

Radcom 12/2015

Homebrew. A beginner's guide to home construction.

Eamon Skelton, EI9GQ

High efficiency magnetic loop antennas. A practical approach.

Ken Hough, M0KOH

EMC. A bicycle wheel loop antenna for EMC measurements from 10-30MHz. – Dr David Lauder, G0SNO

Radcom 01/2016

Homebrew. The printed circuit board. – Eamon Skelton, EI9GQ

A minimal loop for QRPP – John Seager, G0UCP

Myths and anomalies of aerial systems in amateur radio.

Andy Choraffa, G3PKW

Antennas. Assessing antenna directional gain. – Mike Parkin, G0JMI

Properties of open and shorted feedlines.

Ass. Prof. Roger Paskvan, WA0IUJ

Radcom 02/2016

Homebrew. The printed circuit board (continued). – Eamon Skelton, EI9GQ

Reducing an antenna's footprint using perimeter loaded radials.

Tony Preedy, G3LNP

A 3- or 5-band end-fed antenna

Jos van den Helm, PA1ZP

Radcom 03/2016

Homebrew. 'Chassis bashing'.

Eamon Skelton, EI9GQ

Radcom 05/2016

A Simple Halo Antenna for the 2m band – John Adams, G3ZSE

Star Noise Reduction – Peter Rhodes, G3XJP

Using authentication in amateur radio – Keith Lockstone, M0KIL

Antennas. The 2 element beam. – Mike Parkin, G0JMI

Homebrew. Striplines. – Eamon Skelton, EI9GQ

Radcom 06/2016

Homebrew. Microwave construction. – Eamon Skelton, EI9GQ

The Slim Jim antenna – Robert Dancy, G3JRD

Kwartgolfstukken Lignes quart d'onde

door/par ON5JK – vertaling/traduit par ON5WF

Dat men twee verschillende impedanties met elkaar kan verzoenen door een kwartgolfstuk, weet wel iedereen. Wil men bijvoorbeeld een antenne van $112,5 \Omega$ (Z_2) aanpassen aan een zender (met coax) van 50Ω (Z_1), dan zal men een kwartgolfstuk tussenlassen van 75Ω (Z_0).

Dat stuk moet immers een impedantie hebben gelijk aan $\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$. [$\sqrt{\quad}$ staat voor vierkantwortel.]

$$\sqrt{50 \cdot 112,5} = 75$$

Maar hoe en waarom werkt zo een kwartgolfstuk? Dat proberen we hier aan te tonen.

Wanneer een lopende HF-golf aankomt in een punt dat twee verschillende impedanties koppelt, gebeuren er in hoofdzaak twee dingen: een deel ervan wordt gereflecteerd, het andere deel gaat door maar wijzigt in formaat. Door de reflectie aan de junctie van twee verschillende impedanties, ontstaat er een VSWR. Deze VSWR hangt af van de verhouding der beide impedanties. Uit deze verhouding vloeit ook een zogenaamde "reflectiefactor". Er bestaan tabellen waarop men een en ander kan aflezen. In ons aangehaalde voorbeeld, waarbij we een antenne van $112,5 \Omega$ willen aanpassen aan een uitgang van 50Ω , nemen we dus een kwartgolfstuk van 75Ω .

Let wel, in theorie klopt die aanpassing slechts voor één enkele frequentie. Maar gelukkig is de constructie wel zo breedbandig, dat ze beslist een bepaald segment van de frequentieband kan aanpassen. Zij het natuurlijk niet ongelimiteerd. De $112,5 \Omega$ is hier gekozen om de rekening te doen kloppen.

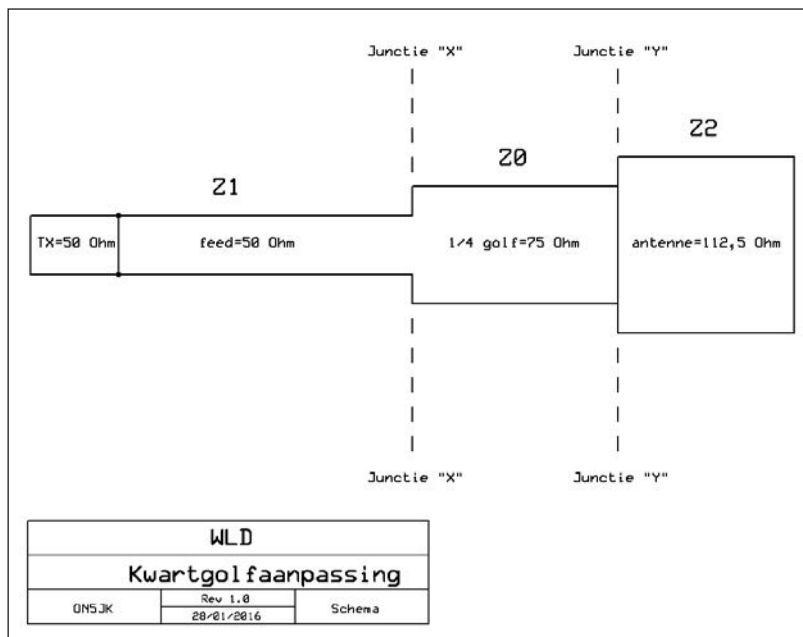
Een aankomende golf botst een eerste maal op de junctie $50/75 \Omega$. Een deel keert weer naar de zender. Het grootste deel gaat verder naar de tweede junctie. Daar botst het op zijn beurt op de tweede junctie $75/112,5 \Omega$. Ook hier wordt een deel gereflecteerd, de rest gaat door naar de antenne.

Het is ons niet mogelijk om de VSWR te bepalen in een punt als de junctie. Daarom bekijken we enkel de VSWR vóór de junctie en erna. Tijdens de eerste aankomende halve golf, is er inderdaad een reflectie, een VSWR dus, van 1,5 op 1. Er gaat 0,2 of 20 % van de spanning terug naar de bron. Dat vertegenwoordigt $(0,2)^2$ of 4 % van het vermogen.

Chacun sait que l'on peut adapter deux impédances différentes au moyen d'une ligne quart d'onde. Si nous voulons par exemple adapter une antenne de $112,5 \Omega$ (Z_2) à un émetteur dont l'impédance de sortie est de 50Ω (Z_1), il nous faudra alors insérer une ligne quart d'onde de 75Ω (Z_0). L'impédance caractéristique de cette ligne est en effet donnée par $Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$. [$\sqrt{\quad}$ symbolise la racine carrée.]

$$\sqrt{50 \cdot 112,5} = 75$$

Mais comment et pourquoi fonctionne une telle ligne quart d'onde ? C'est ce que nous allons essayer d'expliquer dans cet article.



Lorsqu'une onde HF progressive passe d'un milieu d'impédance donnée à un autre milieu d'impédance différente, il se produit essentiellement deux choses : une partie de l'onde incidente est réfléchiée et l'autre partie est transmise dans le second milieu avec un changement de format. La réflexion de l'onde incidente à la jonction de deux impédances différentes donne lieu à un régime d'onde stationnaire, caractérisé par un VSWR (Voltage Standing Wave Ratio ou ROS ; NDT). Ce VSWR

Vanaf de tweede halve golf is dat nog slechts 0,8 % van de spanning of 0,0064 % vermogen. Vanaf de derde halve golf kunnen we stellen dat er niets meer wordt gereflecteerd naar de bron.

Gezien er “behoud van vermogen” moet zijn, zal bij een gegeven vermogen ook een bepaalde spanning horen in elk punt. Nemen we de figuur waarbij de bron (50 Ω) links staat, de antenne van 112,5 Ω rechts. Daartussen het “kwartgolfstuk” van 75 Ω. Geeft de zender bijvoorbeeld 50 W, dan zal de spanning op de 50 Ω coax gelijk zijn aan $\sqrt{P \cdot R}$. Een vermogen (P) van 50 W en een impedantie (R) van 50 Ω geeft dan 50 V (bij 1 Ampère).

Diezelfde 50 W in een impedantie van 75 Ω geeft dus 61,237243 V. Gezien er echter een deel wordt gereflecteerd aan de junctie, zal de spanning in het 75 Ω-stuk lager zijn dan 61,237 V.

Bij een VSWR van 1.5/ 1 hoort een “reflectiecoëfficiënt” van 0,2 (zie tabel). Dat wil zeggen dat van de aankomende golf van 50 V, er 10 V (0,2 of 20 %) wordt weerkaatst. De resterende 40 V wordt in het stuk van 75 Ω verhoogd naar $40 \cdot 1,5 = 60$ V (minder dan 61,237 V).

Hetzelfde zal zich herhalen aan de tweede junctie van 75 en 112,5 Ω. Daar gaat de spanning van 60 naar 72 V (minder dan 75 V). Er gaat “schijnbaar” een deel vermogen verloren. Er blijft maar 46 W over op deze laatste component. ($V_{2a} = 72$ V, dus P in V_{2a} is slechts $(72)^2 : 112,5 = 46$ W. Maar er komt later nog bij, door de reflecties. Zie verder.

Wanneer een reflectie gebeurt aan een junctie naar een hogere impedantie, heeft het gereflecteerde deel dezelfde polariteit als de aankomende golf.

dépend du rapport des deux impédances. Ce phénomène de réflexion est aussi caractérisé par le coefficient de réflexion. Il existe des tables permettant de déterminer ces deux grandeurs.

Dans le cas de l'exemple précédent, concernant l'adaptation d'une antenne de 112,5 Ω à un émetteur d'impédance de sortie égale à 50 Ω, nous utilisons donc une ligne quart d'onde dont l'impédance caractéristique est de 75 Ω.

Notons bien que cette adaptation n'est théoriquement valable que pour une seule fréquence. Heureusement, en pratique, l'adaptation reste valable dans une certaine bande de fréquences qui n'est évidemment pas illimitée. L'impédance de 112,5 Ω est choisie ici pour les besoins du calcul.

Considérons une onde incidente tombant sur la jonction de deux milieux d'impédances 50 et 75 Ω. Une partie de cette onde est renvoyée vers l'émetteur. La plus grande partie est transmise dans le second milieu. Cette onde transmise arrive alors à la jonction des deux impédances 75 et 112,5 Ω. Comme dans le cas précédent, une partie est réfléchi et le reste est transmis à l'antenne. Il ne nous est pas possible de déterminer le VSWR en un point tel que celui de la jonction des deux milieux. Pour cette raison, nous considérons uniquement le VSWR avant et après la jonction. Pendant la première demi onde incidente, il y a en effet une réflexion, un VSWR donc, de 1,5 sur 1. Les 20 % de la tension retournent à la source. Cela représente $(0,2)^2$ ou 4 % de la puissance. A la deuxième demi onde, seulement 0,8 % de la tension ou 0,0064 % de la puissance retourne à la source. A partir de la troisième demi onde, nous pouvons considérer comme négligeable la puissance réfléchi vers la source.

Etant donné qu'il doit y avoir conservation de la puissance, à chaque point, à une puissance donnée correspondra une tension déterminée. Supposons la source (50 Ω) à gauche et l'antenne de 112,5 Ω à droite. Entre les deux, la ligne quart d'onde de 75 Ω. Si la puissance de l'émetteur est par exemple de 50 W, la tension à l'entrée du coax de 50 Ω sera donnée par $\sqrt{P \cdot R}$. Une puissance (P) de 50 W avec une impédance (R) de 50 Ω donne alors 50 V (avec 1 Ampère).

Sur une impédance de 75 Ω, cette même puissance de 50 W donne une tension de 61,237 V. Cependant, étant donné qu'une partie de la puissance est réfléchi à la jonction des deux milieux, la tension dans le milieu de 75 Ω d'impédance sera inférieure à 61,237 V. A un VSWR de 1,5/ 1 correspond un coefficient de réflexion de 0,2 (voir la table). Cela signifie que l'onde incidente de 50 V donne lieu à une onde réfléchi de 10 V. L'onde transmise dans le second milieu (75 Ω) aura une amplitude de $50 + 10 = 60$ V (inférieur à 61,237 V).

Le même phénomène se répète à la seconde jonction de 75 et 112,5 Ω. En ce point, la tension passe de 60 à 72 V (inférieur à 75 V). Il y a apparemment une partie de la puissance qui est perdue. Il reste seulement 46 W sur cette dernière impédance. ($V_{2a} = 72$ V, donc P dans V_{2a} ne vaut que $(72)^2 : 112,5 = 46$ W). Mais, comme nous le verrons plus loin, il faut tenir compte des réflexions. Lorsqu'une réflexion se produit à la jonction d'un milieu avec un autre milieu d'impédance caractéristique plus élevée, l'onde réfléchi est, à la jonction, en phase avec l'onde incidente. Dans le cas contraire, l'onde réfléchi est, à la jonction, en opposition de phase avec l'onde incidente. Lors de la première demi onde incidente (à la ligne quart d'onde), il y a donc bien une réflexion de 20 % de la tension (coefficient de réflexion = + 0,2); cela correspond à une puissance réfléchi égale à 4 % de la puissance incidente. A partir de la deuxième demi onde, la puissance réfléchi devient pratiquement négligeable. Lorsque



Return Loss to VSWR Conversion Table

Return Loss (dB)	VSWR	Reflection Coefficient, Γ	Mismatch Loss (dB)	Reflected Power (%)	Through Power (%)
1	17.39	0.891	6.868	79.43	20.57
2	8.72	0.794	4.329	63.10	36.90
3	5.85	0.708	3.021	50.12	49.88
4	4.42	0.631	2.205	39.81	60.19
5	3.57	0.562	1.651	31.62	68.38
6	3.01	0.501	1.256	25.12	74.88
7	2.61	0.447	0.967	19.95	80.05
8	2.32	0.398	0.749	15.85	84.15
9	2.10	0.355	0.584	12.59	87.41
10	1.92	0.316	0.458	10.00	90.00
11	1.78	0.282	0.359	7.94	92.06
12	1.67	0.251	0.283	6.31	93.69
13	1.58	0.224	0.223	5.01	94.99
14	1.50	0.200	0.176	3.98	96.02
15	1.43	0.178	0.140	3.16	96.84
16	1.38	0.158	0.110	2.51	97.49
17	1.33	0.141	0.088	2.00	98.00
18	1.29	0.126	0.069	1.58	98.42
19	1.25	0.112	0.055	1.26	98.74
20	1.22	0.100	0.044	1.00	99.00
21	1.20	0.089	0.035	0.79	99.21
22	1.17	0.079	0.027	0.63	99.37
23	1.15	0.071	0.022	0.50	99.50
24	1.13	0.063	0.017	0.40	99.60
25	1.12	0.056	0.014	0.32	99.68
26	1.11	0.050	0.011	0.25	99.75
27	1.09	0.045	0.009	0.20	99.80
28	1.08	0.040	0.007	0.16	99.84
29	1.07	0.035	0.005	0.13	99.87
30	1.07	0.032	0.004	0.10	99.90
31	1.06	0.028	0.003	0.08	99.92
32	1.05	0.025	0.003	0.06	99.94
33	1.05	0.022	0.002	0.05	99.95
34	1.04	0.020	0.002	0.04	99.96
35	1.04	0.018	0.001	0.03	99.97
36	1.03	0.016	0.001	0.03	99.97
37	1.03	0.014	0.001	0.02	99.98
38	1.03	0.013	0.001	0.02	99.98
39	1.02	0.011	0.001	0.01	99.99
40	1.02	0.010	0.000	0.01	99.99

$$\Gamma = 10^{(-\text{Return Loss}/20)}$$

$$\text{VSWR} = [1 + 10^{(-\text{Return Loss}/20)}] / [1 - 10^{(-\text{Return Loss}/20)}]$$

$$\text{VSWR} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$$

$$\text{Mismatch Loss (dB)} = 10 \log(1 - \Gamma^2)$$

$$\text{Reflected Power (\%)} = 100 \cdot \Gamma^2$$

$$\text{Return Loss (dB)} = -20 \log |\Gamma|$$

$$\text{Return Loss (dB)} = -20 \log [(VSWR-1)/(VSWR+1)]$$

$$\Gamma = (VSWR-1)/(VSWR+1)$$

$$\text{Through Power (\%)} = 100 (1 - \Gamma^2)$$

215 Vineyard Court, Morgan Hill, CA 95037 | Ph: 408.778.4200 | Fax 408.778.4300 | info@markimicrowave.com
www.markimicrowave.com

Wanneer de reflectie gebeurt aan een junctie naar een lagere impedantie, keert de polariteit van het gereflecteerd deel om. Het komt dan in tegenfase terug.

Gedurende de eerste aankomende halve golf (aan het kwartgolfstuk) is er dus wel degelijk een reflectie van de spanning van 20 % of 0,2. Dat vertegenwoordigt een vermogensreflectie van 4 %.

Vanaf de tweede halve golf is de reflectie praktisch weggewerkt. Wanneer het begin van de tweede halve golf vanuit de zender aankomt in de eerste junctie (50/75) komt ook de reflectie van de eerste halve golf daar aan na reflectie op junctie (75/112,5). Gezien die in de junctie (75/50) omkeert van polariteit, zal ze de eerste reflectie bijna teniet doen (20 V-19,2 V).

Men zal er wel voor zorgen om het kwartgolfstuk ook van kwalitatieve kabel te maken, om de kabelverliezen te beperken.

Voor de conversie, zie de tabel op de vorige pagina die ik ontving van Dirk ON6DK, komende van Marki.

Voor één enkele impedantiesprong kan men ook werken met de waarden van het doorgaand en het gereflecteerd vermogen. Aldus is bij een VSWR van 75:50 = 1,5 (2^e kolom) de reflectiecoëfficiënt gelijk aan 0,2 (3^e kolom). Het gereflecteerd vermogen is dan 3,98 % (afgerond 4 %) en het doorgaande is dan gelijk aan 96,2 % (afgerond 96 %).

Om de werking van het kwartgolfstuk aan te tonen, gebruiken we volgende grafiek. De aankomende golf loopt uiteraard op één lijn door de drie verschillende impedanties. Om het grafisch duidelijker te maken, laten we de inkomende golf schuin aankomen bij de eerste junctie. De opeenvolgende reflecties zullen dan zig-zag door de grafiek gaan. Deze voorstelling komt origineel van Bob, W2XM en werd mij ook doorspeeld door Dirk ON6DK. De originele grafiek stond wel vol ingewikkelde formules met vier variabele parameters. Na meerdere keren lezen, was mij nog niet alles duidelijk. Daarom koppelde ik concrete waarden aan de gegevens. We noemen V1 de inkomende golf. De eerste reflectie is p. In de grafiek staat "p" omdat ik Rho niet kon invoegen. V0 is de eerste golf in het kwartgolfstuk en V2a de eerste

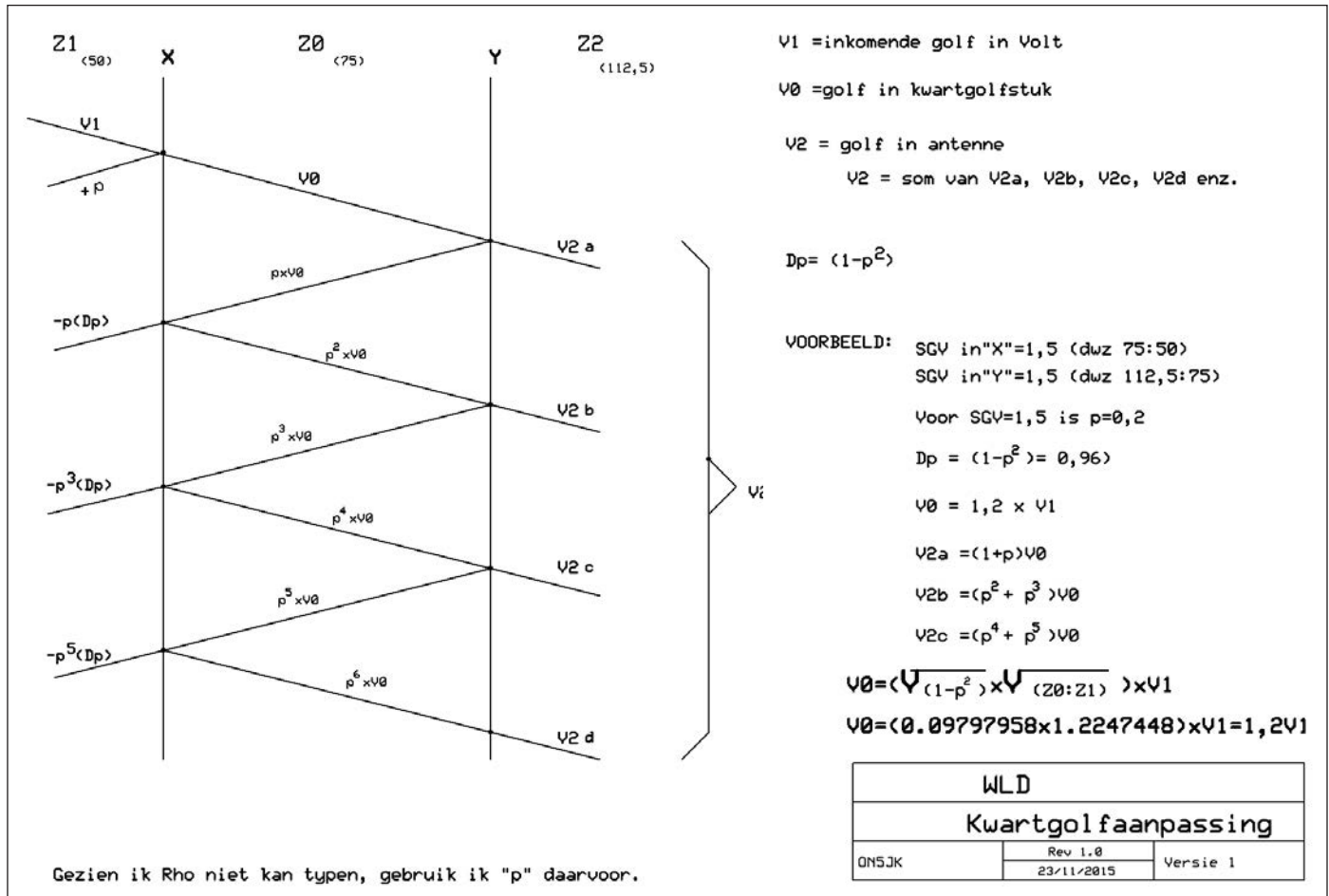
le début de la deuxième demi onde en provenance de l'émetteur arrive à la première jonction (50/75), il s'y produit aussi la réflexion de la première demi onde provenant de la réflexion à la jonction (75/112,5). Etant donné que cette dernière subit une inversion de phase à la jonction (75/50), elle aura pour effet de réduire la première réflexion à presque rien (20 V-19,2 V).

Afin de limiter les pertes, on prendra soin, pour la réalisation de la ligne quart d'onde, d'utiliser du câble de qualité.

Pour la conversion, voir la table sur la page précédente que j'ai reçue de Dirk ON6DK, et provenant de Marki.

Dans le cas d'un seul saut d'impédance, on peut aussi travailler avec les valeurs des puissances réfléchié et transmise. Ainsi, avec un VSWR de 75:50 = 1,5 (2^{ème} colonne), le coefficient de réflexion est égal à 0,2 (3^{ème} colonne). La puissance réfléchié vaut alors 3,98 % (arrondi à 4 %) et la puissance transmise 96,2 % (arrondi à 96 %).

Pour expliquer le fonctionnement de la ligne quart d'onde, nous utiliserons le graphique suivant. L'onde incidente se propage évidemment sur la ligne à travers les trois impédances différentes. Pour rendre le graphique plus clair, nous représentons par une ligne oblique, l'onde incidente jusqu'à la première jonction. Les réflexions successives seront alors représentées sur le graphique par des lignes en zig zag. Cette représentation provenait initialement de Bob W2XM, et m'a été transmise par Dirk ON6DK. Le graphique original était en fait plein de formules compliquées avec quatre paramètres variables. Après plusieurs lectures, ce n'était toujours pas complètement clair pour moi. C'est pourquoi j'ai utilisé pour les données, des valeurs concrètes. Nous appellerons V1 l'onde incidente. p sera la première réflexion. Sur le graphique, j'utilise p car je ne sais pas y insérer Rho. V0 est la première onde transmise dans la ligne quart d'onde et V2a la première onde transmise dans l'antenne. Les deux jonctions seront désignées par "X" et "Y". Nous voyons sur le graphique qu'en "X", V1 se scinde donc en deux parties "p" et "V0". Cette onde transmise V0 arrive à la jonction "Y" et se scinde aussi en deux parties "V2a" et "p*V0". Jusqu'ici, les



golf in de antenne. De "juncties" noemen we "X" en "Y". We zien dat V1 zich in "X" dus splitst in "p" en "V0". Deze V0 komt in junctie "Y" en splitst zich ook in "V2a" en "p*V0". Alle reflecties tot nu blijven positief. (In fase)

Let op: V2a is groter dan V0, en deze is op zijn beurt groter dan V1.

Deze tweede reflectie (p*V0) gaat terug naar junctie "X". Daar splitst ze zich weer, in een positief deel gelijk aan (p*p*V0) dat weerkeert naar junctie "Y". Het doorlopend deel richting bron daarentegen keert om van polariteit en wordt dus -(p*Dp). Dp est ici un facteur égal à (1-p²).

Vervolgens gaat het verder heen en weer, met telkens splitsingen in doorgaande en gereflecteerde delen. Elk deel dat na de eerste reflectie in "Y", van "X" naar de bron terugkeert is telkens (in Z0) het verschil van beide delen in dat junctiepunt op "X" (aankomend min gereflecteerd deel, met faseomkeer).

Elk deel dat na "Y" verder gaat naar de antenne is de som van beide delen in dat junctiepunt op "Y" maar zonder faseomkeer.

Aldus is V2a gelijk aan de som van V0 en (p*V0). En V2b= (V0*p²) + (Vo*p³).

In de antenne (rechts van "Y") zijn al deze deelspanningen in fase, men mag ze dus optellen.

Links van junctie "X" is er maar één positief gereflecteerd deel, namelijk het eerste: +p. Al de volgende reflecties zijn in tegenfase, men moet ze dus aftellen. Als men aldus de som maakt van alle deelspanningen, ziet men dat V2 de som is van alle deelspanningen V2a, V2b, V2c enz. Voor de "naar de bron" gereflecteerde deelspanningen ziet men dat de som der negatieve delen streeft naar gelijkheid in waarde aan de eerste positieve reflectie "+p". Een praktisch voorbeeld maakt dat duidelijker.

Besluit: het gegeven vermogen komt integraal in de antenne, zij het met een hogere spanning dan in de zender. De totale reflectie naar de zender toe streeft naar nul.

coefficients de réflexion sont positifs et les ondes réfléchies sont donc en phase aux jonctions, avec les ondes incidentes correspondantes.

Remarquons bien que V2a est supérieur à V0 qui est à son tour supérieur à V1.

Cette seconde réflexion (p*V0) retourne vers la jonction "X". Là, elle se scinde à nouveau en une partie positive égale à (p*p*V0) et qui retourne vers la jonction "Y". La partie transmise vers la source, change au contraire de polarité et devient donc -(p*Dp). Dp est ici un facteur égal à (1-p²).

Et cela continue de cette façon, avec chaque fois une scission en une partie transmise et une partie réfléchie. Chaque partie qui, après la première réflexion en "Y", retourne de "X" vers la source, est la différence (dans Z0) des deux parties en ce point de jonction "X" (partie incidente moins partie réfléchie, avec retournement de phase).

Chaque partie qui, après "Y", continue vers l'antenne, est la somme des deux parties en ce point de jonction "Y", mais sans retournement de phase.

Ainsi, V2a est égal à la somme de V0 et de (p*V0). Et V2b= (V0*p²) + (Vo*p³).

À l'antenne (à droite de "Y"), toutes ces tensions partielles sont en phase ; on peut donc les additionner.

À gauche de la jonction "X", une seule des parties réfléchies est "positive" : la première, +p. Toutes les réflexions suivantes sont en opposition de phase, il faut donc les soustraire. Donc, lorsque l'on effectue la somme de toutes les tensions partielles, on voit que V2 est la somme de toutes les tensions partielles V2a, V2b, V2c etc. En ce qui concerne les tensions partielles réfléchies vers la source, on voit que la somme des parties négatives tend vers une valeur égale à la première réflexion positive "+p". Un exemple pratique va illustrer cela.

Conclusion : la puissance fournie par l'émetteur est transmise intégralement à l'antenne, au prix d'une tension plus élevée alors dans l'émetteur. La tension totale réfléchie vers l'émetteur tend vers zéro.

