

Adaptation des impédances

Application aux coupleurs d'antennes

Impedantieaanpassing

toegepast op antennekoppelaars

Par/door ON5WF (MNS) - Vertaling: ON5UK

5ième partie / Deel 5

Après avoir étudié le fonctionnement des coupleurs en L, T et PI, nous allons nous intéresser à leurs réponses fréquentielles. D'une manière générale, la réponse fréquentielle d'un circuit est la variation de l'une de ses caractéristiques (le gain par exemple) en fonction de la fréquence.

Les coupleurs étant composés de capacités et d'inductances dont les réactances varient avec la fréquence, l'adaptation réalisée à une fréquence donnée ne sera rigoureusement valable qu'à cette fréquence. Cependant, le coupleur étant réglé pour une bonne adaptation à une fréquence f_0 donnée, c'est-à-dire pour avoir un ROS de 1/1, on peut se demander comment varie le comportement du coupleur lorsque l'on s'écarte de cette fréquence f_0 .

10. Réponse fréquentielle des coupleurs en L

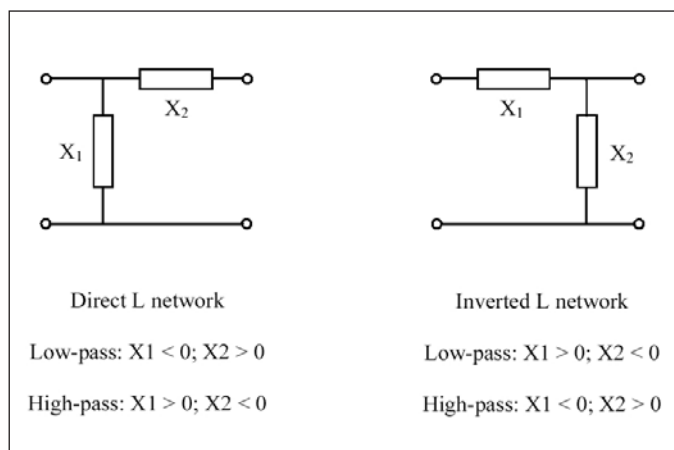


Fig. 46. Les deux types de coupleurs en L.

Fig. 46. De twee soorten L-netwerken.

Na de studie van de werking van L, T en PI netwerken bekijken we hun gedrag als functie van de frequentie. In het algemeen hebben we het over het verloop van een van zijn kenmerken (bijvoorbeeld de versterking) als functie van de frequentie.

Daar de koppelnetwerken bestaan uit capaciteiten en spoelen waarvan de reactantie afhankelijk is van de frequentie, is de aanpassing waarvoor het netwerk ontworpen werd enkel en alleen geldig op één welbepaalde frequentie f_0 . We kunnen ons afvragen wat er gebeurt als we afwijken van de frequentie f_0 , waarbij het koppelnetwerk een perfecte aanpassing bezorgt met een SWR 1/1.

10. Frequentierespons van een L-koppelnetwerk

Zoals we eerder gezien hebben bestaan er twee types L-netwerken: de "rechte L" en de "omgekeerde L". Voor elk type bestaat er een laagdoorlaat- en een hoogdoorlaatconfiguratie (figuur 46). Er zijn dus vier verschillende gevallen te bestuderen. De berekeningen leren dat de twee

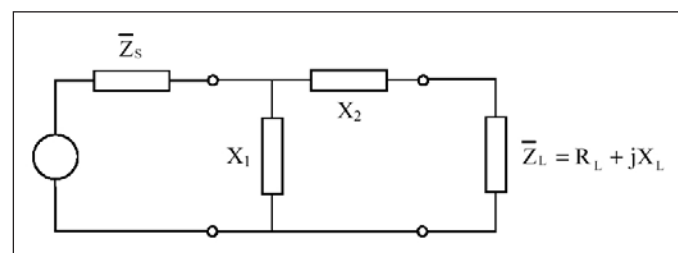


Fig. 47. Coupleur en L direct inséré entre un émetteur d'impédance de sortie \bar{Z}_s et une charge $\bar{Z}_L = R_L + jX_L$.

Fig. 47. Rechte L tussen een zender met uitgangsimpedantie \bar{Z}_s en een belasting $\bar{Z}_L = R_L + jX_L$.

Comme nous l'avons vu précédemment, il existe deux types de coupleurs en L, le L direct et le L inversé. Pour chacun de ces deux cas, il y a une configuration passe-bas et une configuration passe-haut (**figure 46**); il y a donc quatre cas à étudier. Cependant, le calcul montre que les deux L passe-bas présentent la même réponse; il en va de même pour les deux L passe-haut. Par ailleurs, on peut aborder le problème sous différents aspects, par exemple, la variation en fonction de la fréquence, de la puissance fournie à la charge \bar{Z}_L (à l'antenne en fin de compte, dans le cas d'un émetteur); ou encore, la variation en fonction de la fréquence du rapport d'onde stationnaire (ROS) entre l'émetteur et le coupleur (ces deux grandeurs sont d'ailleurs liées). Nous nous intéresserons ici à la puissance fournie à la charge.

Considérons le coupleur en L direct de la **figure 47**; on suppose que la ligne reliant l'émetteur au coupleur a une longueur négligeable (c'est-à-dire beaucoup plus petite que la longueur d'onde). L'impédance $\bar{Z}_L = R_L + jX_L$ est l'impédance vue à travers la ligne reliant l'émetteur à l'antenne.

Remarque: à la **figure 47**, l'émetteur est représenté par son dipôle équivalent de Thévenin. Cela n'est évidemment pas une représentation physique de l'étage de sortie de l'émetteur, mais une modélisation de cet étage nécessaire au traitement mathématique du problème qui nous occupe.

En général, les parties résistive R_L et réactive X_L de l'impédance \bar{Z}_L varient avec la fréquence; cela étant dû au fait que l'impédance de l'antenne elle-même varie avec la fréquence. Nous supposons ici, dans un but de simplification, que les impédances Z_L et Z_S sont purement résistives et constantes, ce qui nous amène finalement au schéma simplifié de la **figure 48**.

Fig. 48. Version simplifiée du schéma de la **figure 47**. \bar{U}_S est la "tension à vide" de l'étage de sortie de l'émetteur; \bar{I}_L est le courant dans la charge et \bar{I} le courant à l'entrée du coupleur.

Fig. 48. Vereenvoudigde versie van het schema van **figuur 47**. \bar{U}_S is de "onbelaste spanning" van de eindtrap van de zender; \bar{I}_L is de stroom in de belasting en \bar{I} de stroom aan de ingang van het koppelnetwerk.

En appelant \bar{I}_L le courant dans la charge (voir **figure 48**), la puissance P_L fournie à la charge vaut:

$$P_L = \frac{1}{2} R_L \bar{I}_L^2 \quad (1)$$

Dans l'équation (1), \bar{I}_L est l'amplitude du courant \bar{I}_L (cela explique le facteur $\frac{1}{2}$ que l'on aurait pas si l'on utilisait la valeur efficace). Nous désignerons par f_0 la fréquence pour laquelle le coupleur réalise l'adaptation parfaite entre l'émetteur et la charge. Les grandeurs dépendant de la fréquence seront donc affectées de l'indice 0 lorsque l'on voudra indiquer que l'on considère leurs valeurs à la fréquence f_0 . Nous aurons donc:

- \bar{I}_{L0} : valeur du courant \bar{I}_L à la fréquence $f = f_0$.
- P_{L0} : valeur de la puissance P_L à la fréquence $f = f_0$.
- X_{10} : valeur de X_1 à la fréquence $f = f_0$.
- X_{20} : valeur de X_2 à la fréquence $f = f_0$.

La puissance P_L fournie par l'émetteur à la charge est maximum à la fréquence f_0 . Par conséquent, l'étude en fonction de la fréquence du rapport $\frac{P_L}{P_{L0}}$

entre la puissance P_L à une fréquence f donnée et la valeur P_{L0} de cette puissance à la fréquence f_0 , nous montrera le comportement fréquentiel du coupleur autour de la fréquence f_0 . La puissance étant directement proportionnelle au carré du courant, nous avons:

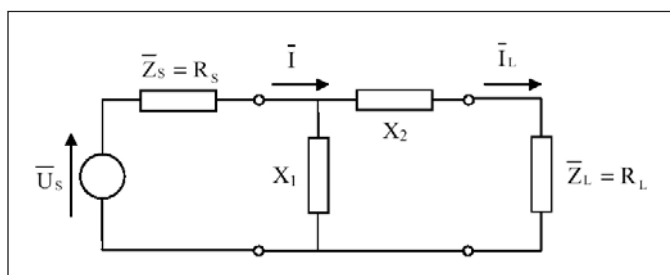
$$\frac{P_L}{P_{L0}} = \left(\frac{\bar{I}_L}{\bar{I}_{L0}} \right)^2 \quad (2)$$

soorten laagdoorlaat L dezelfde respons tonen. Hetzelfde geldt voor de twee hoogdoorlaat L. Bovendien kunnen we het probleem benaderen op verschillende manieren: de variatie van het vermogen geleverd aan de belasting \bar{Z}_L (in het geval van een zender is dit de antenne) als functie van de frequentie, of de variatie van de SWR tussen de zender en het aanpassingsnetwerk als functie van de frequentie. We houden het hier bij het vermogen dat geleverd wordt aan de belasting.

Bekijk even de rechte L van **figuur 47**; we veronderstellen dat de lengte van de lijn tussen de zender en het netwerk verwaarloosbaar is (dit wil zeggen, veel korter dan de golflengte). $\bar{Z}_L = R_L + jX_L$ is de impedantie die de zender ziet aan de ingang van de lijn die hem verbindt met de antenne.

Opmerking: in **figuur 47** is de zender voorgesteld door zijn equivalente Thévenin dipool. Deze voorstelling stemt uiteraard niet overeen met het echte schema van de uitgangsschakeling van de zender. Het is slechts een model dat ons toelaat het probleem dat ons bezighoudt wiskundig te benaderen.

In het algemeen veranderen het resistieve deel R_L en het reactieve deel X_L van de impedantie \bar{Z}_L met de frequentie; dat komt omdat de impedantie van de antenne zelf afhankelijk is van de frequentie. Ter vereenvoudiging veronderstellen we hier dat de impedanties Z_L en Z_S zuiver resistief en onveranderlijk zijn, zodat we komen tot het vereenvoudigd schema van **figuur 48**.



Als \bar{I}_L de stroom is in de belasting (zie **figuur 48**), is het vermogen P_L in de belasting:

$$P_L = \frac{1}{2} R_L \bar{I}_L^2 \quad (1)$$

In de vergelijking (1), is \bar{I}_L de amplitude van de stroom \bar{I}_L (dit verklaart de factor $\frac{1}{2}$ in de formule, die er niet zou zijn indien we voor de berekening de effectieve waarde in plaats van de amplitude zouden gebruiken). Met f_0 duiden we de frequentie aan waarbij de aanpassing tussen zender en belasting perfect is. Andere grootheden die gelden bij f_0 krijgen ook een aanduiding met een "0".

Zo is:

- \bar{I}_{L0} : de waarde van \bar{I}_L bij $f = f_0$.
- P_{L0} : de waarde van P_L bij $f = f_0$.
- X_{10} : de waarde van X_1 bij $f = f_0$.
- X_{20} : de waarde van X_2 bij $f = f_0$.

Het vermogen P_L dat door de zender aan de belasting geleverd wordt is het hoogst bij de frequentie f_0 . Aldus volstaat dat we het verloop bekijken van de verhouding $\frac{P_L}{P_{L0}}$

op de frequentie f om het gedrag van het aanpassingsnetwerk te kennen rond de frequentie f_0 . Daar het vermogen evenredig is met het kwadraat van de stroom geldt:

$$\frac{P_L}{P_{L0}} = \left(\frac{\bar{I}_L}{\bar{I}_{L0}} \right)^2 \quad (2)$$

Pour calculer ce rapport $\frac{P_L}{P_{L0}}$

nous devons donc d'abord calculer le courant \bar{I}_L dans la charge R_L . Ce courant se calcule aisément à partir du courant \bar{I} à l'entrée du coupleur. En se référant à la figure 48, on voit que

$$\bar{I} = \frac{\bar{U}_s}{R_s + jX_1 // (R_L + jX_2)} \quad (3)$$

Soit

$$\bar{I} = \frac{\bar{U}_s}{R_s + \frac{jX_1(R_L + jX_2)}{R_L + j(X_1 + X_2)}} \quad (4)$$

Le courant \bar{I} se divise entre les branches X_1 et X_2 ; nous avons donc un diviseur de courant constitué des impédances jX_1 et $R_L + jX_2$. Donc (formule du diviseur de courant):

$$\bar{I}_L = \bar{I} \frac{jX_1}{jX_1 + (R_L + jX_2)} \quad (5)$$

En remplaçant dans l'équation (5), \bar{I} par son expression (4), on obtient, après quelques calculs et regroupement des termes réels et imaginaires:

$$\bar{I}_L = \frac{jX_1 \bar{U}_s}{[R_s R_L - X_1 X_2] + j[R_s(X_1 + X_2) + R_L X_1]} \quad (6)$$

Il nous faut maintenant encore exprimer X_1 et X_2 en fonction de la fréquence f . Pour ce faire, nous avons besoin des expressions de X_1 et X_2 ; ces expressions seront données ici sans démonstration car le calcul des éléments d'un coupleur (en L, T et PI) fera l'objet d'une prochaine partie de cet article (voir éventuellement le "ARRL Antenna Book" au chapitre "Coupling the transmitter to the line").

Pour un coupleur en L direct, X_1 et X_2 sont donnés par:

$$X_1 = \pm R_s \sqrt{\frac{R_L}{R_s - R_L}} \quad (7) \quad X_2 = \mp R_L \sqrt{\frac{R_s - R_L}{R_L}} \quad (8)$$

Remarque

1°) X_1 et X_2 ne sont réels que si R_L est inférieur à R_s . Le coupleur en L direct ne fonctionne donc pas si $R_L > R_s$.

2°) Dans l'équation 8, les signes + et - sont inversés par rapport à l'équation 7. Cela veut dire que X_1 et X_2 doivent être de signes contraires; donc, si X_1 est une inductance, X_2 est une capacité et vice versa. Cela n'est évidemment plus valable lorsque la charge Z_L est une impédance quelconque, ainsi que nous l'avons vu dans la troisième partie de cet article.

Pour un L direct passe-bas, X_1 est négatif (capacité) et X_2 est positif (inductance),

$$\text{avec } X_1 = -\frac{1}{2\pi f C} \quad \text{et} \quad X_2 = 2\pi f L.$$

On a donc:

$$X_{10} = -R_s \sqrt{\frac{R_L}{R_s - R_L}} \quad (9) \quad X_{20} = +R_L \sqrt{\frac{R_s - R_L}{R_L}} \quad (10)$$

Dans les équations 9 et 10, X_1 et X_2 ont été affectés de l'indice 0 conformément à la convention expliquée plus haut. Les valeurs obtenues par ces deux équations doivent donc donner l'adaptation à la fréquence f_0 . X_1 étant une capacité et X_2 une inductance, on a alors à la fréquence f_0 :

$$X_{10} = -\frac{1}{2\pi f_0 C_0} \quad (11) \quad X_{20} = 2\pi f_0 L_0 \quad (12)$$

Les équations 9 à 12, nous permettent de calculer les valeurs de C_0 et de L_0 . A une fréquence f différente de la fréquence d'adaptation f_0 , les réactances X_1 et X_2 valent:

$$X_1 = -\frac{1}{2\pi f C_0} = \frac{f_0}{f} X_{10} \quad (13) \quad X_2 = 2\pi f L_0 = \frac{f}{f_0} X_{20} \quad (14)$$

Om $\frac{P_L}{P_{L0}}$

te berekenen, moeten we eerst de stroom \bar{I} in de belasting R_L kennen. Dit is eenvoudig uit te voeren aan de hand van de stroom \bar{I} aan de ingang van het koppelnetwerk. Bekijkt men figuur 48, dan ziet men dat

$$\bar{I} = \frac{\bar{U}_s}{R_s + jX_1 // (R_L + jX_2)} \quad (3)$$

of

$$\bar{I} = \frac{\bar{U}_s}{R_s + \frac{jX_1(R_L + jX_2)}{R_L + j(X_1 + X_2)}} \quad (4)$$

De stroom \bar{I} vertakt zich tussen X_1 et X_2 ; we hebben dus te maken met een stroomdeler bestaande uit de impedanties jX_1 et $R_L + jX_2$. Dus (formule voor stroomdeling):

$$\bar{I}_L = \bar{I} \frac{jX_1}{jX_1 + (R_L + jX_2)} \quad (5)$$

Vervangen we in vergelijking (5), \bar{I} door de uitdrukking (4), dan bekommen we na wat rekenen en groeperen van de reële en imaginaire delen:

$$\bar{I}_L = \frac{jX_1 \bar{U}_s}{[R_s R_L - X_1 X_2] + j[R_s(X_1 + X_2) + R_L X_1]} \quad (6)$$

Nu moeten we nog X_1 et X_2 berekenen als functie van de frequentie f . Daarvoor hebben de formules nodig van X_1 et X_2 ; we geven ze hier zonder bewijs omdat de berekening van de elementen van een koppelaar (L, T of PI) het onderwerp is van een volgend artikel (zie eventueel het "ARRL Antenna Book", hoofdstuk "Coupling the transmitter to the line").

Voor een koppelnetwerk van het type "rechte L" zijn de formules voor X_1 et X_2 :

$$X_1 = \pm R_s \sqrt{\frac{R_L}{R_s - R_L}} \quad (7) \quad X_2 = \mp R_L \sqrt{\frac{R_s - R_L}{R_L}} \quad (8)$$

Opmerking

1°) X_1 en X_2 zijn enkel reëel als R_L kleiner is dan R_s . De rechte L werkt dus niet als $R_L > R_s$.

2°) In de vergelijking 8 zijn de tekens + et - geïnverteerd ten opzichte van de vergelijking 7. Dat wil zeggen dat X_1 en X_2 van tegengesteld teken moeten zijn; met andere woorden: als X_1 een spoel is moet X_2 een capaciteit zijn of omgekeerd. Dit geldt uiteraard niet indien de belasting Z_L zoals we gezien hebben in het derde deel van dit artikel, om het even welke impedantie is.

Voor een laagdoorlaat rechte L is X_1 negatief (capaciteit) en X_2 positief (spoel)

$$\text{met } X_1 = -\frac{1}{2\pi f C} \quad \text{en} \quad X_2 = 2\pi f L.$$

We kunnen dus schrijven dat:

$$X_{10} = -R_s \sqrt{\frac{R_L}{R_s - R_L}} \quad (9) \quad X_{20} = +R_L \sqrt{\frac{R_s - R_L}{R_L}} \quad (10)$$

In de vergelijkingen 9 en 10 hebben we X_1 en X_2 voorzien van een aanduiding 0, zoals hoger overeengekomen. De berekende waarden gelden dus voor aanpassing bij f_0 . Daar X_1 een capaciteit voorstelt en X_2 een spoel, hebben we bij f_0 :

$$X_{10} = -\frac{1}{2\pi f_0 C_0} \quad (11) \quad X_{20} = 2\pi f_0 L_0 \quad (12)$$

Met de uitdrukkingen 9 tot 12, berekenen we de waarden van C_0 en L_0 . Bij een frequentie f verschillend van f_0 , zijn de reactanties X_1 et X_2 :

$$X_1 = -\frac{1}{2\pi f C_0} = \frac{f_0}{f} X_{10} \quad (13) \quad X_2 = 2\pi f L_0 = \frac{f}{f_0} X_{20} \quad (14)$$

En éliminant X_1 et X_2 entre les équations (6), (9), (10), (13) et (14), on obtient une équation donnant I_L en fonction du rapport f/f_0 , avec comme paramètres R_S et R_L . De cette équation, on peut tirer l'amplitude I_L du courant dans la charge et finalement, après un calcul assez long, une équation donnant le rapport $\frac{P_L}{P_{L0}}$ en fonction de f/f_0 :

$$\frac{P_L}{P_{L0}} = \frac{4n}{(n-1)^2 \left[\left(\frac{f}{f_0} \right)^4 - 2 \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right] + (n+1)^2} \quad (15)$$

Avec $n = \frac{R_S}{R_L}$, n étant supérieur à 1 car R_S doit être supérieur à R_L .

Le lecteur pourra vérifier que pour $f = f_0$, on obtient bien $P_L = P_{L0}$, c'est-à-dire la puissance fournie à la charge à la fréquence f_0 pour laquelle l'adaptation est réalisée. C'est la valeur maximum de P_L et elle vaut

$$P_{L0} = \frac{1}{2} R_L I_{L0}^2 = \frac{U_S^2}{8R_S} \quad (16)$$

ce qui est bien la moitié de la puissance totale fournie par l'émetteur à la fréquence f_0 .

Comme cela a été dit plus haut, le calcul montre que l'équation 15 est aussi valable pour un coupleur en L inversé passe-bas, avec dans ce cas-ci

$n = \frac{R_S}{R_L} < 1$ car R_S doit être inférieur à R_L pour un L inversé. On peut

d'ailleurs assez facilement vérifier que l'équation 15 ne change pas si l'on remplace n par $1/n$; graphiquement, cela se traduit par le fait que

la courbe représentant $\frac{P_L}{P_{L0}}$ pour $n = 5$ par exemple est la même que celle pour $n = 1/5$ (voir la **figure 49**).

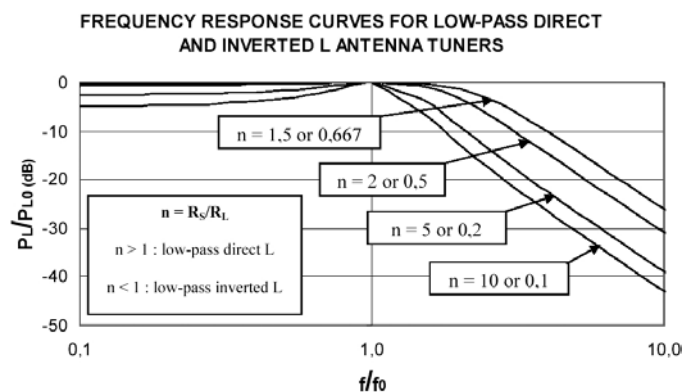


Fig. 49. Allure générale de la réponse fréquentielle d'un coupleur en L direct passe-bas ($n > 1$) ou en L inversé passe-bas ($n < 1$), pour différentes valeurs de $n = R_S/R_L$. P_L/P_{L0} est représenté ici en dB.

Fig. 49. Algemeen verloop van de frequentierespons van een laagdoorlaat rechte L ($n > 1$) of van omgekeerde L ($n < 1$), voor verschillende waarden van $n = R_S/R_L$. P_L/P_{L0} hier uitgedrukt in dB.

Sur le graphique de la **figure 49**, on a porté les valeurs de $10\log(P_L/P_{L0})$ (en dB) au lieu de P_L/P_{L0} , et ce, pour éviter d'écraser les petites valeurs. On aurait le même résultat en portant les valeurs de P_L/P_{L0} sur une échelle logarithmique; c'est d'ailleurs ce qui a été fait pour la variable indépendante f/f_0 . D'autre part, P_L/P_{L0} est représenté dans un intervalle de valeurs de f/f_0 relativement grand (2 décades), et pour différentes valeurs du paramètre $n = R_S/R_L$, pour bien montrer l'allure générale des courbes. On peut constater que l'on a bien la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas.

Afin de bien voir l'allure des courbes autour de la fréquence d'adaptation f_0 , on a représenté à la **figure 50**, le rapport P_L/P_{L0} en valeur réelle et dans un intervalle de fréquence nettement plus réduit qu'à la **figure 49**. Le graphique montre bien que la puissance P_L fournie à la charge passe par un maximum à la fréquence $f = f_0$.

X_1 et X_2 elimineren in de vergelijkingen (6), (9), (10), (13) en (14), geeft een vergelijking voor I_L als functie van de verhouding f/f_0 , met als parameters R_S et R_L . Uit deze vergelijking kan men de amplitude I_L van de stroom in de belasting halen, en tenslotte, na een lange berekening de verhouding $\frac{P_L}{P_{L0}}$ als functie van f/f_0 :

$$\frac{P_L}{P_{L0}} = \frac{4n}{(n-1)^2 \left[\left(\frac{f}{f_0} \right)^4 - 2 \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right] + (n+1)^2} \quad (15)$$

waarbij $n = \frac{R_S}{R_L}$ met n groter is dan 1 omdat R_S groter moet zijn dan R_L .

Merk op dat voor $f = f_0$ men bekomt dat $P_L = P_{L0}$, het vermogen dat aan de belasting geleverd wordt bij de frequentie f_0 waarbij de aanpassing gerealiseerd is. Dit is de hoogste waarde van P_L en ze is gelijk aan

$$P_{L0} = \frac{1}{2} R_L I_{L0}^2 = \frac{U_S^2}{8R_S} \quad (16)$$

wat, zoals verwacht, overeenkomt met de helft van het vermogen die de zender levert op de frequentie f_0 .

Zoals hoger vermeld toont de berekening dat de vergelijking 15 ook geldt voor een laagdoorlaat omgekeerde L, met in dat geval

$n = \frac{R_S}{R_L} < 1$ omdat R_S kleiner moet zijn dan R_L . Men stelt vast dat

vergelijking 15 niet wijzigt als men n vervangt door $1/n$; grafisch

vertaalt dit zich door het feit dat de krommen die $\frac{P_L}{P_{L0}}$

voorstellen dezelfde zijn voor $n = 5$ en $n = 1/5$ (zie **figuur 49**).

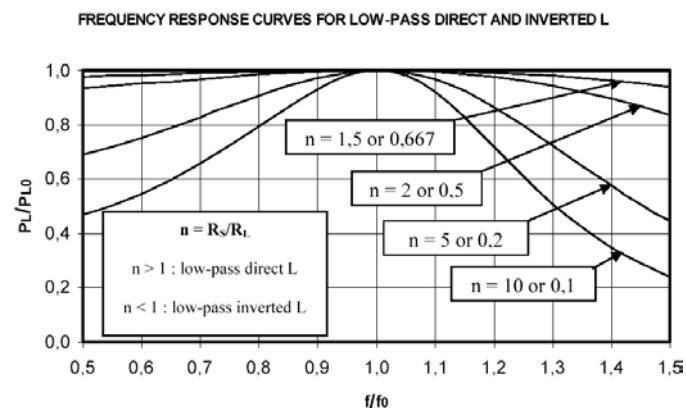


Fig. 50. Dans ce graphique, le rapport P_L/P_{L0} est représenté en valeur réelle, dans un intervalle de fréquence plus réduit qu'à la figure 49. On peut constater que toutes les courbes passent bien par un maximum ($= 1$) pour $f = f_0$.

Fig. 50. In deze grafiek zijn de reële waarden van P_L/P_{L0} voorgesteld in een beperkter frequentiegebied dan in figuur 49. Alle krommen vertonen een maximum ($= 1$) voor $f = f_0$.

In **figuur 49** gebruiken we $10\log(P_L/P_{L0})$ (in dB) in plaats van P_L/P_{L0} , zodat we nog steeds de kleine waarden kunnen aflezen. We zouden hetzelfde resultaat bekomen indien we P_L/P_{L0} zouden uitzetten op een logaritmische schaal; dat is wat we trouwens gedaan hebben voor de onafhankelijke variabele f/f_0 . Om de algemene vorm van de krommen goed te laten zien hebben we P_L/P_{L0} voorgesteld in een relatief groot bereik van f/f_0 (twee decaden) en voor verschillende waarden van de parameter $n = R_S/R_L$. Men kan vaststellen dat we hier te maken hebben met een laagdoorlaatfilter.

Om het verloop rond de frequentie van aanpassing f_0 beter in kaart te brengen hebben we in **figuur 50**, de reële waarden van de verhouding P_L/P_{L0} in een veel beperkter frequentiegebied weergegeven dan in **figuur 49**. De grafiek laat goed zien dat het vermogen P_L dat aan de belasting afgegeven wordt, een maximale waarde bereikt bij $f = f_0$.

Le graphique de la **figure 50** montre aussi très clairement que le rapport P_L/P_{L0} varie (diminue) d'autant moins vite autour de f_0 que n est proche de 1 (donc que R_L est proche de R_S). **Cela signifie que la bande passante du coupleur est d'autant plus grande que n est proche de 1.** Autrement dit, lorsque l'on s'éloigne de la fréquence f_0 à laquelle on a réglé le coupleur, on devra d'autant moins retoucher aux réglages que n est proche de 1. On remarquera aussi que pour des valeurs de n nettement supérieures ou inférieures à 1, le circuit tend à se comporter comme un passe-bande plutôt qu'un passe-bas.

Remarque: l'intervalle de fréquence utilisé pour la figure 50 est encore relativement grand par rapport à ce que l'on a dans le cas des bandes décimétriques. Dans le cas de la bande des 80 m par exemple, en prenant $f_0 = 3,65$ MHz (milieu de la bande), le rapport f/f_0 varie de 0,959 (pour $f = 3,5$ MHz) à 1,041 (pour $f = 3,8$ MHz). La variation de f/f_0 est encore plus faible pour les autres bandes.

Les cas des coupleurs en L direct passe-haut et L inversé passe-haut se traitent de façon semblable aux cas précédents; l'expression de P_L/P_{L0} est identique à (15) sauf qu'il faut remplacer f/f_0 par f_0/f . Les **figures 51 et 52** montrent les réponses fréquentielles de ces coupleurs; les conclusions ci-dessus pour les L passe-bas restent valables pour les L passe-haut.

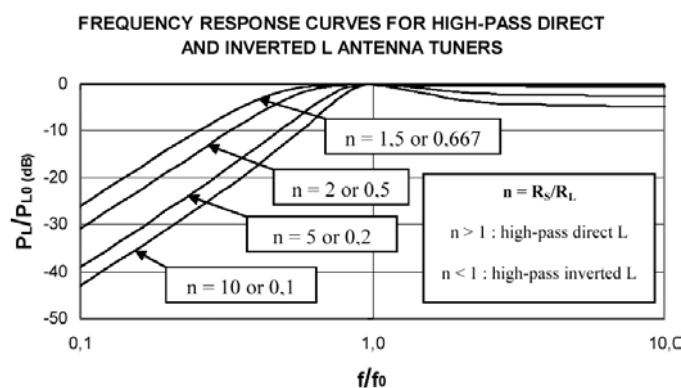


Fig. 51. Allure générale de la courbe de réponse fréquentielle pour les coupleurs en L direct passe-haut ($n > 1$) ou en L inversé passe-haut ($n < 1$). On reconnaît bien la réponse d'un filtre passe-haut.

Fig. 51. Algemeen beeld van de frequentierespons voor koppelnetwerken van het type rechte L hoogdoorlaat ($n > 1$) of omgekeerde L hoogdoorlaat ($n < 1$). Men herkent de respons van een hoogdoorlaatfilter.

Application numérique

Afin d'illustrer la théorie ci-dessus, considérons le petit problème suivant. Le schéma étant celui de la **figure 48**, on dispose des données suivantes: $U_S = 141,42$ V (amplitude), $R_S = 50 \Omega$, $R_L = 4 \Omega$, $f_0 = 3,65$ MHz. On suppose que la ligne reliant l'émetteur au coupleur a une longueur négligeable; tout se passe donc comme si le coupleur était directement branché aux bornes de l'émetteur.

On veut calculer

- 1°) les éléments X_{10} et X_{20} du coupleur, ainsi C_0 et L_0 (on utilise une configuration passe-bas).
- 2°) la puissance P_{L0} fournie à la charge ainsi que la puissance P_L fournie à la charge à 3,5 MHz.

Solution

1°) Les équations 9 et 10 donnent:

$$X_{10} = -R_S \sqrt{\frac{R_L}{R_S - R_L}} = -50 \sqrt{\frac{4}{50 - 4}} = -14,744 \Omega$$

$$X_{20} = +R_L \sqrt{\frac{R_S - R_L}{R_L}} = 4 \sqrt{\frac{50 - 4}{4}} = 13,565 \Omega$$

De grafiek van **figuur 50** toont ook dat de verhouding P_L/P_{L0} rond f_0 trager verandert (afneemt) naarmate die verhouding de waarde 1 benadert (dus R_L bijna gelijk aan R_S). **Dit betekent dat de doorlaatband van het koppelnetwerk groter wordt als de waarde van de verhouding 1 benadert.** Of nog anders: als men zich verwijderd van de frequentie f_0 waarop met het netwerk heeft afgestemd, zal men minder moeten bijregelen als de verhouding dicht bij 1 ligt. Merk ook op dat voor waarden van n die veel groter of kleiner zijn dan 1 het filter zich eerder gedraagt als een banddoorlaatfilter dan een laagdoorlaatfilter.

Opmerking: het frequentiebereik in figuur 50 is nog relatief groot ten opzichte van de realiteit op de HF banden.

Voor 80 m met bijvoorbeeld een $f_0 = 3,65$ MHz (midden van de band), ligt de verhouding f/f_0 tussen 0,959 (voor $f = 3,5$ MHz) en 1,041 (voor $f = 3,8$ MHz).

Voor de andere banden is de variatie van f/f_0 nog kleiner.

De behandeling van de rechte L hoogdoorlaat en omgekeerde L hoogdoorlaat is analoog met de vorige gevallen. De verhouding P_L/P_{L0} is zoals in (15) met als enig verschil dat men f/f_0 moet vervangen door f_0/f . De **figuren 51 en 52** tonen de frequentierespons van deze netwerken. De besluiten voor de laagdoorlaat L blijven geldig voor de hoogdoorlaat L.

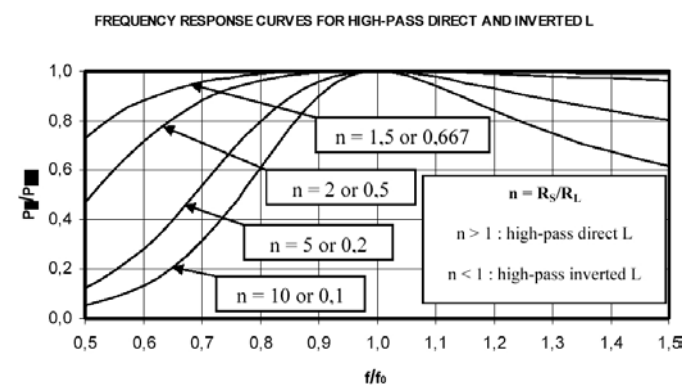


Fig. 52. Variation du rapport P_L/P_{L0} (en valeur réelle) en fonction de f/f_0 pour un coupleur en L direct passe-haut ($n > 1$) ou en L inversé passe-haut ($n < 1$).

Fig. 52. Verloop van de verhouding P_L/P_{L0} (reële waarde) als functie van f/f_0 voor een koppelnetwerk van het type rechte L hoogdoorlaat ($n > 1$) of omgekeerde L hoogdoorlaat ($n < 1$).

Digitale toepassing

We illustreren de bovenstaande theorie aan de hand van het voorbeeld van **figuur 48**. De waarden zijn:

$U_S = 141,42$ V (amplitude), $R_S = 50 \Omega$, $R_L = 4 \Omega$, $f_0 = 3,65$ MHz. De lengte van de lijn die de zender met het koppelnetwerk verbindt beschouwen we als verwaarloosbaar. Het is dus alsof het koppelnetwerk rechtstreeks aangesloten is op de zender.

We berekenen:

1°) de elementen X_{10} en X_{20} van het netwerk alsook C_0 en L_0 (we maken gebruik van een laagdoorlaatconfiguratie).

2°) het vermogen P_{L0} dat aan de belasting geleverd wordt alsook P_L geleverd bij 3,5 MHz.

Oplossing

1°) De vergelijkingen 9 en 10 geven:

$$X_{10} = -R_S \sqrt{\frac{R_L}{R_S - R_L}} = -50 \sqrt{\frac{4}{50 - 4}} = -14,744 \Omega$$

$$X_{20} = +R_L \sqrt{\frac{R_S - R_L}{R_L}} = 4 \sqrt{\frac{50 - 4}{4}} = 13,565 \Omega$$

En appliquant les équations 11 et 12, on obtient:

$$C_0 = -\frac{1}{\omega_0 X_{10}} = -\frac{1}{2\pi * 3,65 * 10^6 (-14,744)} = 2957 * 10^{-12} \text{ F}, \text{ soit } 2957 \text{ pF}$$

Cette valeur élevée de C_0 rend peu pratique la réalisation du coupleur, du moins si la capacité doit être variable. Cela confirme ce qui a été dit précédemment, à savoir que les coupleurs en L présentent l'inconvénient de nécessiter des capacités de valeurs élevées (du moins dans les bandes basses).

$$L_0 = \frac{X_{20}}{\omega_0} = \frac{13,565}{2\pi * 3,65 * 10^6} = 591,5 * 10^{-9} \text{ H}, \text{ soit } 591,5 \text{ nH}$$

2°) Comme le coupleur est réglé pour une adaptation parfaite à $f_0 = 3,65$ MHz, l'impédance \bar{Z}_{in} à l'entrée du coupleur est égale à R_s (**figure 53**).

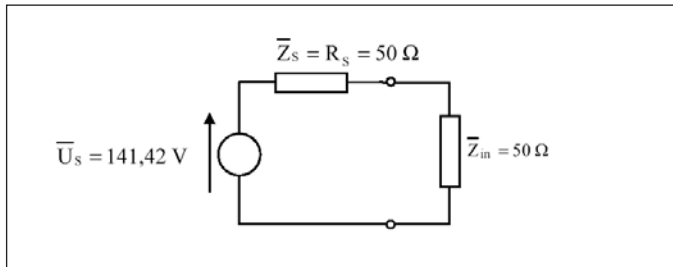


Fig. 53. Schéma équivalent, à la fréquence $f_0 = 3,65$ MHz, à l'ensemble émetteur-coupleur-charge.

Fig. 53. Equivalent schema van het geheel zender-koppelnetswerk-belasting op de frequentie $f_0 = 3,65$ MHz.

Dans ce cas, la puissance P_{L0} fournie à la charge se calcule aisément:

$$P_{L0} = \frac{1}{2} Z_{in} \left(\frac{U_s}{R_s + Z_{in}} \right)^2 = \frac{1}{2} 50 \left(\frac{141,42}{50 + 50} \right)^2 = 50 \text{ W}$$

Lorsque l'on passe de 3,65 à 3,5 MHz, les réactances du coupleur varient et l'adaptation n'est plus réalisée. Calculons d'abord les nouvelles valeurs des réactances X_1 et X_2 (équations 13 et 14):

$$X_1 = \frac{f_0}{f} X_{10} = \frac{3,65}{3,5} (-14,744) = -15,376 \Omega$$

$$X_2 = \frac{f}{f_0} X_{20} = \frac{3,5}{3,65} (13,565) = 13,008 \Omega$$

Ensuite, on peut calculer l'impédance \bar{Z}_{in} présentée par le coupleur à son entrée (se référer à la **figure 48**):

$$\bar{Z}_{in} = \frac{jX_1(R_L + jX_2)}{R_L + j(X_1 + X_2)} = \frac{-j15,376 * (4 + j13,008)}{4 + j(-15,376 + 13,008)} = (43,767 + j10,534) \Omega$$

La puissance P_L fournie à la charge est la puissance dissipée dans la partie résistive R_{in} de l'impédance Z_{in} (**figure 54**), on a donc:

$$P_L = \frac{1}{2} R_{in} \left| \frac{\bar{U}_s}{R_s + Z_{in}} \right|^2 = \frac{1}{2} 43,767 * \left| \frac{141,42}{50 + (43,767 + j10,534)} \right|^2 = \frac{1}{2} 43,767 * |1,489 - j0,167|^2 = 49,158 \text{ W}$$

Dans l'expression de P_L ci-dessus, les barres verticales indiquent qu'il faut prendre le module de l'expression qui se trouve entre elles.

On pourra vérifier que ce résultat est bien conforme à la relation 15.

A suivre.

ON5WF

Vergelijkingen 11 en 12 toepassen geeft:

$$C_0 = -\frac{1}{\omega_0 X_{10}} = -\frac{1}{2\pi * 3,65 * 10^6 (-14,744)} = 2957 * 10^{-12} \text{ F}, \text{ of } 2957 \text{ pF}$$

Deze hoge waarde van C_0 is weinig praktisch voor de bouw van de koppelaar, zeker als de capaciteit variabel moet zijn. Dit bevestigt wat reeds eerder vermeld werd: de aanpassingsnetwerken in L hebben het nadeel dat, zeker op de lagere banden, capaciteiten met hoge waarden nodig zijn.

$$L_0 = \frac{X_{20}}{\omega_0} = \frac{13,565}{2\pi * 3,65 * 10^6} = 591,5 * 10^{-9} \text{ H}, \text{ of } 591,5 \text{ nH}$$

2°) Omdat het netwerk afgeregeld is voor een perfecte aanpassing op $f_0 = 3,65$ MHz, is de impedantie Z_{in} aan de ingang van het koppelnetswerk gelijk aan R_s (**figuur 53**).

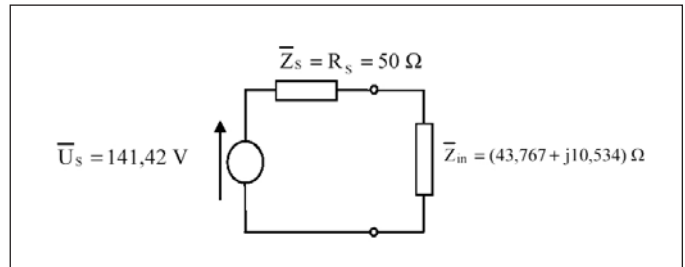


Fig. 54. Schéma équivalent, à la fréquence $f = 3,5$ MHz, à l'ensemble émetteur-coupleur-charge.

Fig. 54. Equivalent schema van het geheel zender-koppelnetswerk-belasting bij $f = 3,5$ MHz.

De berekening van het vermogen P_{L0} dat aan de belasting geleverd wordt is eenvoudig:

$$P_{L0} = \frac{1}{2} Z_{in} \left(\frac{U_s}{R_s + Z_{in}} \right)^2 = \frac{1}{2} 50 \left(\frac{141,42}{50 + 50} \right)^2 = 50 \text{ W}$$

Gaan we van 3,65 naar 3,5 MHz, dan veranderen de reactanties van het koppelnetswerk en is er geen aanpassing meer. We berekenen eerst de nieuwe waarden van X_1 en X_2 (vergelijkingen 13 en 14):

$$X_1 = \frac{f_0}{f} X_{10} = \frac{3,65}{3,5} (-14,744) = -15,376 \Omega$$

$$X_2 = \frac{f}{f_0} X_{20} = \frac{3,5}{3,65} (13,565) = 13,008 \Omega$$

Vervolgens kunnen we de impedantie \bar{Z}_{in} aan de ingang van het koppelnetswerk berekenen (zie **figuur 48**):

$$\bar{Z}_{in} = \frac{jX_1(R_L + jX_2)}{R_L + j(X_1 + X_2)} = \frac{-j15,376 * (4 + j13,008)}{4 + j(-15,376 + 13,008)} = (43,767 + j10,534) \Omega$$

Het vermogen P_L geleverd aan de belasting en het vermogen dat gedissipeerd wordt in het resistief deel R_{in} van de impedantie Z_{in} (**figuur 54**) is dus:

De verticale lijnen in de uitdrukking van P_L betekenen dat het gaat om de modulus van de uitdrukking die ertussen staat.

We merken dat het resultaat wel degelijk overeenstemt met de vergelijking 15.

Wordt vervolgd.

ON5WF