

Klasse E matching Cricuit

Contents

1	WAT IS DE BEDOELING.....	1
2	Berekenen van de componenten	2
2.1	Een praktische oefening:.....	4
2.2	Andere benadering	5
2.3	Afgeleide formules.....	6
2.4	Een praktische oefening:.....	7
3	Epiloog.....	8

AANPASSING VAN DE BELASTING AAN DE ANTENNE- OF COAX-KABEL

1 WAT IS DE BEDOELING.

Wanneer we een belastingsweerstand uitrekenen voor bijvoorbeeld een 2 Watt zender vanuit een voeding van 9 Volt en een Q-faktor van 10 dan bekomen we een waarde die gelijk aan $22,258 \Omega$. Maar bijna altijd is deze berekende belasting niet gelijk aan de impedantie van de coax-kabel of de antenne. Daarom moet er een aanpassing gebeuren dusdanig dat het circuit nog steeds denkt dat er een belasting van $22,258 \Omega$ aan hangt, terwijl achter het aanpassing circuit de impedantie van de antenne (meestal $36,7 \Omega$) of de impedantie van de coax-kabel (meestal 50 of 75Ω) aan verbonden is. Met andere woorden, vanuit de zender circuit "ziet" men nog steeds de belasting zoals uitgerekend, maar vanuit de antenne of de coax kabel "ziet" men de impedantie van de antenne of coax kabel. Er zijn vele aanpassingsmogelijkheden, maar de meest eenvoudige is de aanpassing met een eenvoudig LC-Netwerk zoals Figure 1 laat zien.

Veronderstel dat de belasting wordt vervangen door een schakeling die bestaat uit een Inductantie L en in serie daarmee een capaciteit C en vervolgens onze berekende belastingsweerstand R .

L en C zijn dusdanig berekend dat $jL\omega = \frac{1}{jC\omega}$ met $\omega = 2\pi.f$. De totale serie impedantie is dan

$jL\omega + \frac{1}{jC\omega} = 0$ en de zender ziet nog altijd dezelfde belasting R . Nogal logisch maar in feite

hebben we tot hertoe niks verandert tenzij er een netwerk tussengeplaatst waarvan de totale impedantie gelijk is aan 0 voor de frekwentie f . Voor alle andere frekwenties niet gelijk aan f zal de impedantie niet gelijk aan 0 zijn en dus een verzwakking van het signaal vormen.

Maar nu komt er iets merkwaardigs, er is namelijk een stelling die zegt dat iedere serieschakeling van

een $jX_s + R_s$ kan vervangen worden door een parallel schakeling van $\frac{jX_p \cdot R_p}{jX_p + R_p}$ zoals te zien is in

fig xx Hierin staat de index s voor serie schakeling en p voor parallel schakeling en $X_i = L\omega$ ofwel

$$X_i = \frac{1}{C\omega}$$

Als dat waar is dan kan de schakeling als volgt hertekend worden.

En bestaat er een kans dat we deze X_p en X_s kunnen berekenen maar volledig in functie van de twee gekende weerstanden R_o en R_{ant} of R_{coax} ?

Om dit aan te duiden gaan we het even berekenen.

2 Berekenen van de componenten

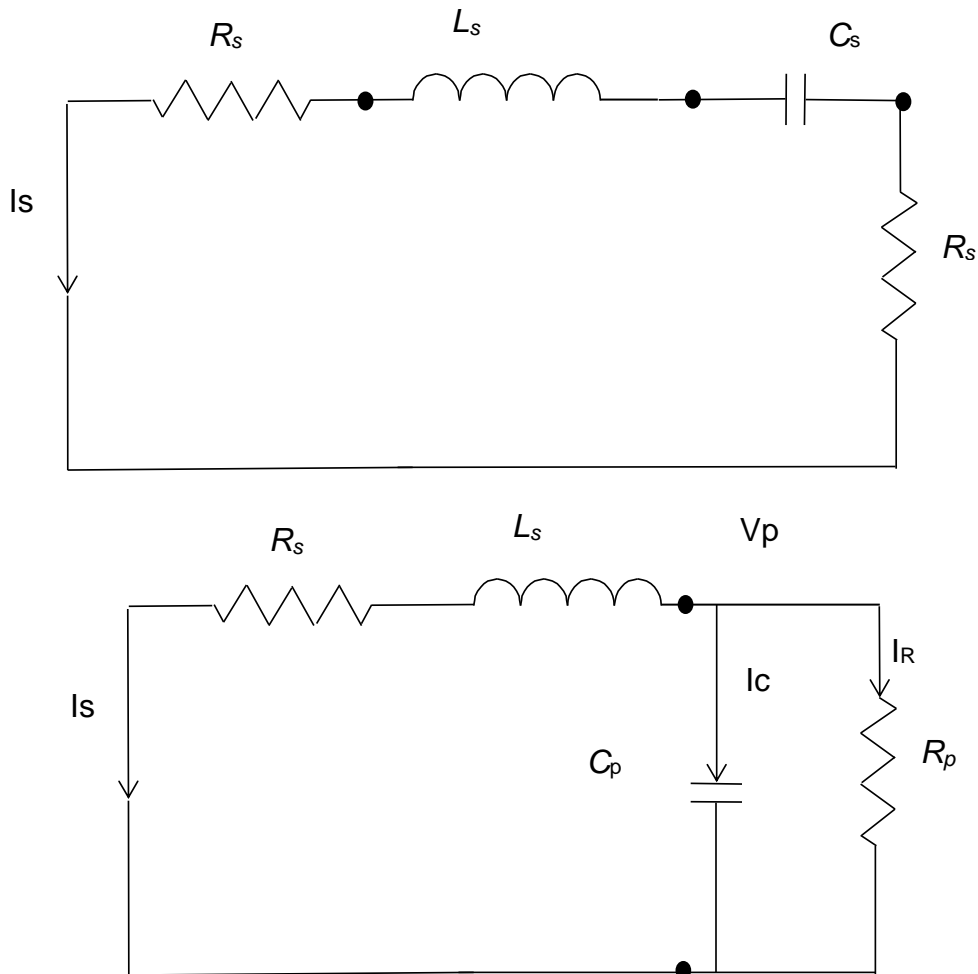


Figure 1

Dus we beweren dat $jX_s + R_s = \frac{jX_p \cdot R_p}{jX_p + R_p}$ of uitgewerkt

$$(jX_s + R_s)(jX_p + R_p) = jX_p \cdot R_p \text{ of nog}$$

$$jX_s \cdot jX_p + jX_s \cdot R_p + R_s \cdot jX_p + R_s \cdot R_p = jX_p \cdot R_p \quad (1)$$

en vermits $j \cdot j = -1$ volgt dat $jX_s \cdot jX_p = -X_s \cdot X_p$ een reële waarde is.

Nu kan een vergelijking $jX_s \cdot jX_p + jX_s \cdot R_p + R_s \cdot jX_p + R_s \cdot R_p = jX_p \cdot R_p$ alleen maar een oplossing hebben als de reële waarden aan elkaar gelijk zijn en de imaginaire waarden ook, of anders gezegd

$$X_s \cdot X_p = R_s \cdot R_p \quad (2)$$

en ook

$$jX_s \cdot R_p + R_s \cdot jX_p = jX_p \cdot R_p \quad (3)$$

Uit vergelijking (3) halen we dat $R_p(X_p - X_s) = R_s \cdot X_p$ of $R_p = \frac{R_s \cdot X_p}{(X_p - X_s)}$

Vervangen we uit (2) $X_p = \frac{R_s \cdot R_p}{X_s}$ in onze laatste formule dan is $R_p = \frac{R_s \cdot \frac{R_s \cdot R_p}{X_s}}{\left(\frac{R_s \cdot R_p}{X_s} - X_s\right)}$

Of $R_p = \frac{R_s^2 \cdot R_p}{(R_s \cdot R_p - X_s^2)}$ of nog $R_s \cdot R_p - X_s^2 = R_s^2 \cdot R_p$ waar uiteindelijk uit volgt dat

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \quad (4)$$

Met deze formule is het mogelijk om X_s te berekenen volledig in functie van alleen de gekende waarden R_s, R_p ofwel

$$X_s = \sqrt{R_s(R_p - R_s)} \quad (5)$$

Op een gelijkaardige manier vinden we een uitdrukking voor X_p .

Immers uit formule (3) volgt ook dat als

$X_s \cdot R_p + R_s \cdot X_p = X_p \cdot R_p$ dan is $R_s = \frac{R_p(X_p - X_s)}{X_p}$ vullen we hierin uit formule (2) $X_s = \frac{R_s \cdot R_p}{X_p}$

dan wordt $R_s = \frac{R_p \left(X_p - \frac{R_s \cdot R_p}{X_p} \right)}{X_p}$ ofwel $R_s = \frac{R_p(X_p^2 - R_s \cdot R_p)}{X_p^2}$ en na rangschikking wordt

$R_s X_p^2 + R_s \cdot R_p^2 = R_p \cdot X_p^2$ of uiteindelijk

$$R_s = \frac{R_p \cdot X_p^2}{X_p^2 + R_p^2} \quad (6)$$

En ook hieruit kunnen we X_p vooraan brengen zodat

$$X_p = R_p \sqrt{\frac{R_s}{R_p - R_s}} \quad (7)$$

2.1 Een praktische oefening:

Veronderstel dat we onze zender van 50Mhz moeten aanpassen aan een coax-kabel van 50Ω terwijl onze belastingsweerstand een waarde heeft van 22.258Ω .

$$\text{Dan zal } X_s = \sqrt{R_s(R_p - R_s)} = \sqrt{22.258(50 - 22.258)} = 24.849\Omega$$

$$\text{En } L_s = \frac{24.849}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6} = 0.079\mu\text{H}$$

Vermits deze inductantie in serie staat met de uitgerekende inductantie van onze schakeling kan men deze twee inductanties eenvoudig optellen.

$$\text{Evenzo zal } X_p = R_p \sqrt{\frac{R_s}{R_p - R_s}} = 50 \sqrt{\frac{22.258}{50 - 22.258}} = 44.786\Omega \text{ of}$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 44.786} = 71.073\text{pf}$$

Noteer dat volgens formule (2) $X_p = \frac{R_s \cdot R_p}{X_s} = \frac{22.258 \times 50}{24.849} = 44.786\Omega$ wat dus hetzelfde resultaat

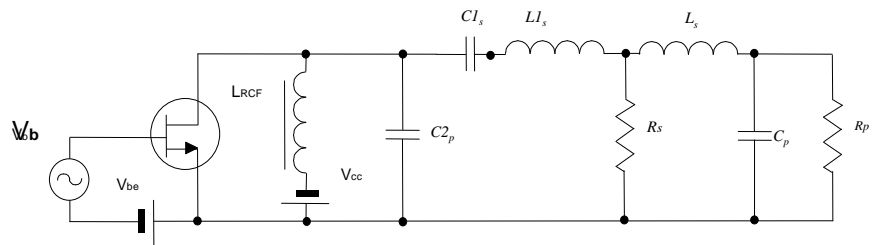
geeft. Deze formule wordt meestal gebruikt omdat dit minder rekenwerk vraagt.

$$\text{Noteer dat } R_s = \frac{R_p \cdot X_p^2}{X_p^2 + R_p^2} = \frac{50 \cdot 44.786^2}{44.786^2 + 50^2} = 22.25789\Omega$$

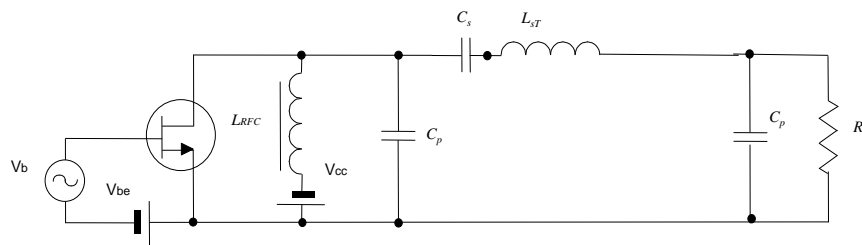
$$\text{En } R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} = \frac{22.258^2 + 24.849^2}{22.258} = 50\Omega \text{ en dus de theorie klopt dat het circuit nog}$$

steeds een weerstand ziet van 22.257Ω terwijl de coax-kabel denkt een bron weerstand te zien van 50Ω.

De volledige schakeling zal er dan uitzien zoals in fig ss b



a



b

Figure 2

in Figure 2 b is $L_{sT} = L1_s + L_s$

2.2 Andere benadering

Hieronder geef ik een ander bewijs dat volgens mij meer rechtlijnig is en niet steunt dat een serie schakeling kan omgezet worden in een parallel schakeling.

Indien ik vanuit R_s naar het circuit zie dan is de totale impedantie gelijk aan de serieschakeling van $jL\omega$ met de parallel schakeling van $\frac{1}{jC\omega}, R_p$. Deze totale impedantie kan dus geschreven worden

als $Z_T = jL\omega + \frac{\frac{1}{jC\omega} \cdot R_p}{\frac{1}{jC\omega} + R_p}$ en deze totale impedantie zou moeten gelijk zijn aan R_s en dus verder

uitgewerkt bekomen we $R_s = jL\omega + \frac{\frac{1}{jC\omega} \cdot R_p}{\frac{1}{jC\omega} + R_p}$

$$R_s = jL\omega + \frac{R_p}{1 + R_p \cdot jC\omega}$$

$$R_s \cdot (1 + R_p \cdot jC\omega) = jL\omega \cdot (1 + R_p \cdot jC\omega) + R_p$$

$$R_s + R_s \cdot R_p \cdot jC\omega = jL\omega + R_p \cdot jC\omega \cdot jL\omega + R_p$$

Hierin is ook $j \cdot j = -1$ en de vergelijking heeft een oplossing alleen als de reële delen gelijk zijn en ook de imaginaire delen aan elkaar gelijk zijn ofwel:

$R_s = -R_p \cdot C\omega \cdot L\omega + R_p$ Vermits $X_c = \frac{1}{C\omega}$ en $X_L = L\omega$ kunnen we schrijven dat

$$R_s = -R_p \cdot \frac{X_s}{X_p} + R_p$$

$$R_s \cdot X_p = -R_p \cdot X_s + R_p \cdot X_p$$

$$R_s \cdot X_p + R_p \cdot X_s = R_p \cdot X_p$$

Wat hetzelfde is als formule (3)

Zoook moet voor het imaginair gedeelte

$$R_s \cdot R_p \cdot jC\omega = jL\omega$$

$$R_s \cdot R_p = \frac{jL\omega}{jC\omega}$$

$$R_s \cdot R_p = X_s \cdot X_p$$

Wat hetzelfde is als formule (2).

Maar hieruit blijkt duidelijk dat als $X_s = L\omega$ dan moet $X_p = \frac{1}{C\omega}$ anders is er geen oplossing.

Maar ook dat X_s en X_p kunnen wel omgewisseld worden, en dat leidt dan weer tot andere mogelijke aanpassingscircuits.

Op analoge wijze kan men ook het omgekeerde bewijzen, namelijk dat R_p gelijk is aan de parallel combinatie van X_p en de serieschakeling van X_s, R_s . Maar dat laat ik over aan de enthousiaste rekenaars.

2.3 Afgeleide formules

Uit de hierboven bekomen formules kunnen enkele merkwaardige formules afleid worden.

In fig yy zien we dat het eerste gedeelte een schakeling voorstelt met een L_s, R_s in serie, en daarvan

weten we dat de Q_s gekijk is aan $\frac{X_s}{R_s}$.

Het tweede gedeelt stelt een parallel schakeling voor met C_p, R_p en dat in een parallel schakeling

de $Q_p = \frac{R_p}{X_p}$ en zonder dit hier expliciet te bewijzen is $Q_s = Q_p$ en we kunnen formule (yy)

schrijven als

$$\frac{X_s}{R_s} = Q = \sqrt{\frac{(R_p - R_s)}{R_s}} \quad (8)$$

Noteer dat we evengood uit formule (ww) kunnen afleiden dat als $X_p = R_p \sqrt{\frac{R_s}{R_p - R_s}}$ dan is

$$\frac{R_p}{X_p} = Q = \sqrt{\frac{R_p - R_s}{R_s}} \quad (9)$$

en hiermee is de gelijkheid van Q toch bewezen.

Dit betekent dat de Q -factor vast ligt en in dit geval geen vrije parameter is. Meestal zal deze Q -factor aan de kleine kant zijn, bijvoorbeeld als $R_s = 22.258\Omega$ en de coax-kabel heeft een impedantie van $R_p = 50\Omega$ dan zal de Q -factor een waarde hebben van 1.116 . Echt geen drastische verbetering voor bijvoorbeeld de harmonischen nog eens extra te onderdrukken.

De schakeling brengt echter nog een ander voordeel. Ze kan namelijk ook omgedraaid worden en in geval $R_o > R_{coax}$ wordt de schakeling zoals in Figure 3

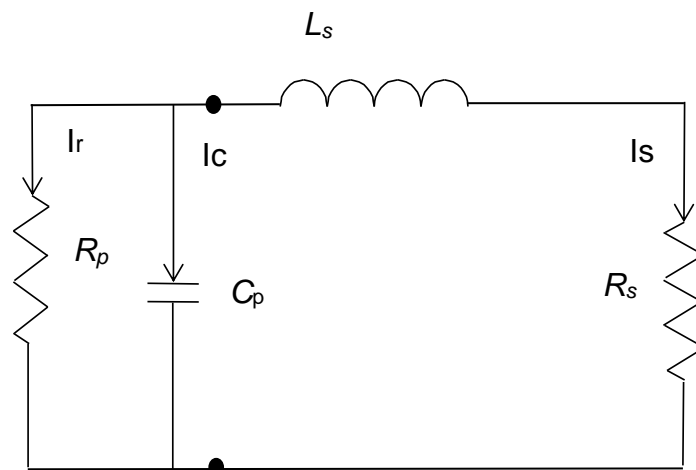


Figure 3

Nu is het mogelijk om twee zulke filters tegen elkaar te plakken zoals te zien is in Figure 4

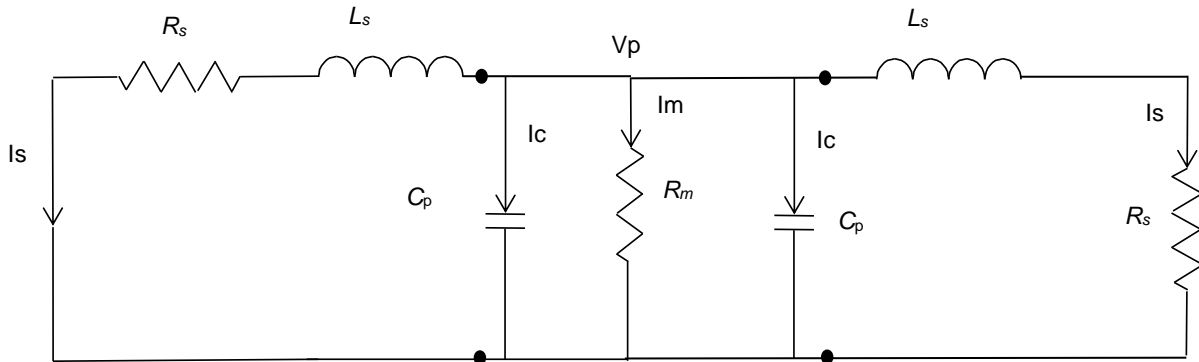


Figure 4

Door nu R_m veel maal groter te kiezen als R_{s1} kan men de Q -factor zelf bepalen. Maar dan is de schakeling aangepast aan R_m . Maar evengoed kunnen we door een extra L_{s2}, R_{s2} schakeling er aan toe te voegen we terug R_m aanpassen aan R_{s2} . We tellen de twee capaciteiten met elkaar op en laten R_m weg en we bekommen het zeer gekende T - netwerk dat veelvuldig gebruikt wordt om een antenne of coax-kabel aan te passen aan de belastingsweerstand van een zender met de vrije keuze van de kwaliteitsfactor Q .

Nog andere combinaties zijn mogelijk maar dit laat ik over aan de gespecialiseerde literatuur die bijvoorbeeld op het internet te vinden is.

Het kost weinig moeite om hiervoor een EXEL programma te schrijven zodat voor gelijk welke impedantie men de extra toegevoegde inductanties en capaciteiten kan berekenen.

2.4 Een praktische oefening:

Veronderstel dat ik de tweede harmonische (en ook de andere hogere harmonischen) nog met een factor 7,5 moet onderdrukken om het uitgangssignaal voldoende zuiver te maken zodat de harmonischen meer dan 40db onderdrukt zijn. Dan moet volgens onze gekende formule

$$\frac{1}{7.5} = \frac{n}{(n^2 - 1)Q} \text{ hieruit volgt dat voor de tweede harmonische } (n=2) \text{ dat } Q = \frac{2 \times 7.5}{(2^2 - 1)} = 5$$

Vermits $R_{s1} = 22.258\Omega$ zal volgens formule (vv) waarin we R_p door R_m vervangen dat

$$R_m = (Q^2 + 1) \cdot R_s = (5^2 + 1) \cdot 22.258 = 578.708\Omega$$

$$\text{Dan wordt } X_{s1} = \sqrt{22.258 \cdot (578.708 - 22.258)} = 111.29\Omega \text{ en } L_{s1} = \frac{111.29\Omega}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 0.354\mu\text{H}$$

$$\text{En volgens formule (ss) is } \frac{R_p}{X_p} = Q \text{ of } X_{p1} = \frac{R_m}{Q} = \frac{578.708\Omega}{5} = 115.7416 \text{ waaruit volgt dat}$$

$$C_{p1} = \frac{1}{115.7416 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 27.50 \text{ pf}$$

Op een gelijkaardige wijze berekenen we nu ook het tweede gedeelte namelijk X_{s2}, X_{p2}

Maar nu is $R_{s2} = 50\Omega$ en zodoende wordt

$$X_{s2} = \sqrt{50 \cdot (578.708 - 50)} = 162.589\Omega \text{ en } L_{s2} = \frac{162.589\Omega}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 0.5175\mu\text{H}$$

$$\text{Noteer dat nu } Q = \frac{X_{s2}}{R_{s2}} = \frac{162.589}{50} = 3.25178$$

$$\text{en } X_{p2} = \frac{R_m}{Q} = \frac{578.708\Omega}{3.25178} = 177.966 \text{ en } C_{p2} = \frac{1}{177.966\Omega \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 17.88 \text{ pf}$$

$$\text{tellen we } C_{p1} + C_{p2} = 27.50 \text{ pf} + 17.88 \text{ pf} = 45.38 \text{ pf}$$

en ons vraagstuk is opgelost.

De gehele schakeling kan nu hertekend worden zoals te zien in Figure 5

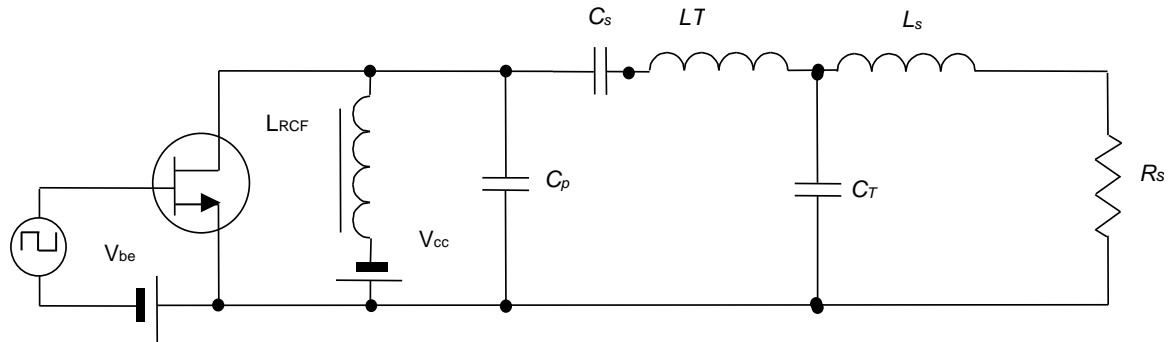


Figure 5

$$\text{Hierin is } L_T = L_s + L_{s1} = 0.74358\mu\text{H} + 0.354\mu\text{H} = 1.09758\mu\text{H}$$

$$\text{En } L_{s2} = 0.5175\mu\text{H}$$

$$\text{en } C_T = C_{p1} + C_{p2} = 27.50 \text{ pf} + 17.88 \text{ pf} = 45.38 \text{ pf}$$

$$\text{en } R_s = 50\Omega$$

C_s, C_p blijven identiek zoals vroeger uitgerekend.

3 Epiloog

Ik hoop dat eens je dit onder de knie hebt je geen al te grote problemen zult ondervinden bij het berekenen of verifiëren van andere aanpassingscircuits in klass-E zenders of andere zenders. Twee aanpassingscircuits zijn hier geanalyseerd waarvan één circuit bestaat uit een eenvoudig LC netwerk waarvan de Q-factor niet kan gewijzigd worden en de andere uit een dubbel LC netwerk, maar waarvan de Q-factor vrij te kiezen is.

De bedoeling van heel dit schrijven is nog steeds dat het voor je klaar en duidelijk wordt waarom ieder element ongeveer die bepaalde waarde heeft.

Ook moet het klaar en duidelijk zijn dat er oneindig verschillende oplossingen zijn en dat de juiste enige exacte oplossing, zoals die meestal op de schoolbanken voorgeschoteld wordt, niet bestaat.

Het kiezen van de juiste Q-factor hangt af van vele andere factoren waar ik hier niet verder zal op ingaan. Maar het kan zijn dat de bandbreedte meer bepalend is, of de keuze van de componenten want indien Q te groot gekozen wordt zullen de capaciteiten geweldig klein worden, en niet meer te realiseren. Maar ook andere formules kunnen gebruikt worden om de reflectie coefficient en de "voltage Standing Wave Ratio" (VSWR) beter te controleren.

De hier besproken aanpassingscircuits hebben een laagdoorlaat karakteristiek, met andere woorden ze onderdrukken de hogere harmonischen, maar het kan zijn dat je juist de hogere harmonischen wilt doorlaten. Met de capaciteiten en de inductanties om te wisselen zal dat ook kunnen lukken. Enz..

In dit hoofdstuk is slechts aangehaald wat een mogelijke oplossing zou kunnen zijn maar over dit onderwerp alleen kan men een hele boek schrijven.