

Technical Info

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

Door/par ON5WF (MNS) - Vertaling: ON5UK

Deel 11 / 11^{ième} partie

15.3 Coupleur à trois réactances

15.3 Koppelnetwerk met drie reactanties

Nous considérerons ici essentiellement le coupleur en T passe-haut, la configuration de coupleur à trois réactances la plus utilisée. La **figure 96** donne le schéma d'un tel coupleur avec des réactances réelles. En général, C_{in} et C_{out} sont des condensateurs variables à air et L une inductance variable par bonds ou de façon continue (self à roulette). Comme nous

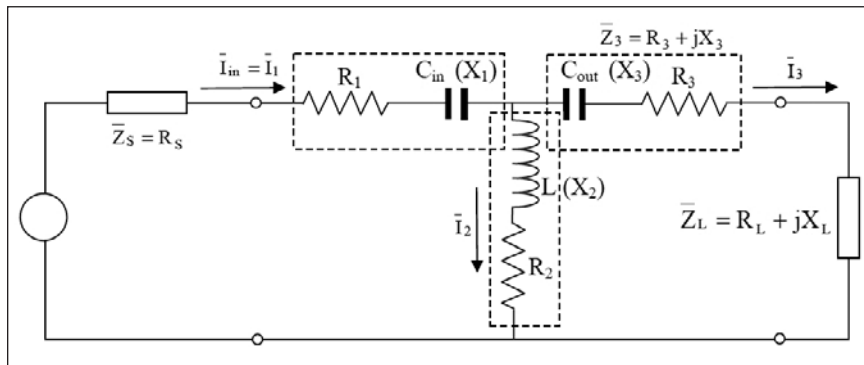


Fig. 96. Coupleur en T passe-haut avec des réactances réelles.

Fig. 96. Een hoogdoorlaat-T met drie reële reactanties.

l'avons vu précédemment, le coupleur en T peut se ramener à un coupleur en L inversé en imposant la capacité de sortie C_{out} (on peut bien sûr aussi se donner C_{in} ou L). Dans ce cas, la charge pour le L inversé est égale à $\bar{Z}_L = \bar{Z}_L + \bar{Z}_3$. Si le problème du calcul des réactances est résolu pour le L inversé, il l'est alors aussi pour le T.

La puissance totale dissipée en chaleur dans le coupleur vaut (en % de la puissance P_{in} fournie):

$$\frac{P_{Lost}}{P_{in}} (\%) = \frac{P_{Lost1}}{P_{in}} (\%) + \frac{P_{Lost2}}{P_{in}} (\%) + \frac{P_{Lost3}}{P_{in}} (\%) \quad (9)$$

Dans cette dernière relation, P_{Lost1} , P_{Lost2} et P_{Lost3} sont respectivement les puissances perdues dans C_{in} , dans L et dans C_{out} . Comme pour le coupleur en L, ces puissances se calculent à partir des courants dans les réactances. On a donc, en remarquant que $\bar{I}_{in} = \bar{I}_1$:

$$\frac{P_{Lost}}{P_{in}} (\%) = 100 \left[\frac{R_1}{R_s} + \frac{R_2}{R_s} \left(\frac{I_2}{I_{in}} \right)^2 + \frac{R_3}{R_s} \left(\frac{I_3}{I_{in}} \right)^2 \right] \quad (10)$$

Dans le cas d'un coupleur en T (et pour un coupleur à trois réactances en général), puisque l'on peut imposer une des réactances, on dispose (du moins théoriquement) d'une infinité de réglages donnant tous l'adaptation. Cependant, tous ces réglages ne sont pas équivalents du point de vue de la puissance dissipée en chaleur dans les composantes résistives des réactances du coupleur. Pour un T passe-haut avec des condensateurs variables à air, la majeure partie de la puissance perdue l'est dans l'inductance. La **figure 97** représente la puissance perdue

We bestuderen in de eerste plaats een hoogdoorlaat-T koppelnetwerk. Dit is het netwerk met drie reactanties dat het meest gebruikt wordt. **Figuur 96** toont het schema van het koppelnetwerk met reële reactanties. Meestal zijn C_{in} en C_{out} variabele luchtcondensatoren en is L een spoel waarvan de inductie stapsgewijs of continu (rolspoel) gewijzigd kan worden. Zoals reeds aangetoond, kan

de T teruggebracht worden tot een omgekeerde L door een waarde te kiezen voor de uitgangscapaciteit C_{out} (men kan ook een waarde kiezen voor C_{in} of L). In dat geval is de belasting van de omgekeerde L gelijk aan $\bar{Z}_L = \bar{Z}_L + \bar{Z}_3$. Kunnen we de reactanties berekenen voor de omgekeerde L, dan hebben we meteen de oplossing voor de T.

Het totale vermogen dat in warmte wordt omgezet in % van het geleverde vermogen P_{in} is:

$$\frac{P_{Lost}}{P_{in}} (\%) = \frac{P_{Lost1}}{P_{in}} (\%) + \frac{P_{Lost2}}{P_{in}} (\%) + \frac{P_{Lost3}}{P_{in}} (\%) \quad (9)$$

In die laatste vergelijking zijn P_{Lost1} , P_{Lost2} en P_{Lost3} respectievelijk de vermogens die gedissipeerd worden in C_{in} , L en C_{out} . Zoals bij de L berekenen we ze via de stromen in de reactanties. Daar $\bar{I}_{in} = \bar{I}_1$ geldt:

$$\frac{P_{Lost}}{P_{in}} (\%) = 100 \left[\frac{R_1}{R_s} + \frac{R_2}{R_s} \left(\frac{I_2}{I_{in}} \right)^2 + \frac{R_3}{R_s} \left(\frac{I_3}{I_{in}} \right)^2 \right] \quad (10)$$

Daar we één van de reactanties kunnen kiezen, zijn er in het geval van een T-koppelnetwerk (en in het algemeen voor elk koppelnetwerk met drie reactanties) oneindig veel afregelingen (tenminste theoretisch) die resulteren in een aanpassing. De oplossingen zijn evenwel verschillend uit het oogpunt van het verlies aan vermogen in de resistieve componenten van de reactanties. Voor een hoogdoorlaat-T met variabele luchtcondensatoren gaat het meeste vermogen verloren in de spoel. **Figuur 97** toont het vermogenverlies als functie van de inductantie L

dans un coupleur en T passe haut, en fonction de l'inductance L et du rapport $n = R_L/R_S$, à la fréquence de 3,65 MHz. On constate aisément que la puissance perdue dans le coupleur augmente avec l'inductance L . A inductance constante, elle est d'autant plus grande que la charge R_L est petite. **On a donc intérêt à rechercher un réglage qui correspond à une valeur aussi faible que possible de l'inductance.** La figure 98 représente la variation de l'inductance du T passe haut, en fonction de la capacité de sortie C_{out} et du rapport $n = R_L/R_S$, à la fréquence de 3,65 MHz. On constate qu'à charge constante, l'inductance du T passe-haut diminue lorsque la capacité de sortie C_{out} augmente. On peut aussi constater qu'au-delà d'une certaine valeur de C_{out} (de 100 à 500 pF selon la charge), l'inductance ne varie plus beaucoup. Les graphiques des figures 97 et 98 correspondent au cas d'une charge purement résistive; dans le cas contraire, pour se retrouver dans les conditions d'une charge résistive, la capacité C_{out} devra être augmentée pour une charge inductive et diminuée si la charge est capacitive. Des conclusions semblables peuvent être tirées pour les autres bandes.

De ce qui précède, on peut déduire que pour obtenir un réglage du coupleur avec un minimum de puissance dissipée, il est conseillé de fixer d'abord C_{out} au maximum de sa valeur et d'ensuite ajuster les deux autres composants L et C_{in} . Si le réglage est difficile (valeur de L trop faible), diminuer C_{out} et recommencer le processus de réglage.

Etant donné que C_{out} augmente lorsque la fréquence diminue, le problème de la dissipation de puissance dans le coupleur est le plus critique pour les bandes basses (80 et 160 m); on peut y avoir affaire à des valeurs assez élevées de C_{out} . Le problème peut être résolu par l'adjonction d'une capacité fixe en parallèle sur C_{out} . On trouvera plus d'information à ce sujet dans [8], [9] et [10].

Les graphiques précédents ont été établis pour des charges purement résistives. La figure 99 qui représente la puissance perdue dans le coupleur en fonction de la fréquence et pour trois types de charges, montre que cette dissipation de puissance dans le coupleur est plus importante pour les charges capacitatives.

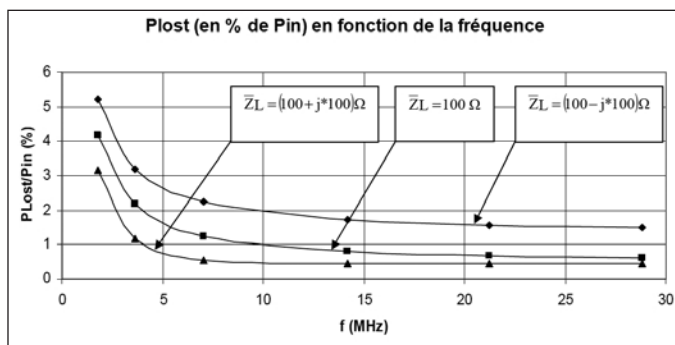


Fig. 99. Variation de la puissance perdue dans le coupleur, en fonction de la fréquence et pour trois charges différentes (inductive, purement résistive et capacitive). La valeur de C_{out} est fixée à 250 pF, $Q_L = 250$ et $Q_C = 1000$.

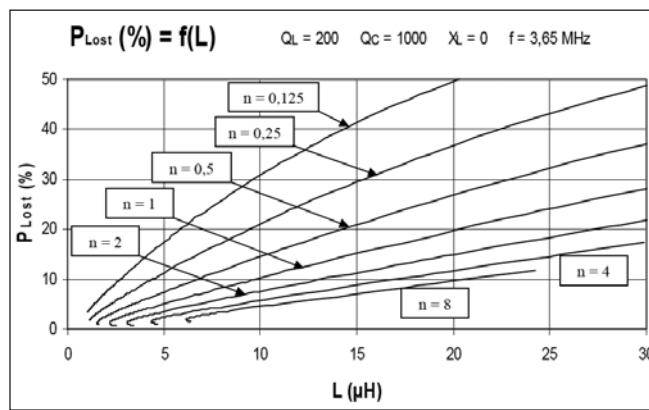


Fig. 97. Variation de la puissance perdue dans un coupleur en T passe haut, en fonction de l'inductance L et du rapport $n = R_L/R_S$, à la fréquence de 3,65 MHz. La charge du coupleur est supposée purement résistive ($X_L = 0$).

Fig. 97. Verloop van het vermogensverlies in een hoogdoorlaat-T, als functie van de inductantie L en de verhouding $n = R_L/R_S$, bij een frequentie van 3,65 MHz. De belasting van het koppelnetwerk is een zuivere weerstand ($X_L = 0$).

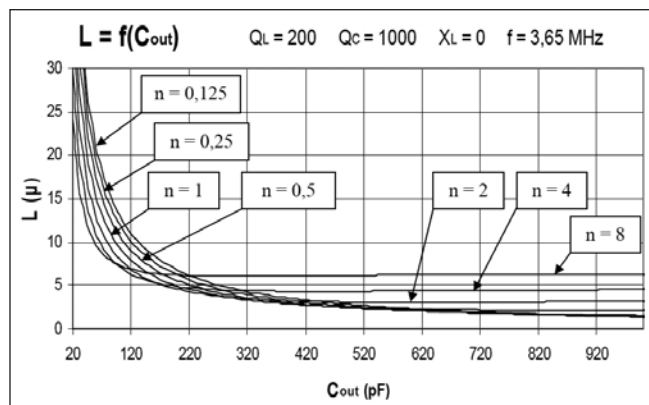


Fig. 98. Variation de l'inductance du T passe haut, en fonction de la capacité de sortie C_{out} et du rapport $n = R_L/R_S$, à la fréquence de 3,65 MHz. La charge du coupleur est supposée purement résistive ($X_L = 0$).

Fig. 98. Verloop van de inductantie voor een hoogdoorlaat-T, als functie van de uitgangscapaciteit C_{out} en de verhouding $n = R_L/R_S$, bij een frequentie van 3,65 MHz. De belasting is een zuivere weerstand ($X_L = 0$).

en de verhouding $n = R_L/R_S$, op een fréquence de 3,65 MHz. We stellen vast dat het verlies toeneemt met de waarde van L . Bij een constante L stijgt het verlies naarmate R_L afneemt. **Men heeft er dus alle belang bij een afregeling te kiezen met een zo klein mogelijke waarde van de inductantie.** Zie figuur 98 voor het verloop van de inductantie bij een hoogdoorlaat-T, als functie van de uitgangscapaciteit C_{out} en de verhouding $n = R_L/R_S$, op een fréquence van 3,65 MHz. Bij een constante belasting daalt de inductantie als C_{out} stijgt. Merk dat boven een bepaalde waarde van C_{out} (van 100 tot 500 pF, afhankelijk van de belasting) de inductantie bijna niet meer verandert. De figuren 97 en 98 gelden bij een zuivere resistieve belasting. In het tegengestelde geval moet, om aanpassing te verkrijgen, de capaciteit C_{out} groter gemaakt worden bij een inductieve belasting en kleiner gemaakt worden bij een capacitive belasting. Gelijkaardige besluiten zijn er voor de andere banden.

Uit wat voorafgaat, volgt dat voor een afregeling met minimale verliezen we eerst C_{out} moeten instellen op zijn maximale waarde en daarna L en C_{in} afregelen. Als dat moeilijk verloopt (te kleine waarde van L), verminderen we C_{out} en regelen we opnieuw af.

Daar C_{out} toeneemt met een dalende fréquence, stelt het probleem van het vermogenverlies zich meer op de lage banden (80 et 160 m). Daar kan men te maken krijgen met relatief hoge waarden van C_{out} . Een oplossing is het parallel schakelen van een vaste capaciteit met C_{out} . Meer informatie daarover vindt u in [8], [9] en [10].

De bovenstaande grafieken zijn opgesteld voor zuiver resistieve belastingen. Figuur 99 laat het vermogen zien dat verloren gaat als functie van de fréquence voor drie soorten belastingen. Merk dat het verlies het grootst is bij de capacitive belastingen.

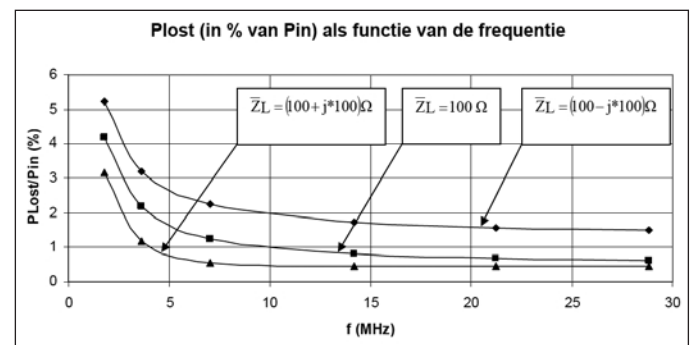


Fig. 99. Verloop van het vermogensverlies als functie van de frequentie voor drie verschillende soorten belastingen (inductief, resistief en capaciteef). De gekozen waarde van C_{out} is 250 pF, $Q_L = 250$ en $Q_C = 1000$.

Conclusion

Le rôle d'un coupleur est de réaliser l'adaptation des impédances entre l'émetteur et sa charge, c'est à dire l'impédance présente à l'entrée de la ligne reliant l'émetteur à l'antenne. Lorsque cette condition est réalisée, l'émetteur fournit le maximum de puissance. Une partie plus ou moins importante de cette puissance sera dissipée en chaleur dans le coupleur. Dans le cas d'un coupleur en L, les valeurs des réactances sont fixées par l'impédance \bar{Z}_L à adapter et il en va de même pour la puissance perdue dans le coupleur (pour un Q_C et un Q_L donnés). Par contre, dans le cas d'un coupleur à trois réactances (T ou PI), on peut imposer la valeur d'une de ces trois réactances et par ce fait agir sur la puissance perdue dans le T ou le PI. En particulier, pour un T passe-haut, nous avons montré que le minimum de puissance perdue est obtenu pour un réglage de la capacité de sortie C_{out} à sa valeur maximum. Nous avons également vu que le problème est plus grave pour les bandes basses (80 et 160 m) et dans le cas d'une charge capacitive.

ON5WF (on5wf@uba.be)

Bibliographie / Bibliografie

1. F. E. Terman, *Electronic and radio Engineering*, McGraw-Hill 1955.
2. W. L. Everitt & G. E. Anner, *Communication Engineering*, McGraw-Hill 1956.
3. F. de Dieuleveult, *Electronique appliquée aux hautes fréquences*, Dunod 1999.
4. *The ARRL antenna book*
5. S. Best, VE9SRB, *Wave Mechanics of Transmission Lines, Part 1: Equivalence of Wave Reflection Analysis and the Transmission Line Equation*, QEX, Jan/Feb 2001, pp 3-8.
6. S. Best, VE9SRB, *Wave Mechanics of Transmission Lines, Part 2: Where Does Reflected Power Go?*, QEX, Jul/Aug 2001, pp 34-42.
7. S. Best, VE9SRB, *Wave Mechanics of Transmission Lines, Part 3: Power Delivery and Impedance Matching*, QEX, Nov/Dec 2001, pp 43-50.
8. A. S. Griffith, W4ULD, *Getting the Most Out of Your T-Network Antenna Tuner*, QST, Jan 1995, pp 44-47.
9. W. E. Sabin, W0IYH, *Understanding the T-Tuner (C-L-C) Transmatch*, QEX, Dec 1997, pp 13-21.
10. K. Schmidt, W9CF, *Estimating T-Network Losses at 80 and 160 Meters*, QEX, Jul 1996, pp 16-20.
11. J. C. Garland, W8ZR, *The EZ-Tuner*, QST, Apr 2002, pp 40-43.
12. Motorola Application Note AN721, *Impedance Matching Networks Applied to RF Power Transistors*.

Besluit

De rol van het koppelnetwerk is de aanpassing van de impedanties tussen de zender en zijn belasting, dit wil zeggen de impedantie aan de ingang van de lijn die de zender verbindt met de antenne. Bij aanpassing zal de zender maximaal vermogen leveren. Een deel van het vermogen wordt in het netwerk omgezet in warmte. Bij een L-koppelnetwerk zijn de waarden van de reactanties bepaald door de aan te passen impedantie \bar{Z}_L . Hetzelfde geldt voor het vermogen dat verloren gaat in het koppelnetwerk (voor een gegeven Q_C en Q_L). Bij een koppelnetwerk met drie reactanties (T of PI) daarentegen kan men één van de drie reactanties kiezen en daardoor het vermogensverlies beïnvloeden. Voor een hoogdoorlaat-T hebben we aangetoond dat het verlies minimaal is bij de hoogste waarde van C_{out} . Tevens hebben we laten zien dat het probleem belangrijker is op de laagste banden (80 en 160 m) en bij een capacatieve belasting.

ON5WF (on5wf@uba.be)

Récepteurs à cristal pour ondes courtes Kortegolf kristalontvangers

Door/par ON6PW, UBA-WLD

La plupart des amateurs émetteurs et écouteurs auront probablement joué dans leur jeunesse avec des récepteurs à cristal, aussi appelés récepteurs à galène. Ceux-ci étaient le plus souvent destinés aux ondes moyennes et parfois aux grandes ondes. Encore que moi-même, je n'ai pas obtenu de bons résultats en ondes longues. Cela provenait apparemment du fait que les émetteurs étaient tous situés à l'étranger et qu'un poste à cristal ne donne les meilleurs résultats que si l'on n'habite pas trop loin de l'émetteur.

Dans la littérature spécialisée des années 1930-1940, on trouve des schémas et des descriptions de montage pour les ondes courtes, moyennes et longues. Je ne sais pas s'il y a eu alors des expérimentations sur ondes courtes. Ces dernières années, je me suis mis à faire de l'écoute sur ondes courtes avec des récepteurs à cristal. Ceux-ci sont très simples à construire et on peut obtenir de bons résultats à condition de disposer d'une antenne et d'une terre convenables, tant pour la réception de stations de radiodiffusion que des émissions d'amateurs sur 80 m.

De meeste zend- en luisteramateurs zullen in hun jeugd jaren wellicht gespeeld hebben met een kristalontvanger, ook 'galeinepost' genaamd. Deze waren meestal voor de midden- en soms langegolf bestemd. Hoewel ikzelf op de langegolf geen goede resultaten bekomen heb. Blijkbaar kwam dit omdat deze zenders allemaal in het buitenland gelegen waren en een kristalpost maar het beste resultaat gaf als men niet te ver van een omroepzender woonde.

In de vakliteratuur van de jaren 1930-1940 vind je schema's en bouwbeschrijvingen van kristalontvangers voor de korte-, midden- en langegolf. Ik weet niet of er toen hiermee op de kortegolf geëxperimenteerd is. De laatste jaren ben ik wel begonnen met te luisteren op de kortegolf met kristalontvangers. Deze zijn zeer eenvoudig te maken en mits een goede antenne en aarde kan men hiermee goede resultaten bekomen, zowel voor ontvangst van omroepstations als zendamateurs op 80m.