ligne, il "ignore" quelle est l'impédance terminale, il envoie donc une onde de tension et une onde de courant qui sont en phase et dont la grandeur dépend uniquement de l'impédance caractéristique Z_c .

Lorsque le front de l'onde qui se déplace à la vitesse $v = 1 / \sqrt{L/C}$, atteint le court-circuit, il est évident que la tension doit être nulle et que le courant doit être maximum. Ceci signifie qu'une onde de tension sera réfléchiée vers l'entrée de la ligne, qu'elle aura la même amplitude, mais qu'elle sera déphasée de 180° , et qu'elle se déplace le long de la ligne dans le sens opposé. Voir figure b. L'onde incidente qui va du générateur vers l'autre extrémité de la ligne est en rouge, l'onde réfléchiée est en bleu.

Quant à l'onde de courant elle est également réfléchiée, mais elle restera en phase. Ceci est représenté à la figure c ci-après. Remarquons que nous avons légèrement décalé les sinusoides pour faire apparaître les deux couleurs !

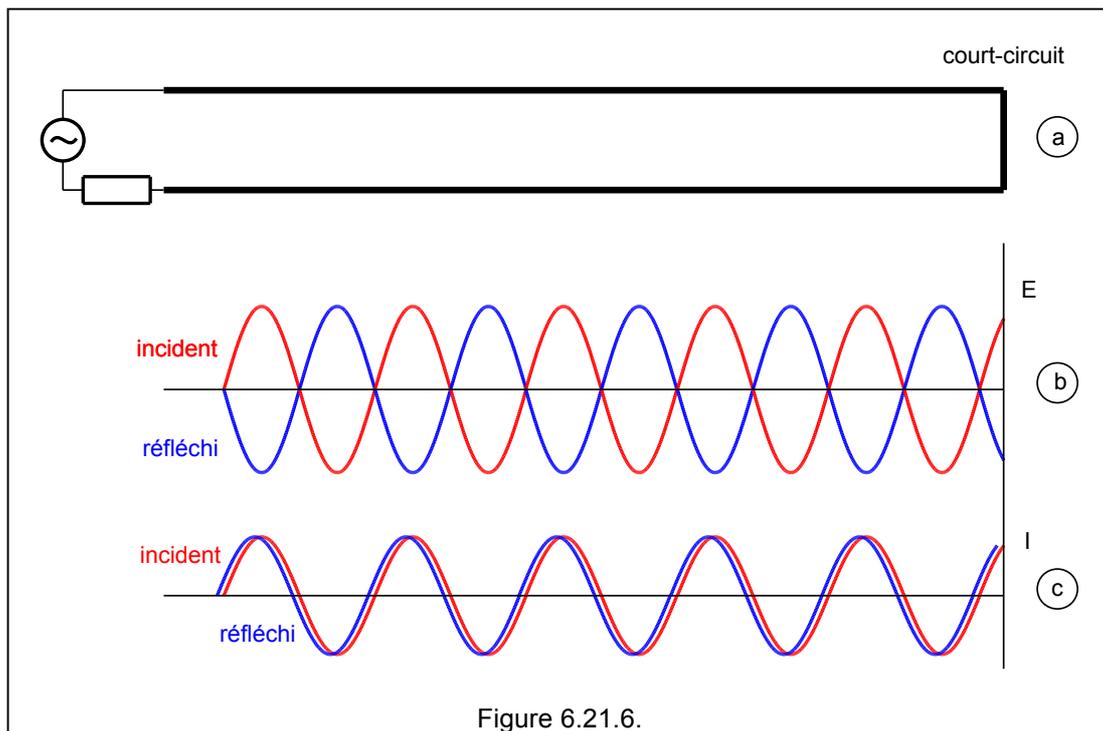


Figure 6.21.6.

Il reste à calculer le résultat de ces deux ondes. Imaginons que les l'onde de tension incidente arrive avec un angle φ quelconque. Partons de l'extrémité de la ligne (le court-circuit) et remontons vers le générateur.

- à l'endroit du court-circuit E_i (la tension incidente) et E_r (la tension réfléchi) sont en opposition de phase, puisqu'il ne peut y avoir de tension sur un court-circuit, donc la résultante $E_t = 0$.
- un $\lambda/8$ plus en avant la tension E_i est décalée de $\lambda/8$ dans le sens antihorlogique, tandis que la tension E_r est décalée de $\lambda/8$ dans le sens horlogique, la résultante vaut E_t .
- un $\lambda/4$ plus en avant la tension E_i est décalée de $\lambda/4$ dans le sens antihorlogique, tandis que la tension E_r est décalée de $\lambda/4$ dans le sens horlogique, la résultante vaut E_t .
- un $3\lambda/8$ plus en avant la tension E_i est décalée de $3\lambda/8$ dans le sens antihorlogique, tandis que la tension E_r est décalée de $3\lambda/8$ dans le sens horlogique, la résultante vaut E_t
- etc ...

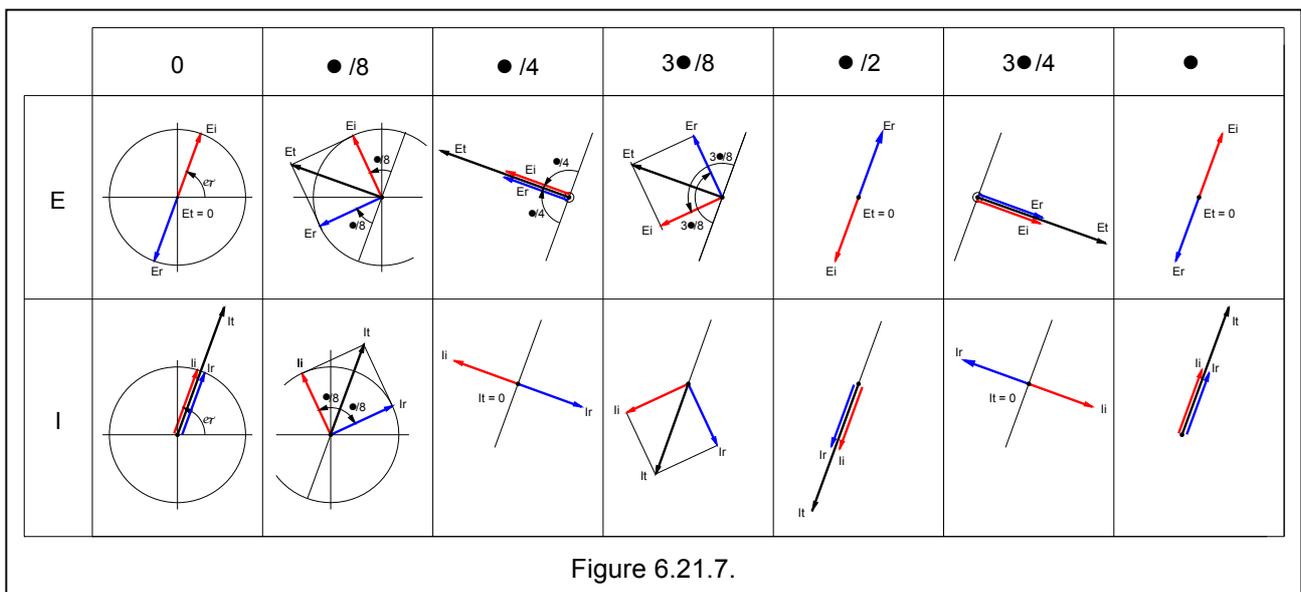


Figure 6.21.7.

On constate que la position du vecteur E ne change, mais que son amplitude varie le long de la ligne.

On peut établir le même raisonnement pour le courant :

- à l'endroit du court-circuit I_i (le courant incident) et I_r (le courant réfléchi) sont en phase, le courant est maximum et la résultante $I_t = 2 I_i$.
- un $\lambda/8$ plus en avant le courant I_i est décalée de $\lambda/8$ dans le sens antihorlogique, tandis que le courant I_r est décalée de $\lambda/8$ dans le sens horlogique, la résultante vaut I_t .
- un $\lambda/4$ plus en avant le courant I_i est décalée de $\lambda/4$ dans le sens antihorlogique, tandis que le courant I_r est décalée de $\lambda/4$ dans le sens horlogique, la résultante vaut $I_t = 0$.
- etc ...

En établissant ainsi le calcul tous les points de la ligne, et ce pour différentes positions relatives de l'onde incidente et de l'onde réfléchie, on constate que la tension le long de la ligne présente toujours une allure sinusoïdale dont l'amplitude varie avec la progression des ondes incidente et réfléchie, mais dont les zéros se situent à l'endroit du court-circuit et à des intervalles d'une demi-longueur d'onde à partir de ce court-circuit.

L'onde résultante est donc immobile: c'est pourquoi on l'appelle une **onde stationnaire**.

Cette onde est représentée en d sur la figure avant celle-ci.

On appelle **noeuds** les points de passage par zéro, et **ventres** les points où se présentent les maxima de tension où de courant.

Puisqu'il y a toujours un décalage de 90° entre l'onde stationnaire de tension et l'onde stationnaire de courant. En d'autres termes une ligne ouverte se comporte comme une réactance.

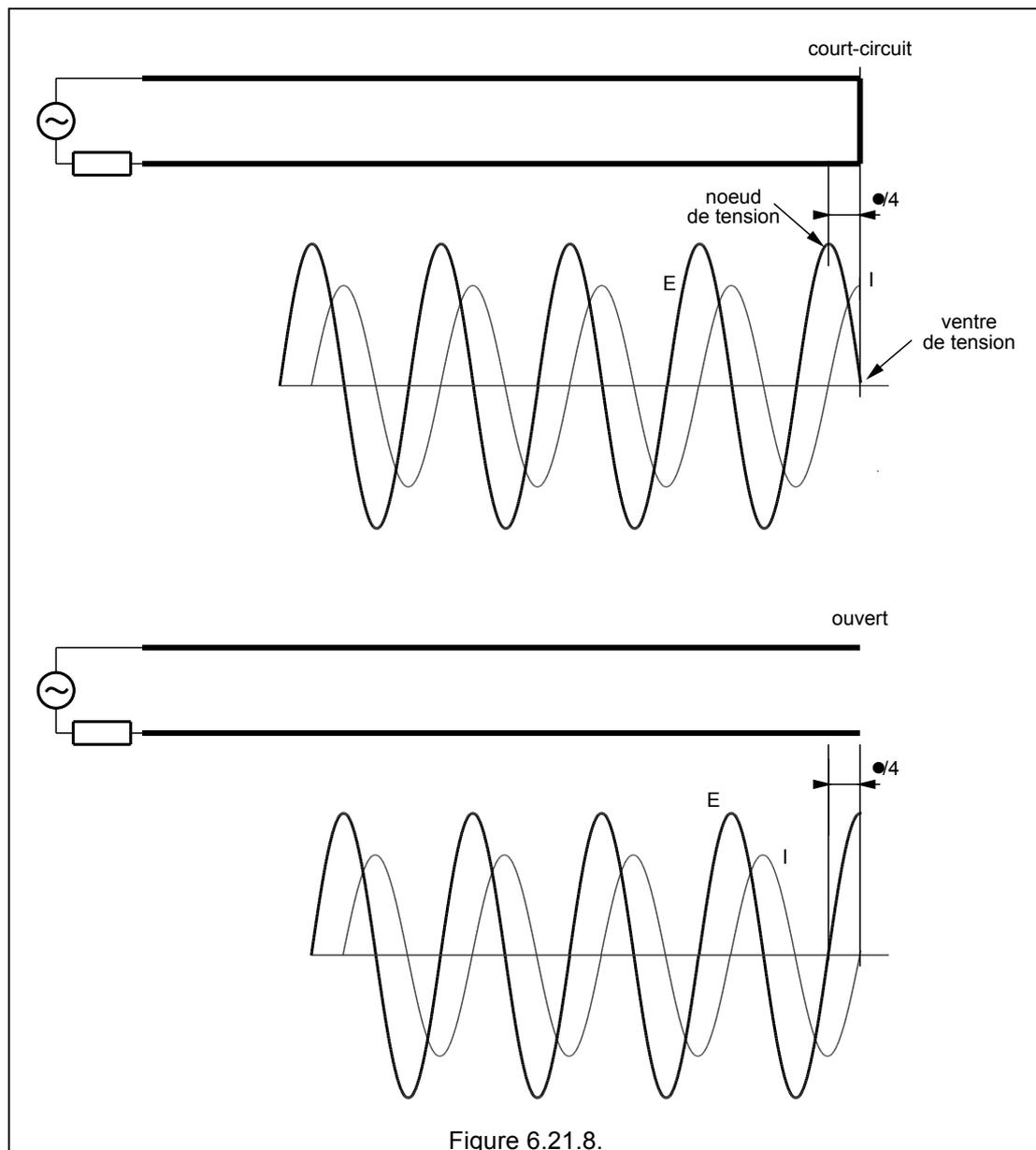


Figure 6.21.8.

6.21.4.2. Ligne ouverte

Le comportement d'une ligne ouverte présente une certaine analogie avec celui d'une ligne terminée par un court-circuit. Dans ce cas cependant, la relation de phase entre l'onde incidente et l'onde réfléchie est telle que, à l'extrémité ouverte de la ligne, le courant est nul et la tension est maximum.

L'onde de courant sera donc réfléchie en opposition de phase avec l'onde incidente, tandis que l'onde de tension sera réfléchie en phase. Comme dans le cas précédent, la tension et le courant sont toujours décalés de 90° en tous les points de la ligne. Ce qui signifie que la ligne se comporte comme une réactance.

6.21.4.3. Ligne terminée sur une réactance

Si une ligne en court-circuit ou une ligne ouverte se comporte comme une réactance, il est bien évident que si une réactance pure est branchée à l'extrémité de la ligne, l'ensemble se comportera encore comme une réactance.

Reprenons le cas de la ligne en court-circuit, cette ligne sera le siège d'ondes stationnaires et nous trouverons des noeuds de tension à l'extrémité de la ligne et à des intervalles de $\lambda/2$ vers la gauche.

Si nous nous plaçons en un point situé à $\lambda/4$ à gauche de l'extrémité court-circuitée nous constatons que la tension y est maximale et le courant nul. On se trouve alors dans le cas de la ligne ouverte.

Par contre si nous considérons un point situé à moins d'un quart d'onde de l'extrémité (par exemple un point situé à $\lambda/8$) la tension est déphasée de 90° en avant sur le courant, ce qui signifie que la portion à droite de P constitue une réactance positive, donc une self.

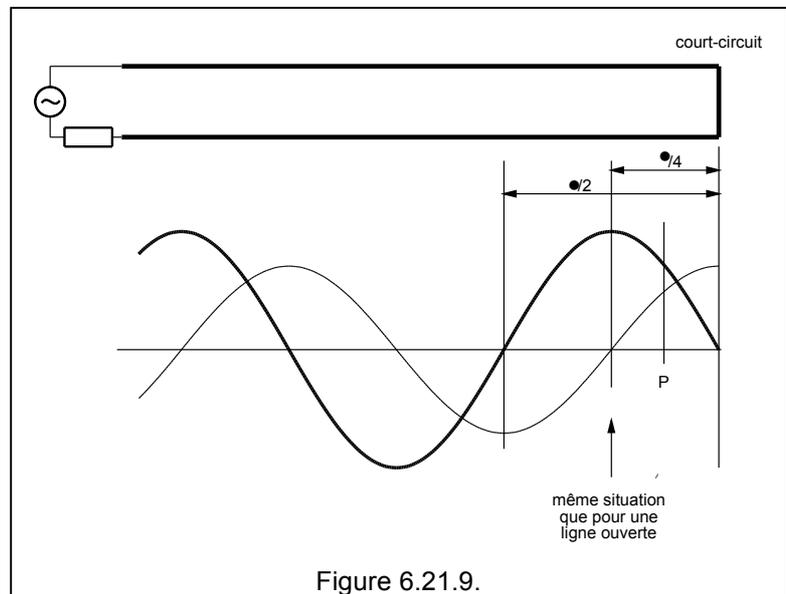


Figure 6.21.9.

De même si nous considérons un point situé entre un quart d'onde et une demi onde de l'extrémité (par exemple un point situé à $3\lambda/8$) la tension est déphasée de 90° en arrière sur le courant, ce qui signifie que la portion à droite de P constitue une réactance négative, donc une capacité.

En d'autres termes, une ligne terminée par une réactance, se comporte comme une ligne court circuitée plus courte ou plus longue que la ligne réelle.

6.21.4.4. Ligne terminée sur une résistance quelconque

Prenons par exemple le circuit de la figure ci-dessous, avec un générateur de tension de 300 V, une impédance interne de 75Ω ³, une ligne de transmission de 75Ω et une résistance de charge. Au début la source ignore quelle est la valeur de l'impédance de charge, elle envoie donc un courant de $300 / (75 + 75) = 2 \text{ A}$, La tension entre E1-E2 est de 150 V et la puissance envoyée vers la ligne est de 300 W. Nous allons affecter ces valeurs de l'indice i comme incident dont $I_i = 2 \text{ A}$, $E_i = 150 \text{ V}$ et $P_i = 300 \text{ W}$.

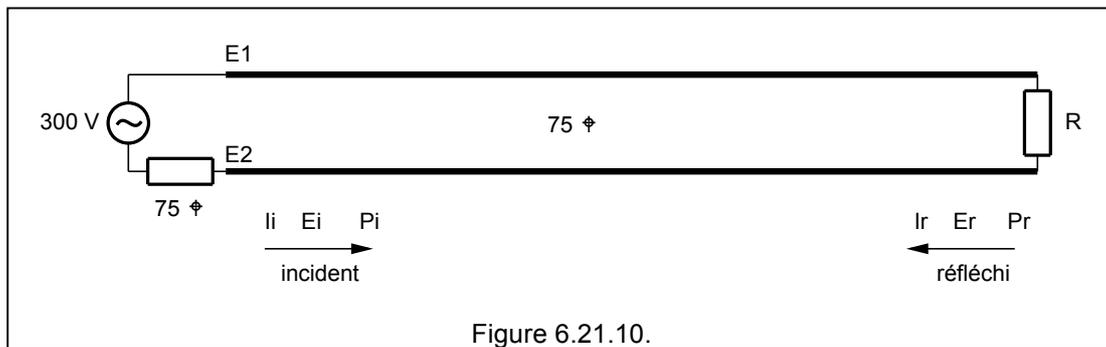


Figure 6.21.10.

Considérons d'abord le cas où la résistance de charge R serait de 300Ω . Si la charge de 300Ω était connectée directement sur le générateur, le courant serait de $I = 300 \text{ V} / 375 \Omega = 0,8 \text{ A}$, la tension de $300 \times 0,8 = 240 \text{ V}$ et la puissance serait de $240 \text{ V} \times 0,8 \text{ A} = 192 \text{ W}$. Si maintenant nous relierons la charge à l'extrémité de la ligne, la puissance absorbée sera la même, puisque la ligne ne peut ni fournir de l'énergie ni en dissiper.

Par conséquent lorsque le générateur envoie ses 300 Watts dans la ligne, 192 Watts seront absorbés par la charge et $300 - 192 = 108 \text{ W}$ seront renvoyés vers la source, la puissance réfléchi sera $P_r = 108 \text{ W}$, et la source devra donc dissiper cette puissance.

Pour le courant nous aurons donc $2 \text{ A} - 0,8 \text{ A} = 1,2 \text{ A}$ en trop donc $I_r = 1,2 \text{ A}$, et pour la tension $240 - 150 = 90 \text{ V}$ en moins donc $E_r = 90 \text{ V}$. Par conséquent il y aura un courant réfléchi de I_r de $1,2 \text{ A}$ en opposition de phase avec le courant incident et une tension E_r de 90 V en phase avec la tension incidente.

	0	● /8	● /4	3●/8	● /2	3●/4	●
E							
I							

Figure 6.21.11.

³ Les puristes diront qu'une ligne symétrique a une impédance comprise entre 240 et 300Ω , qu'à cela ne tienne, nous ne considérons ici cet exemple qu'à titre numérique.

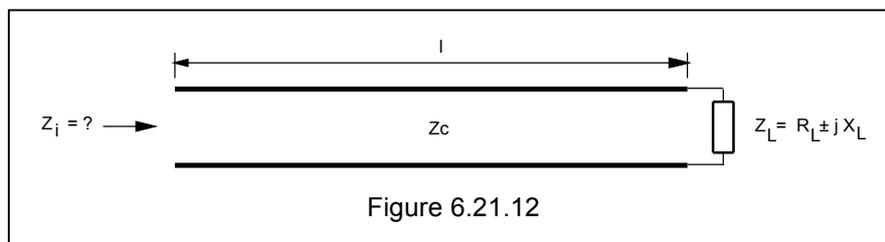
Dans le cas où la résistance terminale serait inférieure à l'impédance caractéristique de la ligne, par exemple 50Ω , la tension réfléchi sera en opposition de phase, tandis que le courant sera en phase. Si on reprend le même exemple avec une résistance terminale de 50Ω , on trouverait que cette résistance devrait être parcourue par un courant de $2,4 \text{ A}$, que la tension à ses bornes serait de 120 V et qu'elle dissiperait 288 W . Il y a donc un courant réfléchi en phase de $0,4 \text{ A}$, une tension réfléchi en opposition de phase de 30 V et une puissance réfléchi de 12 W .

6.21.4.5. Impédance d'entrée d'une ligne chargée par une impédance quelconque

L'impédance d'entrée Z_{in} d'une ligne d'impédance caractéristique Z_c chargée par une impédance quelconque $Z_L = R_L \pm jX_L$ vaut :

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + j Z_c \operatorname{tg} \beta l}{Z_c + j Z_L \operatorname{tg} \beta l}$$

où $\beta l = 2 \pi l / \lambda$, pour lequel l est la longueur électrique⁴ et λ est la longueur d'onde.



Cette formule est très importante, mais il ne faut pas la connaître pour l'examen HAREC ...

Par contre il est important de retenir que l'impédance mesurée en bout de ligne (le Z_{in} ci-dessus) sera différent ou pourra être différent de l'impédance mesurée directement à l'antenne (le $Z_L = R_L \pm jX_L$). Cette différence va dépendre de la longueur de la ligne et de son impédance caractéristique (le Z_c).

Cas particuliers :

- a) si $Z_c = Z_L$ alors $Z_{in} = Z_c$ c'est le cas théorique
- b) si $l = \lambda/4$ alors $\operatorname{tg} \beta l = \infty$, et dans ce cas $Z_{in} = Z_c^2 / Z_L$ qui conduit à l'emploi de la ligne quart d'onde comme transformateur d'impédance.
- c) si $l = \lambda/2$ alors $\operatorname{tg} \beta l = 0$, et dans ce cas $Z_{in} = Z_L$ un ligne en $\lambda/2$ est équivalente à un transformateur de rapport $1/1$ ⁵
- d) si $l = \lambda/8$ alors $\operatorname{tg} \beta l = 1$, et dans ce cas $Z_{in} = Z_c (Z_L + jZ_c) / (Z_c + jZ_L)$

Exemple: Une ligne à 50Ω mesure $53,88 \text{ m}$ (mesure réelle, mécanique). La fréquence de travail est de $14,2 \text{ MHz}$ et le facteur de raccourcissement est de $0,66$. Cette ligne est terminée par une impédance de $115 + j 75 \Omega$. Calculer l'impédance à l'entrée de la ligne ?

Tout d'abord $\lambda = 300/14,2 = 21,127 \text{ m}$, la longueur électrique de cette ligne vaut $53,88 * 0,66 = 35,56 \text{ m}$, ce

⁴ La longueur électrique étant égale à la longueur mécanique multipliée par le facteur de raccourcissement de la ligne (voir plus loin au § caractéristiques des lignes).

⁵ Ceci est l'explication d'une règle très "populaire" qui veut que la ligne d'alimentation soit exactement une $\lambda/2$, mais en réalité, si l'antenne, la ligne de transmission et le générateur (l'émetteur) ont la même impédance cette règle "populaire" ne tient plus. D'autant plus que dans les applications pratiques, le même câble peut servir à plusieurs bandes de fréquences ...

qui correspond à $360^\circ (35,56 / 21,127) = 601,86^\circ$ c'est le βl de la formule. On peut enlever "n" fois 180° , on arrive donc à $61,86^\circ$ et $\text{tg } \beta l = 1,869$.

On applique donc la relation

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + j Z_c \text{tg } \beta l}{Z_c + j Z_L \text{tg } \beta l} = 50 \frac{(115 + j 75) + 50 * 1,869}{50 + j (115 + j 75) * 1,869} = 50 \frac{208,45 + j 75}{-90,17 + j 214,93} = 21,54 - j 32,17 \Omega$$

Alors que la charge est de nature inductive (+j), on constate que l'impédance à l'entrée de ligne est de nature capacitive (-j).

Bien sûr on peut effectuer le calcul ci-dessus, mais une autre technique consiste à utiliser l'abaque de Smith.

Nous n'entrerons pas dans les détails de l'abaque de Smith, mais nous allons simplement donner "la recette":

a) on calcule d'abord l'impédance réduite ou normalisée, c-à-d que l'on divise tout par l'impédance de la ligne donc $115 + j 75 \Omega$ divisé par 50 donne $2,30 + j 1,5$

b) on reporte ce point P sur le diagramme

c) on trace un cercle de rayon OP

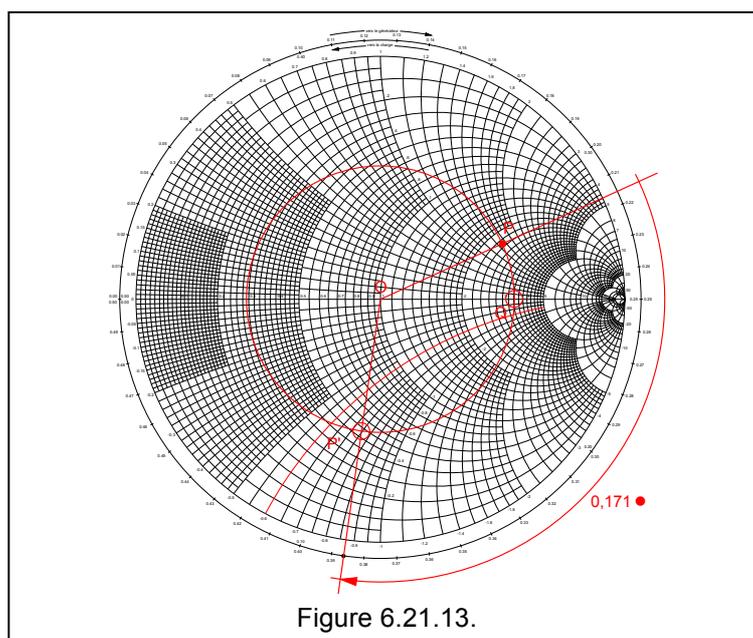
d) on fait tourner OP vers le générateur (c-à-d dans le sens horlogique) d'un angle β correspondant à la longueur électrique, c-à-d de $61,86^\circ / 360^\circ = 0,171 \lambda$, comme nous étions à $0,216 \lambda$, on ira à $0,216 + 0,171 = 0,387 \lambda$

e) on trace le rayon, le point P' donne la solution soit $0,48 - j 0,74$

f) on repasse de l'impédance normalisée à la forme normale en multipliant par 50, ce qui donne $24 - j 37$

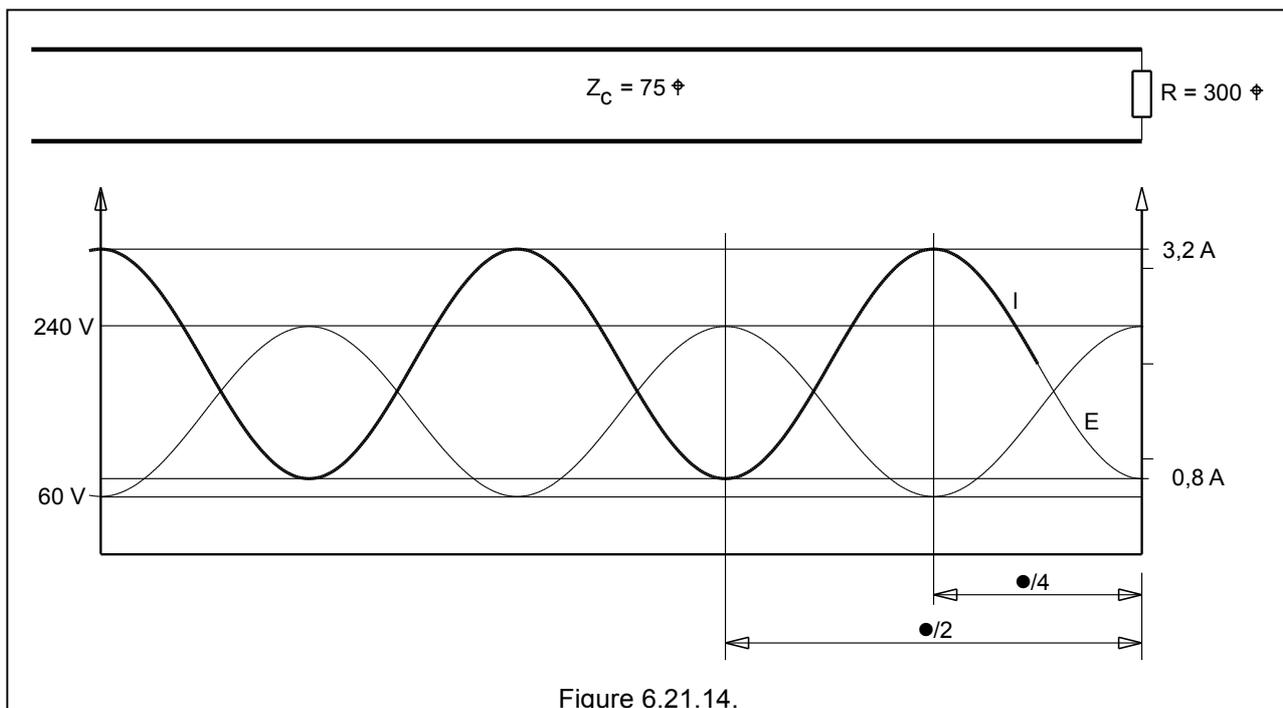
...oh merveille on trouve (à peu près) la même chose que par le calcul !

Notons que le cercle coupe l'axe au point Q ce qui représente le ROS de 3,3.



6.21.4.6. Le rapport d'ondes stationnaires ou ROS

Reprenons notre exemple ci-dessus, avec un générateur de tension de 300 V, une impédance interne de 75 Ω, une ligne de transmission de 75 Ω et une résistance de charge de 300 Ω. On remarque aussi qu'à des distances – comptées à partir de l'extrémité où se trouve la charge - de $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$, etc ... on retrouve des maxima de courant et minima de tension, par contre, à des distances de $\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$, etc. ... on retrouve des minima de courant et maxima de tension.



Le rapport du maximum au minimum de courant (ou le rapport du maximum au minimum de tension) est appelé **rapport d'ondes stationnaires**. Dans notre exemple, le **rapport d'ondes stationnaires** ou **ROS** il est de 3,2/0,8 ou 240/60 soit 4.

Le ROS est un rapport de tensions ou de courants. Un rapport d'Ampères divisés par des Ampères, ou de Volts divisés par des Volts; le ROS s'exprime donc par un nombre sans dimension. Pour souligner qu'il s'agit d'un rapport, le ROS est souvent représenté par une fraction, et au lieu de dire que le ROS est de 3 on dit aussi que le ROS est de 3/1.

En anglais, on parle de **Voltage Standing Wave Ratio** ou **VSWR** ou encore simplement de **SWR** pour désigner le ROS.

Le rapport d'ondes stationnaires permet de se rendre compte de la désadaptation à l'extrémité de la ligne.

6.21.4.7. Le coefficient de réflexion

Une autre approche consiste à considérer le rapport entre l'onde incidente et l'onde réfléchie. On appelle cela le **coefficient de réflexion** que l'on représente par la lettre ρ (rho) ou par la lettre Γ (gamma).

La notion de coefficient de réflexion fait double emploi avec celle de ROS (VSWR) vue précédemment. Mais dans certains cas il est plus facile d'employer l'une que l'autre.

6.21.4.8. Calcul du ROS

Lorsque l'impédance terminale est une impédance quelconque de la forme $Z_L = R_L + j X_L$, alors peut calculer

$$\rho = \frac{\sqrt{(Z_C - R_L)^2 + X_L^2}}{\sqrt{(Z_C + R_L)^2 + X_L^2}}$$

puis le $ROS = (1 + \rho) / (1 - \rho)$

Exemple : Si $Z_C = 50 \Omega$ $Z_L = 20 + j 70$, calculez le ROS ?

$$\rho = \frac{\sqrt{(50 - 20)^2 + 70^2}}{\sqrt{(50 + 20)^2 + 70^2}} = 76,15 / 98,99 = 0,769$$

$$ROS = (1 + 0,769) / (1 - 0,769) = 7,65$$

Lorsque l'impédance terminale est une **résistance pure**, alors les relations précédentes se simplifient et rapport d'onde stationnaire a pour valeur Z_C / R_L lorsque la résistance terminale est inférieure à la résistance caractéristique de la ligne et R_L / Z_C dans le cas inverse.

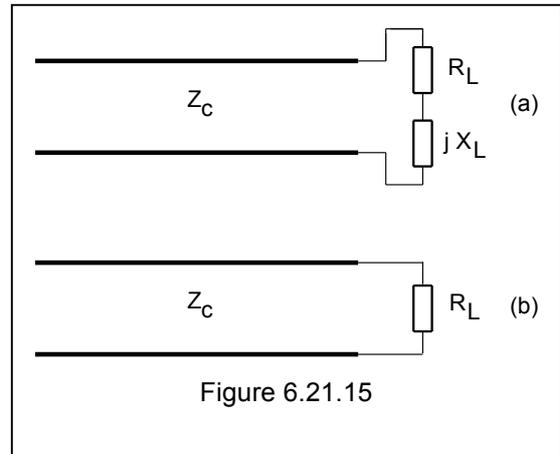
Exemple : Si $Z_C = 50 \Omega$ $Z_L = 75 + j 0$, calculez le ROS ?

$$ROS = 75 / 50 = 1,5$$

Lorsque la ligne est ouverte ou en court circuit le ROS est infini.

Pour visualiser le rapport d'ondes stationnaires, il suffirait donc de promener un voltmètre HF le long de la ligne et de faire le rapport entre la lecture maximum et la lecture minimum. Lorsqu'une ligne est du "échelle à grenouille", il serait relativement aisé de faire cette mesure, mais cela devient plus compliqué pour un câble coaxial.

Dans le cas où il n'y a pas de minimum et de maximum, le ROS est de 1, l'adaptation est correcte et il n'y a pas d'ondes stationnaires.



6.21.4.9. Le ROS , le VSWR, le coefficient de réflexion et le return loss

Faisons le point et revoyons encore toutes les définitions ...

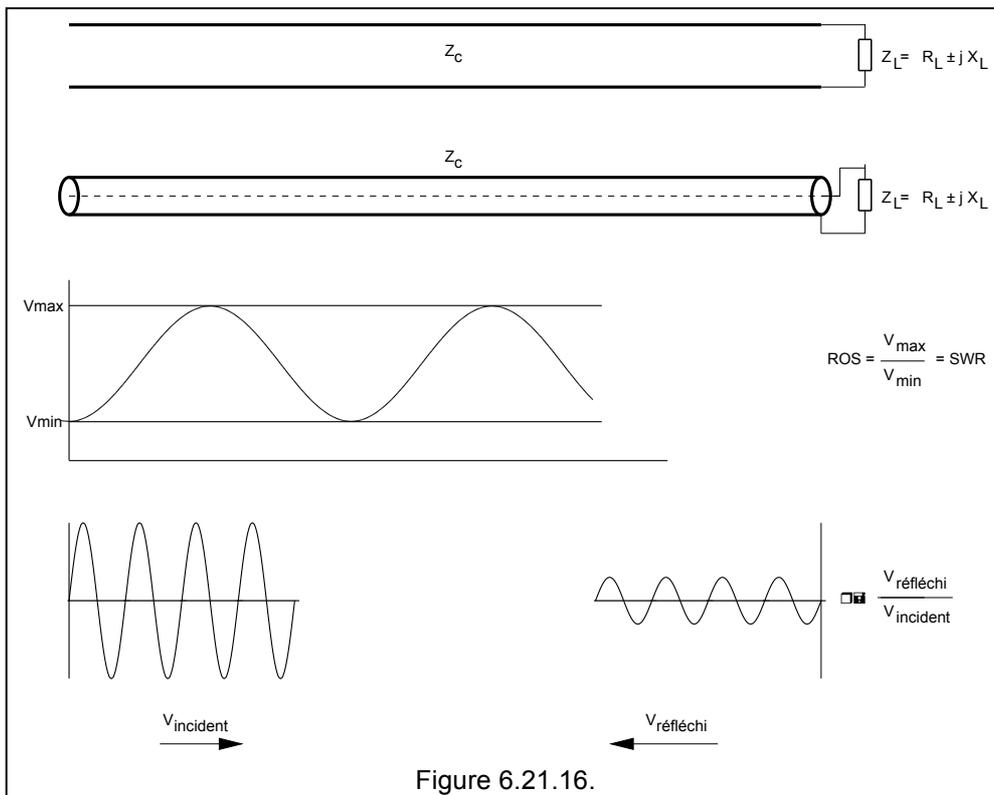
Le **Rapport d'Ondes Stationnaires** ou le **ROS** ou, en anglais, le **Voltage Standing Wave Ratio** ou le **VSWR** ou encore plus simplement le **SWR** exprime le rapport entre la tension maximum et la tension minimum le long d'une ligne de transmission, ou ce qui revient au même d'ailleurs, le rapport entre le courant maximum et le courant minimum.

$$\text{ROS} = \text{VSWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}}$$

Par définition le tension maximum est plus grande que la tension minimum, donc le ROS est toujours un nombre supérieur (ou égal) à 1. Le ROS ou le VSWR est souvent exprimé sous forme de n:1, si le ROS est de 1,5, on dira aussi qu'il est de 1,5 : 1 (à prononcer "1,5 sur 1") .

Lorsqu'on utilise un appareil de mesure de puissance (voir coupleur directif) on a

$$\text{ROS} = \text{VSWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{V_{\text{incidente}} + V_{\text{réfléchi}}}{V_{\text{incidente}} - V_{\text{réfléchi}}} = \frac{\sqrt{P_{\text{incidente}}} + \sqrt{P_{\text{réfléchi}}}}{\sqrt{P_{\text{incidente}}} - \sqrt{P_{\text{réfléchi}}}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$



Le **coefficient de réflexion** est le rapport de la tension réfléchie à la tension incidente :

$$\rho = \frac{V_{\text{réfléchie}}}{V_{\text{incidente}}} = \frac{\text{ROS} - 1}{\text{ROS} + 1}$$

Lorsqu'on utilise un appareil de mesure de puissance (voir coupleur directif) on a $\rho = \sqrt{P_{\text{réfléchie}} / P_{\text{incidente}}}$

Le **return loss** exprime ce coefficient de réflexion sous forme logarithmique, il est essentiellement utilisé dans le domaine des VHF aux micro-ondes,

$$\text{RL} = 10 \log (P_{\text{réfléchie}} / P_{\text{incidente}}) = 20 \log \rho .$$

Le return loss exprime donc tout simplement la puissance relative qui retourne à la source en décibels.

Dans la littérature française on trouve aussi le terme TOS pour **taux** d'ondes stationnaires,

- selon certains auteurs, ROS et TOS sont confondus
- selon d'autres, on définit le TOS comme le rapport $P_{\text{réfléchie}} / P_{\text{incidente}}$ et on l'exprime en %

Nous pensons qu'il vaudrait mieux oublier la notion de TOS !

6.21.4.10. Conséquence du ROS

Pour les puissances importantes, par le fait de courants et de tensions plus élevés, on voit apparaître des échauffements localisés, de même que des risques de claquage du diélectrique localisés. Toutefois, pour des puissances utilisées par les radioamateurs (100 W) cela ne pose pas de problème particulier.

La puissance qui retourne vers l'émetteur est perdue.

6.22. Les types de lignes de transmission

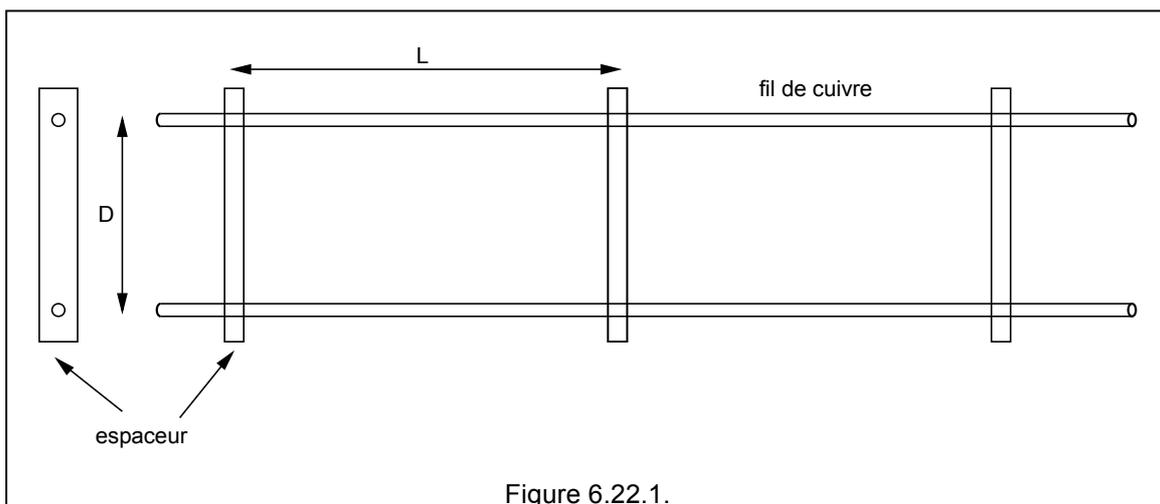
Maintenant que nous savons comment fonctionne une ligne de transmission et que nous avons vu qu'une telle ligne possède une impédance caractéristique et le fait qu'il était nécessaire d'adapter la ligne au générateur et à la charge, nous pouvons examiner plus en détails la constitution des lignes de transmissions, c'est-à-dire passer à des notions plus pratiques.

6.22.1. Lignes de transmissions symétriques

Une ligne de transmission symétrique est constituée de deux fils parallèles. Entre ces deux fils, il y a soit de l'air soit un matériau diélectrique tel que le polyéthylène.

Les lignes de transmission à air sont utilisées pour l'alimentation des antennes OC et OM des émetteurs de radiodiffusion. Les conducteurs sont maintenus à distance grâce à des supports céramiques qui sont eux-mêmes installés au sommet de poteaux métalliques.

La forme la plus courant de ces lignes lorsqu'elles sont utilisées par les radioamateurs est appelé "**échelle à grenouille**". Dans une échelle à grenouille, l'écartement entre les deux lignes est assuré par des espaceurs en bambou, en plexiglas, en plastique. Pratiquement, la distance d (entre les deux fils) varie de 50 à 160 mm, le diamètre s du fil de cuivre va de 1 à 3 mm et la longueur entre espaceur varie de 200 à 1500 m. L'échelle à grenouille est typiquement une réalisation de radioamateur.



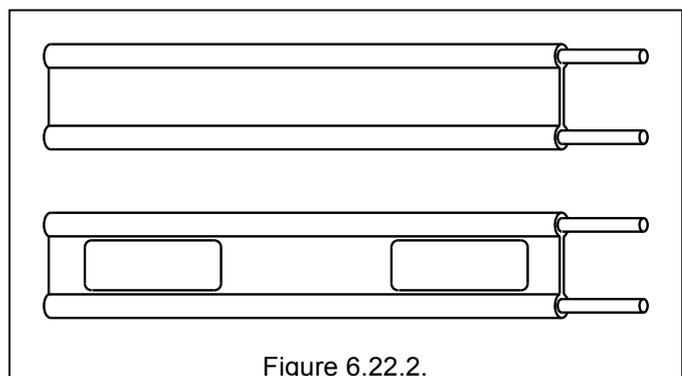
L'impédance d'une telle ligne est donnée par la relation

$$Z_c = (276 / \sqrt{\epsilon}) \times \log(2S/d)$$

Une autre forme de la ligne symétrique est le "**twin**" qui utilise un ruban en polythène dans les bords duquel sont noyé les deux conducteurs.

Pour des applications de réception FM/TV, on trouve des câbles twin avec des impédances de l'ordre de 240 et 300 Ω .

On peut diminuer les pertes en pratiquant des ouvertures dans le câble, il devient alors aussi moins lourd, mais aussi plus facile à être déformé.



Pour des applications radioamateurs (dans les bandes décamétriques), on trouve des lignes dont les sections des conducteurs sont un peu plus importantes que ci-dessous. Ces lignes peuvent supporter quelques centaines de Watts (voire jusqu'à 1 kW) et on trouve des impédances caractéristiques entre 240 et 600 Ω .

Avantages

- pertes relativement faibles par rapport au câble coaxial
- certaines antennes (Lévy, G5RV, Zéppelin, etc...) utilisent ce genre de ligne

Inconvénients

- les lignes symétriques doivent être montées à une certaine distance (5 à 10 x la largeur) par rapport au sol, aux surfaces métalliques et aux murs.
- pratiquement aucun émetteur commercial ne présente une sortie symétrique, d'où la nécessité d'ajouter un balun ou coupleur d'antenne permettant le passage asymétrique/symétrique

6.22.2. Lignes de transmissions coaxiales

6.22.2.1. Généralités

Un câble coaxial comprend un conducteur central (généralement en cuivre), placé à l'intérieur d'une gaine métallique formant le deuxième conducteur. Ces deux conducteurs sont séparés par un isolant (diélectrique).

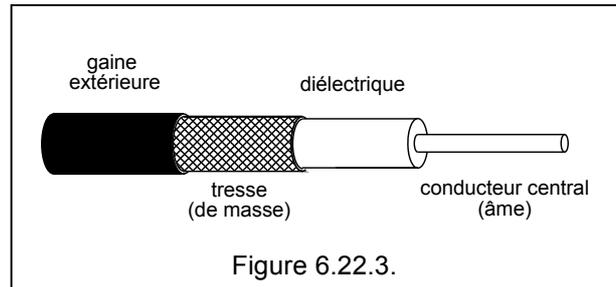


Figure 6.22.3.

Pour cette structure coaxiale, l'impédance caractéristique est donnée par la relation

$$Z_c = 138 / \sqrt{\epsilon} \log (D/d)$$

relation dans laquelle

D est le diamètre intérieur du conducteur extérieur ("la gaine" ou le "blindage")

d est le diamètre du conducteur intérieur

Au fait une impédance caractéristique de l'ordre de 50 Ω conduit à pouvoir transmettre un maximum de puissance, tandis qu'une impédance caractéristique de 75 Ω permet d'avoir des pertes minimales. Pour cette raison on trouve principalement des lignes coaxiales à 50 et à 75 Ω, et dans le temps l'industrie (allemande) a produit pendant un certain temps de lignes à 60 Ω.

Ainsi pour tout ce qui concerne les "émetteurs", tout ce qui est en "RF", pour les émetteurs-récepteurs professionnels, pour les émetteurs de radiodiffusion, ... on utilise principalement du 50 Ω, ce qui est un compromis entre l'affaiblissement et la capacité de puissance.

Pour le transport de la vidéo, pour les fréquences intermédiaires, pour la télédistribution par contre on utilise principalement du 75 Ω.

Toutefois, pour les applications radioamateurs (puissances relativement limitées), il n'existe aucune raison pour ne pas utiliser des câbles à 75 Ω, hormis que tous les appareils commerciaux ont une impédance nominale de 50 Ω. Pour des étages finaux à transistors sans coupleur d'antenne, la différence peut causer des problèmes.

6.22.2.2. Les câbles coaxiaux avec diélectrique plein

La plupart de ces câbles coaxiaux ont un diélectrique plein. Le diélectrique le plus couramment utilisé est le Polyéthylène ou PE en abrégé. Citons par exemple toute la série des câbles RG58, RG59, RG-8, RG213, RG59 et RG216. Le câble est entouré d'une gaine en polychlorure de vinyle ou PVC en abrégé. Ces câbles sont très robustes, ils peuvent supporter des rayons de courbure de l'ordre de 5 x le diamètre du câble.

	Ω	∅ ext (mm)	∅ int (mm)	Vf	Ps (kg/100 m)	Cs (pF/m)	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz	21 MHz	28 MHz	50 MHz	100 MHz	144 MHz	432 MHz	500 MHz	1296 MHz	2320 MHz	10 GHz	Pmax @ 30 MHz	Pmax @ 1 GHz	
RG-11A/U	75	9,8		0,66	13,9	67						4,6	6,9	18							1500	250
RG-174	50	2,6		0,66									30			73						
RG-188 (téflon)	50	2,7		0,7									28			70						
RG-213/U	50	10,3	7x 0,75	0,66	15,5		1,16	1,6	2,3	2,84	3,2	4,4	6,2	7,9	15	17	27,5				1500	250
RG-214/U ⁶	50	10,8		0,66									7			17						
RG-216 ⁶	75																					
RG-58C/U	50	4,95		0,66	4	101	2,9	4,1	5,8	7	8,2	11,0	15,6	17,8	33	39	64,5				350	50
RG-59/U	75	6,15		0,66	5,7	67							12		25	33,6						
RG-8 foam	50	10,3		0,84									4,2									
RG-8/U	50	10,3		0,66									8,5									

⁶ Câble à double tresse

Un diélectrique particulier est le téflon qui est utilisé à l'intérieur d'équipement où règne une forte température, par exemple à l'intérieur d'amplificateur à tubes et à proximité de ces tubes. Les câbles coaxiaux au téflon ne sont donc utilisés que pour de faibles distances (de l'ordre du mètre ou moins).

Une construction un peu particulière est le câble semi-rigide où le conducteur extérieur est un tube (et non une tresse). Ces câbles sont essentiellement utilisés pour effectuer des raccordements entre les modules d'un équipement. Ici aussi, ces câbles coaxiaux ne sont donc utilisés que pour de faibles distances (de l'ordre du mètre ou moins).

6.22.2.3. Les câbles coaxiaux dont le diélectrique est l'air

L'air ayant le moins de pertes, on utilise ce genre de câble coaxial pour les très hautes fréquences (VHF - UHF), pour les lignes très longues et pour les fortes puissances. Toutefois le conducteur central doit être maintenu dans la position centrale et on utilise soit des disques diélectriques, soit une spirale diélectrique.

Ce type de câble est assez fragile, il faut respecter un rayon de courbure minimum et éviter de le "croquer" lors de l'installation. Il faut aussi éviter la pénétration d'humidité et donc apporter un soin tout particulier dans l'étanchéité des connecteurs. Malgré toutes les précautions, et à la longue, il y a toujours un peu d'humidité ou de condensation qui s'installe dans ce câble⁷.

Citons les câbles H100, AIRCOM, Héliax

6.22.2.4. Les câbles coaxiaux avec diélectrique cellulaire

Une solution intermédiaire entre le câble qui utilise l'air comme diélectrique et le câble à diélectrique plein est le câble à diélectrique cellulaire dans lequel, de petites bulles d'air sont emprisonnées dans le diélectrique formant ainsi une sorte de mousse ("foam").

Historiquement, on a tout d'abord vu apparaître du câble "RG8 foam".

Pour les installations d'émetteurs de radiodiffusion il existe une série de câbles ?????

Dans le domaine radioamateur, la firme SSB electronics a développé une série de câble avec diélectrique cellulaire :

	Ω	\varnothing ext (mm)	\varnothing int (mm)	Vf	Ps (kg/100 m)	Cs (pF/m)	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz	21 MHz	28 MHz	50 MHz	100 MHz	144 MHz	432 MHz	500 MHz	1296 MHz	2320 MHz	10 GHz	Pmax @ 30 MHz	Pmax @ 1 GHz	
AIRCELL 5	50	5	1,08	0,82	3,6	82						6,6	9,4	11,3	19,9	21,6	35,7					
AIRCELL 7	50	7,3	1,85	0,83	7,2	75			3,4		4	4,5	6,6	7,6	13,6	14,7	24,8					
ECOFLEX 10	50	10,2	2,85	0,85	13,1	78						2,8	4,0	4,9	8,9	8,9	16,5					
ECOFLEX 15	50	14,6	4,5	0,86	25,8	77						2,0	2,8	3,4	6,1	6,1	11,4					

6.22.2.5. Différences de fabrications

Certains fabricants ou revendeurs ajoutent les termes " faibles pertes" après la désignation du câble. Il est bien évident que si on respecte des normes de fabrications, c-à-d la nature du conducteur intérieur et extérieur, le diélectrique la constitution de la gaine de protection extérieure et les diamètres, tous les câbles de même diamètre auront les mêmes pertes à quelques dixièmes de dB près. Par conséquent ce qualificatif "faibles pertes" est trompeur !

A fortiori, ce n'est pas non plus la couleur de la gaine de protection extérieure qui peut influencer les pertes !

Il peut cependant y avoir des différences de fabrications

- notamment dans le "tissage" de la tresse, certaines tresses peuvent être bien serrées d'autres un

⁷ Ce type de câble utilisé professionnellement est toujours pressurisé de sorte que l'eau ou l'humidité ne peuvent pénétrer dans le câble. Pour une utilisation radioamateur, la solution consiste peut être à apporter un maximum de soin à l'étanchéité au connecteur d'antenne et à prévoir une échappatoire (un petit trou de 2 mm par exemple) pour l'eau et l'humidité.

peu plus lâche. Ceci peut avoir une influence sur le blindage du câble, c'est-à-dire la partie de la puissance qui va être rayonnée hors du câble.

- dans la précision de fabrication, les dimensions de certaines fabrications peuvent varier de quelques dixièmes de mm, ce qui conduit à une valeur d'impédance caractéristique un peu différente. C'est pourquoi certains fabricants précisent des impédances comme " $50 \pm 2 \Omega$ ". L'absence de tolérance ne signifie par pour autant une meilleure tolérance, que du contraire !

Ces différences de fabrications peuvent aussi conduire à des différences de prix.

6.22.3. Les connecteurs pour câbles coaxiaux

Dans presque tous les cas, un câble coaxial se termine par un connecteur. Pour chaque type de câble il existe un ou plusieurs types de connecteurs préférentiels. Câble et connecteurs vont donc de pairs⁸.

Les connecteurs les plus fréquemment rencontrés sont

- le connecteur **UHF**⁹ encore appelé connecteur **type M** : principalement pour du câble RG-58, RG-59 et RG-213. Ce type de connecteur équipe la plupart des transceivers commerciaux (pour radioamateurs) en décimétrique et en VHF.

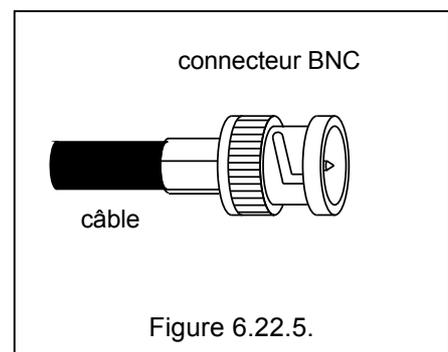
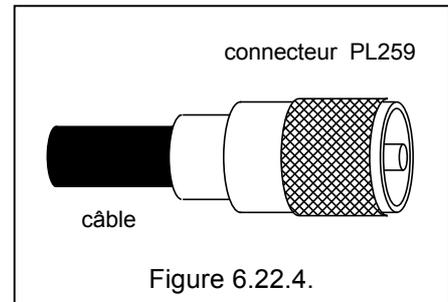
Le connecteur mâle porte l'appellation **PL-259**, la fiche châssis **SO-239** et le raccord (femelle-femelle) **PL-258**.

Théoriquement ce connecteur va jusqu'à 300 MHz. Mais l'impédance de ce connecteur dépend du soin apporté au montage et varie fortement d'un fabricant à l'autre en fonction notamment du diélectrique utilisé. La tension maximum est de 500 V crête. Un des inconvénients majeur est le fait que le point chaud (l'âme) donne contact avant la masse. Par conséquent lorsqu'on branche la fiche "à chaud" (donc sous tension), il y a un risque d'électrocution.

Dans le domaine radioamateur, ce connecteur est utilisé pour des puissances allant jusqu'à 1500 W.

Note¹⁰

- le connecteur **BNC**¹¹ est utilisé sur certains appareils de mesures (oscilloscopes, générateurs BF et HF, ...). Ce type de connecteur est théoriquement utilisable jusqu'à 11 GHz, mais en pratique il est garanti jusqu'à 4 GHz. Il peut supporter une tension de 500 V crête. Il existe en 2 impédances différentes (50 Ω et 75 Ω). Il est principalement utilisé pour les câbles RG-58, RG-59, RG213, ... Bien que le connecteur BNC soit typiquement le connecteur pour appareil de mesures, mais il peut aussi être utilisé pour des puissances maximales de 100 W en HF et 50 W en VHF-UHF.



⁸ Pour les câbles qui ne font pas partie des séries classiques (RG58, RG213, etc ...) il est recommandé de commander les câbles et les connecteurs chez le même fournisseur pour éviter des difficultés de montage causées par quelques "0,1 mm" de différence entre les marques.

⁹ Cette appellation **UHF** vient d'une époque où tout ce qui était au dessus de 30 MHz était de l' "Ultra Haute Fréquence" ...

¹⁰ On appelle parfois cette fiche une fiche "**banane blindée**" parce que la broche centrale a exactement 4 mm comme la fiche banane, et puis cette expression permet de qualifier cette fiche, qui malgré qu'elle soit très utilisée dans le domaine des radioamateurs, n'est pas une très bonne fiche !

¹¹ Selon certaines sources **BNC** signifie "Bayonet Navy Connector"

- le connecteur **type N**¹² est également utilisé sur certains appareils de mesures (spectrum, générateurs HF et jusque SHF, etc ...). Dans sa version ordinaire ce connecteur va jusqu'à 11 GHz environ, et dans sa version "haute précision", ce connecteur va jusqu'à 26 GHz. Il peut supporter une tension de 1500 V crête. Il existe également en 2 impédances différentes (50 Ω et 75 Ω). Ce type de connecteur équipe la plupart des transceivers commerciaux (pour radioamateurs) en UHF.

Figure 6.22.6

- le connecteur **SMA**¹³ est utilisable jusque 18 GHz, son impédance caractéristique est de 50 Ω , la tension maximum est de l'ordre de 500 V crête. Ce connecteur est utilisé pour des puissances allant jusqu'à une dizaine de W. C'est aussi un connecteur qui, vu ses dimensions, convient bien pour les émetteurs-récepteurs 2m/70 cm portables.

Notons que ce connecteur existe aussi en version "reverse" dans le domaine Wi-Fi par exemple. C'est-à-dire que la partie filetée est inversée dans le connecteur mâle et femelle. Il s'en suit une certaine confusion ...

- le connecteur **7/16**¹⁴ est utilisable jusqu'à 5 GHz son impédance caractéristique est de 50 Ω , la tension maximum est de l'ordre de 1100 V crête. Il peut être utilisé pour des puissances maxima de 3 kW en valeur moyenne ou 13 kW en valeur de pointe. Du point de vue "puissance", il constitue la gamme supérieure aux connecteurs N.

mais on trouve également :

- le connecteur **TNC**¹⁵, c'est un connecteur BNC avec une fixation à visser,
- le connecteur **C**, c'est une version du connecteur type N mais avec baïonnette qui va jusque 11 GHz
- le connecteur **SMB** pour Subminiature B qui va jusque 4 GHz,
- le connecteur **SMC** pour Subminiature C qui va jusque 10 GHz.
- le connecteur **APC** est probablement un des derniers à s'être ajouté à la liste, on le trouve essentiellement dans les équipements de mesure et il monte jusqu'à 40 GHz.

¹² Le **N** signifie "Navy", puisque ce connecteur était utilisé par les forces armées de la marine américaine.

¹³ **SMA** signifie SubMiniature version A

¹⁴ Le nom de ce connecteur provient du rapport entre le diamètre extérieur du conducteur intérieur (7 mm) et le diamètre intérieur du conducteur extérieur (16 mm).

¹⁵ **TNC** pour *Threaded Navy Connector*,

Outre ces connecteurs il existe également des **adaptateurs** permettant de passer d'un type à l'autre, par exemple

PL259 mâle → type N femelle	et inversement	PL259 femelle → type N mâle
BNC mâle → type N femelle	et inversement	BNC femelle → type N mâle
SMA mâle → type N femelle	et inversement	SMA femelle → type N mâle
PL259 mâle → BNC femelle	et inversement	PL259 femelle → BNC N mâle

et des **prolongations** qui permettent de connecter deux câbles ensemble

PL259 femelle → PL259 femelle
BNC femelle → BNC femelle
type N femelle → type N femelle

et des **Té** dans la série PL259, en type N ou en BNC, utilisé pour

- coupler deux antennes VHF (voir plus loin),
- réaliser une polarisation circulaire (voir plus loin)
- prélever une partie du signal en haute impédance afin de faire une mesure de spectre par exemple

Sauf dans les cas cités ci-dessus, le fait de mettre deux câbles sur un Té va produire une désadaptation.

6.23. Les caractéristiques des lignes de transmission

Dans ce qui précède nous avons déjà parlé de certaines caractéristique, il est bon à présent de revoir ces définitions.

6.23.1. Impédance caractéristique

Une ligne de transmission peut être décomposée en un nombre infini de cellules L-C. Ces cellules présentent une impédance qui, pour une ligne donnée est constante.

Les câbles coaxiaux ont des impédances caractéristiques de 50 Ω, toutefois on trouve aussi des câbles 60 Ω et 75 Ω.

Les lignes parallèles et les "twin" ont des impédances caractéristiques de 240 à 600 Ω.

6.23.2. Atténuation

Les lignes ont des pertes, qui sont dues

- aux pertes par résistance dans les conducteurs
- et des pertes dues à l'isolant.

Les pertes s'expriment en dB par unité de longueur. Mais de façon plus pratique on exprime ces pertes en dB par 100 m ou, dans les catalogues américains en dB/100 ft¹⁶.

	Ω	∅ ext (mm)	∅ int (mm)	Vf	Ps (kg/100 m)	Cs (pF/m)	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz	21 MHz	28 MHz	50 MHz	100 MHz	144 MHz	432 MHz	500 MHz	1296 MHz	2320 MHz	10 GHz	Pmax @ 30 MHz	Pmax @ 1 GHz	
AIRCELL 7	50	7,3	1,85	0,83	7,2	74			3,4		4	4,8	6,6	7,9	14,1	15,5	26,1	37,6				
AIRCOM PLUS	50	10,8	2,7	0,85	15	84	0,62	0,87	1,23	1,51	1,75		3,3	4,5	8,2		14,5	21,5	49			
ECOFLEX 15	50	14,6		0,86	25,8	77						2,0	2,8	3,4	6,1		11,4					
CELLFLEX 3/8" ¹⁷	50	16,2			22								2,16									1180
CELLFLEX 5/8"	50	21,4			37								1,64									1670
CELLFLEX 7/8"	50	28			53								1,15									2500
CELLFLEX 1 1/4"	50	39,4			105								0,93									
CELLFLEX 1 5/8"	50	51			153								0,70									4200
FLEXWELL 5/8" ¹⁸	50	21,4			70								1,73									1470
FLEXWELL 7/8"	50	28,3			88								1,18									2590
FLEXWELL 1 5/8"	50	50,4			130								0,62									6100
H100	50	9,8	2,5	0,84										5,5	9,1		14,6	22,4	49,5			
H500	50	9,8	2,5	0,81	13,5	82						2,9	4,1		9,3		16,8	22,3				
RG-11A/U	75	9,8		0,66	13,9	67						4,6	6,9	18						1500	250	
RG-174	50	2,6		0,66									30				73					
RG-188 (téflon)	50	2,7		0,7									28				70					
RG-213/U	50	10,3	7x 0,75	0,66	15,5		1,16	1,6	2,3	2,84	3,2	4,4	6,2	7,9	15	17	27,5			1500	250	
RG-214/U ¹⁹	50	10,8		0,66									7				17					
RG-216 ³	75																					
RG-58C/U	50	4,95		0,66	4	101	2,9	4,1	5,8	7	8,2	11,0	15,6	17,8	33	39	64,5			350	50	
RG-59/U	75	6,15		0,66	5,7	67							12		25	33,6						
RG-8 foam	50	10,3		0,84									4,2									
RG-8/U	50	10,3		0,66									8,5									
UT 141 ("semi-rigide")	50	3,58		0,7													24,6		129,6			

¹⁶ 100 ft = 30,48 m, il faut donc multiplier les atténuations spécifiques des catalogues américains par 100/30,48 soit 3,28 pour obtenir des dB/100 m

¹⁷ Le CELLFLEX est un câble avec un diélectrique en mousse

¹⁸ Le FLEXWELL est un câble avec une spirale qui maintient l'âme au centre.

¹⁹ Câble à double tresse

6.23.3. Facteur de vitesse

Le facteur de vitesse (ou le coefficient de vitesse) est le rapport de la vitesse de propagation des ondes dans le câble par rapport à la vitesse atteinte dans le vide.

Ce facteur est toujours inférieur à 1 et il est fonction du diélectrique:

- pour le **polyéthylène** utilisé pour le RG58 ou pour le RG213 , le facteur de vitesse est de **0,66**
- pour les **mousses** utilisées dans l'IRCOM ou dans l'IRCELL 7, le coefficient de vitesse est de **0,83**
- pour les échelles à grenouilles, où le diélectrique est de l' **air**, le coefficient de vitesse est de **0,98** (donc pratiquement égal à 1).

6.23.4. Rapport d' Ondes Stationnaires

C'est le rapport entre V_{max} et V_{min} dans une ligne de transmission où règnent des ondes stationnaires.

6.23.5. Puissance maximale

Soit les caractéristiques de deux types de câbles coaxiaux classiques

	section du Cu ²⁰	tension de claquage ²¹
RG 58	0,5 mm ²	1900 V
RG213	3,2 mm ²	3500 V

Les pertes par les pertes en effet Joule (RI^2) et les pertes dans le diélectrique vont limiter la puissance maximum d'utilisation d'un câble. Plus la puissance est importante, plus le câble va s'échauffer. Il existe donc une certaine limite de puissance pour chaque type de câble.

La tension de claquage est un autre élément qui va aussi limiter la puissance maximale.

La puissance maximale qu'une ligne de transmission peut transmettre est la puissance qu'elle peut transmettre sans produire une élévation de température préjudiciable et sans produire de claquage diélectrique.

Notons aussi que la puissance maximum admissible dépend aussi de la fréquence. Plus la fréquence est élevée, plus faible est la puissance maximale admissible.

Un rapide petit calcul pour se rendre compte ce que représentent 100 W et 1500 W sur une ligne 50 Ω . Le ROS (SWR) augmente aussi la tension maximale et le courant maximal dans un rapport $\sqrt{\text{ROS}}$, admettons par exemple un ROS de 2:1 :

	avec un ROS de 1:1		avec un ROS de 2:1	
100 W	70,7 V	1,41 A	100 V	2 A
1500 W	274 V	5,47 A	387 V	7,74 A

²⁰ En continu et en courant alternatif à 50 Hz on peut admettre une densité de courant de 4 A/mm². Toutefois ici il faut tenir compte de l'effet pelliculaire et du fait que le conducteur central est multibrin.

²¹ Tension en courant continu. Mais de plus on suppose que les connecteurs et les autres points sensibles où l'âme est proche de la masse présentent des tensions de claquage supérieures.

6.24. Les lignes quart d'onde et demi onde

Lorsqu'une ligne est terminée sur son impédance caractéristique, toute l'énergie est transférée à cette impédance caractéristique, le ROS est de 1:1 et tout est parfait.

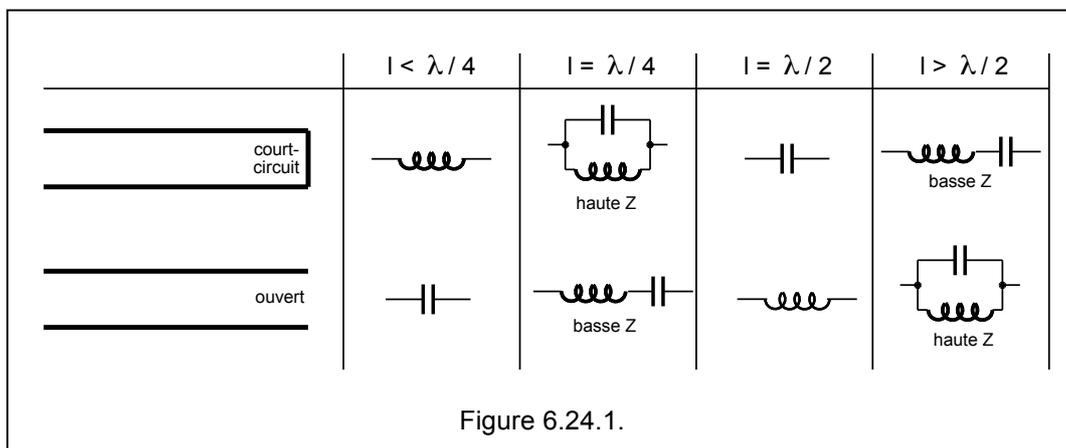
Lorsque le bout du câble est en court-circuit ou est ouvert, la ligne de transmission présente des propriétés particulières et notamment lorsque la longueur de la ligne est égale à un quart d'onde ou à une demi-onde.

Ainsi une ligne quart d'onde court-circuitée se comporte comme une impédance infinie, c-à-d comme un circuit oscillant parallèle.

Par contre, une ligne demi onde court-circuitée se comporte comme une impédance presque nulle, c-à-d comme un circuit oscillant série.

Une ligne quart d'onde ouverte se comporte comme une impédance presque nulle, c-à-d comme un circuit oscillant série.

Par contre, une ligne demi onde ouverte se comporte comme une impédance infinie, c-à-d comme un circuit oscillant parallèle.



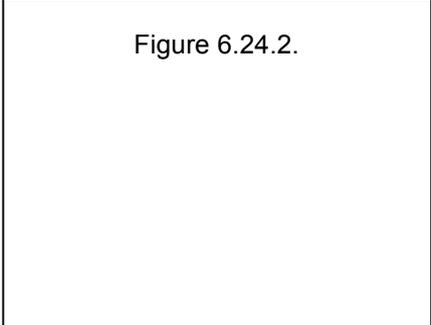
Il reste évidemment les cas intermédiaires où la longueur de la ligne est comprise entre 0 et un quart d'onde et celui où la ligne est comprise entre une demi-onde et un trois quart d'onde.

Ci-contre, les lignes sont représentées comme des lignes bifilaires. Il est bien évident que cela vaut également pour des lignes coaxiales.

Cette propriété de lignes est utilisée pour la réalisation des stub. Un stub est une ligne de transmission ouverte ou en court-circuit en vue d'éliminer une fréquence non désirée.

Exemple : Quelle est la longueur d'un stub ouvert, réalisé en câble RG8, mis en parallèle sur une ligne pour éliminer une fréquence à 50 MHz ?

Il s'agira donc d'un stub quart d'onde, dont la longueur sera $l = 300 / 4 \times 50$ soit 1,50 m , mais s'agissant d'un câble RG8 dont le coefficient de vélocité est de 0,66 , la longueur réelle (physique, mécanique) sera de $1,5 \times 0,66 = 0,99$ m



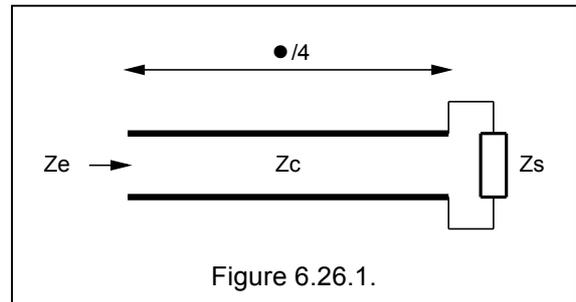
6.25. Les lignes quart d'onde en transformateur d'impédance

Une ligne quart d'onde joue de plus le rôle de transformateur. Son impédance de sortie Z_s et l'impédance d'entrée Z_e sont liées par la relation

$$Z_s = Z_c^2 / Z_e$$

où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne.

Cette propriété est également valable pour les multiples impair de $\lambda/4$ donc pour $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ etc ...



Exemple: Soit un système dont l'impédance est de 75Ω , et une antenne verticale dont l'impédance est de 36Ω .

Pour adapter ces deux impédances, on peut utiliser une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{Z_e \cdot Z_s} = \sqrt{36 \times 75} = 51,96 \Omega$, il suffira donc d'un morceau de câble égal à $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique égale à 50Ω .

Remarque: Il s'agit toujours de la longueur tenant compte du facteur de vélocité. Ainsi par exemple, pour $14,2 \text{ MHz}$, la longueur d'onde vaut $300/14,2$ soit $21,126 \text{ m}$. Un quart d'onde vaut donc $21,126/4$ soit $5,281 \text{ m}$, Mais si ce quart d'onde est réalisé en câble RG58 ou RG213 par exemple dont le facteur de raccourcissement est de $0,66$, alors ce quart d'onde aura une longueur physique (mécanique) de $5,281 \times 0,66$ soit $3,48 \text{ m}$!

6.26. Les coupleurs d'antennes

6.26.1. Généralités

Nous avons déjà vu au chapitre "Electricité" que la puissance dans la charge était maximale lorsque la valeur de la charge est égale à celle de la résistance interne du générateur. Ici, il faudra obtenir une impédance d'antenne égale à l'impédance de la ligne de transmission et égale à l'impédance de l'émetteur (ou du récepteur) pour obtenir un transfert maximal.

Lorsque les émetteurs étaient à tubes, l'étage final était équipé d'un filtre en π (voir figure 6.26.1), et ce filtre était précisément destiné à adapter l'impédance de l'antenne à la résistance de charge du tube qui, selon la puissance et la tension d'alimentation, se situait aux environs 2000 à quelques 6000 Ω à une impédance de 50 Ω .

Bien sûr, si le système d'antenne n'avait pas "exactement" cette valeur ou si sa réactance (capacitive ou inductive) n'était pas nulle on pouvait "corriger" cette situation en modifiant légèrement le réglage. Cette correction n'était évidemment pas valable pour de grands écarts avec la valeur théorique de 50 Ω .

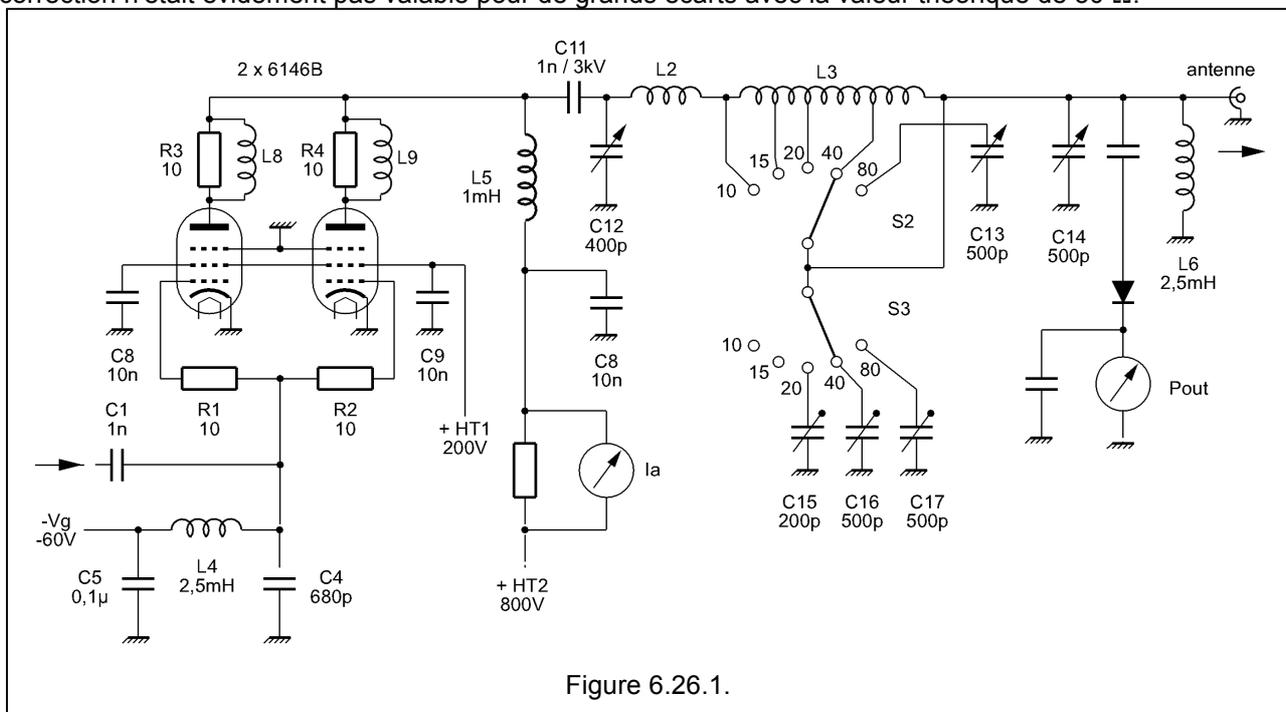
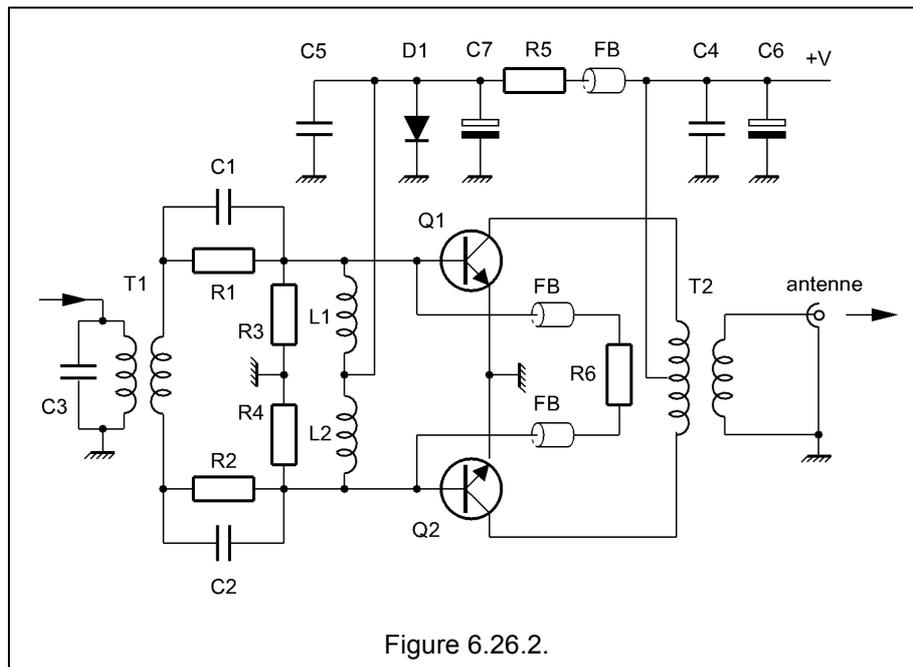


Figure 6.26.1.

L'utilisation d'étages finaux à transistors a modifié considérablement cette situation. Ici l'étage final devient "large bande". Il y a généralement un seul transistor final pour les puissances de l'ordre de 25 Watts.

Au delà de cette puissance et pour les bandes HF, on utilise souvent deux transistors dans un montage "push-pull" qui attaque un transfo avec noyau ferrite (voir figure 6.26.2). Ces montages sont généralement dimensionnés pour une impédance de 50 Ω . Un circuit spécial protège par ailleurs les transistors en diminuant la puissance de sortie si cette impédance de 50 Ω n'est pas obtenue. On a donc perdu la souplesse de l'étage en π qui équipait les amplis à tubes. Le corollaire est que la plupart des émetteurs-récepteurs à transistors sont équipés d'un coupleur "interne" et automatique.



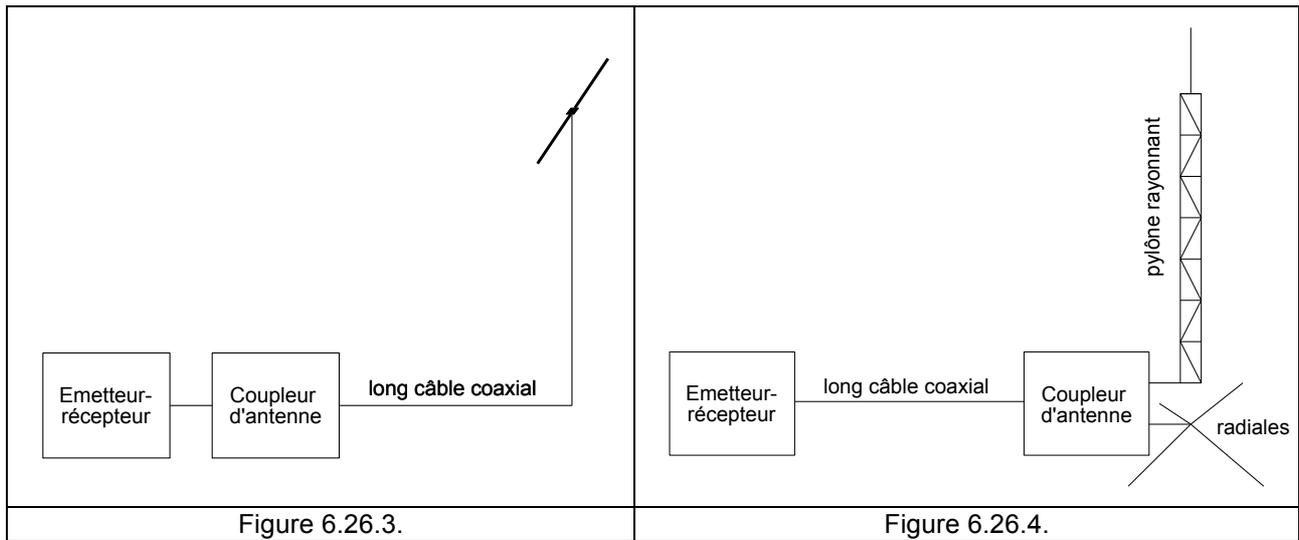
En théorie, on devrait donc essayer d'avoir des systèmes d'antennes (ligne de transmission + antenne) dont l'impédance est de 50Ω et dont la partie réactive est (pratiquement) nulle. En VHF-UHF, il n'est pas très compliqué de s'arranger pour que l'antenne présente une impédance de 50Ω . En VHF-UHF on n'a donc aucun souci pour utiliser un étage de sortie à transistors.

Mais il en va autrement en décimétrique. Dans certains cas on n'arrive pas à cette optimisation, on utilise alors un **coupleur d'antenne** encore appelé **boîte de couplage** ou en anglais **antenna tuner unit**²² ou **ATU**.

Pour des raisons de facilité, les radioamateurs ont l'habitude de mesurer le ROS à la sortie de l'émetteur alors qu'il serait plus correct de le mesurer au niveau de l'antenne. Il s'agit d'une mauvaise habitude puisque ainsi ils mesurent non pas le ROS de l'antenne, mais le ROS d'un ensemble constitué par l'antenne et la ligne de transmission.

Ils ont aussi pris la mauvaise habitude de mettre le coupleur d'antenne à la sortie de l'émetteur (figure 6.26.3), alors qu'il serait plus correct de corriger le ROS au niveau de l'antenne (figure 6.26.4).

²² Cette expression pourrait faire croire que l'on accorde l'antenne comme on accorde un circuit oscillant : ceci n'est évidemment pas correct, on adapte l'impédance et le terme "matching" est donc plus correct !



De plus les fabricants d'émetteurs-récepteurs intègrent dans leurs modèles "haut de gamme" des coupleurs d'antennes automatiques. Ceci ne facilite donc pas le fait qu'il faut "corriger" l'impédance là où elle ne correspond pas à l'impédance de la ligne de transmission avant de connecter celle-ci.

6.26.2. Les configurations de base des coupleurs d'antennes

Réaliser un coupleur c'est passer d'une impédance $Z_{in} = R \pm jX$ (généralement quelconque) à une impédance caractéristique des lignes coaxiales généralement utilisées et/ou à celle de nos émetteurs-récepteurs, c-à-d à $Z_{out} = 50 \Omega$.

Les circuits LC se présentent sous forme de L, de T, de Pi ou parfois de combinaisons plus complexes.

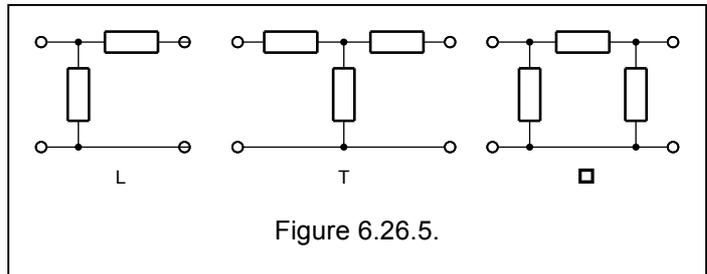


Figure 6.26.5.

En général :

- une partie résistive ou imaginaire **faible** entraîne toujours des courants élevés et des pertes en RI^2 élevées
- une partie résistive ou imaginaire **élevée** entraîne toujours des tensions élevées et des problèmes d'isolation (formation d'arc, claquage, etc ...)
- une partie imaginaire faible ou nulle n'est jamais un problème puisque c'est ce que nous voulons obtenir
- le plus facile est d'avoir des parties réelles et imaginaires sensiblement du même ordre de grandeur par exemple $15 \pm j 30$ ou $600 \pm j 200$ et à l'opposé, le plus difficile est d'avoir des impédances telles que $1 \pm j 2000$
- le plus facile est d'avoir des parties réelles et imaginaires voisines de 50Ω , disons entre 5 et 500, au-delà de cette fourchette l'adaptation est encore possible mais posera probablement quelques problèmes

6.26.3. Le coupleur en L

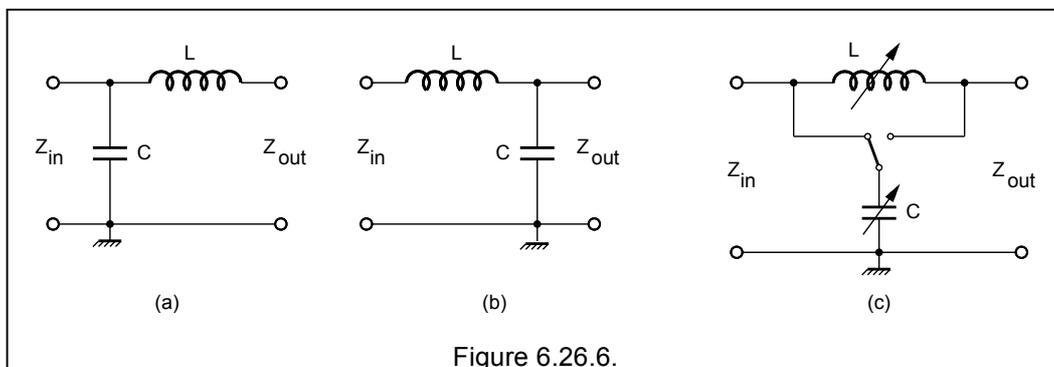
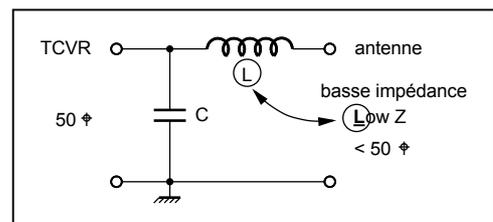


Figure 6.26.6.

Le montage de la figure a est utilisé lorsque $Z_{in} < Z_{out}$, le montage de la figure b est utilisé lorsque $Z_{in} > Z_{out}$ et dans la figure c, un inverseur permet d'avoir les 2 possibilités.

*Moyen mnémotechnique : Si l'antenne est à impédance basse ($Z < 50 \Omega$), basse se dit **LOW** en anglais, on a donc un **L**, et le **L** représente aussi la self. On trouve donc d'abord une self à l'entrée de notre coupleur. A fortiori vient ensuite la capacité !*



Le schéma de la figure 6.26.6.c est adopté dans la plupart des transceivers équipés d'un adaptateur automatique d'antenne intégré, mais on peut le trouver sous forme d'un coupleur d'antenne séparé²³.

Dans cette réalisation, la self L est composée de 8 selfs que l'on peut mettre en série ou non à l'aide de relais commandés par un microprocesseur ces selfs ont les valeurs théoriques de 0,08, 0,16, 0,32, 0,64, 1,25, 2, 5, 10 et 20 μH . La plus grande self possible est donc 20 μH . Ces selfs sont faites sur des tores T106-2 (de la marque Amidon) et comportent respectivement 1, 2, 3, 4, 7, 11, 17 et 25 spires.

De façon similaire, le condensateur C est réalisé par des condensateurs de 5, 10, 20, 40, 80, 160, 320, 640 pF que l'on peut mettre en parallèle grâce à des relais. La plus grande capacité est donc 1275 pF. Ces condensateurs sont mis en circuits par des relais commandés par un microprocesseur. Nous avons représenté que le contact de ces relais, mais pas la bobine, ni le microprocesseur! Ce microprocesseur reçoit également les informations sur le ROS obtenues à partir d'un coupleur directif.

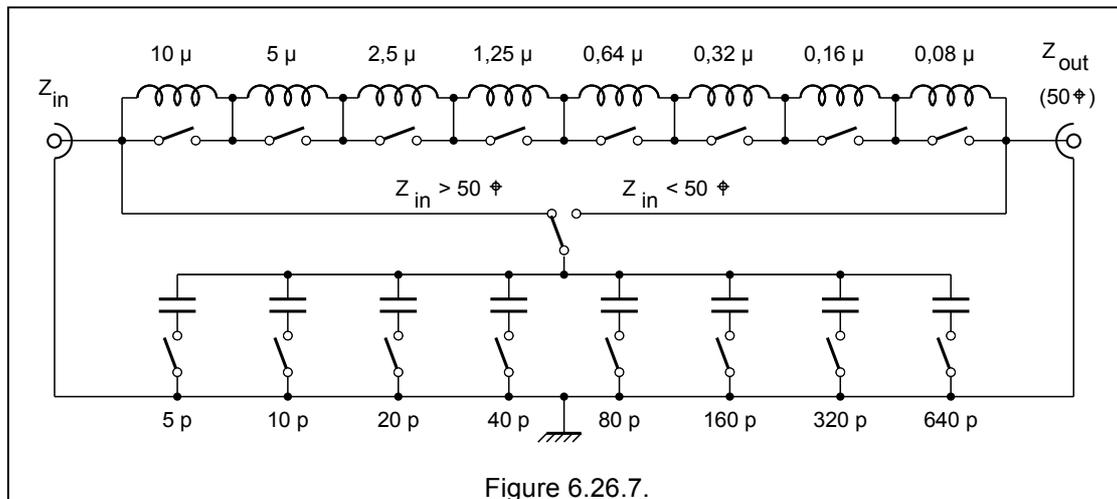


Figure 6.26.7.

Mais, il est évident que l'on peut aussi réaliser un tel coupleur avec une self variable ("self à roulette") de 34 μH et un condensateur variable de 500 pF sur lequel on peut encore un condensateur fixe de 500 pF en parallèle pour les bandes basses par exemple.

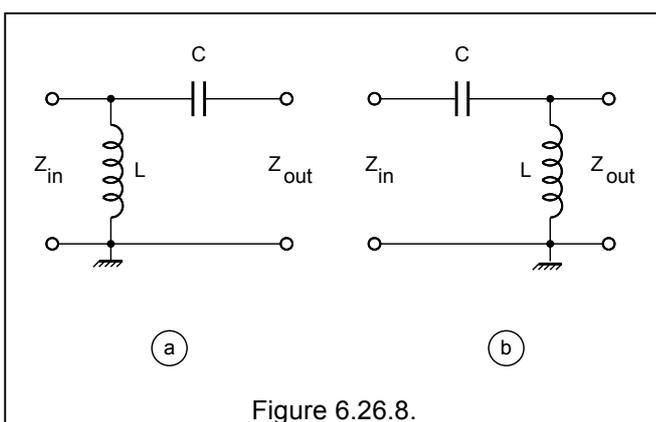


Figure 6.26.8.

On peut également inverser la self et le condensateur. Dans ce cas, le montage de la figure a est utilisé lorsque $Z_{in} > Z_{out}$ et le montage de la figure b est utilisé lorsque $Z_{in} < Z_{out}$

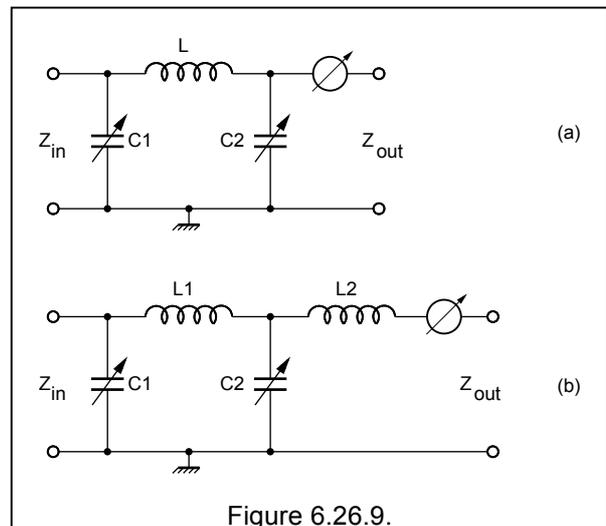
²³ Par exemple "Antomatic Antenna Tuner AT-11" ou le "Z-100"

6.26.4. Le coupleur en Pi

Le circuit en Pi est utilisé dans les étages de sorties à tubes ainsi que dans quelques boîtes de couplage. Ce circuit est particulièrement intéressant pour attaquer des antennes long fils dont l'impédance se situe entre 100 et 2500 ohms.

Les condensateurs C1 et C2 sont des condensateurs variables (C1 : 30 à 350 pF et C2 : 20 à 200 pF). La self L1 vaut 15 μ H (20 spires de fil de Cu \varnothing 2 mm sur un support d'un \varnothing de 90 mm). Ce sera soit une self réglable ("self à roulette") ou commutable (prise toutes les 2 spires). Un ampèremètre RF peut être intéressant pour régler le coupleur pour un maximum de courant.

On peut encore ajouter une self (L2) afin d'accorder des antennes plus courtes.

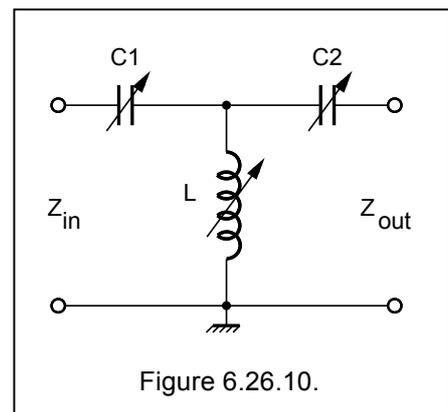


6.26.5. Le coupleur en Tè

Le problème consiste à isoler les condensateurs C1 et C2 de la masse. Les condensateurs variables sont en effet prévus pour avoir un coté à la masse et l'axe est aussi généralement à la masse.

Pour une réalisation pratique :

- C1 et C2 : 2 x 250 pF toutefois pour les bandes basses (160 et 80 m) il peut s'avérer nécessaire de mettre des condensateurs de 250 pF en parallèle pour obtenir grande valeur
- L peut être constitué d'une self à roulette de 34 μ H, mais on peut aussi réaliser une self commutable en utilisant deux bobines :
 - une self de 6 spires sur un diamètre de 18 mm avec une ou deux prises intermédiaires
 - une self de 18 spires sur un mandrin de 40 mm avec plusieurs prises intermédiaires



Exemple: le coupleur SA-2060 de Heathkit

6.26.6. Le coupleur Transmatch

On pourrait dire qu'il s'agit d'un coupleur en Té un peu spécial. Le condensateur C1 est un condensateur différentiel constitué de C1a et C1b.

Les valeurs typiques sont

- C1a = C1b =
- L = 34 µH
- C2 =

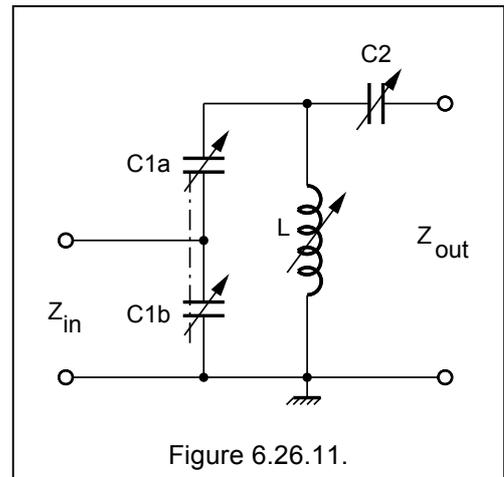


Figure 6.26.11.

6.26.7. Le coupleur Z-match

Un montage particulier connu sous le nom de "Z-match" est représenté ci-contre.

Il existe plusieurs descriptions de réalisations.

La plupart des montages utilisent encore un condensateur C1 double et un commutateur de façon à avoir 2 gammes : 0,5 x C1 ou 2 x C1.

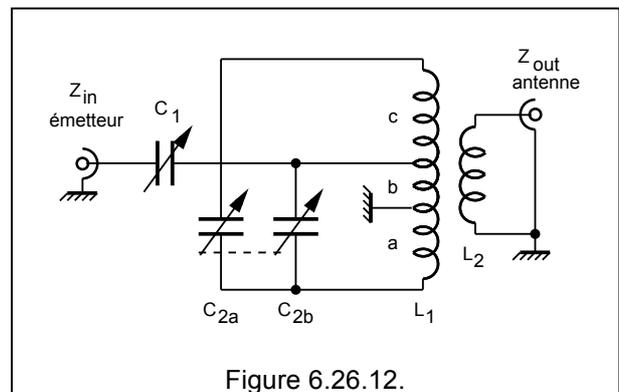


Figure 6.26.12.

Parfois aussi on trouve des combinateurs pour mettre en parallèle sur C1 et/ou C2 une valeur identique de façon à couvrir la bande 80 m;

En ce qui concerne la self L1, le nombre de spires a est égal au nombre de spires b et le nombre de spires c est égal à 2 x a.

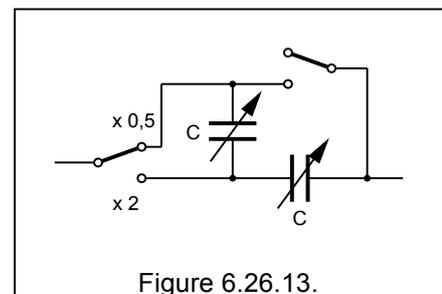


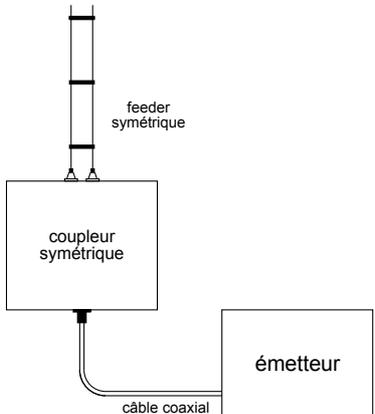
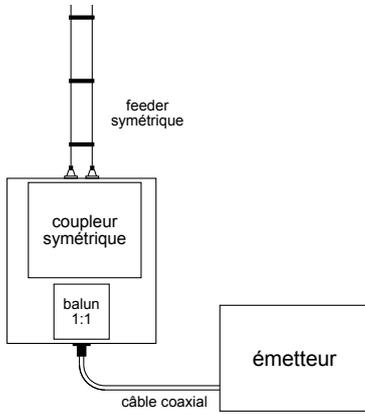
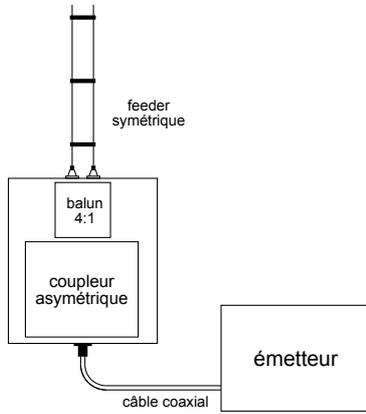
Figure 6.26.13.

Réalisations pratiques	C1 (pF)	C2 (pF)	L1	L2
1	270	2 x 270	T68-2 avec a = 8 sp , b = 8 sp , c = 17 sp	14 sp
2	330	2 x 330	T-130-6 ou T200-6	

Un avantage de ce coupleur est qu'il s'agit d'un circuit accordé, donc les harmoniques vont être (légèrement) atténuées.

6.26.8. Les coupleurs pour lignes et antennes asymétriques

Le problème du coupleur d'antenne pour une antenne symétrique avec une descente symétrique est un peu plus compliqué en ce sens que nous avons 3 façons d'aborder le problème :

		
<p>Figure 6.26.14.</p>	<p>Figure 6.26.15.</p>	<p>Figure 6.26.16.</p>
<p>Ceci est le cas du coupleur qui a été présenté avec l'antenne Lévy où la Double Zepp et dans lequel la structure du coupleur est parfaitement symétrique à l'entrée.</p>	<p>Une autre variante : Notons ici que la balun 1:1 est à la sortie, donc après avoir fait l'adaptation d'impédance vers le 50 Ω, alors seulement on fait le passage symétrique/asymétrique.</p>	<p>Et une troisième possibilité : Notons que la balun 4:1 à l'entrée présente un souci car on ne sait pas a priori si l'impédance de l'antenne est élevée, moyenne ou faible. Ceci n'est pas la meilleure des solutions ... mais ...</p>

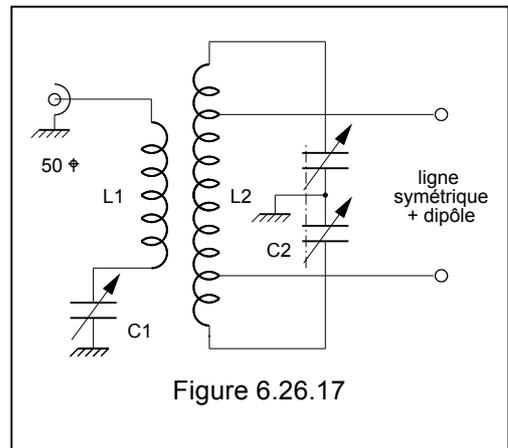
Voyons cela en détails.

Parmi les coupleurs de la **première catégorie**, donc réellement construit dans une conception "symétrique", on trouve le coupleur qui a souvent été donné en exemple avec la description de l'antenne Lévy.

La self L1 et le condensateur double présentent une structure bien symétrique. Le couplage se fait de manière inductive par L1b et C2.

Par exemple C1 = 200 pF C2 = 2 x 200 pF , L1 = de 2 à 10 tours et L2 = de 5 à 27 tours selon la fréquence (de 29 à 3,5 MHz) sur un diamètre de 65 mm.

Il existe de nombreuses variantes et la littérature donne tous les détails pour la réalisation.



Un autre exemple²⁴ qui permet la mise série ou en parallèle du condensateur.

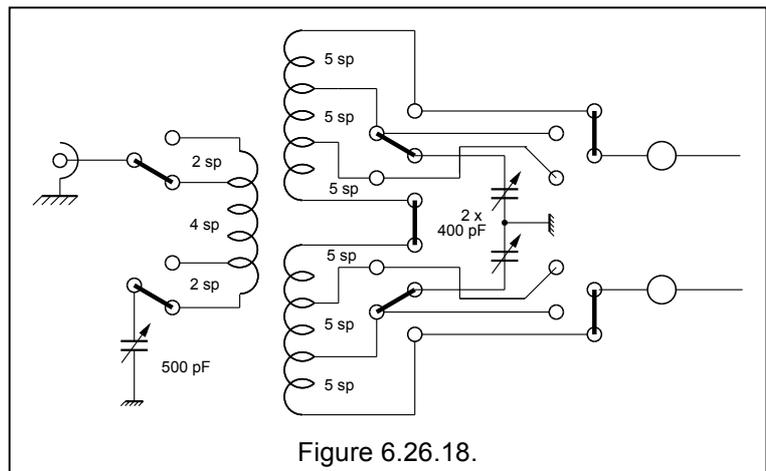


Figure 6.26.18.

Il existe un autre coupleur qui y ressemble et connu sous le nom de "**Johnson Matchbox**". Il offre un ajustage plus souple grâce au condensateur différentiel C3.

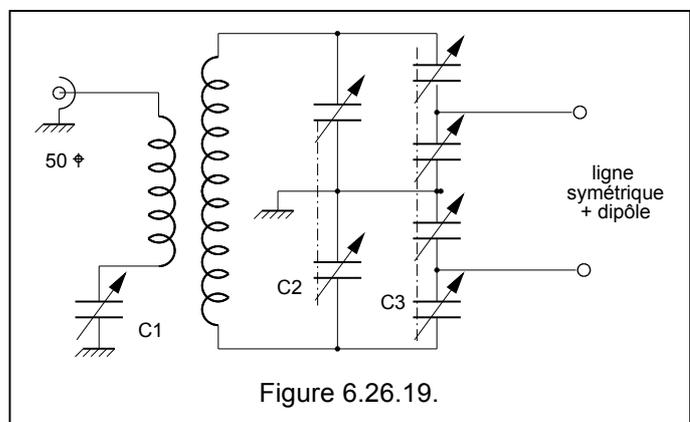


Figure 6.26.19.

Enfin une idée, un peu originale²⁵ ... donc le principe est représenté ci-dessous est appelé **S-match**. dans le but d'avoir un système symétrique et de n'avoir qu'une self et un condensateur, le condensateur a été déplacé vers le milieu du transfo. Le transfo comporte 4 enroulements de 8 spires chacun réalisé sur un tore T200-2. Pour le reste, la valeur des composants dépend toujours un peu de la bande de fréquence et des dimensions de l'antenne et du feeder, mais on trouve classique $L = ? \mu H$ et $C = ? pF$

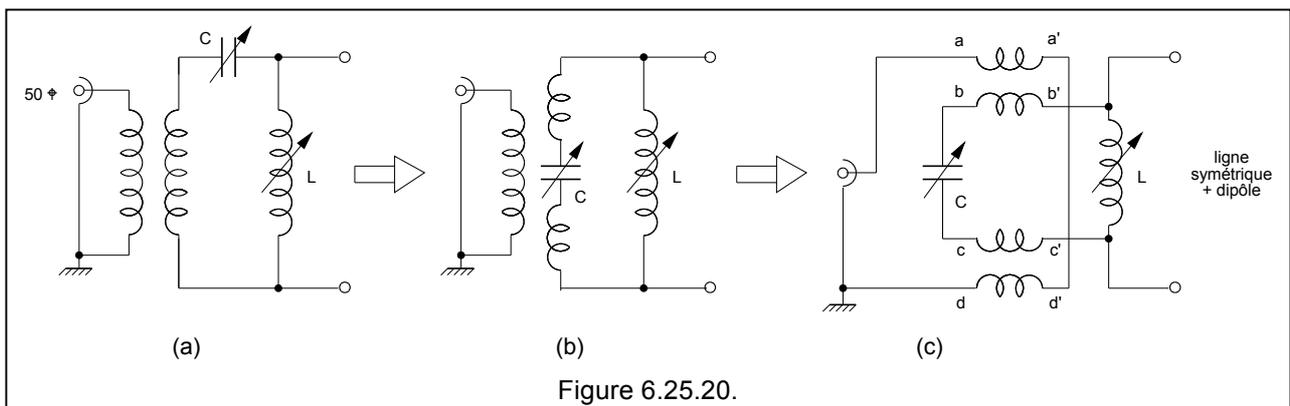


Figure 6.25.20.

²⁴ Réalisation de Jules ON5HQ. Notez la commutation avec des pontets de 20 mm et des fiches bananes. La self a un diamètre de 50 mm.

²⁵ Idée de PA0FRI.

La **deuxième catégorie** de coupleurs symétriques utilise un balun 1:1 à la sortie du coupleur. On trouve ainsi par exemple :

- la figure a n'est en fait qu'une version "symétrique" du coupleur en T vu précédemment,
- la figure b est une version simplifiée, bien que la self soit connectée en parallèle sur la ligne de transmission, la capacité C1 ne se trouve que d'un seul côté, cette structure n'est pas très "symétrique", mais elle peut fonctionner ...
- et la figure c n'est qu'une version "symétrique" du coupleur en L vu précédemment.

Notons ici que la partie "coupleur" permet de transformer l'impédance de l'antenne (quelque chose compris entre 10 à 2000 et $\pm j 2000$) vers une impédance de 50Ω purement résistif et qu'elle est suivie d'un "transformateur symétrique/asymétrique", c'est-à-dire un balun 1:1, c'est une bonne solution.

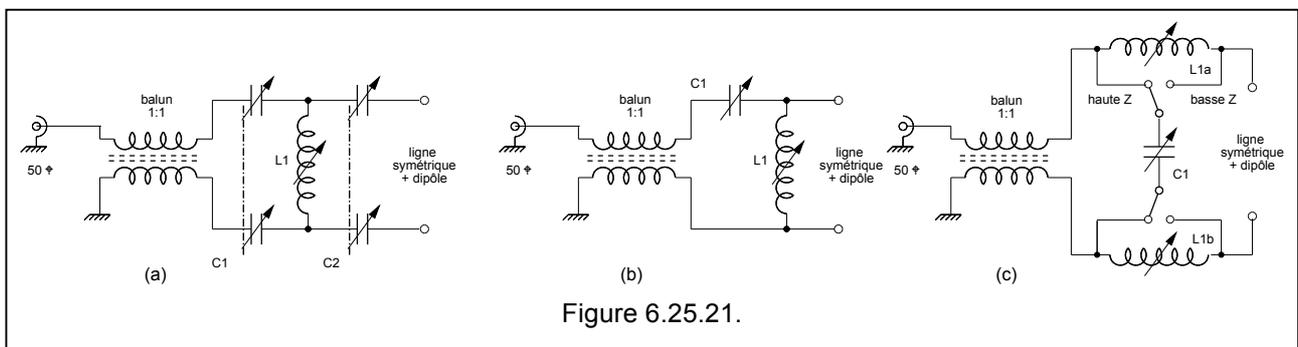


Figure 6.25.21.

Et finalement la **troisième catégorie** de coupleurs symétriques qui est la moins bonne des solutions est présentée ci-contre.

Dans ce cas le balun se trouve à l'entrée du coupleur, ici entre J2 et J3. Il présente une inductance d'environ $18 \mu\text{H}$.

Mais, si le balun est bien symétrique par rapport à la masse, le fait de faire la jonction J1-J2 déséquilibre le montage.

En fait cette solution a souvent été choisie car elle permet de réaliser un coupleur avec plusieurs entrées. L'idée est de permettre l'utilisation d'une (ou plusieurs) antenne(s) alimentées par un câble 50Ω asymétrique ET une antenne Lévy ou double Zepp arrivant avec une ligne symétrique (twin ou échelle à grenouille).

Le balun 4:1 ne fonctionnera correctement que si l'impédance du système constitué par la ligne symétrique et l'antenne est voisin de 200Ω , mais à ce moment là le coupleur n'a plus aucune utilité et "loin" des 200Ω , le balun ne fonctionnera pas correctement.

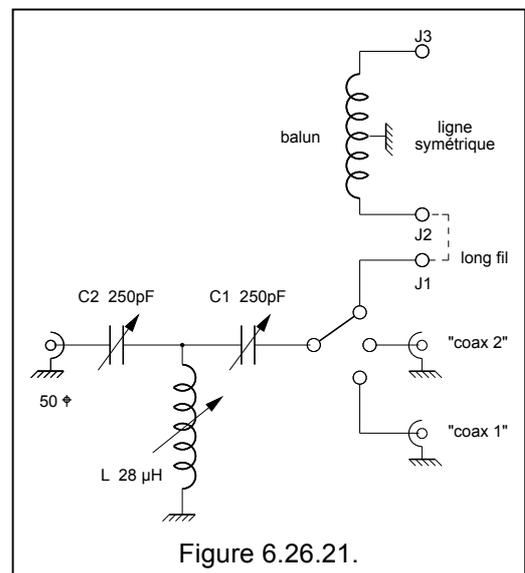


Figure 6.26.21.

6.26.9. Remarques générales sur les tensions et les courants dans les coupleurs

Il ne faudra pas perdre de vue qu'une puissance de 100 Watts sur une impédance élevée va développer des tensions importantes, par exemple pour 2000 Ω on atteindra une tension de 450 V ! De même qu'une impédance basse va développer des courants très importants, par exemple pour 100 Watts et une impédance de 10 Ω on atteindra 3,3 A !

On comprendra que les difficultés seront encore plus importantes pour des puissances plus importantes.

Les coupleurs étant constitués de self et de condensateur et ceux-ci ayant des pertes que l'on peut représenter par des résistances en série (pour les selfs) et des résistances en parallèle pour les condensateurs, il va de soit que ces éléments introduiront des pertes par échauffement.

6.27. Le coupleur directif

Un coupleur directif est un dispositif qui va permettre de mesurer le ROS d'une ligne de transmission²⁶. On retrouve donc ce dispositif intégré dans un coupleur d'antenne afin d'avoir une mesure du ROS pendant les réglages du coupleur d'antenne, et on retrouve aussi ce dispositif dans les transceivers et les amplis de puissance afin de les protéger contre des ROS trop élevés.

Même si on retrouve le mot dans coupleur d'antenne et même si il y a parfois un coupleur directif dans un coupleur d'antenne, il faut considérer ce coupleur directif comme un dispositif séparé ...

Pour des puissances à partir de 10 W on utilise une ligne sur un circuit imprimé double face, une face faisant office de plan de masse l'autre comporte le circuit ci-contre.

Une des lignes est sensible à la puissance incidente, l'autre à la puissance réfléchie.

De plus la plupart des ROS mètre permettent aussi de mesurer la puissance. R3 dépend de la puissance à mesurer.

Les diodes D1 et D2 sont généralement des diodes au Ge. Les condensateurs C1 et C2 auront des valeurs de 100p à 0,1µF. Ce montage fonctionne entre 3 et 144 MHz. Au-delà les lignes deviennent plus courtes, les condensateurs ont des valeurs moins élevées et le câblage devient plus critique.

Les galvanomètres ont une déviation pleine échelle de 25 à 200 µA.

La mesure se fait en deux temps :

- on met le commutateur sur la puissance incidente ("forward") et on calibre l'appareil pour le maximum de lecture,
- puis on met le commutateur sur la puissance réfléchie ("reverse") et on mesure le ROS.

Au lieu d'utiliser un commutateur pour indiquer la puissance directe et réfléchie on peut utiliser un galvanomètre à 2 aiguilles. Le ROS se lit sur une échelle au croisement des deux aiguilles.

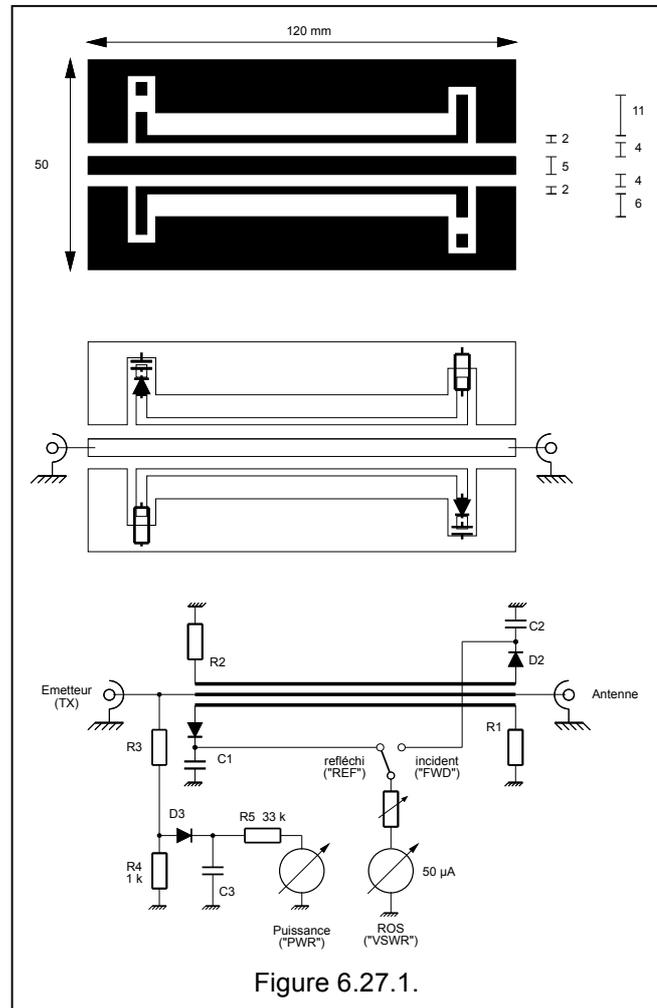
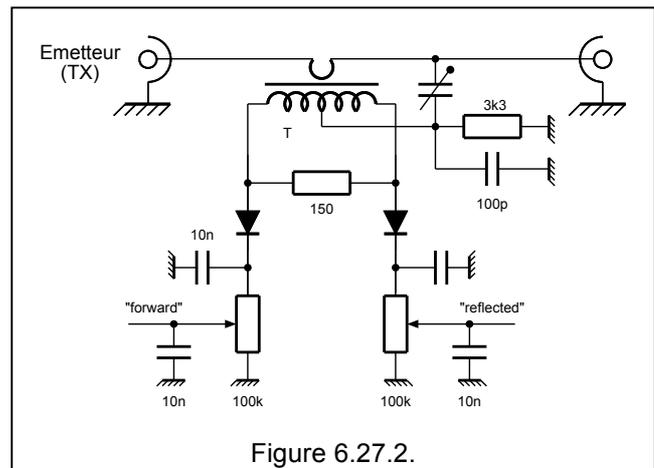


Figure 6.27.1.

²⁶ Il ne faut donc pas confondre, ni faire l'amalgame entre le **coupleur d'antenne** qui permet d'adapter une impédance et le **coupleur directif** qui permet de **mesurer le ROS** !

Le montage ci-contre est une variante qui utilise un transfo constitué d'un tore en ferrite. Pour 100 W, le transfo est réalisé sur un tore du type FT-37-43 et comporte 2 x 14 spires au secondaire, et une seule spire au primaire²⁷.



²⁷ Le fil ne fait que traverser le centre du tore !

6.28. Le courant de tresse ou courant de gaine

Le courant de tresse ou le courant de gaine est un courant qui apparaît lorsqu'une antenne n'est pas parfaitement symétrique.

6.28.1. Généralités

Dans la pratique le châssis de l'émetteur va à la masse²⁸, la sortie "antenne" est constitué par un connecteur coaxial et on utilise le plus souvent un câble coaxial²⁹ pour relier l'émetteur à l'antenne. Tous ces dispositifs sont **asymétriques**.

Théoriquement, dans le cas d'un dipôle, le courant dans chacun des brins devrait être même amplitude et en opposition de phase. Ce dispositif est donc, en théorie, **symétrique**.

Comme rien n'est parfait, le dipôle n'est pas monté entre deux poteaux en bois, ni dans un environnement absent de tout arbre, maison, objet métallique, monticule ... Et lorsqu'on parle de distance, il s'agit de distance par rapport à la longueur d'onde. A moins de 100 m d'un dipôle pour 80 m on trouve des tas d'objets qui rendent imparfait le modèle théorique.

Le sol n'est pas parfait non plus. Et en pratique nous sommes fort loin des conditions du "dipôle en espace libre" que nous avons considéré dans l'étude théorique du dipôle.

Donc les courants ne vont pas nécessairement être égaux dans les deux brins du dipôle.

Mais avant d'aller plus loin, il faut aussi rappeler le phénomène de l'effet pelliculaire (revoir § 2.1.6) . Dans la pratique nous utilisons du câble coaxial genre RG-58 ou du RG-213, dont les dimensions sont

	diamètre cond. central	diamètre tresse
RG-58	0,8	4,9
RG-213	2,3	10,3

or, pour nos bandes décadiques, les profondeurs de pénétration³⁰ du courant sont de l'ordre de 12 μm (pour $f = 30 \text{ MHz}$) et 34 μm (pour $f = 3,5 \text{ MHz}$). On peut donc dire que le conducteur central n'est pas un "cylindre" de cuivre de 2,3 mm de diamètre (cas du RG213) dans lequel passe un courant uniformément réparti, mais le conducteur central doit être considéré comme une fine "surface" dans laquelle passe le courant.

La tresse étant composée de fils de cuivre de 0,15 mm de diamètre, on peut dire qu'elle se comporte comme "deux surfaces", une extérieure et l'autre intérieure, et entre ces deux surfaces il n'y a pas de conduction, à la limite on pourrait dire que ces deux surfaces sont isolées.

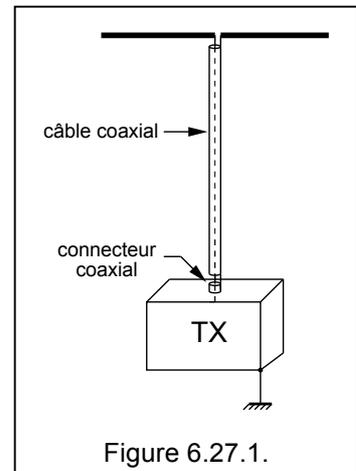


Figure 6.27.1.

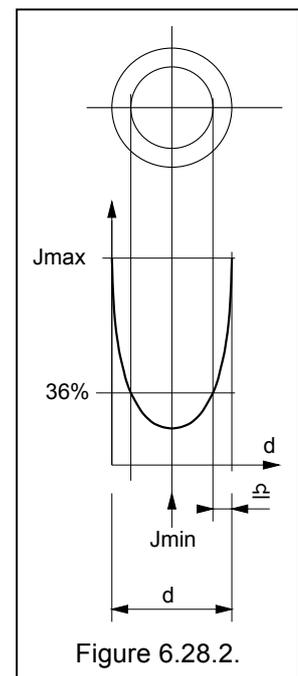


Figure 6.28.2.

²⁸ **Premièrement** parce que l'émetteur ne peut rayonner à l'intérieur de la pièce où il est installé, il doit donc être construit dans un châssis métallique qui va jouer le rôle de blindage. **Deuxièmement** pour éviter l'électrocution les parties accessibles doivent être mises à la terre

²⁹ La ligne symétrique doit être maintenue "à une certaine distance" des objets métalliques et elle ne peut pas être enterrées, alors que le câble coaxial peut être placé à coté d'un autre câble coaxial, qu'il peut être mis sur des objets métalliques et qu'il peut être enterré !

³⁰ La profondeur de pénétration c'est celle où passe 67 % du courant total.

6.28.2. Le courant de tresse

Nous allons donc avoir deux courants différents dans les brins de l'antenne, le courant I_1 et le courant I_2 seront différents.

Le courant I_1 n'a pas le choix, arrivant sur l'âme du câble coaxial, il ne peut passer que par là.

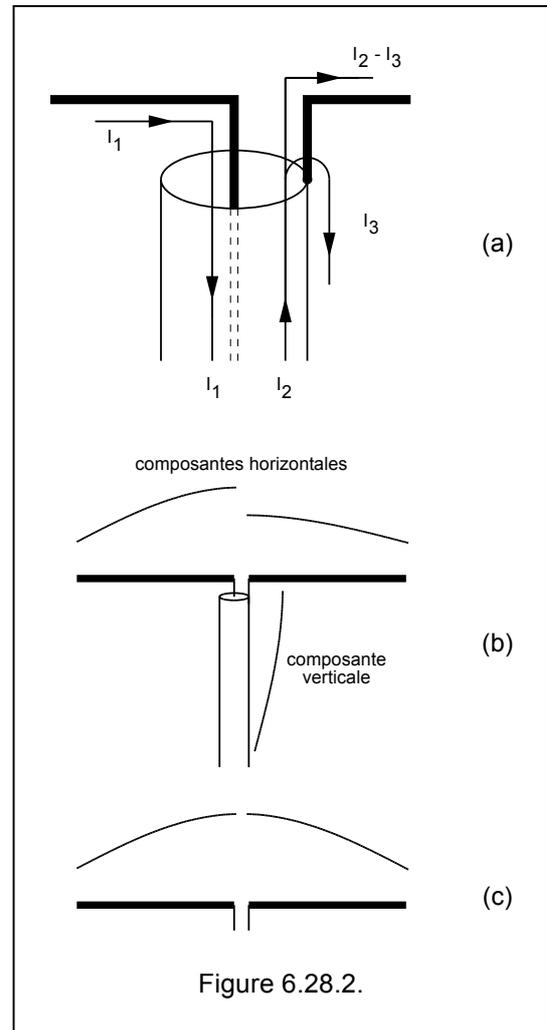
Le courant I_2 doit être égal à I_1 mais de sens opposé. Par conséquent si le courant dans le brin de droite n'est pas égal au courant dans le brin de gauche, la différence, I_3 , ne peut circuler que dans la partie extérieure de la tresse. I_3 est appelé le courant de tresse.

Il en résulte un rayonnement "mixte" comportant une partie en polarisation horizontale et une partie en polarisation verticale (figure b), alors que dans un dipôle alimenté par une ligne symétrique, nous avons une répartition symétrique des courants et une seule composante de champ (figure c).

Lorsqu'il s'agit de réception, cette situation de déséquilibre n'est pas gênante. Mais s'il s'agit d'émission ce courant peut être la source d'interférences.

Note³¹

Il existe plusieurs façons d'éviter ce courant de tresse, nous allons donc les examiner dans la pratique:



³¹ Au début de la radio (radiodiffusion et radioamateur), on a évité ce problème en utilisant des étages de sorties symétriques et en alimentant les dipôles à l'aide de lignes symétriques, mais apparaissent alors le problème de la réalisation de la ligne, du maintien de la ligne parallèle, de la traversée des murs etc ...

6.28.3. Suppression du courant de tresse

Une façon de bloquer le courant de gaine est d'interposer une self dont l'impédance est élevée et qui va réduire le courant de gaine. En fait on utilise un balun de courant 1:1 comme indiqué à la figure 6.28.a ci-contre.

Pour la gamme de fréquence 1 à 30 MHz, on peut par exemple utiliser bobiner 17 spires sur un bâton de ferrite de 12 mm.

On peut aussi se passer de ferrite, ce qui aura pour conséquence une diminution des pertes et un meilleur comportement aux fréquences élevées.

Mais, au-delà de cela, et en réalité, il existe plusieurs façons de réaliser exactement la même fonction :

On peut par exemple bobiner le fil un noyau toroïdal comme à la figure 6.28.3.b. Par exemple :

- pour les bandes basses (1,8 à 10 MHz) et 300 Watts maximum on peut utiliser un tore T200-2 avec 2 x 9 spires, tandis que pour les bandes hautes (14 à 28 MHz) on utilisera que 4 à 5 spires.

Ce tore est alors généralement mis dans un boîtier moulé, qui sert à la fois d'isolateur central, de point de connexion pour les brins du dipôle, et pour le câble coaxial.

Mais le bobinage peut également être réalisé sur le câble coaxial lui-même comme à la figure 6.28.3.c. On utilisera de préférence une section de câble coaxial de très petit diamètre (3 ou 5 mm) ordinaire ou de câble au téflon. Par exemple :

- pour 14 à 30 MHz et 300 Watts, un tore T200-2 avec 2 x 8 spires de RG-58
- pour 28 à 52 MHz et 300 Watts, un tore FT140-43 avec 2 x 3 spires de RG188

Mais on peut aussi enrouler le câble coaxial lui-même sur un support. Une des réalisations pratiques consiste à de 6 à 20 tours de câble coaxial sur un support de 10 à 15 cm de diamètre. Ce montage revient à réaliser un balun de courant (voir paragraphe suivant). Ce montage fonctionne relativement bien pour les fréquences entre 3 et 30 MHz.

Certains auteurs parlent d'enrouler 5,5 à 6,4 m de câble RG-58 ou RG-8 ... ce qui finalement revient à la même chose !

Avantage: pas de tore ferrite, pas de boîtier susceptible d'être attaqué par une pénétration d'eau, pas de connecteur supplémentaire, pas de soudure ou autre connexions susceptible de problème. Donc très

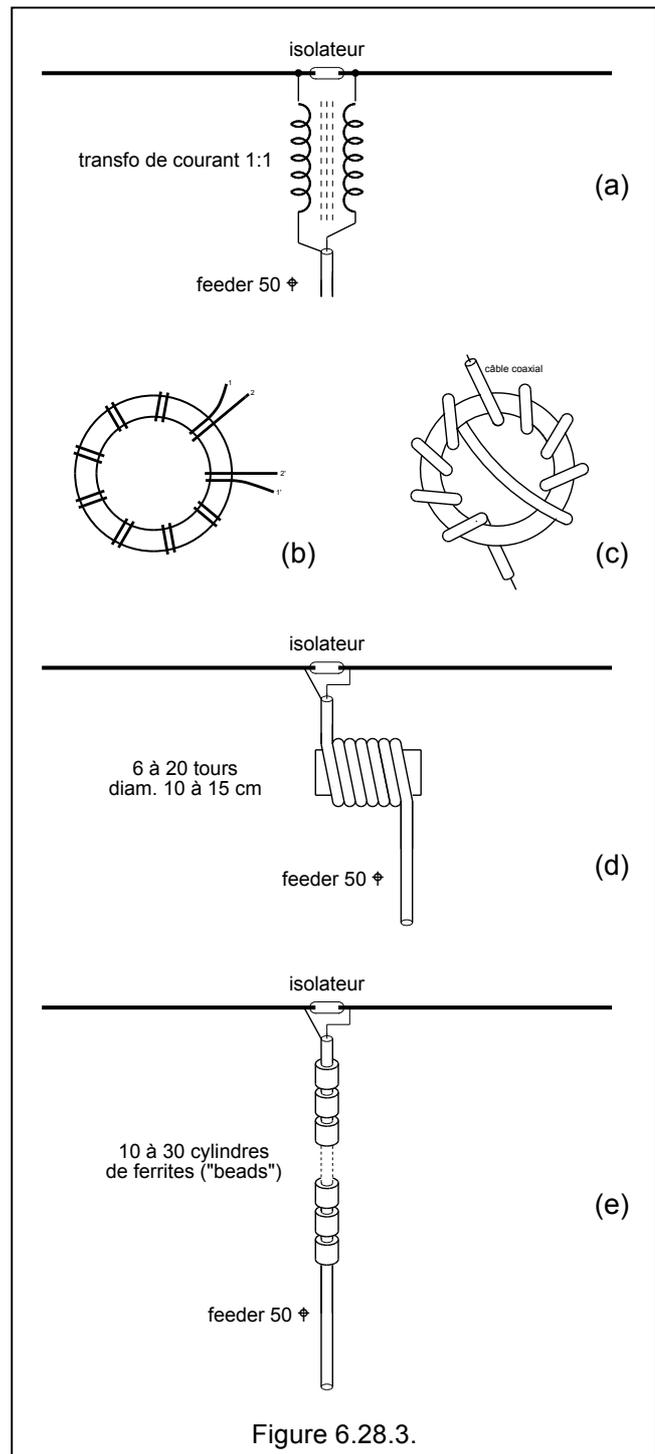


Figure 6.28.3.

robuste !

Pour la bande 145 MHz, on peut adopter un montage similaire à la figure 6.28.3.d. La self se place alors dans la boîte de raccordement du dipôle. On recommande de faire une bobine avec 5 tours de câble RG-174 (pour P jusque 100 W) (50Ω 2,6 mm) ou de RG-188 (pour P jusque 250 W) (50Ω 2,6 mm mais isolé au téflon) sur un tube en plastic de 16 mm de diamètre.

Enfin, on peut aussi enfile des cylindres de ferrites ("ferrite beads") sur le câble coaxial comme à la figure 6.28.3.e. Pour couvrir 3 à 30 MHz on conseille d'utiliser

- 10 à 30 cylindres ferrite type FB-43-1024 pour un câble de 10 mm de diamètre (RG-8 ou RG-213),
ou
- 35 cylindres ferrites type FB-73-2401 pour un câble de 5 mm de diamètre (RG-58 ou RG-141).

Avantage: moins volumineux, pas de coupure du câble coaxial.

Pratiquement, ceci représente une longueur de cylindres de ferrite de l'ordre de 30 cm, et ces ferrites sont maintenues et protégées par une gaine thermo rétractable.

Quel que soit le montage, il sera placé le plus près possible du dipôle. Il faudra que pour la fréquence de travail envisagée, l'impédance de la self de choke ωL devra être bien supérieur à l'impédance caractéristique (50Ω).

Exemple : Si la fréquence la plus basse est 3,5 MHz, et qu'on utilise du câble coaxial 50Ω , alors $\omega L > 500 \Omega$ donc $L > 500 / 2 \pi f = 22 \mu\text{H}$

6.29. Les symétriseurs et transformateurs d'impédances

Nous avons donc des antennes comme les dipôles qui sont des antennes "symétriques" et d'autre part des émetteurs qui sont des générateurs avec une sortie asymétrique. Il faudra donc quelque part un dispositif de symétrisation.

Le diagramme de rayonnement d'un dipôle alimenté par un dispositif asymétrique devient totalement déformé et ne ressemble plus à ce que nous avons vu dans la théorie des antennes.

D'où la nécessité de symétriser à l'aide de ce que les radioamateurs appelle un balun, mot qui provient de la contraction de **balanced** to **unbalanced**. On trouve aussi le mot "symétriseurs" dans la littérature française.

Dans d'autres circonstances, l'impédance de l'antenne est élevée, et une des solutions consiste à réaliser un transfo. Le principe du transformateur que nous avons vu dans le cadre de l'électricité en général, est également vrai en haute fréquence. Voir figure 6.29.1. On utilisera plus souvent le rapport entre les impédances, et donc la formule à retenir est

$$(n_1 / n_2)^2 = Z_1 / Z_2$$

Et ce qui est vrai pour les transformateurs (à bobinages séparés), l'est également pour les autotransfos. Pour une première approche, le transfo (en HF) pourra également être idéalisé.

Comme nous le verrons dans ce paragraphe certains circuits sont à la fois symétriseurs et transformateur d'impédance.

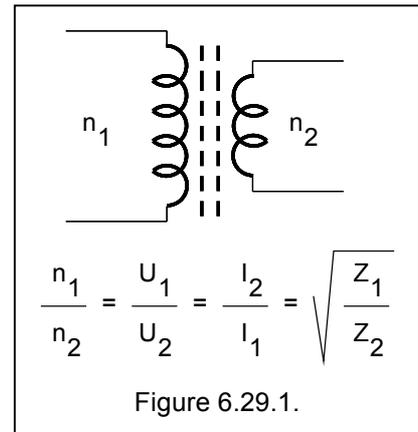


Figure 6.29.1.

6.29.1. Symétriseurs du type "transfo bobinés" avec noyau ferrite

Les montages suivant permettent de passer d'un système symétrique vers un système asymétrique en conservant l'impédance (1:1).

Ils sont appelés balun, mot vient de l'association des "balanced" et "unbalanced". Mais ils sont aussi appelés TLT pour Transmission Line Transformer"

Lorsque le système fournit deux tensions égales mais en opposition de phase on parle d'un **balun de tension**, tandis que s'il fournit deux courants égaux mais en opposition de phase, on parle d'un **balun de courant**.

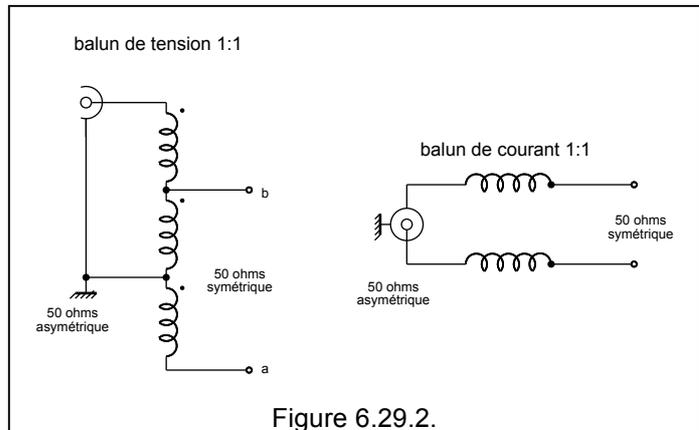


Figure 6.29.2.

Toutefois, dans certains cas les impédances ne sont pas identiques. Les montages suivants permettent alors des adaptations d'impédances dans les rapports 1:4 , 1:9 ou 1:16.

Notons toutefois que souvent si on désigne les baluns par leur **rapport d'impédance**, il faut se souvenir que le **rapport du nombre de spires**, encore appelé rapport de transformation n'en vaut que la racine carrée en effet $n_1 / n_2 = \sqrt{Z_1 / Z_2}$.

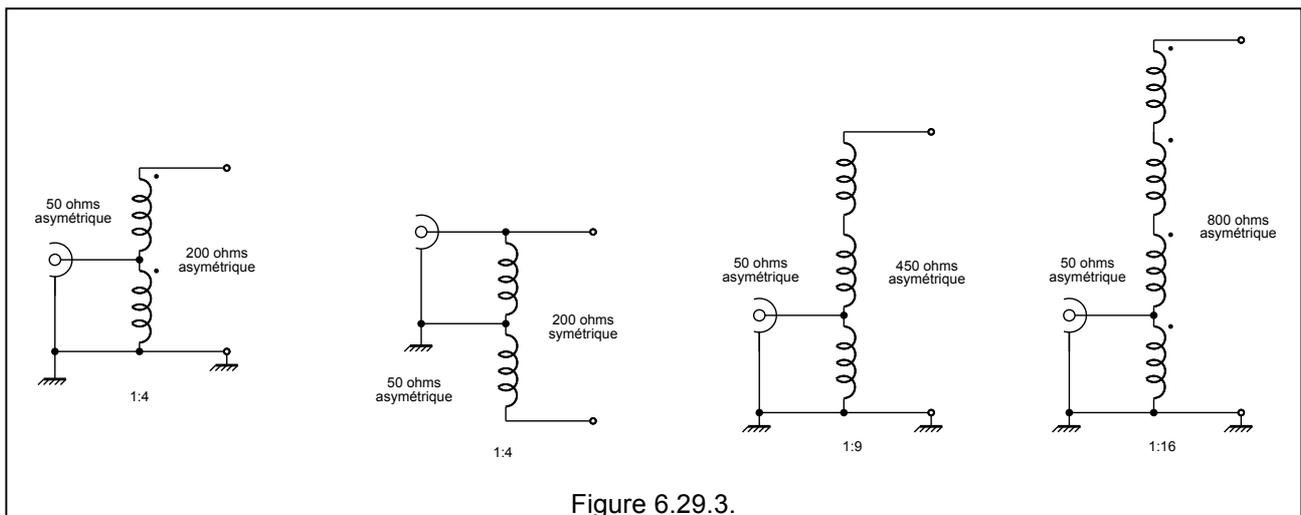


Figure 6.29.3.

Seule la figure b est un balun (balanced-unbalanced), les figures a, c, d et e sont des un-un (unbalanced-unbalanced).

Très souvent, afin de réduire l'encombrement du balun, on utilise un noyau magnétique et plus particulièrement des tores en ferrites.

Le type de matériau ferrite sera choisi en fonction de la gamme à couvrir et ses dimensions en fonctions de la puissance. On peut aussi superposer deux ou plusieurs tores.

Tore ³²	nombre de tours	puissance max. (W)
T-80-2	25	60
T-106-2	16	100
T-130-2	18	150
T-157-2	16	250
T-200-2	17	400
T-400-2	14	1000

³² Tores en poudre de fer de la marque Amidon Associates. Ce tableau est donné pour le matériau type 2 (couleur rouge) qui convient pour les fréquences de 2 à 30 MHz. Le nombre central, donc le 200 dans T-200-2 par exemple, indique le diamètre extérieur en centième de pouce (il s'agira donc ici d'un tore de 2 pouces de diamètre !)

On choisira généralement les bobinages bifilaires ou trifilaires comme indiqué ci -contre, en commençant par disposer 2 ou 3 fils en parallèle avant de réaliser le bobinage proprement dit.

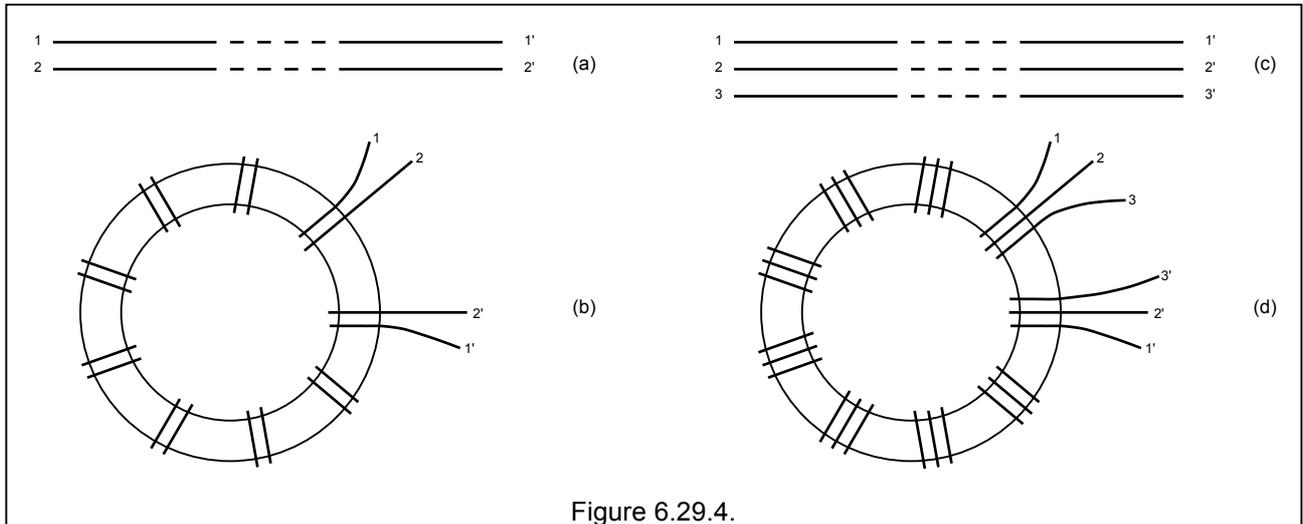


Figure 6.29.4.

On peut aussi utiliser des noyaux ferrites à 2 trous : La figure ci-contre représente un balun 1:4 (cf. la figure b ci-dessus qui permet de supporter 2 kW). On utilise 6 noyaux maintenus par de la toile isolante. Le fil utilisé est du fil de câblage multibrin d'un diamètre de 1 mm².

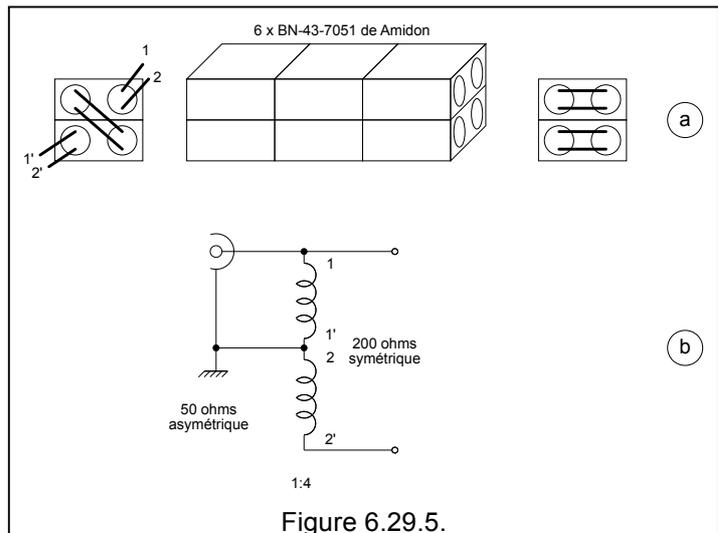


Figure 6.29.5.

6.29.4. Symétriseurs du type "transfo bobinés" sans noyau ferrite

Toutefois, il est aussi possible d'éviter l'emploi de tores en ferrites³³. Le montage suivant³⁴ peut être utilisé pour réaliser un balun 1:4 ou 1:1. On utilise deux bobinages bifilaires bobinés en l'air. Les bobines A-B et C-D forment donc un transfo, de même que E-F et G-H. Afin de mieux repérer les bobinages, l'un d'eux est représenté en gras. Les schémas équivalents qui représentent mieux les comportements en tant que transfos sont donnés aux figures c et d.

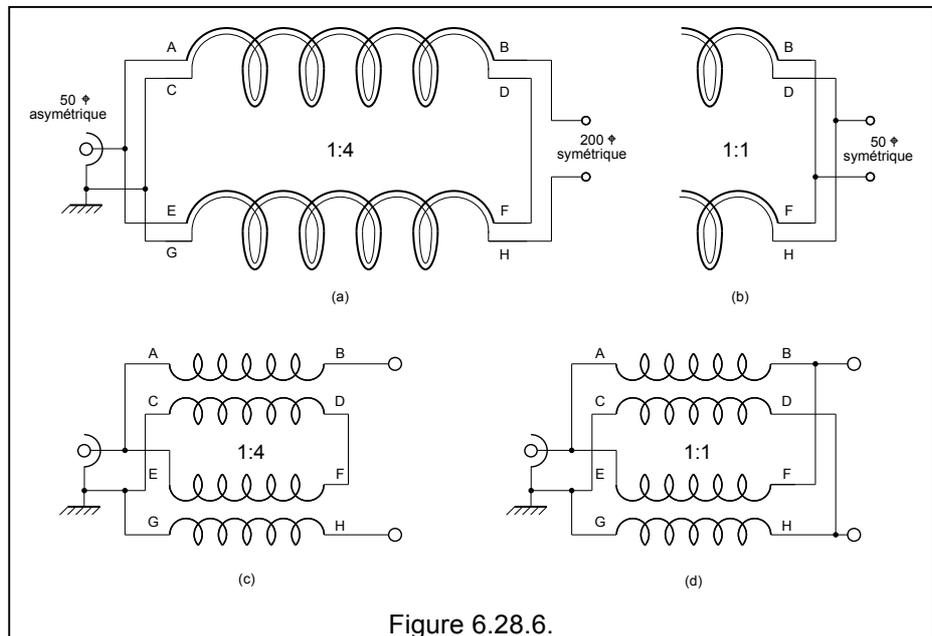


Figure 6.28.6.

Les bobines sont constituées de fil de Cu argenté d'un diamètre de 0,8 mm. Chaque bobine (A-B ou C-D ou E-F ou G-H) comporte 21 spires d'un diamètre de 65 mm et sur une longueur de 110 mm environ. La distance d'axe en axe des deux bobines est de 110 mm.

6.29.5. Le balun 1:2

La plupart des montages ci-dessus ont des rapports en $1/n^2$ où n est un nombre entier. Le montage de la figure ci contre permet de réaliser un rapport 1:2 ou plus exactement $1 : 1,5^2$ soit 1:2,25 ... Ce montage est particulièrement intéressant lorsqu'on veut coupler deux antennes yagi décamétriques superposées. Notons que les enroulements AB et EF sont en parallèle, alors que GH et CD sont en série. Il s'agit d'un balun asymétrique/asymétrique. Le bobinage peut aussi être réalisé avec du câble coaxial RG59.

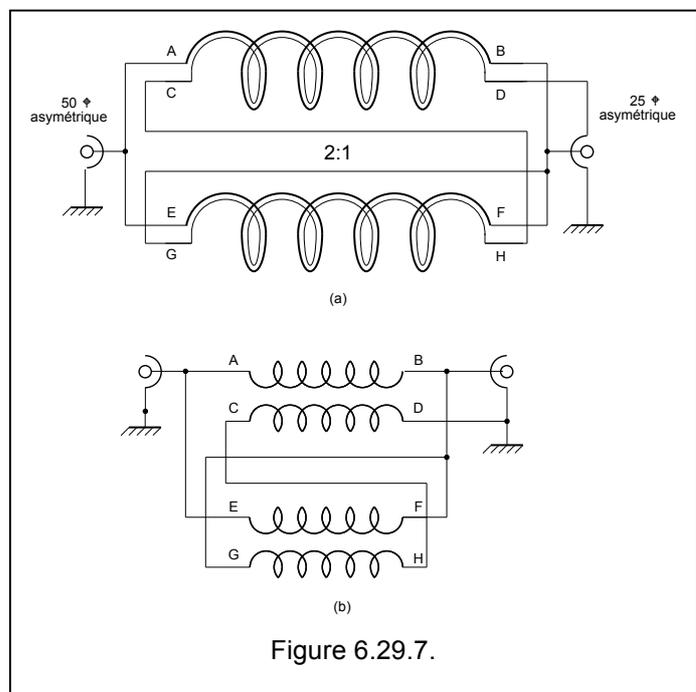


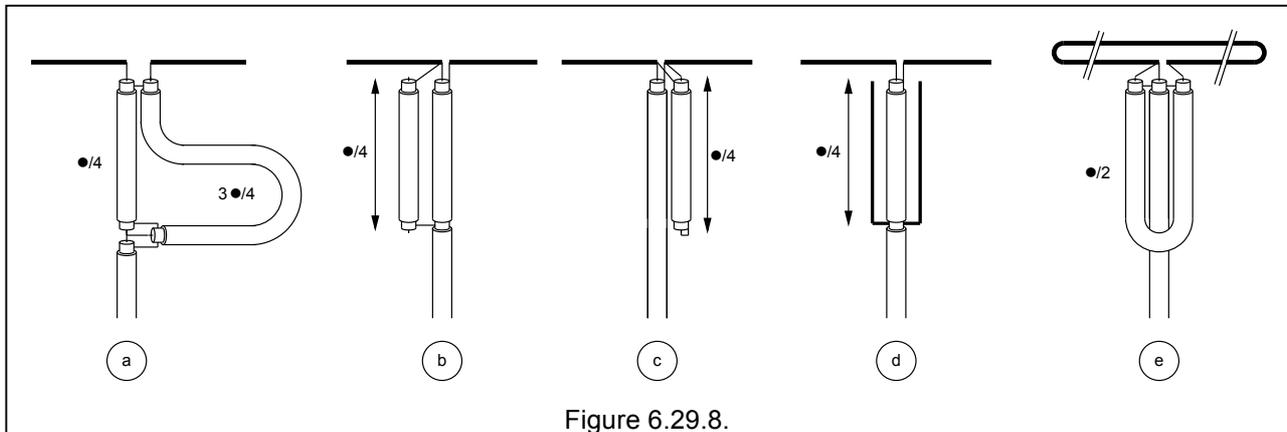
Figure 6.29.7.

³³ Les tores introduisent des pertes !

³⁴ cf HEATHKIT B-1

6.29.6. Symétriseurs et adaptateurs d'impédances réalisés avec des câbles coaxiaux

Les lignes en quart d'onde ou en demi onde permettent également de résoudre le problème de symétrisation, mais cette technique est souvent utilisée en VHF-UHF :



La figure a représente un moyen de relier un récepteur dont l'entrée est symétrique à un câble coaxial. La section de ligne $3/4 \lambda$ introduit donc une déphasage de 180° de plus que la section $\lambda/4$.

La figure b représente un montage connu comme le balun Collins. Remarquons que l'âme de la section $\lambda/4$ ne sert pas, et qu'on pourrait également ne mettre qu'un conducteur de la même longueur. La figure c est une variante du montage b.

La figure d représente un montage appelé bazooka. Remarquons que le point de contact électrique se fait en bas du bazooka et que le haut est ouvert.

La figure e représente le passage d'une impédance symétrique vers une ligne asymétrique et le passage d'une impédance de $240-300 \Omega$ vers une impédance de $50-75 \Omega$.

6.30. Retour au ROS

On pourrait revenir au ROS et expliciter quelques points qui sont souvent mal interprétés :

ROS ou TOS ?

ROS : c'est le **R**apport d' **O**ndes **S**tationnaires ROS = U_{\max} / U_{\min} c'est forcément un nombre supérieur (ou égal à 1) c'est encore ROS = Z_a / Z_c ou Z_c / Z_a

TOS : c'est la **T**aux d' **O**ndes **S**tationnaires, un taux est toujours exprimé en % TOS = $(ROS - 1) / (ROS + 1)$

D'un point de vue purement linguistique, il serait donc plus juste de parler de ROS que de TOS !

SWR ou VSWR : Standing Wave Ratio c'est bien l'équivalent du ROS !

Le ROS d'une antenne ?

Le fait de dire " *une antenne X a un ROS de 1,5:1* " n'est pas tout à fait correct, mais ce n'est peut être pas tout à fait faux. Il faut simplement noter que cette expression est une forme abrégée et que l'on devrait dire **si cette antenne est utilisée avec une ligne à 50 Ω, elle y produira un ROS de 1,5:1**

En effet le ROS est "quelque chose" qui se passe dans la ligne de transmission et dont la cause est une désadaptation de l'antenne. Et si on comprend correctement cela, il n'est pas faux de dire qu' " *une antenne X a un ROS de 1,5:1* ".

Pourquoi vouloir obtenir un ROS aussi faible que possible ?

Il existe deux raisons valables pour essayer d'avoir un ROS voisin de 1:1 :

- a) pour réduire le plus possible les pertes supplémentaires produites par le ROS
- b) pour que l'émetteur produise le maximum de puissance :
 - les émetteurs à tubes et les amplis linéaires à tubes possèdent tous un circuit de sortie en Pi qu'il faut régler pour la fréquence choisie. Théoriquement on fait le réglage sur une antenne fictive d'impédance 50 Ω, puis on passe sur l'antenne. Mais dans la plupart des cas un ROS de 2:1 peut être "récupéré" par un réglage très légèrement différent.
 - pour les émetteurs et les amplis linéaires à transistors, il en va autrement. L'étage de sortie est équipé de transfos large bande et la puissance nominale est obtenue pour 50 Ω. Afin de protéger ces transistors on incorpore un circuit qui limite la puissance en fonction du ROS. Par conséquent on ne peut plus compenser un ROS de 2:1 ... à moins que cet émetteur ne possède un coupleur d'antenne incorporé !

Mythes à démystifier

1) un bon ROS est synonyme de bon rayonnement : **FAUX** : une antenne fictive a un très bon ROS (souvent inférieur à 1.1 : 1) et pourtant elle ne rayonne pas !

2) contrairement à ce que certains pensent ou écrivent ... un ROS élevé produit plus d'interférences (RFI)

3) il n'est pas exact qu'un ROS élevé entraîne un rayonnement de la ligne de transmission

Atténuation supplémentaire causée par un mauvais ROS

En plus de l'atténuation spécifique propre et due d'une part à la perte en RI^2 et à la perte due à la perte dans le diélectrique, une perte supplémentaire apparaît à cause du ROS :

6.31. Les guides d'ondes

6.31.1. Limitation des câbles coaxiaux

Lorsqu'on travaille dans le domaine des hyperfréquences ($300 \text{ MHz} < f < 300 \text{ GHz}$), les câbles coaxiaux commencent à approcher de leurs conditions limites.

Tout d'abord les câbles coaxiaux présentent des pertes importantes à ces fréquences

Câbles coaxiaux	RG-58	RG-213	AIRCOM +	AIRCELL	CellFlex 3/8"	CellFlex 5/8"	
Diélectrique	PE	PE	air	Air			
diamètre ext. en mm	4,95	10,3	10,8	7,3			
poids en kg/100m	3,7	15,3	15	7,2			
pertes en dB/100m	à 100 MHz	16,1	6,9	3,3	6,6	2,83	1,75
	à 145 MHz	17,8	8,5	4,5	7,9	3,4	2,1
	à 432 MHz	33,2	15,8	8,2	14,1	5,9	3,63
	à 1000 MHz	54,6	25,7		22,5		
	à 1296 MHz	64,5	30	15,2	26,1	10,1	6,3
	à 4 GHz	102	44				
à 10 GHz	161	69					

Pour rappel : dans la plage de travail normal, et en dessous de la fréquence de coupure, on a

$$\text{atténuation à une fréquence } f_2 \text{ en dB} = \text{att. à la fréquence } f_1 \text{ en dB} \times \sqrt{f_2 / f_1}$$

Bien sûr on peut prendre des câbles plus soignés, à double tresse, on peut prendre du RG-214 au lieu du RG-213 ou du RG-233 au lieu de RG-58, mais tout compte fait, on ne gagne pas beaucoup. Il faut retenir qu'à diamètre égal et pour un même diélectrique, les pertes sont sensiblement du même ordre de grandeur quel que soit le numéro du câble ou les lettres qui suivent.

Ensuite, plus on monte en fréquence, plus le VSWR du câble devient mauvais. Il faut ainsi prendre beaucoup de soin pour réaliser un câble de mesure genre RG-213 pour travailler à 4 GHz. Et même en apportant un maximum de soin on arrive à peine à un VSWR de 1,25 (soit un RL de 19 dB).

Enfin un câble coaxial présente une fréquence de coupure qui est donnée par la relation

$$f_c = (2 c / \pi \sqrt{\epsilon_r}) (1 / D + d)$$

où c est la vitesse des ondes électromagnétiques ($\approx 300.000 \text{ km/s} = 3 \cdot 10^{11} \text{ mm/s}$)

ϵ_r est la constante diélectrique

D et d les diamètres des conducteurs extérieur et intérieur

ainsi pour un câble genre RG-213, le ϵ_r du PE est de 2,28, D = 8,1 mm et d = 2,25 mm, on peut calculer une

$$f_c = (2 \times 3 \cdot 10^{11} / 3,14 \times \sqrt{2,28}) (1 / 8,1 + 2,25) = 12,22 \text{ GHz}$$

Cette formule montre aussi que plus le câble est gros plus sa fréquence de coupure sera basse !

On arrive ainsi à cette conclusion : si on veut une fréquence de coupure élevée, il faut que le diamètre soit petit et si on veut que les pertes soient faibles il faut que le diamètre soit grand !

Nous avons vu plus haut que les connecteurs avaient aussi des fréquences limites d'utilisation au-delà desquelles les pertes deviennent importantes.

Mais, il existe des situations où on doit utiliser un câble coaxial pour transporter le signal sur une petite distance (de l'ordre de 5 à 50 cm), dans ce cas on utilise des câbles coaxiaux semi-rigides avec un isolant au Téflon qui ont un assez bon VSWR jusqu'à des fréquences de 22 GHz. Ces câbles sont généralement munis de connecteurs SMA. Les deux câbles semi-rigides les plus utilisés sont :

Câbles semi-rigides	EZ-141	EZ-250
diamètre ext. en mm	3,58	6,35
perte en dB/m à 1 GHz	0,38	0,23
à 4 GHz	0,85	0,52
à 6 GHz	1,02	0,65
à 10 GHz	1,50	0,90

6.31.2. Principe de base des guides d'ondes

Le terme **guide d'onde** désigne une enveloppe conductrice sans pertes (donc un conducteur parfait) dans lequel se propage une énergie électromagnétique. Il y a des guides d'ondes rectangulaires, circulaires, elliptiques, etc...

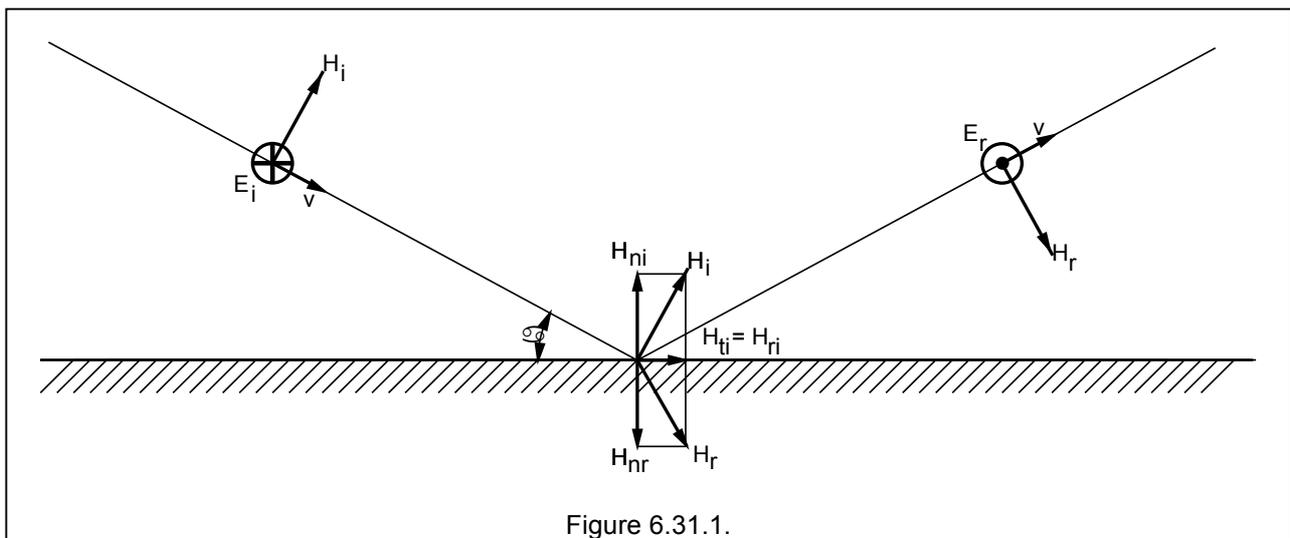
Etudions d'abord comment se comporte une onde électromagnétique au voisinage d'un conducteur parfait.

Dans un conducteur parfait, il ne peut y avoir de différence de potentiel entre deux points quelconques. Par conséquent :

1. la composante tangentielle du champ électrique le long du conducteur doit toujours être nulle. S'il n'en était pas ainsi il y aurait une différence de potentiel entre deux points d'un conducteur, ce qui est absurde.
2. la composante normale (perpendiculaire) du champ magnétique doit être nulle. S'il n'en était pas ainsi, le champ magnétique créerait une force contre-électromotrice dans le conducteur, ce qui entraînerait une différence de potentiel entre deux points, ce qui ne peut-être.

Que se passe-t-il lorsqu'une onde électromagnétique se dirige vers sur un plan conducteur parfait sous un angle α (voir figure ci-après) ? Nous allons décomposer cette onde en un champ électrique incident E_i et un champ magnétique incident H_i :

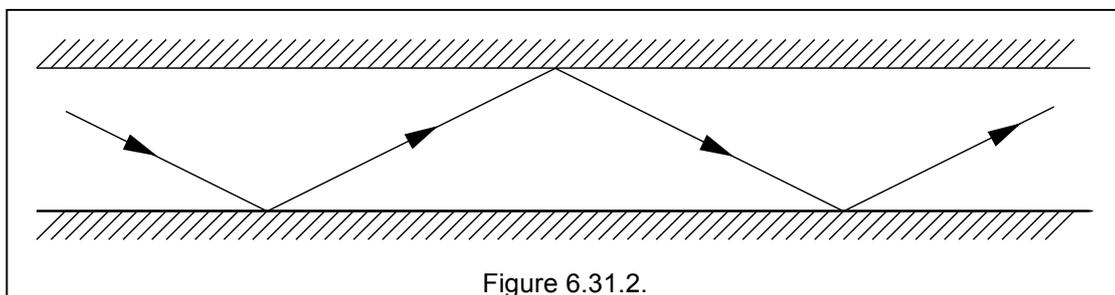
1. le vecteur champ électrique E_i incident est parallèle à la surface. Il est représenté par le cercle avec la croix (imaginez-vous l'arrière d'une fléchette...). Ce vecteur donnera par réflexion un vecteur E_r tel que la somme vectorielle $E_i + E_r$ soit nulle. C'est la 1ère condition énoncée ci-dessus. Par conséquent le vecteur E_r sera représenté par un cercle avec un point (imaginez-vous la pointe de la fléchette...).
2. le vecteur champ magnétique peut être décomposé en deux parties. D'une part la composante tangentielle H_{ti} qui ne sera pas perturbée donc $H_{ti} = H_{tr}$. Et d'autre part la composante normale H_{nr} qui donnera par réflexion une composante normale H_{nr} telle que la somme vectorielle $H_{ni} + H_{nr}$ soit nulle. C'est la 2ème condition énoncée ci-dessus.



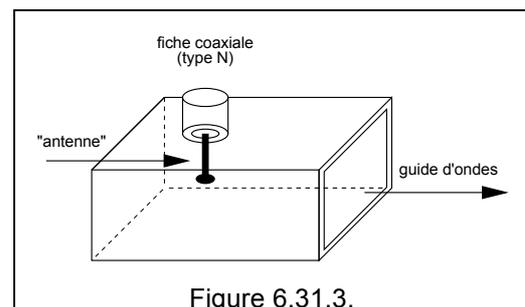
Par conséquent, on peut dire qu'une onde électromagnétique qui arrive sur un conducteur parfait va être réfléchi, et,

1. cette réflexion se fera sans perte,
2. la direction de propagation de l'onde incidente et la direction de propagation de l'onde réfléchi sont dans un même plan perpendiculaire au plan du conducteur,
3. l'angle d'incidence est égal à l'angle de réflexion.

Si on place l'un en face de l'autre, deux plans conducteurs, l'onde va être réfléchi d'un plan sur l'autre et elle va se propager. C'est le principe du guide d'onde.



La question est alors de savoir comment on va créer l'onde au départ du guide. La solution la plus simple consiste à placer une petite antenne dans le guide d'onde et de réaliser ainsi la transition coax/guide d'ondes.



6.31.3. Modes de propagation

On dit que le mode de propagation est

- **TEM** (Transverse ElectroMagnetic) si les vecteurs E et H sont transversaux par rapport au guide. Ce mode de propagation intervient, par exemple dans les câbles coaxiaux
- **TE** (Transverse Electric) si l'onde E est toute entière dans le plan transversal du guide
- **TM** (Transverse Magnetic) si l'onde H est toute entière dans le plan transversal du guide

6.31.4. Fréquence de coupure d'un guide d'onde

Un guide d'onde possède une fréquence critique au-dessous de laquelle l'énergie ne peut se propager dans le guide. La fréquence de coupure est déterminée par les dimensions du guide d'ondes.

Représentons un guide d'onde, avec deux lignes qui représentent les fronts d'onde. L'une étant un front d'onde positif, l'autre un front d'ondes négatif. Ces deux fronts d'ondes sont séparés par $\lambda/2$.

Mais on définit aussi la longueur d'onde dans le guide soit λ_g d'après la figure ci-contre nous avons

$$\lambda = \lambda_g \cos \theta .$$

D'autre part dans le triangle MNO on a

$$a/2 = \lambda_g/4 \tan (90^\circ - \theta)$$

A partir de ces deux équations on peut déduire $\lambda = 2 a \sin \theta$. Si $\theta = 90^\circ$ il n'y a plus de propagation, par conséquent la longueur d'onde critique au-dessus de laquelle il n'y a plus de propagation. Cette longueur d'onde critique vaut

$$\lambda_g = 2 a$$

Les guides d'ondes agissent en quelques sortes comme des "**filtres passe-haut**" !

Exemple: Un guide d'onde rectangulaire mesure 58,17 x 29,08 mm, quelle est sa fréquence maximum ?

$\lambda_c = 2 a = 2 \times 58,17 = 116,34$ mm soit 0,116 m donc $f = 300 / 0,116 = 2586$ MHz. Le guide d'onde ne pourra transmettre d'énergie en dessous de 2,586 GHz. Au fait ce guide d'onde est un guide commercialisé sous l'appellation R40 et nous verrons plus loin que la fréquence minimale d'utilisation (donnée par le constructeur de ce type de G.O.) est de 3,22 GHz !

Un guide d'ondes donné est utilisé normalement dans une gamme de fréquence où seul le mode le plus bas peut se propager. En général on utilise un guide d'onde dans une plage allant de 1,25 à 1,9 fois la fréquence de coupure. Au-delà de 2 fois la fréquence de coupure, des modes de propagation plus complexes peuvent apparaître.

6.31.5. Réalisations de guides d'ondes

Les guides d'ondes peuvent présenter plusieurs sections :

- les **guides d'ondes circulaires** sont en principe ceux qui présentent le moins de pertes. Les guides d'ondes circulaires permettent également de faire véhiculer deux signaux à polarisation orthogonale dans le même guide. Toutefois la maîtrise requise pour garder les champs électriques et magnétiques bien perpendiculaires est très délicate. C'est pourquoi on leur préfère les guides rectangulaires ou elliptiques.
- les **guides d'ondes à section rectangulaire**, permettent de réaliser tous les raccordements à l'intérieur d'un équipement (à l'intérieur d'un émetteur ou d'un récepteur), et de raccorder plusieurs équipements ensemble.
- les **guides d'ondes à section elliptiques** avec une ondulation longitudinale ("corrugués") permettent de réaliser des guides faciles à poser sur des distances importantes, à l'intérieur des bâtiments ou sur des tours de télécommunications. Le guide est recouvert d'une couche de caoutchouc de protection. Ce type de guide d'ondes se laisse assez facilement couder et "tordre", ce qui permet d'arriver exactement à la sortie d'un émetteur ou d'un récepteur ou en face du connecteur de l'antenne.

La figure ci-dessous montre un bout de guide d'onde elliptique qui a été dénudé. On a aussi représenté le champ électrique pour le mode $TE_{1,1}$, qui est le mode le plus fréquemment utilisé.

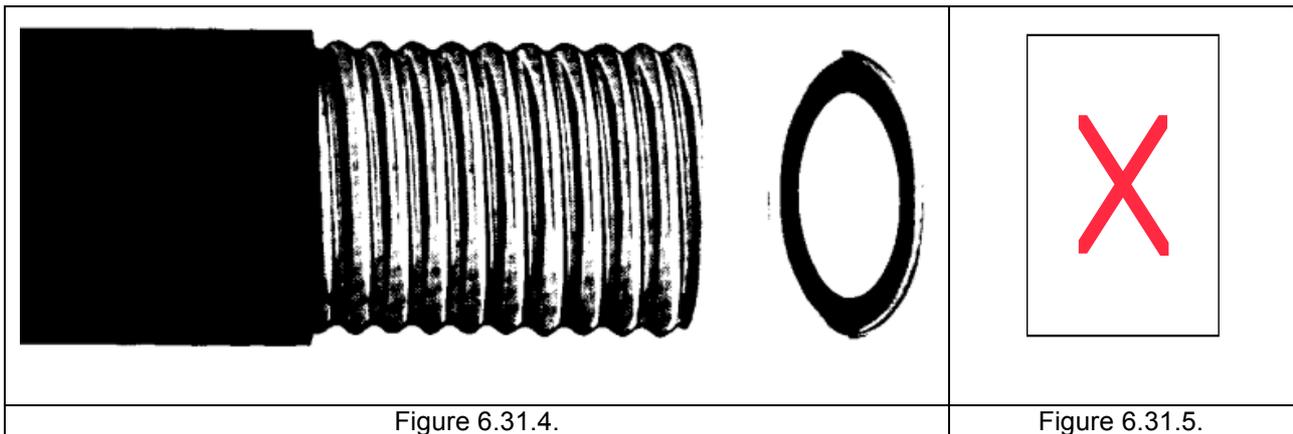


Figure 6.31.4.

Figure 6.31.5.

Lorsque nous avons expliqué le fonctionnement des guides d'ondes, nous avons parlé de "conducteur parfait". En fait les guides d'ondes sont habituellement en cuivre électrolytiquement pur (> 99,5%) et parfois en aluminium.

A titre d'exemple voici quelques caractéristiques de guides d'ondes:

Guides d'ondes rectangulaires	R40	R70	R100	R220
	WR229	WR137	WR90	WR42
	WG11A	WG14	WG16	WG20
fréquences en GHz	3,22 - 4,90	5,38 - 8,18	8,2 - 12,5	18 - 26,5
dimensions int. en mm	58,17 x 29,08	38,85 x 15,80	15,80 x 7,90	10,6 x 4,3
pertes max. en dB/100m	3,2	7,5	14,3	
poids en kg / m	2,46	1,5	0,750	

Vous remarquerez qu'il y a trois désignations par exemple : R40 est la désignation IEC, WR229 est la désignation EIA (USA) et WG11A est la désignation RCSC (UK), mais peu importe ces guides sont équivalents.

La répartition du champ électrique dans ces guides d'ondes est représentée ci-contre.

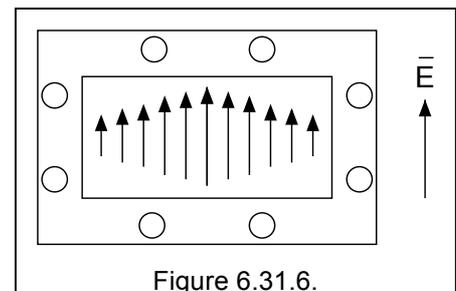


Figure 6.31.6.

Guides d'ondes elliptiques	E38	E40	E65	E70
fréquences en GHz	3,1 - 4,2	3,6 - 4,2	5,9 - 7,15	6,4 - 7,75
dimensions ext. en mm	84 x 51	72 x 51	51 x 33	48 x 30
pertes dB/100 m	2,9 - 2,1	3,05 - 2,45	4,9 - 4,3	6,9 - 6,3
poids en kg /m	2,1	1,6	1	0,9

Les guides d'ondes sont assemblés aux moyens de **flasques** ("flange") qui sont normalisées. Outre la forme et les dimensions, on distingue aussi les flasques pour guides d'ondes "pressurisés" ou "non-pressurisés".

Les guides d'ondes sont utilisés pour des fréquences supérieures à 2 GHz et se présentent sous forme de tube de section rectangulaire ou elliptique.

6.32. Les cavités résonnantes

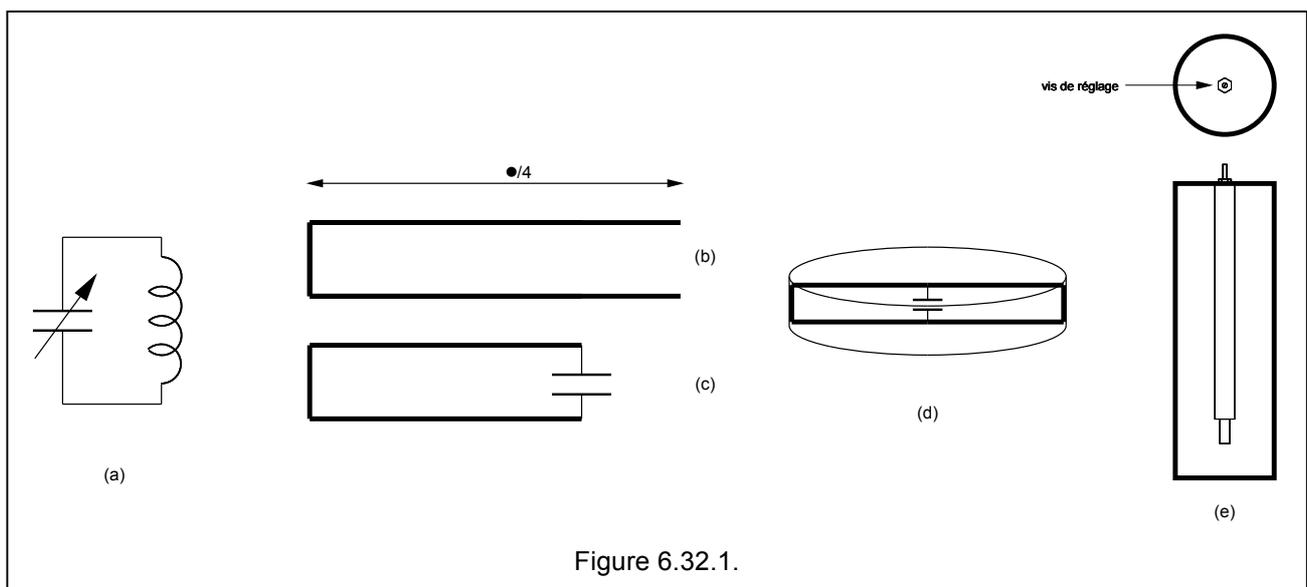
6.32.1. Généralités

Les cavités résonnantes sont des circuits résonnants spéciaux utilisés à partir d'une fréquence de 100 MHz.

Si on part d'un circuit oscillant classique (figure a), nous savons qu'une ligne quart d'onde en court-circuit se comporte de la même façon (figure b), mais on si on ajoute une capacité en parallèle on peut encore raccourcir cette ligne quart d'onde (figure c).

Nous pouvons aussi imaginer une infinité de ligne quart d'onde autour de la capacité, de sorte à obtenir finalement le concept de la cavité résonnante (figure d), c'est-à-dire un cylindre métallique fermé à ses deux extrémités.

Mais on préfère donner à cette cavité la forme d'un tube (figure e), toujours fermé à ses extrémités. Ce tube est en cuivre, ou mieux un alliage qui ne se dilate pas en fonction de la température. Cette cavité est munie d'un dispositif de réglage de la fréquence, ici une tige réglable.



En pratique, il faut encore pouvoir appliquer le signal à cette cavité, on va donc trouver une boucle de couplage et éventuellement une autre boucle pour "récupérer" le signal (voir figure 6.32.2.a).

Les avantages des cavités :

- un coefficient de surtension très élevé (le Q peut atteindre des valeurs de 5000),
- une cavité ne rayonne pas

Applications :

- duplexeur pour les stations répétitrices
- circuit d'accord avec un haut taux de réjection

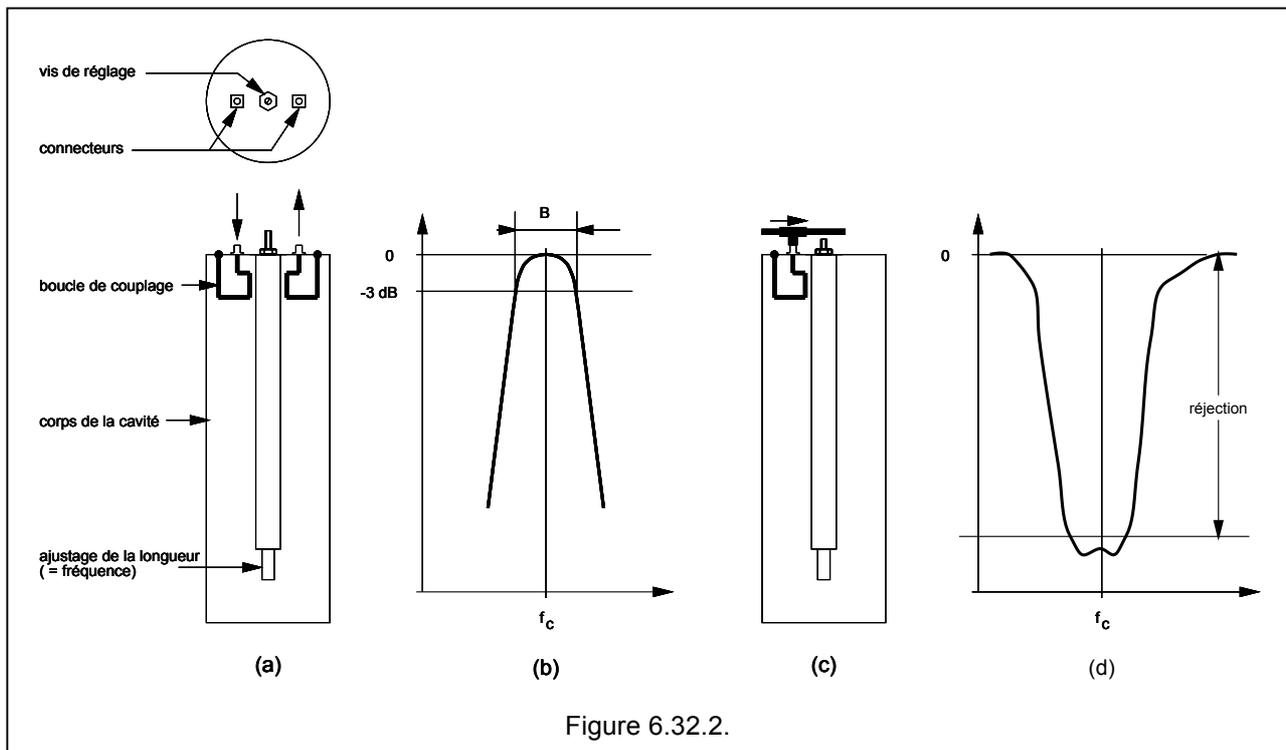
Donc, dans la pratique, une cavité se présente comme un cylindre dont la longueur un peu plus long qu'un quart d'onde en invar³⁵ ou en cuivre. Dans cette cavité se trouve un noyau dont la longueur est ajustable, ce qui permet d'ajuster la fréquence de la cavité. Le rapport diamètre/longueur va influencer le coefficient de qualité de la cavité, de même que l'état de surface. On trouve également deux boucles de couplage, une

³⁵ Alliage de cuivre à coefficient de dilatation nul.

pour l'entrée, l'autre pour la sortie. Ces boucles aboutissent aux connecteurs de la cavité (voir figure 6.32.2.a).

La bande passante de la cavité dépend de son facteur de surtension Q . Ici aussi la relation $B = f_c / Q$ est applicable.

Employée de la sorte, on dit que la cavité est utilisée en "**band pass**" (en abrégé "Bp") (voir figure 6.32.2.b). On peut évidemment coupler plusieurs cavités pour avoir une sélectivité plus importante.



Le montage de la figure 6.32.2.c est un montage en **band reject** (en abrégé Br). On utilise ici un T_é sur la cavité.

Une telle cavité peut être utilisée comme un filtre au même titre qu'un circuit LC mais le facteur de surtension Q que l'on peut obtenir est plus grand et la bande passante est donc plus étroite qu'un circuit LC avec des selfs et des condensateurs traditionnels.

6.32.2. Cas particulier : duplexeur pour relais

Mais l'application la plus "courante" d'une cavité dans le domaine radioamateur, est la réalisation de duplexeur d'antenne pour un relais. Nous envisagerons ici le cas d'un relais sur 145 MHz. Le problème fondamental est l'isolation entre émetteur et récepteur.

Partant par exemple d'une puissance d'émetteur de 10 W (+40 dBm), et sachant aussi que le récepteur a une sensibilité de l'ordre 0,2 µV (soit -121 dBm) et que la réjection du canal adjacent est de 75 dB, on en déduit qu'un duplexeur d'antenne doit apporter une isolation A telle que

$$+40 \text{ dBm} - A - 75 \text{ dB} < -121 \text{ dBm}$$

$$\text{donc } A > 121 + 40 - 75$$

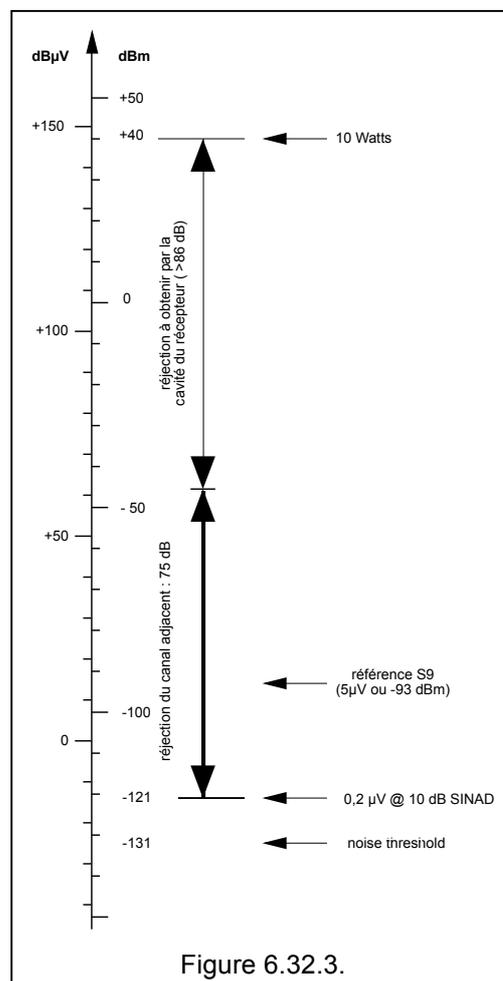
$$\text{donc } A > 86 \text{ dB.}$$

Il faut donc, dans ce cas, une isolation d'au moins 85 dB pour que la puissance de l'émetteur ne vienne pas perturber le récepteur.

Pour cela on utilise une ou plusieurs cavités montées en "**band pass – band reject**". Voir figure 6.32.4. On peut en effet obtenir une réjection d'une fréquence en plaçant un condensateur entre l'entrée et la sortie de la cavité.

Dans ce cas la réjection se fait en dessous de la fréquence de résonance de la cavité. L'atténuation de la cavité est de l'ordre de 0,5 dB, et la réjection que l'on peut obtenir pour une cavité à 145 MHz, à un écart de fréquence de 600 kHz, est de l'ordre de 35 à 45 dB. La figure 6.32.3.b représente la courbe de réponse avec et sans condensateur pour une seule cavité. Puisque la réjection n'est pas suffisante, on devra donc mettre 2 ou 3 cavités en série.

Puisqu'un condensateur, éventuellement un condensateur ajustable, permet de rejeter une fréquence plus basse, a fortiori, une self permettra de rejeter une fréquence plus haute. Comme self ajustable on utilisera une self avec un mandrin en laiton, ou une combinaison LC série ou C sera un condensateur ajustable.



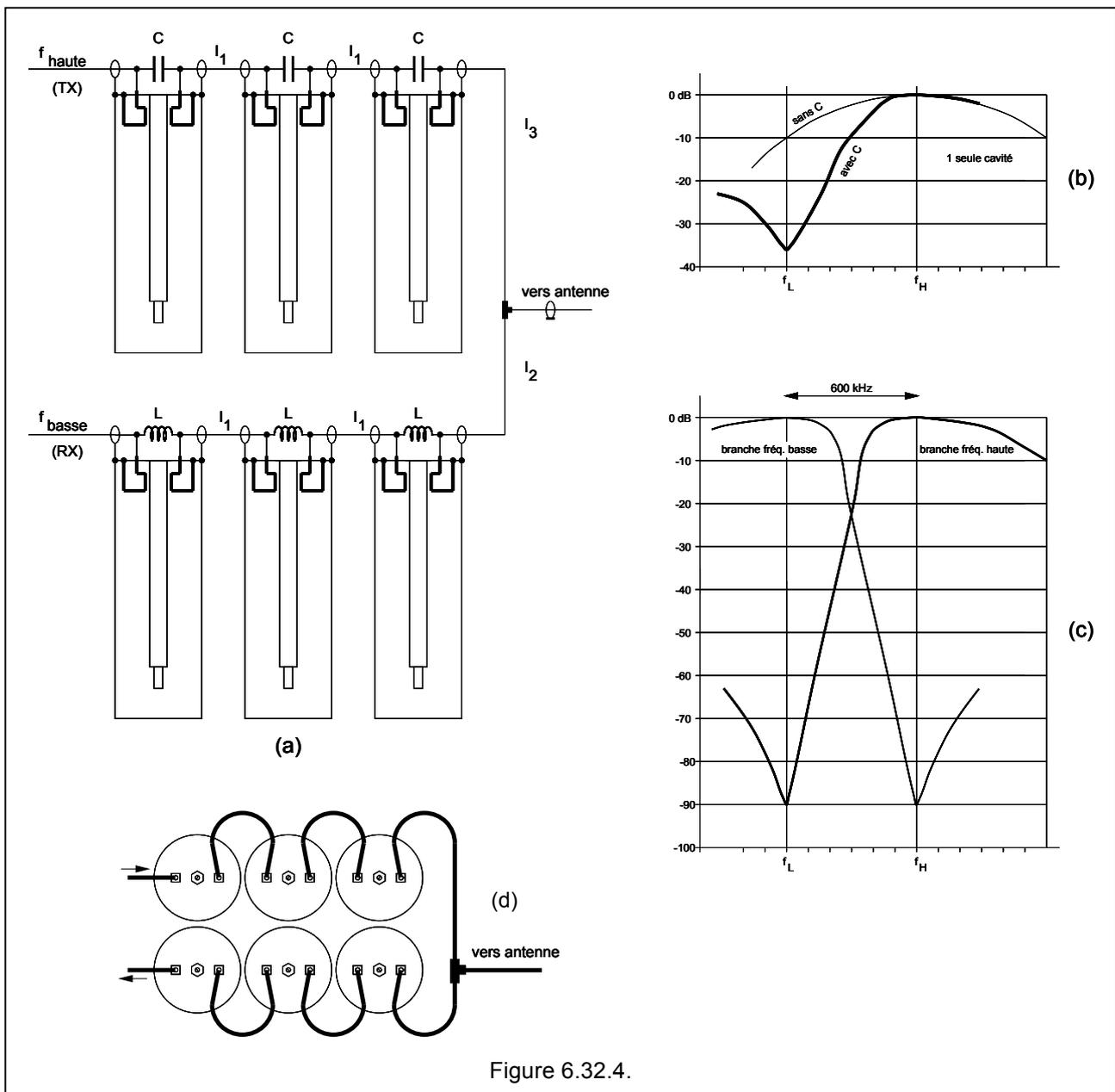


Figure 6.32.4.

La figure 6.32.4.a représente le duplexeur complet. La longueur de ligne l_1 est d'un quart d'onde. La différence entre l_2 et l_3 sera d'une demi-onde. La figure 6.31.4.b. donne les courbes s'insertion et de réjection pour une seule cavité. La perte d'insertion d'un tel dispositif est de 1 à 1,5 dB. La réjection atteint 85 à 95 dB (voir figure 6.32.4.c). Les courbes de la branche fréquence haute (par exemple TX) et de la branche fréquence basse (donc forcément ici RX) sont plus ou moins équivalentes. Dans la branche RX le duplexeur rejette la fréquence du TX, dans la branche TX le duplexeur rejette le bruit et les spurii causé par le TX.

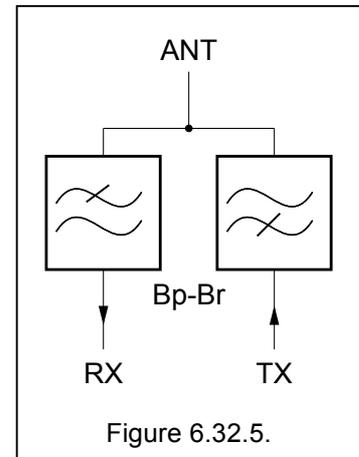
Dans la pratique les cavités sont montées côte à côte et forment un bloc comme indiqué à la figure 6.32.4.d.

Plus les fréquences émission-réception sont proches plus il est difficile de réaliser un duplexeur. Dans la pratique, il est possible de réaliser des filtres duplexeurs avec un écart

- de 100 kHz sur 29 MHz
- de 600 kHz sur 145 MHz
- de 1,6 MHz sur 435 MHz

Evidement un filtre avec un écart de 7,6 MHz sur 435 MHz est beaucoup plus facile à réaliser qu'un filtre avec un écart de 1,6 MHz.

Symboliquement, on représentera un duplexeur d'antenne comme un filtre passe haut et un filtre passe bas (figure 6.32.5). Les lettres "Bp-Br" indiquent qu'il ne s'agit pas seulement d'un passe-bas ou d'un passe haut mais d'un band-pass et d'un band-reject. Le point commun ira vers l'antenne, un filtre ira vers le RX, l'autre vers le TX.



Les dimensions sont bien sûr dépendantes de la fréquence, mais les principes restent les mêmes.

6.33. De la ligne de transmission à l'antenne

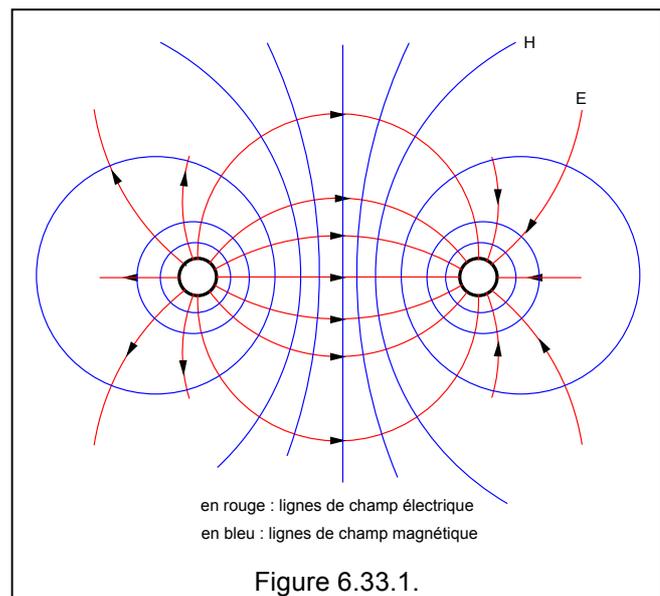
Voici encore un paragraphe qui ne fait pas partie de l'examen HAREC, mais tellement intéressant qu'on ne peut le passer sous silence.

Nous avons vu, au paragraphe 6.18, les phénomènes physiques qui donnaient lieu à la propagation d'un signal sur une ligne de transmission. On se souviendra qu'il y a dans une ligne de transmission (par exemple une ligne symétrique) des charges électriques et par conséquent il y aura des champs électriques, mais ces charges sont également en mouvement et s'il y a des charges en mouvement, il y a forcément des courants et donc des champs magnétiques. Examinons ce qui se passe pour une ligne bifilaire symétrique et pour une ligne coaxiale.

Dans le cas de la ligne symétrique, les champs sont représentés à la figure ci-contre. Sur les deux conducteurs de la ligne, les charges sont en opposition: des électrons c-à-d des charges négatives d'un côté et un manque d'électrons c-à-d des charges positives de l'autre côté. Entre les deux conducteurs, il y a donc un champ électrique représenté en rouge sur la figure ci-contre.

Mais ces charges sont en mouvement, et nous avons donc aussi des champs magnétiques qui sont représentés en bleu sur la figure ci-contre.

Dans une ligne bifilaire symétrique, nous avons donc dans un champ électrique et un champ magnétique, qui vont produire un champ électromagnétique.

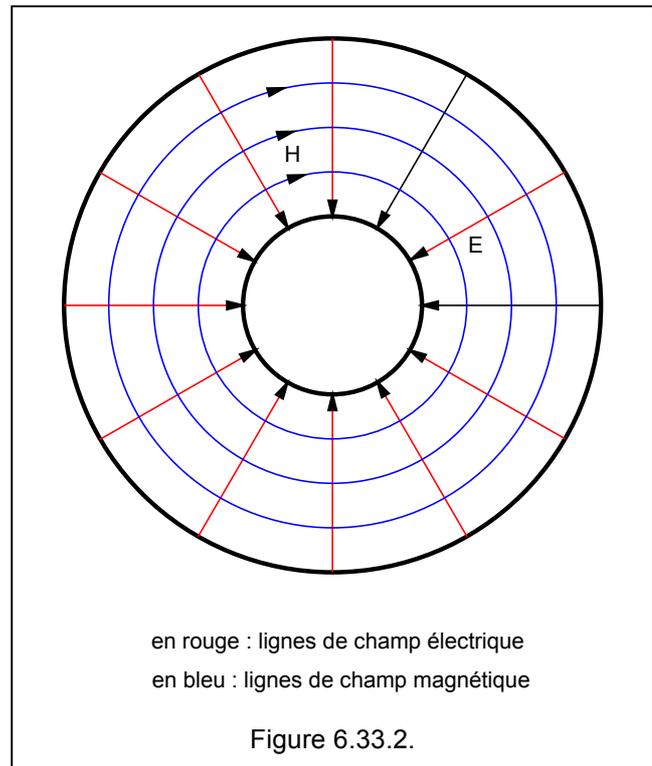


Ce que nous venons de voir se passe "près" de la ligne ou même "dans" la ligne. A grande distance, et donc aussi à l'infini les champs magnétiques s'annulent et les champs électriques s'annuleront aussi. On dit qu'une ligne de transmission ne rayonne pas. Bien entendu si nous sommes à une faible distance de la ligne, on verra probablement une des composantes du champ magnétique plus grande (ou plus petite) que l'autre. Et introduire dans cet espace un élément qui va modifier le champ magnétique (par son μ) ou qui va modifier le champ électrique (par son ϵ) va perturber la symétrie de cette ligne et va donc perturber ses caractéristiques. C'est la raison pour laquelle, les lignes de transmissions symétriques doivent être écartées des objets (métalliques, bois ou murs) de plus de 5 à 10 fois sa largeur.

Pour les lignes coaxiales, nous avons un champ électrique radial, c'est-à-dire orienté selon le rayon du câble coaxial (en rouge sur la figure ci-contre) et un champ magnétique dont les lignes sont concentriques (en bleu sur la figure ci-contre).

Toutefois la situation, par rapport à la ligne symétrique, est légèrement différente: on constate qu'il n'y a ni champ électrique, ni champ magnétique en dehors du câble coaxial. C'est la raison pour laquelle, les lignes de transmission coaxiales peuvent être placées sur tous les objets ou supports (métalliques, bois ou murs).

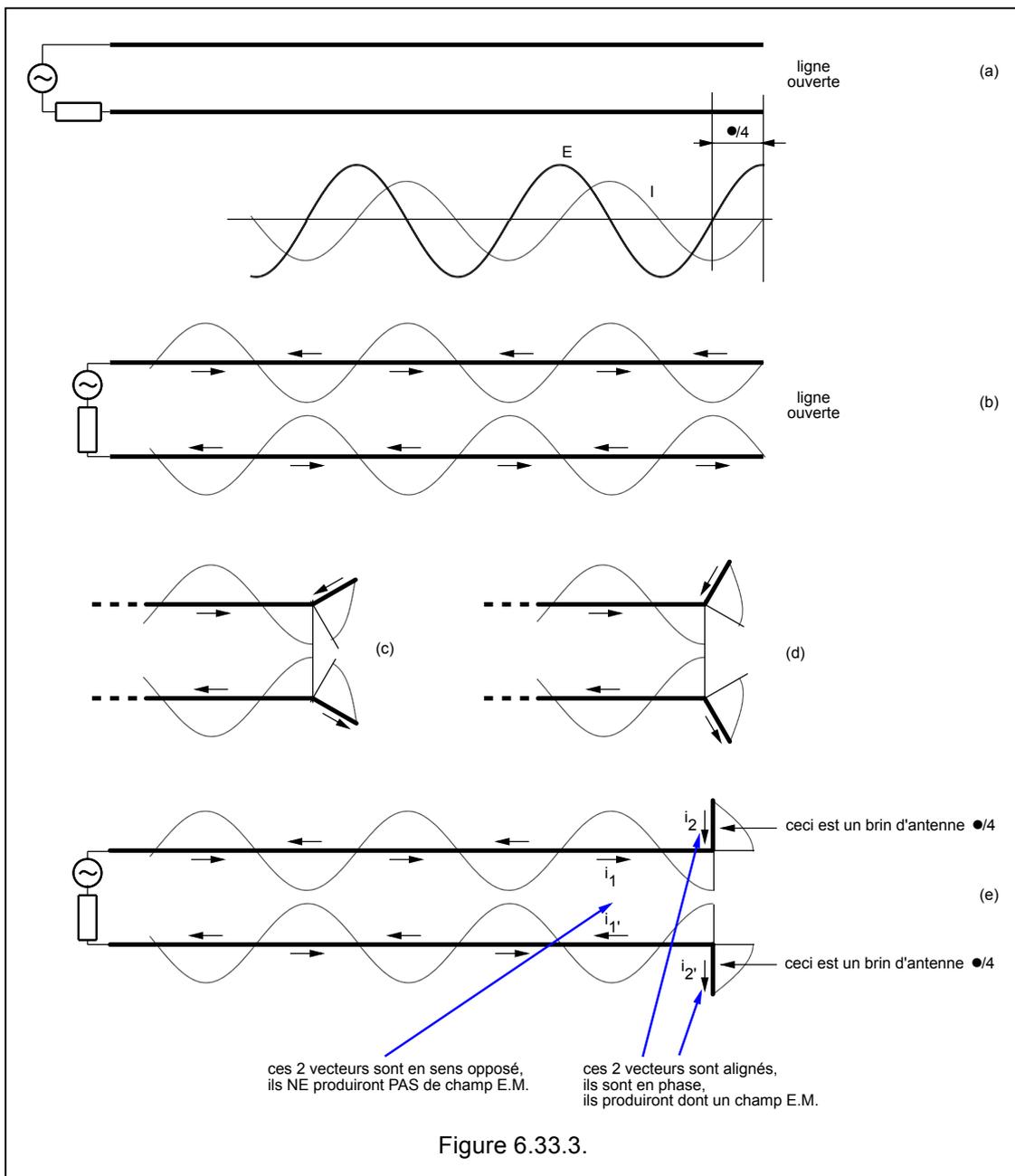
Donc une ligne de transmission coaxiale ne rayonne pas et, à grande distance, une ligne bifilaire symétrique ne rayonne pas non plus.



Revenons à la ligne symétrique, que l'on suppose ouverte. Nous avons déjà vu l'allure de la tension et du courant (figure a) précédemment dans le cours. Il n'y a pas de courant à son extrémité, et la tension à l'extrémité est maximale.

Si on ne s'intéresse qu'au courant, mais que l'on examine ce qui se passe sur chacun des fils de cette ligne bifilaire, on obtient la figure b sur laquelle on a ajouté les vecteurs de courant à un instant donné.

Imaginons qu'on déforme le bout ouvert cette ligne en écartant ses deux conducteurs. On obtient successivement les figures c, d et e.



La figure e est en fait la situation d'une antenne demi onde.

Dans ce cas, et pour un point à l'infini (ou "à une certaine distance") les courants i_1 et i_1' vont créer des champs magnétiques qui vont s'annuler, de même les charges électriques à ces endroits vont créer des champs électriques qui vont s'annuler.

Par contre les courants i_2 et i_2' sont alignés et de même sens, ils vont donc créer des champs magnétiques vont se renforcer. Idem pour les champs électriques.

Nous obtenons ainsi une antenne demi onde et nous sommes passés de la ligne de transmission à l'antenne, nous sommes passés de la propagation sur ligne de transmission à la propagation d'ondes électromagnétiques ! Notez que pour les besoins du dessin l'écartement de la ligne de transmission a été exagérément augmenté.

6.34. Le programme HAREC

Que faut-il connaître d'après le programme HAREC ?

CHAPITRE 6

6. ANTENNES ET LIGNES DE TRANSMISSION

Vilnius
2004³⁶

6.1 Types d'antennes

- Doublet demi-onde alimenté au centre
- Doublet demi-onde alimenté par l'extrémité
- Doublet replié
- Antenne verticale quart-d'onde [type GPA]
- Aérien avec réflecteurs et/ou directeurs [Yagi]
- Antenne parabolique
- Doublet avec trappe accordée.

6.2 Caractéristiques des antennes

- Distribution du courant et de la tension le long de l'antenne
- Impédance au point d'alimentation
- Impédance capacitive ou inductive d'une antenne non accordée
- Polarisation
- Gain d'antenne
- Puissance apparente rayonnée [P.A.R.]
- Rapport avant/arrière
- Diagrammes de rayonnement dans les plans horizontal et vertical

6.3 Lignes de transmission

- Ligne bifilaire
- Câble coaxial
- Guide d'ondes
- Impédance caractéristique :
- Vitesse de propagation
- Taux d'onde stationnaire
- Pertes
- Symétriseur [Balun]
- Ligne quart d'onde [impédance]
- Transformateur :
- Lignes ouvertes et fermées comme circuits accordés
- Boîtes d'accord d'antenne

³⁶ Cette colonne indique la nouvelle matière ajoutée ou supprimée lors de la réunion CEPT de 2004.

6.35b. Table des matières

6.21. Les lignes de transmissions	2
6.21.1. Les lignes infinies.....	3
6.21.2. Constantes unitaires - Résistance caractéristique.....	4
6.21.3. Ligne finie terminée sur son impédance caractéristique.....	6
6.21.4. Ligne finie non terminée sur son impédance caractéristique.....	7
6.21.4.1. Ligne terminée sur un court-circuit - Ondes stationnaires	7
6.21.4.2. Ligne ouverte	10
6.21.4.3. Ligne terminée sur une réactance	11
6.21.4.4. Ligne terminée sur une résistance quelconque	12
6.21.4.5. Impédance d'entrée d'une ligne chargée par une impédance quelconque.....	13
6.21.4.6. Le rapport d'ondes stationnaires ou ROS.....	15
6.21.4.7. Le coefficient de réflexion	16
6.21.4.8. Calcul du ROS	17
6.21.4.9. Le ROS , le VSWR, le coefficient de réflexion et le return loss	18
6.21.4.10. Conséquence du ROS.....	19
6.22. Les types de lignes de transmission.....	20
6.22.1. Lignes de transmissions symétriques	20
6.22.2. Lignes de transmissions coaxiales	22
6.22.2.1. Généralités.....	22
6.22.2.2. Les câbles coaxiaux avec diélectrique plein.....	22
6.22.2.3. Les câbles coaxiaux dont le diélectrique est l'air	23
6.22.2.4. Les câbles coaxiaux avec diélectrique cellulaire	23
6.22.2.5. Différences de fabrications	23
6.22.3. Les connecteurs pour câbles coaxiaux.....	25
6.23. Les caractéristiques des lignes de transmission	28
6.23.1. Impédance caractéristique.....	28
6.23.2. Atténuation.....	28
6.23.3. Facteur de vitesse.....	29
6.23.4. Rapport d' Ondes Stationnaires.....	29
6.23.5. Puissance maximale	29
6.24. Les lignes quart d'onde et demi onde.....	30
6.25. Les lignes quart d'onde en transformateur d'impédance.....	31
6.26. Les coupleurs d'antennes.....	32
6.26.1. Généralités.....	32
6.26.2. Les configurations de base des coupleurs d'antennes	35
6.26.3. Le coupleur en L	35
6.26.4. Le coupleur en Pi.....	37
6.26.5. Le coupleur en Té.....	37
6.26.6. Le coupleur Transmatch	38
6.26.7. Le coupleur Z-match	38
6.26.8. Les coupleurs pour lignes et antennes asymétriques.....	39
6.26.9. Remarques générales sur les tensions et les courants dans les coupleurs	42
6.27. Le coupleur directif	43
6.28. Le courant de tresse ou courant de gaine	45
6.28.1. Généralités.....	45
6.28.2. Le courant de tresse	46
6.28.3. Suppression du courant de tresse	47
6.29. Les symétriseurs et transformateurs d'impédances	49
6.29.1. Symétriseurs du type "transfo bobinés" avec noyau ferrite	50
6.29.4. Symétriseurs du type "transfo bobinés" sans noyau ferrite	52
6.29.5. Le balun 1:2	52
6.29.6. Symétriseurs et adaptateurs d'impédances réalisés avec des câbles coaxiaux	53
6.30. Retour au ROS	54
6.31. Les guides d'ondes.....	55
6.31.1. Limitation des câbles coaxiaux	55

6.31.2. Principe de base des guides d'ondes	56
6.31.3. Modes de propagation	57
6.31.4. Fréquence de coupure d'un guide d'onde.....	58
6.31.5. Réalisations de guides d'ondes	58
6.32. Les cavités résonnantes.....	60
6.32.1. Généralités.....	60
6.32.2. Cas particulier : duplexeur pour relais	62
6.33. De la ligne de transmission à l'antenne.....	65
6.34. Le programme HAREC.....	68
6.35b. Table des matières	69