

# Technical Info

## Impedantieaanpassing toegepast op antennekoppelaars Adaptation des impédances Application aux coupleurs d'antennes

Door/par ON5WF (MNS) - Vertaling: ON5UK

Deel 10 / 10<sup>de</sup> partie

### 15. Koppelnetwerken met reële impedanties

Tot nu tot hebben we verondersteld dat de reactanties die onderdeel zijn van de bestudeerde koppelnetwerken ideaal zijn (ze verbruiken geen vermogen). Die veronderstelling is enkel gerechtvaardigd voor een theoretische studie van de netwerken. In de realiteit is het echter anders. Spoelen vertonen een resistieve component te wijten aan de weerstand van de geleider; er is ook een capacitieve component afkomstig van de capaciteit tussen de windingen onderling en de capaciteit met andere geleiders in de nabijheid. De resistieve component van een capaciteit hangt af van het type isolatiemateriaal tussen de platen; de verbindingen van de capaciteit met andere componenten vormen dan weer een spoel.

Het gevolg is dat een deel van het vermogen dat de zender levert omgezet wordt in warmte in de verschillende onderdelen van het koppelnetwerk.

Het is dan ook niet onbelangrijk dit verlies in te schatten. Laat ons daarom eerst bekijken hoe we ons een echte spoel of capaciteit moeten voorstellen.

#### 15.1 Model van een reële reactantie

##### 15.1.1 De reële spoel

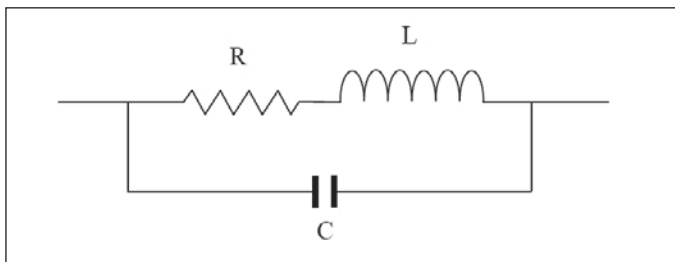


Fig. 90. Equivalent schema van een reële spoel.

Fig. 90. Schéma équivalent d'une inductance réelle.

### 15. Coupleurs avec réactances réelles

Jusqu'à présent, nous avons supposé que les réactances composant les différents coupleurs étudiés étaient parfaites (c'est à dire: ne dissipaient pas de puissance). Cette hypothèse se justifie pour une étude théorique des coupleurs. Cependant, dans la réalité, les réactances ne sont pas parfaites. Les inductances comportent une composante résistive due à la résistance du conducteur; elles présentent aussi une composante capacitive due à la capacité entre les spires et entre la bobine et les conducteurs environnants. Les capacités présentent une composante résistive plus ou moins grande suivant l'isolant utilisé entre les armatures; par ailleurs, les conducteurs reliant la capacité aux autres éléments du coupleur présentent une certaine inductance.

Il résulte de cela qu'une partie plus ou moins importante de la puissance fournie par l'émetteur est dissipée en chaleur dans les composantes résistives des inductances et des capacités du coupleur. Il n'est donc pas inintéressant d'essayer d'évaluer le pourcentage de puissance ainsi perdue. Pour ce faire, nous devons d'abord voir comment nous pouvons représenter une inductance ou une capacité réelle.

#### 15.1 Modelisation d'une réactance réelle

##### 15.1.1 Inductance réelle

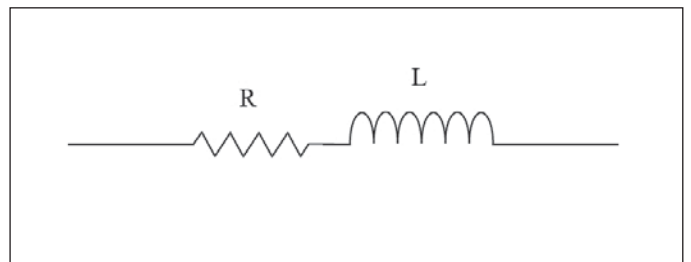


Fig. 91. Vereenvoudigd model van een reële spoel.

Fig. 91. Modèle simplifié d'une inductance réelle.

In het algemeen kan een spoel voorgesteld worden door een volmaakte spoel  $L$  in serie met een weerstand  $R$ . Deze serieschakeling staat op zijn beurt parallel met een capaciteit  $C$ .

Zoals te zien in **figuur 90** hebben we te maken met een LC-parallelkring. De weerstand  $R$  is niet meetbaar met een ohmmeter (die enkel de weerstand meet van de geleider voor gelijkstroom). Het is de weerstand van de geleider voor wisselstroom, die is groter dan de weerstand voor gelijkstroom vanwege het skineffect. Hij is evenredig met de vierkantswortel van de frequentie.

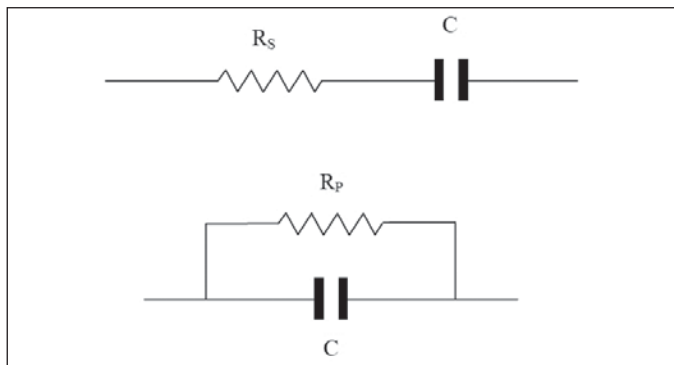
De impedantie van de schakeling vertoont een maximum bij de resonantiefrequentie. Ze wordt berekend met de formule van Thompson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Onder  $f_0$  gedraagt de schakeling zich als een spoel: de impedantie neemt toe met de frequentie. Boven  $f_0$  is het gedrag capacitief: de impedantie daalt als de frequentie stijgt. Besluit: een reële spoel is slechts bruikbaar als spoel voor frequenties lager dan  $f_0$ . Voor een frequentiegebied onder  $f_0$  kan het model van de reële spoel voorgesteld worden door het vereenvoudigd schema van **figuur 91**.

### 15.1.2 De reële capaciteit

Zie **figuur 92** voor het equivalente schema van een reële capaciteit. De inductanties  $L/2$  zijn die van de aansluitdraden.  $R$  is de weerstand van het diëlectricum tussen de platen. Zoals bij de spoel treedt ook hier resonantie op bij een frequentie  $f_0$  gegeven door formule (1). Bij deze frequentie kent de impedantie van de schakeling een minimale waarde. Daaronder gedraagt de schakeling zich als een capaciteit; daarboven als een inductie. Een echte capaciteit is dus enkel bruikbaar bij frequenties lager dan  $f_0$ . In dat geval kan de capaciteit voorgesteld worden door het vereenvoudigd model van **figuur 93**. In de praktijk staat  $R$  parallel met  $C$ , maar een voorstelling met  $R$  in serie is eveneens mogelijk.  $R_s$  wordt dan zo berekend dat de schakelingen in serie en parallel dezelfde kwaliteitsfactor hebben.



**Fig. 93. Vereenvoudigde modellen van een reële capaciteit.**

*Fig. 93. Modèles simplifiés d'une capacité réelle.*

## 15.2 L-Koppelnets met reële reactanties

### 15.2.1 Berekening van de elementen van het netwerk

De berekening van de elementen van een koppelnetwerk met reële impedanties en ideale impedanties verlopen op dezelfde wijze. Nemen we als voorbeeld een laagdoorlaat rechte  $L$ . **Figuur 94** toont het schema van het vereenvoudigd model. Voor een laagdoorlaat rechte  $L$  is  $X_1$  een capaciteit en  $X_2$  een spoel. De weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  zijn verbonden met de reactanties door de vergelijkingen:

$$R_1 = \frac{-X_1}{Q_C} \quad \text{en} \quad R_2 = \frac{X_2}{Q_L} \quad (2)$$

D'une façon générale, une inductance réelle peut être modélisée par une inductance parfaite  $L$  en série avec une résistance  $R$ , le tout en parallèle avec une capacité  $C$ .

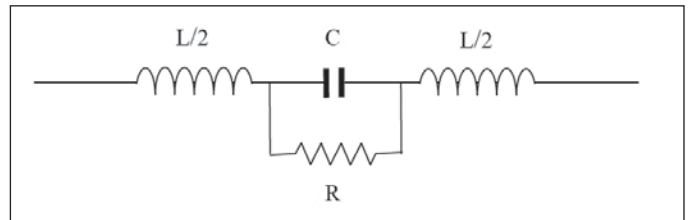
Comme le montre le schéma de la **figure 90**, on a affaire à un circuit LC parallèle. La résistance  $R$  n'est pas celle que l'on pourrait mesurer avec un ohmmètre (résistance du conducteur en courant continu). Il s'agit ici de la résistance présentée par le conducteur en courant alternatif; celle-ci est plus élevée qu'en courant continu à cause de l'effet pelliculaire (skin effect) et augmente de façon directement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence.

L'impédance de ce circuit LC passe par un maximum à la fréquence de résonance donnée par la formule bien connue et dite de Thompson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

En dessous de la fréquence  $f_0$ , le circuit se comporte comme une inductance; l'impédance augmente avec la fréquence. Au dessus de la fréquence  $f_0$ , le circuit a un comportement capacitif; l'impédance diminue quand la fréquence augmente. En conclusion, l'inductance réelle n'est donc utilisable comme inductance qu'aux fréquences inférieures à  $f_0$ . Dans une plage de fréquences plus ou moins étroite en dessous de  $f_0$ , l'inductance réelle peut être représentée par le modèle simplifié de la **figure 91**.

### 15.1.2 Capacité réelle



**Fig. 92. Equivalent schema van een reële capaciteit.**

*Fig. 92. Schéma équivalent d'une capacité réelle.*

La **figure 92** donne le schéma équivalent d'une capacité réelle. Les deux inductances  $L/2$  correspondent aux inductances des fils de liaison de la capacité.

La résistance  $R$  est la résistance du diélectrique entre les armatures. Comme dans le cas de l'inductance, un phénomène de résonance apparaît à la fréquence  $f_0$  donnée par la relation (1).

A cette fréquence, l'impédance du circuit équivalent passe par un minimum. En dessous de cette fréquence, le circuit a un comportement capacitif et au-dessus, un comportement inductif.

La capacité réelle n'est donc utilisable en tant que capacité qu'aux fréquences inférieures à  $f_0$ ; dans ce cas, comme pour l'inductance, un modèle simplifié peut être utilisé (**figure 93**). Pratiquement, la résistance  $R$  est essentiellement en parallèle sur  $C$ , mais une représentation avec  $R$  en série est possible aussi.

La résistance en série  $R_s$  est calculée de façon à ce que le circuit présente le même facteur de qualité que le circuit avec la résistance en parallèle  $R_p$ .

## 15.2 Coupleur en L avec réactances réelles

### 15.2.1 Calcul des éléments du coupleur

Le calcul des éléments d'un coupleur avec des réactances réelles suit la même procédure que pour un coupleur avec des réactances parfaites; il est cependant plus laborieux. Prenons par exemple le cas du coupleur en  $L$  direct passe-bas; la **figure 94** donne le schéma de ce coupleur avec des réactances réelles, représentées selon le modèle simplifié. Pour un  $L$  direct passe-bas,  $X_1$  est une capacité et  $X_2$  une inductance. Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont liées aux réactances  $X_1$  et  $X_2$  par les relations

$$R_1 = \frac{-X_1}{Q_C} \quad \text{et} \quad R_2 = \frac{X_2}{Q_L} \quad (2)$$

In deze vergelijkingen zijn  $Q_c$  en  $Q_L$  respectievelijk de kwaliteitsfactoren van de condensator en de spoel.

Voor kwaliteitscomponenten gelden de waarden  $Q_c = 1000$  en  $Q_L = 200$  tot 250.

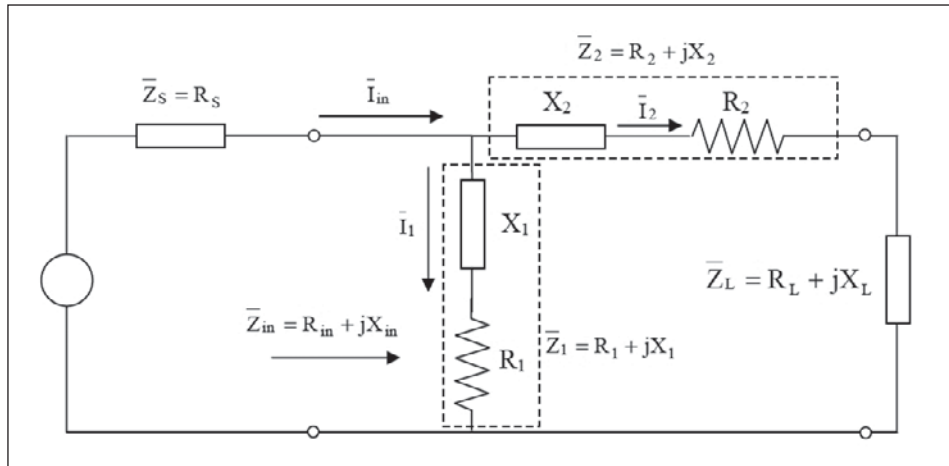
Aanpassing betekent dat de waarde van  $\bar{Z}_{in}$  aan de ingang van het netwerk gelijk is aan  $R_S$ :

$$\bar{Z}_{in} = R_{in} + jX_{in} = R_S \quad (3)$$

Dans ces deux relations,  $Q_c$  et  $Q_L$  sont respectivement les facteurs de qualité de la capacité et de l'inductance; pour des capacités et des inductances de qualité, les valeurs couramment admises pour effectuer des calculs sont  $Q_c = 1000$  et  $Q_L = 200$  à 250.

L'adaptation des impédances impose que l'impédance  $\bar{Z}_{in}$  ue à travers l'entrée du coupleur soit égale à  $R_S$ :

$$\bar{Z}_{in} = R_{in} + jX_{in} = R_S \quad (3)$$



**Fig. 94. Laagdoorlaat rechte L met reële reactanties. De stippellijnen duiden aan dat  $X_1$  en  $R_1$  enerzijds en  $X_2$  en  $R_2$  anderzijds, geen afzonderlijke componenten zijn maar dat ze de reële reactanties  $X_1$  en  $X_2$  voorstellen.**

Fig. 94. Coupleur en L direct passe-bas avec réactances réelles. Les rectangles en traits interrompus indiquent que  $X_1$  et  $R_1$  d'une part et  $X_2$  et  $R_2$  d'autre part, ne sont pas des composants séparés, mais constituent ensembles les réactances réelles  $X_1$  et  $X_2$ .

De impedantie  $\bar{Z}_{in}$  is een functie van  $\bar{Z}_1$ ,  $\bar{Z}_2$  en  $\bar{Z}_L$ :

$$\bar{Z}_{in} = \frac{\bar{Z}_1(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_L)}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_L} \quad (4)$$

In de vergelijking (4) zijn  $\bar{Z}_1$  en  $\bar{Z}_2$  de impedanties die overeenkomen met de reële reactanties  $X_1$  en  $X_2$ . Uit vergelijking (3) volgt:

$R_{in} = R_S$  en  $X_{in} = 0$ . Door het reële deel van (4) gelijk te stellen aan  $R_S$  en het imaginaire deel te annuleren verkrijgen we twee vergelijkingen met twee onbekenden waaruit  $X_1$  en  $X_2$  berekend kunnen worden. De lange en moeilijke berekening valt buiten het bestek van dit artikel. Wat ons hier vooral interesseert zijn de besluiten uit het resultaat van de berekeningen. Als  $X_1$  en  $X_2$  bekend zijn kan men  $R_1$  en  $R_2$  berekenen met de vergelijkingen (2). Vervolgens kan men de vermogens berekenen die in  $R_1$  en  $R_2$  omgezet worden in warmte. Alle berekeningen worden uitgevoerd met behulp van een rekenblad. Eenmaal alle formules daarin opgenomen zijn is simuleren een fluitje van een cent.

### 15.2.2 Vermogensverlies in het koppelnetwerk

Het totale vermogensverlies  $P_{lost}$  is de som van de verliezen in de capaciteit en de spoel (dit wil zeggen in hun resistieve delen). Dit verlies kan uitgedrukt worden als % van het vermogen  $P_{in}$  dat de zender levert aan het koppelnetwerk. Wetende dat  $\bar{Z}_{in} = R_S$ :

$$P_{in} = R_S I_{in}^2 \quad (5)$$

In de vergelijking (5) is  $I_{in}$  de effectieve waarde van de stroom aan de ingang van het netwerk. De vermogens  $P_{lost1}$  en  $P_{lost2}$  die in de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  omgezet worden in warmte zijn (figuur 94):

$$P_{Lost1} = R_1 I_1^2 \quad \text{en} \quad P_{Lost2} = R_2 I_2^2 \quad (6)$$

In de vergelijking (6) zijn  $I_1$  en  $I_2$  de effectieve waarden van de stromen in de reactanties  $X_1$  en  $X_2$ . Aldus geldt voor het totale in warmte omgezet vermogen in % van het geleverde:

$$\frac{P_{Lost}}{P_{in}} (\%) = 100 \left[ \frac{R_1}{R_S} \left( \frac{I_1}{I_{in}} \right)^2 + \frac{R_2}{R_S} \left( \frac{I_2}{I_{in}} \right)^2 \right] \quad (7)$$

Figuur 95 toont de grafiek van de vergelijking (7) voor de waarden  $Q_L = 200$  en  $Q_c = 1000$ , en dit voor een zuivere resistieve belasting. De curven links van de  $R_L = 50 \Omega$  gelden voor een laagdoorlaat en hoogdoorlaat rechte L. Zoals de grafiek laat zien vallen deze curven bijna

L'impédance  $\bar{Z}_{in}$  est une fonction de  $\bar{Z}_1$ ,  $\bar{Z}_2$  et  $\bar{Z}_L$ :

$$\bar{Z}_{in} = \frac{\bar{Z}_1(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_L)}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_L} \quad (4)$$

Dans la relation (4),  $\bar{Z}_1$  et  $\bar{Z}_2$  sont les impédances correspondant aux réactances réelles  $X_1$  et  $X_2$ . La relation (3) entraîne:  $R_{in} = R_S$  et  $X_{in} = 0$ . En égalant la partie réelle de (4) à  $R_S$  et en annulant la partie imaginaire de cette même équation, on obtient deux équations avec deux inconnues permettant de calculer  $X_1$  et  $X_2$ . Le calcul est relativement long et fastidieux et sort du cadre de cet article; ce qui nous intéresse surtout ici, ce sont les renseignements que l'on peut tirer des résultats de ce calcul. Connaissant  $X_1$  et  $X_2$ , on peut en déduire  $R_1$  et  $R_2$  au moyen des relations (2). On peut ensuite calculer les puissances dissipées en chaleur dans les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Tous ces calculs se font évidemment par programme ou au moyen d'un tableur. Une fois toutes les relations encodées dans le tableur, toutes les simulations sont possibles.

### 15.2.2 Puissance perdue dans le coupleur

La puissance totale  $P_{lost}$  perdue dans le coupleur est égale à la somme des puissances perdues dans la capacité et dans l'inductance (c'est-à-dire, dans leurs composantes résistives). Cette puissance peut être exprimée en % de la puissance  $P_{in}$  fournie par l'émetteur au coupleur, laquelle se calcule aisément, sachant que l'adaptation des impédances impose  $\bar{Z}_{in} = R_S$ :

$$P_{in} = R_S I_{in}^2 \quad (5)$$

Dans la relation (5),  $I_{in}$  est la valeur efficace du courant à l'entrée du coupleur. Les puissances  $P_{lost1}$  et  $P_{lost2}$  dissipées en chaleur dans les résistances  $R_1$  et  $R_2$  valent (figure 94):

$$P_{Lost1} = R_1 I_1^2 \quad \text{et} \quad P_{Lost2} = R_2 I_2^2 \quad (6)$$

Dans les relations (6),  $I_1$  et  $I_2$  sont les valeurs efficaces des courants dans les réactances  $X_1$  et  $X_2$ . On a donc pour la puissance totale dissipée en chaleur et exprimée en % de la puissance fournie:

$$\frac{P_{Lost}}{P_{in}} (\%) = 100 \left[ \frac{R_1}{R_S} \left( \frac{I_1}{I_{in}} \right)^2 + \frac{R_2}{R_S} \left( \frac{I_2}{I_{in}} \right)^2 \right] \quad (7)$$

La relation (7) est représentée graphiquement à la figure 95, pour des valeurs  $Q_L = 200$  et  $Q_c = 1000$ , et en supposant une charge purement résistive. Les courbes à gauche de  $R_L = 50 \Omega$  se rapportent aux L directs passe-bas et passe-haut; comme le graphique le montre, ces deux

samen. Hetzelfde is waar voor de rechte curven die gelden voor de laagdoorlaat en hoogdoorlaat omgekeerde L.

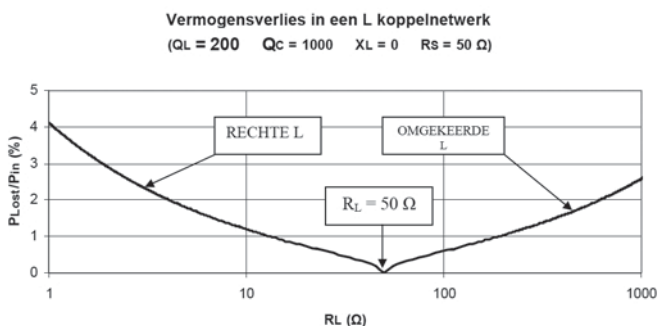


Fig. 95. Verloop als functie van de belasting  $R_L$  ( $X_L = 0$ ) van het vermogen dat verloren gaat in een L-koppelnets. De uitgangsimpedantie  $R_s$  van de zender is  $50 \Omega$ . Merk dat het verlies kleiner wordt naarmate  $R_L$  de waarde van  $R_s$  benadert.

Wat de vermogensoverdracht betreft gedraagt het koppelnets met reële impedanties zich als een soort verzwakker. Men kan het vermogensverlies ook nog uitdrukken op de volgende wijze:

$$P_{\text{Lost}} \text{ (dB)} = 10 \log \left( \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{in}} - P_{\text{Lost}}} \right) \quad (8)$$

In de vergelijking (8) is  $(P_{\text{in}} - P_{\text{Lost}})$  het vermogen dat afgeleverd wordt aan de belasting (aan de ingang van de lijn die de zender verbindt met de antenne). Zo komt bijvoorbeeld een verlies van 1 dB overeen met:

$$\frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{in}} - P_{\text{Lost}}} = 10^{1/10} = 1,259 \quad \text{of} \quad \frac{P_{\text{Lost}}}{P_{\text{in}}} = 20,6 \%$$

Wordt vervolgd.

ON5WF (on5wf@uba.be)

courbes sont quasiment confondues. Il en va de même pour les deux courbes de droite, relatives aux L inversés passe-bas et passe-haut.

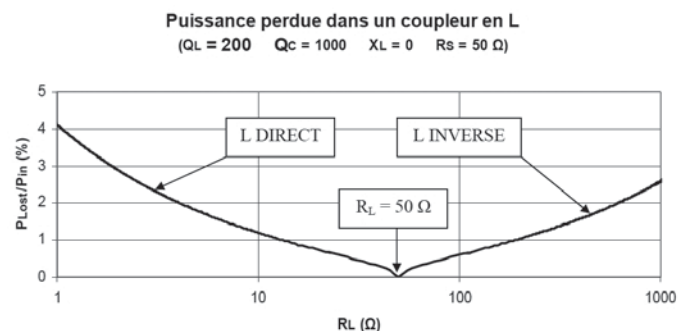


Fig. 95. Variation en fonction de la charge  $R_L$  ( $X_L = 0$ ), de la puissance perdue en chaleur dans un coupleur en L. L'impédance de sortie  $R_s$  de l'émetteur est supposée égale à  $50 \Omega$ . On peut constater que la puissance perdue est d'autant plus faible que  $R_L$  est proche de  $R_s$ .

Du point de vue transmission de puissance, le coupleur avec réactances réelles se comporte en quelque sorte comme un atténuateur. On peut donc encore exprimer la perte de puissance dans le coupleur de la façon suivante:

$$P_{\text{Lost}} \text{ (dB)} = 10 \log \left( \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{in}} - P_{\text{Lost}}} \right) \quad (8)$$

Dans la relation (8),  $(P_{\text{in}} - P_{\text{Lost}})$  représente la puissance fournie à la charge (c'est à dire la ligne reliant l'émetteur à l'antenne). Par exemple, une perte de puissance de 1 dB correspond à:

$$\frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{in}} - P_{\text{Lost}}} = 10^{1/10} = 1,259 \quad \text{Soit} \quad \frac{P_{\text{Lost}}}{P_{\text{in}}} = 20,6 \%$$

A Suivre.

ON5WF (on5wf@uba.be)