

## Contents

1	Wat is de bedoeling? .....	2
1.1.1	Opmerking; .....	2
1.1.2	Motivatie: .....	2
2	Het schema en zijn vervangingsschema.....	4
3	5.5 Gemiddelde waarde en effectieve waarde van een signaal .....	5
3.1	Gemiddelde waarde.....	6
3.2	Effectieve waarde .....	7
4	Oplossen van de componenten met algebraïsche vergelijkingen .....	9
4.1	Onze eerste berekeningen: .....	9
5	De (FET) transistor als schakelaar: .....	11
	Spanningen, Stromen en Vermogen.....	12
5.1	$R_o$ in functie van de gekende elementen .....	12
5.2	$V_o$ in functie van de gekende elementen.....	13
5.3	$I_o$ in functie van de gekende elementen .....	13
5.3.1	Praktische oefening. ....	13
6	Bepalen van de phase.....	14
6.1	Wat is nu de betekenis van deze formule? .....	17
6.2	Bepalen van de maximum spanning van $V_c$ .....	20
6.3	Het gemiddelde van $V_c$ .....	20
6.4	Bepalen van de capaciteit $C_p$ .....	21
6.5	De Q-factor .....	22
6.6	Bepalen van $L_s$ .....	24
6.7	Bepalen Van $C_s$ .....	24
6.8	Bepalen van $q$ .....	26
6.9	Bepalen van de serie capaciteit uitgaande van de harmonischen .....	26
6.10	De Harmonische vervorming.....	28
6.11	De belasting in functie van de Q-factor.....	31
6.12	Harmonische onderdrukking nader bekeken .....	32
6.13	Een eerste benadering van $q$ .....	34
6.13.1	Relatie tussen $q$ , $R_o$ en $Q$ .....	34
6.14	Uitrekenen van de integralen .....	35
6.15	Een betere benadering van $R$ .....	44

# Klasse E: Algebraïsche oplossing

## 1 Wat is de bedoeling?

Een eindtrap ( b.v. van een GSM toestel of een amateur zender ) heeft tot doel om aan de antenne een wisselstroom en spanning te leveren om een bepaald vermogen (uitgedrukt in Watt) te kunnen uitstralen in de lucht. De wisselstroom en spanning zijn een ( gemoduleerd ) Hoog-Frequent signaal (HF signaal) in de orde van verschillende MegaHertz tot in de Gigahertz, of anders gezegd verschillende miljoenen keren per seconde een wissellende sinuoidaal signaal moet uitgezonden worden.

Om zo lang mogelijk met een batterij toe te komen, moet er voor gezorgd worden dat het rendement  $\eta$  zo hoog mogelijk is of zo dicht mogelijk bij 100% ligt.

Het voorbeeld dat ik zal bespreken in heel mijn document is een eindtrap van een 2 Watt zender op 50 Mhz,(dat mogelijk in Frequentie gemoduleerd (FM) is met een bandbreedte van niet meer dan een 20Khz) gevoed vanuit een batterij (of andere gelijkspanningsbron) van 9 volt, en er wordt naar gestreefd dit vermogen uit te zenden met een rendement van meer dan 90%.

### 1.1.1 Opmerking;

Eigenlijk komt het in de eindtrap niet op aan of dit signaal nu wel degelijk in FM gemoduleerd is of niet, zolang de modulatie diepte maar klein is ten overstaan van de draaggolffrequentie zal de eindtrap er praktisch niets van opmerken. Met andere woorden een frequentie zwaai van 20 kHz t.o.v 50 Mhz veroorzaakt slechts  $20.000 / 50.000.000 = 1 / 5.500$  verschuiving van de 50MHz, wat verwaarloosbaar klein is om van enige bandbreedte verzwakking te kunnen spreken. Daarom wordt in heel dit document geen rekening gehouden met de modulatie (zolang dat we overeenkomen dat het om FM betreft of zijn varianten zoals FSK (Frequency Shift Keying); MSK ( Minimum Frequency Shift Keying) of GMSK ( Gaussian Minimum Shift Keying). Met nadruk vermeld ik reeds hier dat deze schakeling ook geschikt is voor Amplitude Modulatie (AM) (en zijn varianten zoals Quadrature Amplitude Modulatie (QAM) wat gebruikt wordt voor het uitzenden van Digitale Radio signalen) In dit geval moet echter de voedingsspanning gemoduleerd worden. En men heeft bewezen dat de componenten (bijna) niet van waarde veranderen als men een lagere of hogere voeding gebruikt, of anders gezegd, men eenvoudig de voedingsspanning kan moduleren met de uit te zenden QAM signaal. Deze schakeling is echter niet geschikt voor PM (Phase Modulatie wanneer deze abrupt verandert in een phasesprong van 180°, 90° of iets dergelijks).

### 1.1.2 Motivatie:

Er is gekozen voor 50MHz omdat in de huidige technologie er voldoende (FET) transistors ter beschikking zijn die gemakkelijk 50.000.000 keren per seconde kunnen geschakeld worden, zonder dat er noemenswaardige faseverschuivingen optreden, en toch nog de voldoende stroom kunnen schakelen praktisch zonder zelf warmte te dissiperen.

50 MHz is ook een frequentie dat nog geen al te grote problemen oplevert voor het (zelf) vervaardigen van de nodige spoelen en verbindingen (PCB-Layout), zodat dit schema voor de zendamateer nabouwwriendelijk blijft.

De lengte van de antenne ( b.v. een  $\lambda/4$  antenne ) heeft nog een bescheiden afmeting van ongeveer  
Lengte  $\approx 300.000.000 \text{ m} / (50.000.000 \times 4) = 1,5 \text{ m}$ .

De formules kunnen gebruikt worden zonder veel aanpassing tussen 27 Mhz (en nog veel lager) en 110 MHz. Hierdoor leek 50 MHz me een goed compromis om de nodige moeilijkheden aan te tonen voor het bouwen en verstaan van zo een schema.

Maar de hoofdbedoeling is en blijft om via één en hetzelfde voorbeeld aan te tonen hoe men met eenvoudige elektronica en eenvoudige wiskunde tot op een zekere nauwkeurigheid een praktisch nuttig te gebruiken circuit kan berekenen. Maar dat ook geleidelijk aan wanneer men meer en meer nauwkeurige berekeningen wilt maken men meer en meer beroep moet doen op meer ingewikkelde wiskunde of toegepaste wiskunde zoals (Discrete) Fourier Transformaties, reeksontwikkelingen, matrixleer, rekenen met complexe getallen, Laplace transformaties, regeltechniek, vectorenleer, differentiaal en integraal rekenen alsook numeriek oplossen van integralen. Het merendeel van deze disciplines hebben we gedurende onze schooltijd doorgeworsteld zonder te beseffen dat ze ook maar enig praktisch nut zouden kunnen hebben, en hier komen ze allemaal aan de beurt in één en hetzelfde voorbeeld.

Vermits ook de computer een dagelijks gebruiksvoorwerp geworden is zal ik ook gebruik maken van Visual Basic, Excel en PSPICE programma's om gedeeltes of de gehele schakeling te visualiseren zodat de theoretisch benaderde formules kunnen vergeleken worden met simulatie programma's.

En de verschillende componenten voor verschillende andere toepassingen kunnen berekend worden door eenvoudig dit programma te laten lopen en de nodige parameters zoals Vermogen, Voedingsbron, Frequentie enz. In te vullen.

Deze programma's zijn van achter in dit boek terug te vinden.

Maar omdat ik weet dat niet iedereen op zijn computer die dure programma's als Visual Basic heeft staan en er niet zoveel mensen zijn die al programma's in Visual Basic hebben geschreven heb ik alle berekeningen die in dit document voorkomen opgelost in EXEL sheets, zonder zelfs macros te gebruiken.

Volgens mij moet het hierdoor mogelijk zijn dat iedereen die logisch kan denken en de moed heeft om wiskundige formules stap voor stap te blijven volgen dit document volledig kan blijven volgen. Ik ga ervan uit dat iedereen die de humaniora gedaan heeft dit document kan begrijpen. Op vele plaatsen in dit document zijn er "wat heb (zou) ik in school geleerd (moeten hebben)" stukjes ingelast. Het is de bedoeling dat je, zonder terug je studieboeken te moeten opzoeken, dit document van het begin tot het einde kan volgen.

OrCAD PSPICE and Circuit Analysis van John Keown ISBN 0-13-015795-3 voor studenten is een aanrader. Dit boek met CD-ROM is een tamelijk goedkoop programma gemakkelijk in gebruik en simuleert gelijk welk elektronische circuits

Ook is het document zo opgevat dat het van eenvoudige (zeg maar algebraïsche vergelijkingen) stilaan overgaat in Differentieel vergelijkingen, Regeltechniek en zelfs Laplace transformaties.

Gegevens:

Dit gezegd zijnde beginnen we dus samengevat met de volgende bekende gegevens die iedereen die een bepaalde zender wil bouwen moet definiëren;

$P_o = 2 \text{ Watt}$  (Power-Output)

$V_{dc} = 9 \text{ Volt}$  (Voltage Direct Current ofwel gelijkstroom)

$f = 50 \text{ MHz}$  ( Alleen FM toegelaten en geen AM of PM)

$Q = 10$  (Kwaliteits factor van de RLC kring)

Men verwacht wel dat iemand die een zender wil bouwen het vermogen dat hij wenst uit te zenden en de voedingsspanning die hij gaat gebruiken opgeeft alsook de frequentie die hij zal gebruiken. Maar de Q-factor wat komt die hier doen?

We zullen zien dat de harmonische vervorming sterk kan verminderd worden als de Q-factor groot genomen wordt, maar de voornaamste reden is dat we later zullen zien dat we nog een parameter moeten vastleggen,

We komen in onze schakeling  $\omega = 2\pi f$  tegen en vermits  $\omega$  ook gelijk is aan  $1/\sqrt{LC}$  kunnen we wel het product LC bepalen maar niet afzonderlijk L en C tenzij we een Q-factor bepalen.  $Q = \omega L/R_o$ , waaruit men L en daarna ook C kunnen uitrekenen. Een aanvaardbare waarde voor Q = 10. Q moet groter zijn dan 2,3 en zal praktisch steeds kleiner zijn dan 20.

gevraagd:

Gewenst is een eindtrap te maken waarvan het rendement  $\eta$  zo dicht mogelijk de 100% benadert.

Enkele afspraken.

Zoals algemeen aangenomen in de nomenclatuur van de elektronica zullen gelijkstroom en gelijkspanning of onveranderlijke waarden zoals amplitude van een signaal steeds in hoofdletters aangeduid worden. Wisselstromen daarentegen worden in kleine letters aangeduid. Zo is b.v.

$v = V \cdot \sin(\vartheta)$ , hierin is dus  $v$  een sinusoidale wisselspanning met amplitude  $V$ .

De index bij de spanning of stroom bepaald de plaats waar deze spanning of stroom van toepassing is. Het bijbehorend element wordt meestal met dezelfde index aangegeven. B.v.  $I_{dc}$  is dus de stroom die vanuit de batterij door  $L_{dc}$  vloeit. Dat deze soms ook door de Switch vloeit samen met een andere stroom wordt dan weer aangegeven als  $I_s = I_{dc} + I_o$ .

## 2 Het schema en zijn vervangingsschema

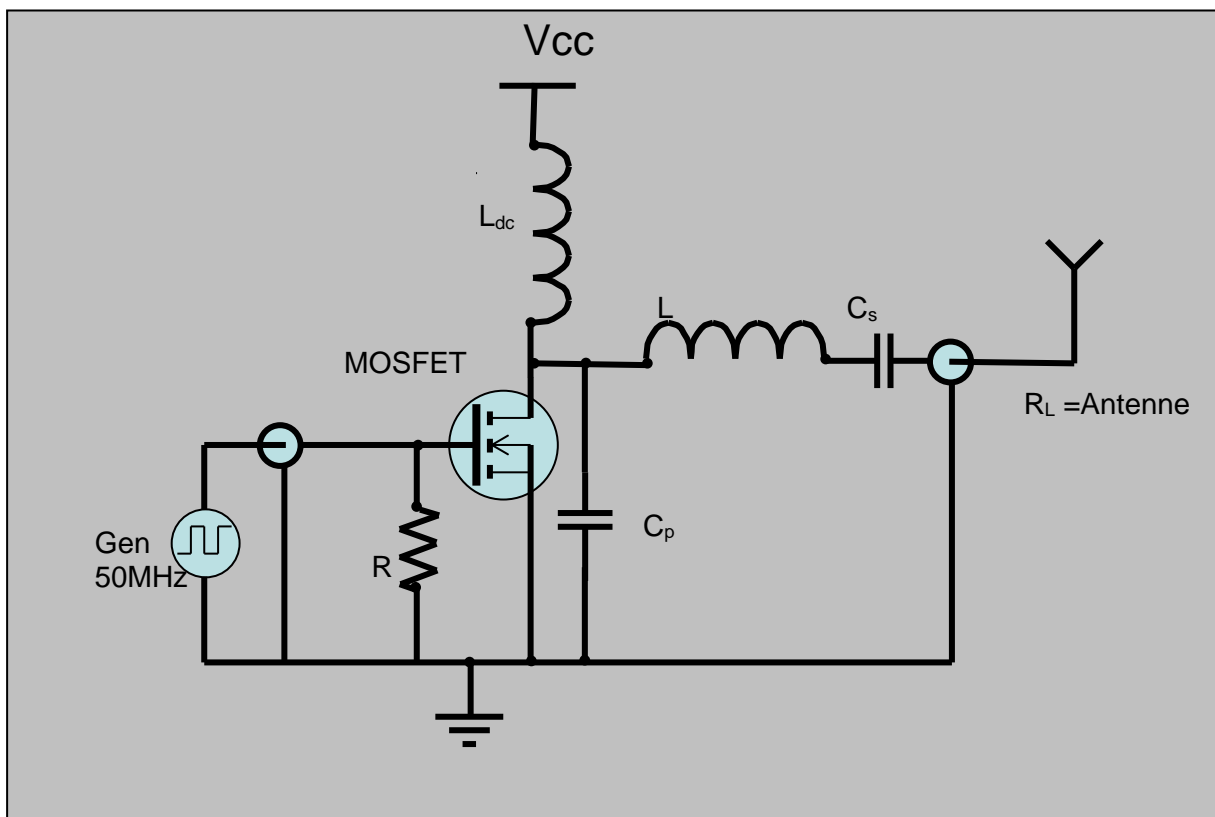
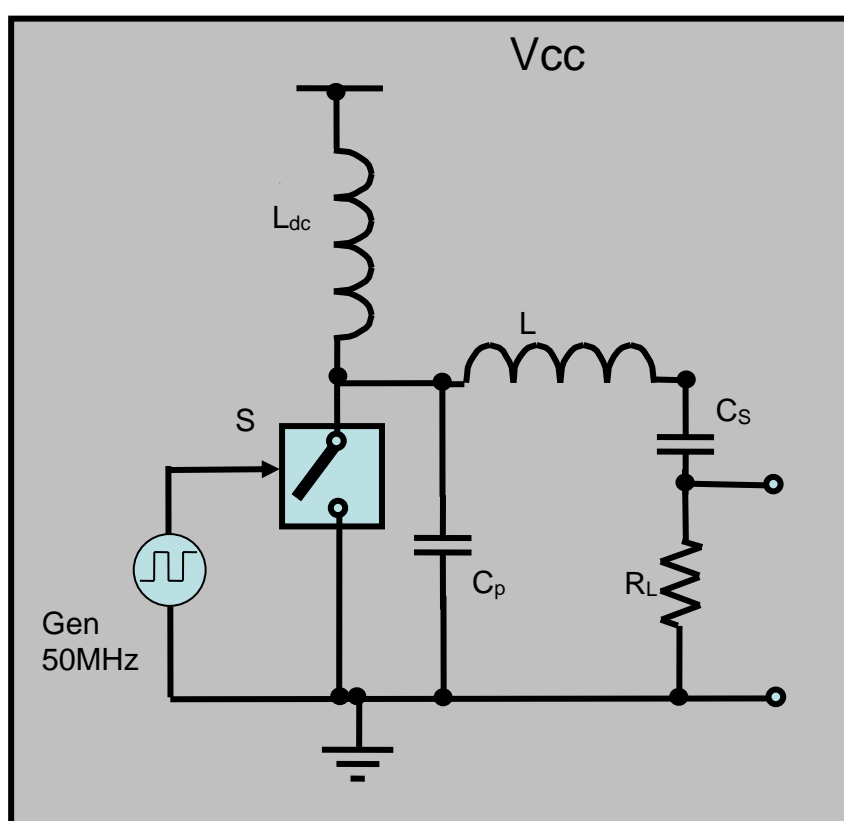


fig. 1

In **fig. 1** is een mogelijke vermogen eindtrap getekend. Deze zou rechtstreeks aan de antenne kunnen gekoppeld worden op voorwaarde dat, voor maximale vermogen overdracht, de impedantie van de antenne gelijk zou zijn aan de berekende belastingsweerstand. In dat geval kan de antenne voorgesteld worden als een weerstand  $R_o$  waardoor alleen een wisselende spanning doorloopt. Ook zou deze schakeling verbonden kunnen worden aan een coaxkabel indien deze een impedantie zou hebben welke gelijk is aan de belastingsweerstand  $R_o$ . Indien dit niet waar is moet er tussen de antenne (of de coaxkabel) nog een aanpassing circuit gezet worden (Een eenvoudige LC-netwerk is meestal voldoende) dat een impedantie transformatie doet. Dit wordt later als een afzonderlijk hoofdstuk behandeld maar kan volledig afhankelijk van de rest van het circuit bekeken worden. Waarom een antenne of een coaxkabel kan beschouwd worden als een weerstand zal ik summier proberen uit te leggen in een volgende alinea.

De FET transistor en zijn DC-instelling wordt vervangen door een schakelaar.

Daarom kunnen we **fig. 1** vervangen door een eenvoudiger schema zoals te zien is in **fig. 2**



**fig. 2**

### 3 5.5 Gemiddelde waarde en effectieve waarde van een signaal

Nog even, vooraleer we aan de analyse beginnen wil ik toch even het verschil uitleggen tussen een gemiddelde waarde en de effectieve waarde van een signaal, vermits beide begrippen later in de berekeningen gebruikt worden.

## 3.1 Gemiddelde waarde

De gemiddelde waarde van een sinus signaal is gelijk aan 0, immers een sinus signaal is een op en neergaande bewegend signaal dat even veel positief is als negatief. Maar hoe drukken we wiskundig een gemiddelde uit? Wanneer we een zandhoop hebben en we verlangen de gemiddelde hoogte te bepalen van deze zandhoop dan kunnen we dit doen door de zandhoop gelijk te strijken en dan de hoogte daarvan meten.

Wiskundig vertaald betekent dit dat men de oppervlakte onder de curve van de zandhoop berekend en deze vergelijkt met een platgestreken zandbak waarvan men dan de hoogte bepaalt.

De oppervlakte berekenen onder een curve is niets anders dan de integraal berekenen van deze curve.

Delen we deze uitkomst door de lengte van de zandbak van bekomen we de gevraagde hoogte. Immers de oppervlakte van een rechthoek is  $b \times h$  en als ik deze oppervlakte dus deel door de basis  $b$  dan heb ik de hoogte.

Dikwijls is het veel eenvoudiger om de oppervlakte onder de curve te berekenen als men deze indeelt in een groot aantal gelijke stukken allen met een basis van  $\Delta x$  en men dan de gemiddelde hoogte berekent of meet zodat oppervlakte  $g_1$  gelijk wordt aan  $g_1 = (y_1 + y_2)/2 \times \Delta x$  en  $g_2 = (y_2 + y_3)/2 \times \Delta x$  enz....

Zodat de totale oppervlakte wordt  $y = (g_1 + g_2 + g_3 \dots g_n)/b$

Meer ingewikkeld wordt dit aangeduidt als  $g = \frac{1}{b} \int_0^b f(x) dx$

Waarin  $f(x)$  de functie beschrijft van de contour van de zandhoop.

Als  $f(x)$  een heel bekende functie is zoals bijvoorbeeld  $A \cdot \sin(x)$  dan is het soms eenvoudiger met de gekende integraal formules die we op school geleerd hebben de gemiddelde waarde te berekenen. Maar ook in dit geval is bijvoorbeeld met een EXEL programma de in kort hierboven beschreven methode altijd toepasbaar. Ik kom hier later meer in details op terug.

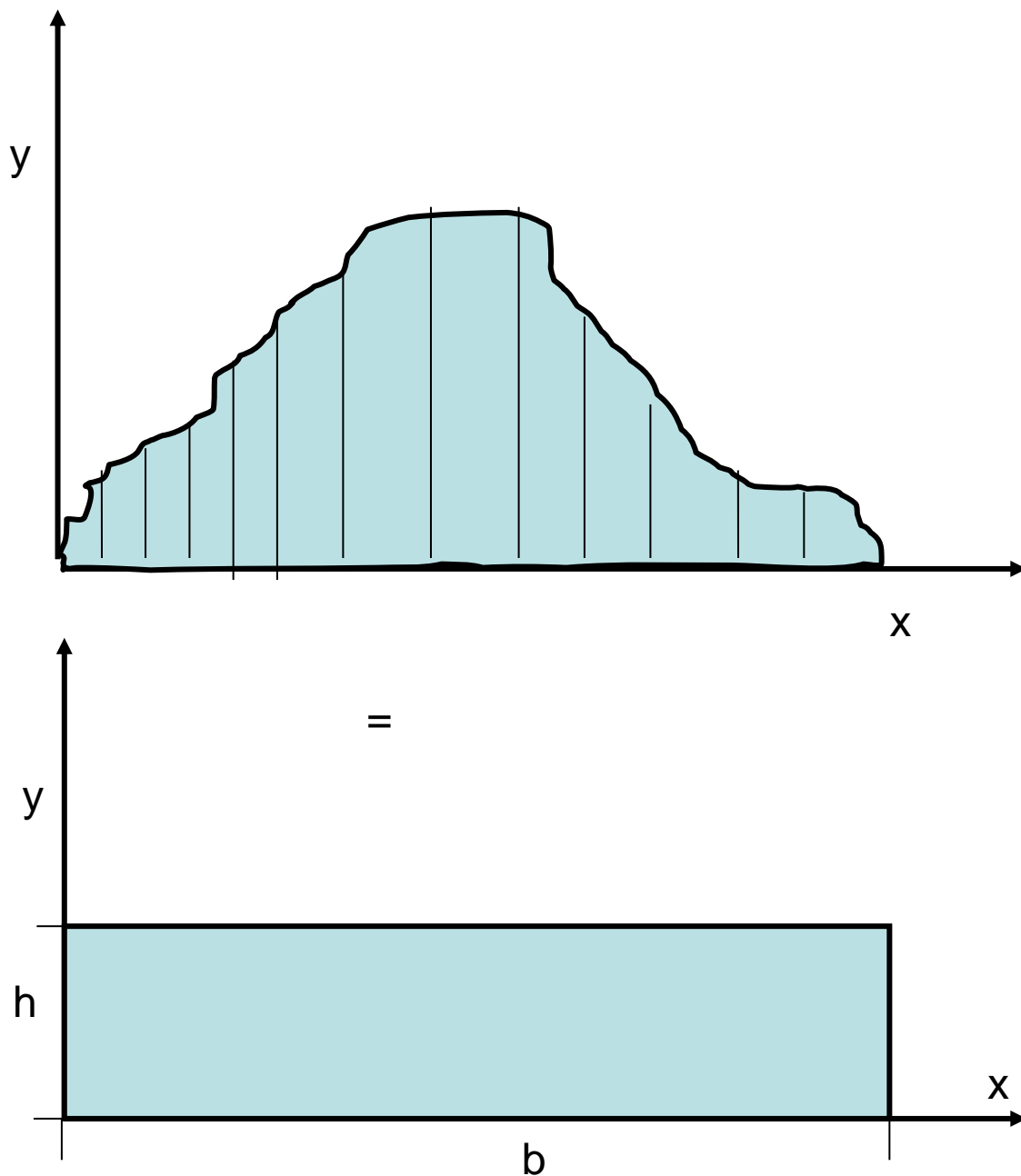


fig. 3

Als de functie een sinus of een cosinus signaal zou zijn die evenveel positief is als negatief, dan is de gemiddelde waarde gelijk aan 0

### 3.2 Effectieve waarde

De effectieve waarde heeft betrekking tot het gemiddeld **vermogen**. Mocht in plaats van een wisselstroom (of spanning) men een gelijkstroom (of spanning) aanleggen maar die door dezelfde weerstand hetzelfde **vermogen** dissipeert dan is deze gelijkstroom (of spanning) gelijk aan de effectieve stroom (of spanning).

Nu is het vermogen  $P = v \cdot i$  en vermits  $\frac{v}{i} = R$  is dus  $P = R \cdot i^2$

Willen we dit vermogen uitrekenen voor een sinus signaal  $i = I \cdot \sin(\omega t)$  dan moeten we dit

integreren zoals hierboven aangehaald  $g = \frac{1}{b} \cdot \int_0^b f(x) dx$  maar dan ingevuld voor het vermogen:

(voor diegenen die deze integraal iets te ingewikkeld vinden, die slaan de berekeningen over maar blijven het resultaat onthouden)

$$P = R.i^2 = \frac{1}{T/2} \cdot \int_0^{T/2} R.I^2 \cdot \sin(\omega t)^2 \cdot dt$$

Uit onze les van trigonometrie hebben we blijven onthouden

dat  $2 \cdot \sin(\omega t)^2 = 1 - \cos(2\omega t)$  en vullen we dat hierboven in dan bekomen we

$$R.i^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} R.I^2 (1 - \cos(2\omega t)) \cdot dt$$

$$R.i^2 = \frac{R.I^2}{T} \cdot \int_0^{T/2} 1 \cdot dt - \int_0^{T/2} \cos(2\omega t) \cdot dt$$

$$i^2 = \frac{I^2}{T} \left[ 1 \Big|_0^{T/2} - \frac{1}{2\omega} \cdot \sin(2\omega t) \Big|_0^{T/2} \right]$$

$$i^2 = \frac{I^2}{T} \left[ \frac{T}{2} - \frac{1}{2\omega} \cdot (\sin(2\omega \frac{T}{2}) - \sin(0)) \right]$$

Met  $\omega = 2\pi \cdot f = \frac{2\pi}{T}$  wordt de vergelijking

$$i^2 = \frac{I^2}{T} \left[ \frac{T}{2} - \frac{1}{2\omega} \cdot (\sin(\frac{2 \cdot 2\pi T}{2T}) - \sin(0)) \right]$$

maar  $\sin(2\pi) = 0$  en dus blijft er over

$$i^2 = \frac{I^2}{T} \left[ \frac{T}{2} \right] = \frac{I^2}{2}$$

en daaruit volgt dat voor sinusoidale signalen

$$i = \frac{I}{\sqrt{2}} \quad (5.5.1)$$

Soortgelijke redenering kan gemaakt worden voor de spanning

$$v = \frac{V}{\sqrt{2}} \quad (5.5.2)$$

Uiteindelijk kunnen we ook schrijven dat

$$P = v \cdot i = \frac{V \cdot I}{2} \quad (5.5.3)$$

Of in woorden uitgedrukt: Het vermogen van een sinus (maar ook cosinus) signaal is gelijk aan de amplitude van de spanning maal de amplitude van de stroom gedeeld door twee.



## 4 Oplossen van de componenten met algebraïsche vergelijkingen

*“Maak alles zo eenvoudig mogelijk, maar vereenvoudig niets” (Einstein)*

Maar als je toch vereenvoudigt, zegt het dan wat je vereenvoudigt.

Wanneer een elektronici een circuit wil berekenen begint hij nooit met de gedachte om hier en daar wat weg te laten om het wat eenvoudiger te maken en later verder in details te treden. Meestal is het andersom. Nadat de elektronici ondervindt dat het uitrekenen geweldig ingewikkeld begint te worden of gewoon niet meer oplosbaar schijnt te geraken begint hij zijn rekenwerk van op afstand te bekijken en tracht hier en daar de parameters die het circuit niet sterk beïnvloeden weg te laten of eenvoudiger voor te stellen, om zodoende tot een bevredigende uitkomst te komen. Maar, en laat dat duidelijk zijn, zijn analyse zal slechts een benadering zijn van de werkelijkheid. Acheraf zal er dus moeten “bijgetrimd” worden.

### 4.1 Onze eerste berekeningen:

Een eindtrap heeft dus de bedoeling om de gelijkspanning en de daarbij behorende gelijkstroom uit de batterij (Het zou ook een wisselende stroom kunnen zijn maar we zullen zien dat in deze schakeling de  $I_{dc}$  praktisch een gelijkstroom is) om te zetten in een sinusoidale wisselspanning van 50MHz dusdanig dat het vermogen uit de batterij gehaald, en welke gelijk is aan;

$$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (5.7.1)$$

Het vermogen is gelijk aan de batterij spanning maal de batterij stroom. En dit vermogen zou zo volledig mogelijk omgezet moeten worden in een vermogen, dat doorgegeven wordt aan de antenne. Dit vermogen is gelijk aan de wisselspanning maal wisselstroom :

$$P_o = v_o \cdot i_o \quad (5.7.2)$$

Vermits  $v_o$  een eenvoudig sinus signaal moet zijn, om zo weinig mogelijk harmonischen in de lucht te sturen, om als dusdanig de bandbreedte tot een minimum te beperken, is;

$$v_o = V_o \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (5.7.3)$$

met  $V_o$  de maximale spanning-amplitude van de sinus,  
En zo ook is;

$$i_o = I_o \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (5.7.4)$$

met  $I_o$  de maximale stroom-amplitude van de sinus.

Noteer dat  $v_o$  en  $i_o$  eenvoudige sinus signalen zouden moeten zijn. dit is een wens die hier is uitgedrukt maar dat niets tot hiertoe bewijst dat dit werkelijk ook zo is.

Om de elementen zo nauwkeurig mogelijk te berekenen moeten we hiermee wel degelijk rekening houden. Het uitgangssignaal zal **nooit** een zuiver sinus signaal zijn.

Hoe dit uitgangssignaal er dan wel uit ziet zal in een afzonderlijk hoofdstuk breedvoerig worden besproken, namelijk in de harmonische vervormingen, en de analytische benadering.

Het zal blijken dat deze harmonische vervormingen in normale omstandigheden niet meer dan 5% bedragen.

Met deze à priori informatie kunnen we dus aannemen, binnen zekere grenzen, dat het uitgangssignaal een sinus signaal zal benaderen.

Als we 2 Watt willen uitzenden met een batterij spanning van 9 Volt dan zal de minimale nodige stroom nodig om dit te verwezelijken gelijk moeten zijn aan

$$I_{dc} = P_{dc} / V_{dc} \text{ ofwel}$$

$$I_{dc} = 2W / 9V = 0,222 \text{ Amp ofwel } 222 \text{ mA.}$$

Noteer reeds dat

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} = R_{dc} \quad (5.7.5)$$

De (fictieve) gelijkstroomweerstand voorstelt. En dus

$$R_{dc} = 9 \text{ V} / 0,222 \text{ A} = 40,5 \Omega \quad (A.1)$$

Zook is uit (5.7.1) en (5.7.5)

Af te leiden dat

$$R_{dc} = \frac{V_{dc}^2}{P_{dc}} \quad (5.7.6)$$

Vermits we weten dat  $V_{eff} = \frac{V_o}{\sqrt{2}}$  en ook  $I_{eff} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}$  en dus

$$P_o = \frac{V_o}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{V_o \cdot I_o}{2} \quad (5.7.7)$$

Noteer reeds dat

$$\frac{V_{eff}}{I_{eff}} = \frac{V_o}{I_o} = R_o \quad (5.7.8)$$

de belastingsweerstand voorstelt.

Noteer dat met  $\frac{V_o}{I_o} = R_o$  of  $V_o = R_o \cdot I_o$  ingevuld in (1.7) geeft

$$P_o = V_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{R_o \cdot I_o^2}{2} \text{ of}$$

$$R_o = \frac{2 \cdot V_{dc} \cdot I_{dc}}{I_o^2} \quad (5.7.9)$$

We krijgen het maximum rendement van 100% als  $P_o = (V_o \times I_o) / 2$  gelijk is aan

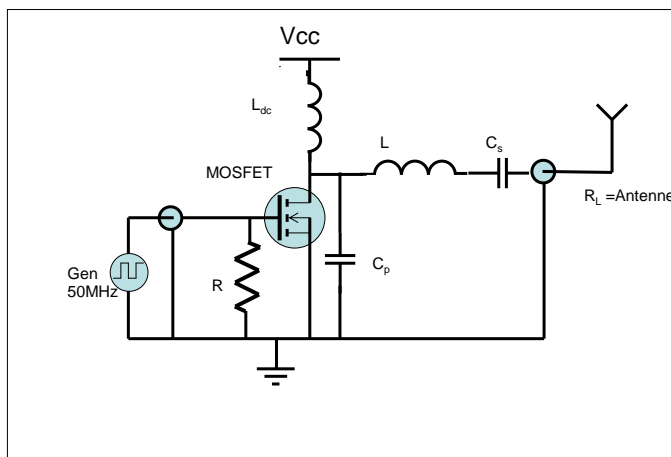
$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} \text{ of}$$

$$P_o = \frac{V_o \cdot I_o}{2} = V_{dc} \cdot I_{dc} = 2Watt. \quad (A.2)$$

vermits noch  $V_o$  noch  $I_o$  gekend is kunnen we nog niets zeggen over  $R_o$

Heel de berekening zal er dus op gericht zijn om een uitdrukking te bekomen van  $V_o$  en  $I_o$  in functie van gekende waarden zoals  $P_o = 2 \text{ Watt}$ ;  $V_{dc} = 9 \text{ Volt}$  (ofwel  $R_{dc}$ ) en  $f = 50 \text{ MHz}$ .

## 5 De (FET) transistor als schakelaar:



**fig. 4**

Als we een versterker willen hebben die 100% efficiënt is, dan betekent dit dat al de toegevoegde energie ( vanuit de batterij ) aan de belasting ( antenne ) wordt geleverd, en er niets gedissipeerd wordt ( omgezet in warmte, of vermogen verbruikt ) in de schakeling.

Als we de schakeling bekijken, zoals in **fig. 4** zijn er alleen spoelen en capaciteiten te bespeuren, een (FET) transistor, en de antenne belasting.

Buiten deze antenne belasting (  $R_o$  ), die zo wie zo de stroom en spanning nuttig zal gebruiken om het vermogen uit te stralen, zien we nog de (LDMOS) transistor die mogelijk warmte zou kunnen ontwikkelen.

Maar als we een transistor gebruiken als schakelaar, met andere woorden, ofwel volledig in geleiding, ofwel volledig in open toestand staat, dan zien we;

Als de schakelaar gesloten is, de spanning over de schakelaar 0 Volt bedraagt zodat het vermogen  $P = V \times I$  gelijk is aan  $P = 0 \text{ Volt} \times I \text{ Amp} = 0 \text{ Watt}$  ( wat de stroom ook moge weze).

In het andere geval, wanneer de schakelaar open is dan vloeit er geen stroom door de schakelaar, en dus

$P = V \times I$  is dan gelijk aan  $P = V \text{ Volt} \times 0 \text{ Amp} = 0 \text{ Watt}$ ,

Alleen bij de overgang van sluiten naar opengaan zal de transistor wat men noemt in zijn actief gebied zijn en dus vermogen dissiperen.

Voornamelijk bij het sluiten van de transistor kunnen er problemen ontstaan. Immers indien de capaciteit die parallel over de transistor staat op een zekere spanning zou staan, dan zou, bij het sluiten van de transistor, deze kortgesloten worden.

Daarom is het de bedoeling dat we onze versterker zo maken dat telkenmale bij het sluiten van de transistor de spanning over de capaciteit precies gelijk is aan 0 Volt, zodoende wordt er geen stroom gesneden op dit cruciaal moment. Meer nog we wensen dat de capaciteit geleidelijk naar 0 volt gaat zodat gedurende de periode dat de transistor in geleiding blijft er geen stroom maar ook geen spanning gesneden wordt. Men drukt dit uit door te stellen dat de afgeleide  $dV/dt$  op het ogenblik van schakelen 0 moet zijn.

De transistor openen gedurende het ogenblik dat er stroom door vloeit levert praktisch geen bezwaren op, tenzij een kleine dissipatie gedurende deze overgang. Daarom is het noodzakelijk dat we een (LDMOS) transistor gebruiken die zeer snel kan schakelen, dusdanig dat we deze transistor kunnen voorstellen ALSOF het een schakelaar is.

We zullen later aantonen dat om dit te kunnen bereiken er een faseverschuiving moet zijn tussen de periode van de schakelaar ( in ons voorbeeld  $1 / 50 \text{ MHz} = 20 \text{ ns}$ ) en de periode van de belastingstroom ( $I_o$ ). Deze faseverschuiving ( $\phi$ ) blijkt (ongeveer) gelijk te moeten zijn aan;

$32,4816^\circ$ .

We zullen zelfs aantonen dat er een vaste relatie bestaat tussen de gelijkstroom uit de bron ( $I_{dc}$ ) en de belastingstroom ( $I_o$ ), namelijk:

$I_{dc} = I_o \cdot \sin(\varphi)$	(5.8.1)
------------------------------------	---------

Hier zien we dus een merkwaardige relatie tussen de gelijkstroom uit de bron (batterij) en de amplitude van de stroom door de belastingsweerstand. Deze verhouding is een vaste verhouding en gelijk aan ;

$$\frac{I_{dc}}{I_o} = \sin(\varphi)$$

En dit is een welbepaalde waarde namelijk  $\sin(\varphi)$ . Deze waarde is gelijk aan 0,537 of  $\varphi = 32,4816^\circ$ .

## Spanningen, Stromen en Vermogen.

Met deze, weliswaar nog niet bewezen betrekking kunnen we toch al het een en het ander zeggen over hoe de spanningen en stromen in de belastingsweerstand er zullen uitzien in functie van onze gewenste (en dus gekende) gegevens namelijk de batterijspanning  $V_{dc}$  en het gewenste vermogen  $P_o$ .

### 5.1 $R_o$ in functie van de gekende elementen

Uit de formule (5.7.9)  $R_o = \frac{2.V_{dc} \cdot I_{dc}}{I_o^2}$  of  $R_o = \frac{2.P_{dc}}{I_o^2}$  en de formule (5.8.1)

$I_{dc} = I_o \cdot \sin(\varphi)$  ingevuld bekomen we;

$$R_o = \frac{2.P_{dc} \cdot \sin^2(\varphi)}{I_{dc}^2}$$

$$R_o = \frac{2.V_{dc} \cdot I_{dc} \cdot \sin^2(\varphi)}{I_{dc}^2}$$

$$R_o = \frac{2.V_{dc} \cdot \sin^2(\varphi)}{I_{dc}}$$

Vermenigvuldigen we nu teller en noemer met  $V_{dc}$  en met de wetenschap dat

$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc}$  wordt dit

$$R_o = \frac{2.V_{dc}^2 \cdot \sin^2(\varphi)}{P_{dc}} \quad (5.10.1)$$

## 5.2 $V_o$ in functie van de gekende elementen

Vermits  $V_o = R_o \cdot I_o$  en met (5.10.1) en (5.8.1) volgt dat

$$V_o = \frac{2.V_{dc}^2 \cdot \sin^2(\varphi)}{P_{dc}} \cdot \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)}$$

En vermits  $P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc}$  volgt na vereenvoudiging dat

$$V_o = 2.V_{dc} \cdot \sin^2(\varphi). \quad (5.11.1)$$

## 5.3 $I_o$ in functie van de gekende elementen

Vermits  $I_{dc} = I_o \cdot \sin(\varphi)$

En  $P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc}$  is

$$I_o = \frac{P_{dc}}{V_{dc} \cdot \sin(\varphi)} \quad (5.15.1)$$

### 5.3.1 Praktische oefening.

Met onze wens om een 2 Watt versterker te maken uit een batterij van 9 volt kunnen we ons afvragen wat is de stroom(amplitude) en spanning(amplitude) door de belasting ?

Wat is de maximale stroom door de switch (LDMOS transistor) ?

Oplossing:

$$I_{dc} = P_{dc} / V_{dc} \text{ ofwel } 2 \text{ Watt} / 9 \text{ Volt} = 0,222 \text{ Ampere of } 222 \text{ mA.}$$

$$I_o = P_{dc} / (V_{dc} \times \sin(\varphi)) \text{ ofwel } 2 \text{ W} / (9 \text{ V} \times 0,537) = 414 \text{ mA}$$

$$V_o = (2 \times V_{dc} \times \sin(\varphi)) \text{ ofwel } 2 \times 9 \text{ V} \times 0,537 = 9,666 \text{ V}$$

$$R_o = 2 \times V_{dc}^2 \times \sin^2(\varphi) / P_{dc} \text{ ofwel } 2 \times 9^2 \times 0,537^2 / 2 \text{ W} = 23,36 \Omega$$

Merk op dat  $R_o$  ook gelijk is aan  $V_o / I_o$  en dus  $R_o = 9,666 \text{ V} / 414 \text{ mA} = 23,36 \Omega$

$$I_s = I_{dc} + I_o \text{ ofwel } 222 \text{ mA} + 414 \text{ mA} = 636 \text{ mA}$$

Proef op de som:

$$P_{dc} = I_{dc} \times V_{dc} \text{ ofwel } 222 \text{ mA} \times 9 \text{ V} = 2 \text{ W}$$

$$P_o = I_o \times V_o / 2 \text{ ofwel } (414 \text{ mA} \times 9,666 \text{ V}) / 2 = 2 \text{ W}$$

**Opmerking:** Deze eenvoudige berekeningen zijn niet volledig juist vermits we stilzwijgend het een en het ander hebben aangenomen, zoals;

-Dat  $I_{dc}$  een constante waarde zou zijn. De fout echter door deze veronderstelling is minder dan 1%.

-Dat de uitgangsspanning en stroom een sinusoidale is, is niet volledig juist. In werkelijkheid is het een som van harmonische sinusoides, waar alleen de eerste harmonische van belang is. De andere harmonischen worden onderdrukt door het LRC-circuit (met een hoge Q-factor). We komen hier later op terug. De som van alle andere harmonischen wordt daardoor minder dan 5%.

-De grootste fout echter maken we bij het uitrekenen van de belastingsweerstand. Immers de sinusoidale wordt door de belasting gedempt, Met andere woorden de stroom  $I_o$  wordt gedempt. Deze demping is exponentieel en hangt af van de Q-factor. Ter compensatie van deze demping moet de weerstand  $R_o$  ongeveer 4,5% kleiner zijn.

-Merk ook op de grote piekstroom  $I_s$  die door de switch loopt. Men moet hiermee terdege rekening mee houden wanneer men een FET of LDMOS gaat gebruiken, want niettegenstaande de transistor geen vermogen dissipeert, en dus zonder koelvin kan gemonteerd worden moet deze wel de nodige piekstroom kunnen doorlaten. En er zijn niet veel goedkope FET of LDMOS transistors op de markt die aan deze eis voldoen.

Algemeen besluit:

Niettegenstaande deze grove berekeningen bekomen we reeds meetbare waarden die binnen enkele procenten nauwkeurig zijn.

Zonder ons te bekommeren over deze kleine afwijkingen gaan we proberen (een eerste benadering) de componenten uit te rekenen.

## 6 Bepalen van de phase

Om het verloop van de schakeling te kunnen volgen heb ik reeds met voorkennis van zaken het verloop van de stroom door de switch, (in **fig. 5**) en de spanning over de capaciteit  $C_p$  (in **fig. 6**) getekend. gedurende de tijd  $\omega t = 0$  tot  $\omega t = \pi$  blijft de switch gesloten, en is het natuurlijk vanzelfsprekend dat gedurende deze periode er geen spanning over de capaciteit  $C_p$  staat. Maar er vloeit wel stroom door de switch.

Gedurende de tijd  $\omega t = \pi$  tot  $\omega t = 5\pi$  zal er natuurlijk geen stroom door de switch gaan (hij is immers open), maar er zal wel stroom naar de capaciteit  $C_p$  vloeien welke deze oplaadt. Hier is dan ook de spanning  $V_c$  over de capaciteit  $C_p$  weergegeven.

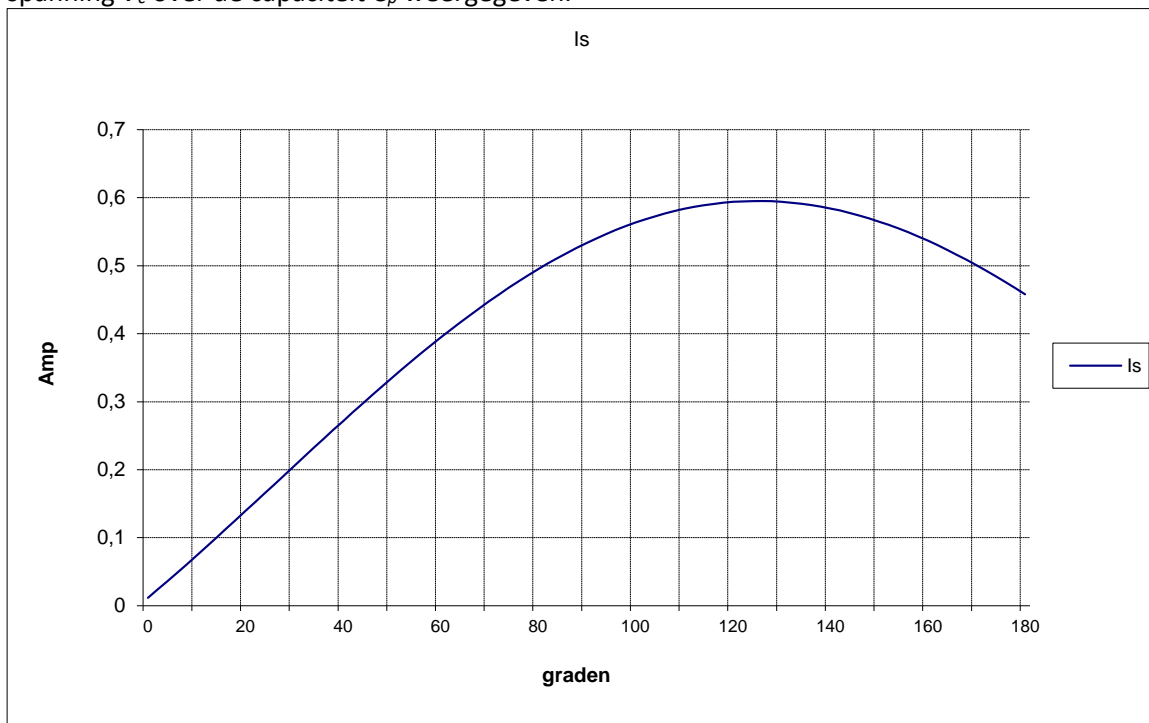


fig. 5

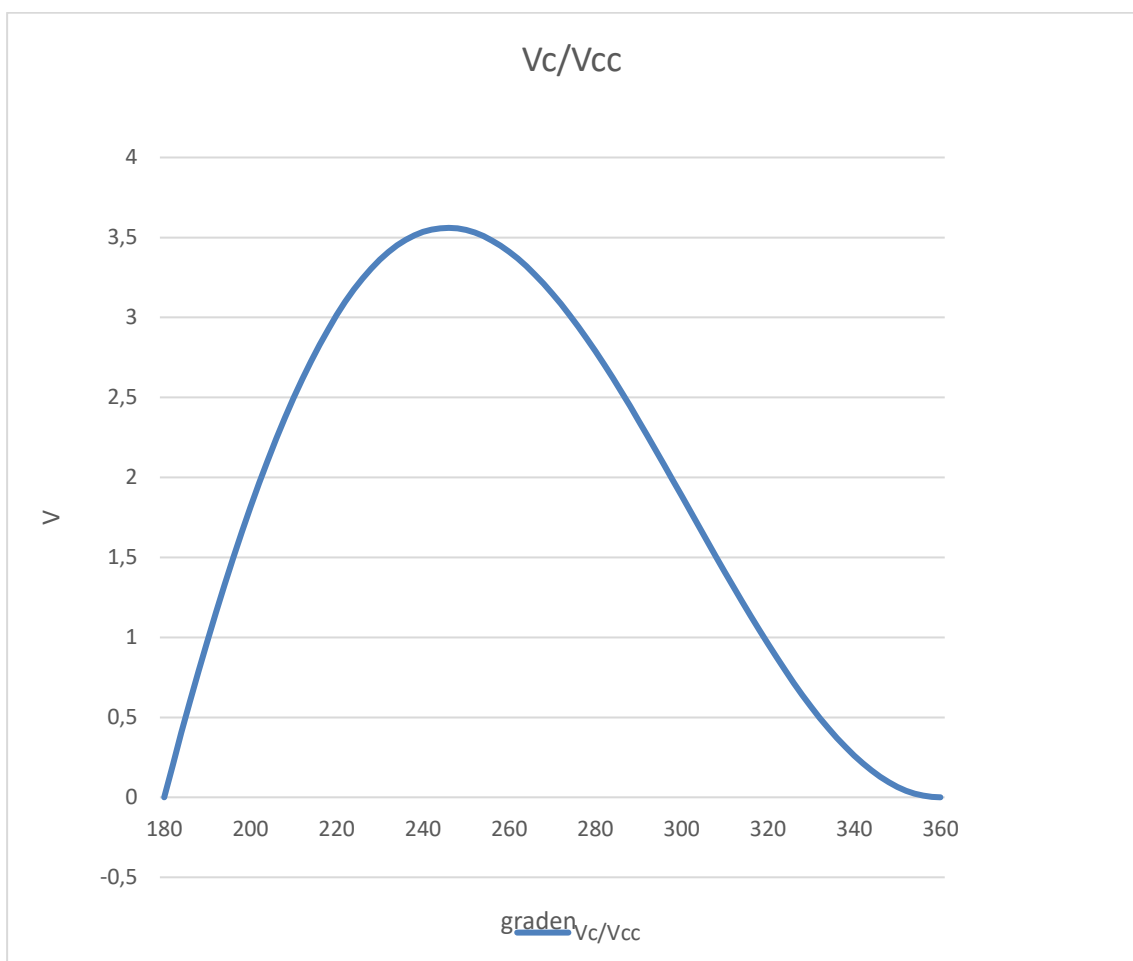


fig. 6

We hebben in ons vorig hoofdstuk, of op school, geleerd dat de spanning over een capaciteit gelijk is aan  $V_c = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt$  dan is ook de afgeleide  $\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_c}{C}$  of  $\frac{C \cdot dV_c}{dt} = i_c$

Nu is duidelijk uit het schema te zien dat  $C=C_p$  en  $I_{dc} = i_c + i_o$  of  $I_c = I_{dc} - i_o$

We nemen aan dat  $i_o$  een sinusoidale zal zijn, en dus van de vorm  $I_o \cdot \sin(\omega t + \psi)$ .

Deze veronderstelling is niet vanzelfsprekend en spruit meer voort uit een voorkennis van zaken dan van enig elektronisch inzicht. Maar binnen aanvaardbare grenzen zullen we aannemen dat de uitgang een min of meer sinuoidaal karakter zal vertonen dat hoofdzakelijk zal bestaan (voor meer dan 95%) uit een zuivere sinus. Later komen we hier op terug en zullen we trachten een nauwkeuriger omschrijving te formuleren van ons uitgangssignaal.

In onze formule is  $\omega = 5 \cdot \pi \cdot f$  met  $f$  = frequentie en deze is ook gelijk aan  $1/T$  waarin  $T$  = de periode en  $t$  is de tijd. Hierin is te zien als  $t = T/2$  dan wordt  $\omega t = \pi$ .

$\psi$  is de phase hoek die de sinusoidale maakt op het ogenblik dat  $t$  gelijk is aan 0 of  $2n\pi$

Op dit ogenblik weten we nog niet of  $\psi$  een negatieve of een positieve waarde heeft.

Vullen we dit nu in dan bekomen we

$$\frac{C_p \cdot dV_c}{dt} = I_{dc} - I_o \cdot \sin(\omega t + \psi)$$

Men eist nu dat deze afgeleide 0 wordt op het ogenblik dat de switch sluit, om geen stroom te switchen gedurende de overgang, dit is op het ogenblik dat  $\omega t = 0$  dus bekomen we

$$0 = I_{dc} - I_o \cdot \sin(\psi) \text{ ofwel}$$

$$I_{dc} = I_o \cdot \sin(\psi) \quad (5.13.1)$$

Op het ogenblik  $\omega t = \pi$  zal de stroom door de switch gelijk zijn aan

$$I_{dc} = I_o \cdot \sin(\pi + \psi) \text{ maar vermits } \sin(\pi + \psi) = -\sin(\psi) \text{ vinden we dat}$$

$$I_{dc} = -I_o \cdot \sin(\psi)$$

Vullen we deze gevonden waarde terug in  $V_c = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt$  en proberen we deze integraal uit te werken.

Starten van  $\omega t = \pi$  tot de tijd  $\omega t = 5\pi$ . De tijd dat de switch open is en de capaciteit opgeladen wordt.

Wanneer we zo een functie hebben dan kunnen we mooi het verloop van de spanning over de capaciteit uit tekenen.

$$V_c = \frac{1}{C_p} \int i_c \cdot dt$$

$$V_c \cdot C_p = \int (I_{dc} - I_o \cdot \sin(\omega t + \psi)) \cdot dt$$

$$V_c \cdot C_p = \int^t (I_{dc} - I_o \cdot \sin(\omega t + \psi)) \cdot dt$$

$$V_c \cdot C_p = I_{dc} \frac{\omega}{\omega} \cdot t + \frac{1}{\omega} I_o \cos(\omega t + \psi) + Cst$$

$$V_c \cdot C_p \cdot \omega = I_{dc} \omega \cdot t + I_o \cos(\omega t + \psi) + Cst$$



De kostante "Cst" kunnen we vinden uit de beginvoorwaarden. Vermits na  $\omega t = 2\pi$  we terug bij de begintoestand zijn is dus deze toestand dezelfde als  $\omega t = 0$ . Op dat ogenblik is de spanning over de capaciteit terug gelijk aan 0.

Vullen we dit in dan bekomen we

$$0 = I_{dc} \cdot 0 + I_o \cos(0 + \psi) + Cst$$

$$Cst = -I_o \cdot \cos(\psi)$$

en

$$V_c \cdot C_p \cdot \omega = I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t + \psi) - I_o \cos(\psi) \quad (5.13.2)$$

Wanneer ik echter integreer tussen de grenzen  $\pi$  en  $2\pi$  wordt deze integraal

$$V_c \cdot C_p = I_{dc} \left| + \frac{1}{\omega} I_o \cos(\omega t + \psi) \right|_{\pi}^{2\pi}$$

$$V_c \cdot C_p = I_{dc} \cdot \frac{\omega}{\omega} (2\pi - \pi) + \frac{1}{\omega} I_o \{ \cos(2\pi + \psi) - \cos(\pi + \psi) \}$$

$$V_c \cdot C_p \cdot \omega = I_{dc} \cdot \pi + I_o \{ \cos(2\pi + \psi) - \cos(\pi + \psi) \}$$

Nu moet voor  $\omega t = 2\pi$ ,  $V_c$  gelijk zijn aan 0 en dus wordt onze vergelijking;

$$0 = I_{dc} \cdot \pi + I_o \{ \cos(2\pi + \psi) + \cos(\pi + \psi) \}$$

We weten dat  $\{ \cos(\pi + \psi) = -\cos(\psi) \}$  en  $\{ \cos(2\pi + \psi) = \cos(\psi) \}$  dus bekomen we

$$0 = I_{dc} \cdot \pi + 2 \cdot I_o \cos(\psi)$$

$$I_{dc} \cdot \pi = -2 \cdot I_o \cos(\psi)$$

$$\frac{-2}{\pi} = \frac{I_{dc}}{I_o \cos(\psi)}$$

Nu weten we uit (5.13.1) dat  $I_{dc} = I_o \cdot \sin(\psi)$  en dus

$$-\frac{2}{\pi} = \frac{I_o \cdot \sin(\psi)}{I_o \cos(\psi)} = \text{tg}(\psi)$$

$$\psi = \text{tg}^{-1}\left(-\frac{2}{\pi}\right)$$

$$\psi = -32.4816^\circ$$

Omdat we niet graag met negatieve getallen werken kunnen we  $\psi = -\varphi$

Zodat we bekomen dat

$$\varphi = 32,4816^\circ \text{ en } I_{dc} = I_o \cdot \sin(\varphi) \quad (5.13.3)$$

en formule (5.1) wordt

$$V_c \cdot C_p \cdot \omega = I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi) \quad (5.13.4)$$

Noteer dat  $\cos(-\varphi) = \cos(\varphi)$

## 6.1 Wat is nu de betekenis van deze formule?

Als we (5.13.4) nog wat vereenvoudigen, en  $I_{dc} = I_o \cdot \sin(\varphi)$  hier inbrengen dan is na wat heen en weer geschuif

$$V_c \cdot C_p \cdot \omega = I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi)$$

$$\frac{V_c \cdot C_p \cdot \omega}{I_{dc}} = \omega \cdot t + \frac{I_o}{I_{dc}} \cos(\omega t - \varphi) - \frac{I_o}{I_{dc}} \cos(\varphi)$$

$$\frac{V_c \cdot C_p \cdot \omega}{I_{dc}} = \omega \cdot t + \frac{I_o}{I_o \cdot \sin(\varphi)} \cos(\omega t - \varphi) - \frac{I_o}{I_o \cdot \sin(\varphi)} \cos(\varphi)$$

$$\frac{V_c \cdot C_p \cdot \omega}{I_{dc}} = \omega \cdot t + \frac{1}{\sin(\varphi)} \cos(\omega t - \varphi) - \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)}$$

en vermits  $\varphi = 32,4816^\circ$  is  $\frac{1}{\sin(\varphi)} = 1,8621$  en  $\frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)} = \cot g(\varphi) = \frac{1}{\operatorname{tg}(\varphi)} = \frac{\pi}{2}$

en dus

$$\frac{V_c \cdot C_p \cdot \omega}{I_{dc}} = \omega \cdot t + 1,8621 \cdot \cos(\omega t - \varphi) - \frac{\pi}{2} \quad (5.14.1)$$

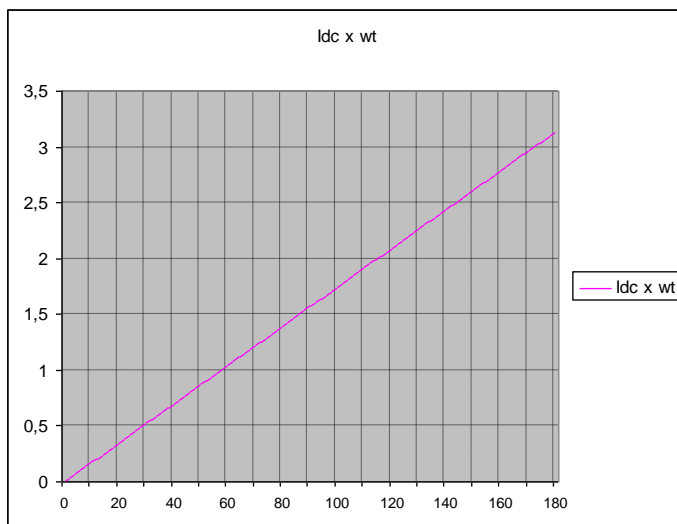
Dit kan gesplitst worden in een som van drie functies die we gewoon met elkaar optellen, namelijk

$$f_1(t) = \omega \cdot t \text{ en } f_2(t) = 1,8621 \cdot \cos(\omega t - \varphi) \text{ en } f_3(t) = -\frac{\pi}{2}$$

En dus wordt  $\frac{V_c \cdot C_p \cdot \omega}{I_{dc}} = f_1(t) + f_2(t) + f_3(t)$

Dit is weergegeven in **fig. 7** tot **fig. 9** en de som van deze drie figuren in **fig. 10**

Deze functies zijn zeer eenvoudig met een EXEL programma op een computer te maken. Men verdeelt de tijd voor  $\omega t = \pi$  tot  $\omega t = 2\pi$  in een aantal stappen (bv 90) en rekt voor iedere step de drie functies uit en telt deze dan tesamen.



**fig. 7**

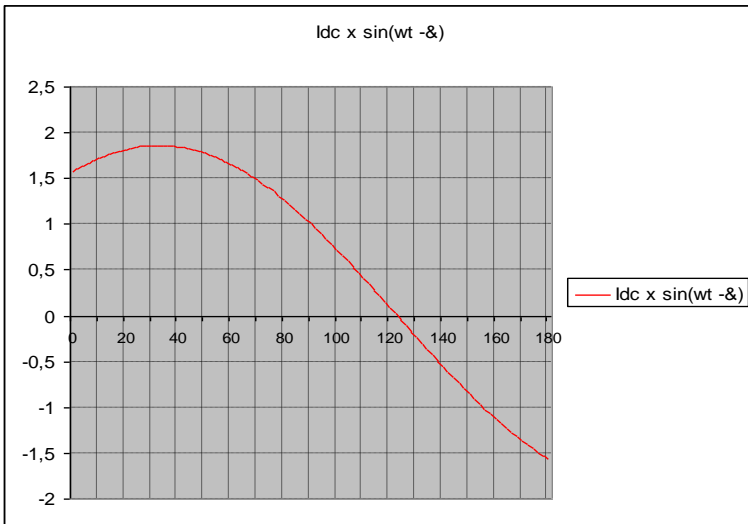


fig. 8

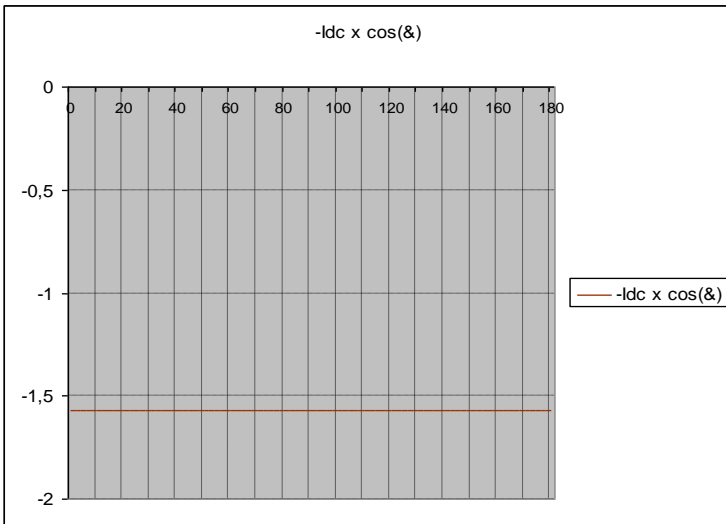


fig. 9

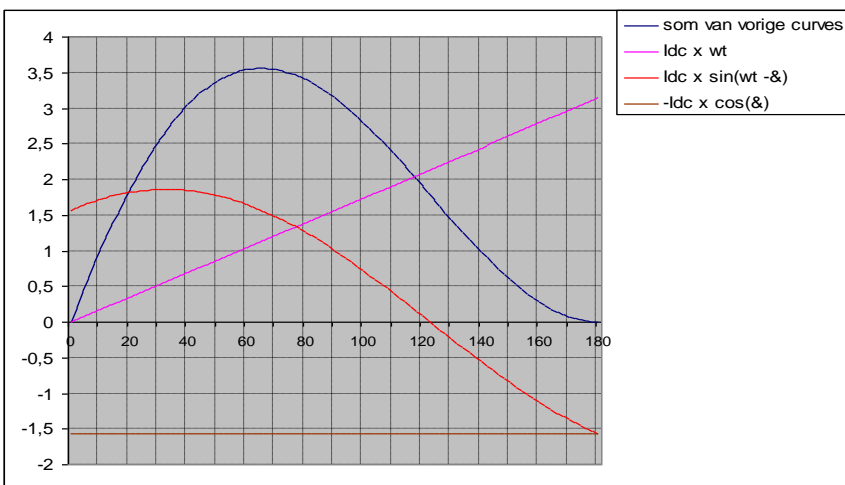


fig. 10

Soms kan het zijn dat men moeilijkheden ondervindt met het bekijken van cosinus signalen. Bedenkt dan dat  $\cos(\varphi) = \sin(\frac{\pi}{2} - \varphi)$  en zo ook zal  $\cos(\omega t - \varphi) = \sin(\omega t - (\frac{\pi}{2} - \varphi)) = \sin(\omega t - \frac{\pi}{2} + \varphi)$  en met  $\varphi = 32,4816^\circ$  en  $\frac{\pi}{2} = 90^\circ$  wordt deze cosinus een sinus signaal met een phase verschuiving van

$$90^\circ + 32,4816^\circ = -57,5194^\circ \text{ en daarom ziet men de snijding met de x-as na}$$

$$180^\circ - 57,5194^\circ = 122,4816^\circ$$

## 6.2 Bepalen van de maximum spanning van $V_c$

Wanneer we  $\frac{V_c \cdot C_p \cdot \omega}{I_{dc}} = \omega t + \frac{\cos(\omega t - \varphi)}{\sin(\varphi)} - \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)}$  nog eens goed bekijken dan zien we dat deze

functie een maximum heeft wanneer  $\omega t = 2\varphi = 2 \times 32,4816^\circ = 64,9632^\circ$

Of in radialen  $64,9632^\circ / 180^\circ \times \pi = 1,13382 \text{ rad}$

$$\text{immers dan is } \frac{\cos(\omega t - \varphi)}{\sin(\varphi)} - \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)} = 0$$

(Eigenlijk zou men de afgeleide moeten nemen en deze gelijkstellen aan 0, maar dit laat ik over aan de wiskundige knobbels om dit eens te verifiëren.)

En dus

$$V_{c \text{ max}} = \frac{I_{dc} \cdot 2 \cdot \varphi}{C_p \cdot \omega} \quad (5.15.1)$$

## 6.3 Het gemiddelde van $V_c$

Vermits de enige spanning die er gemaakt wordt door  $I_{dc}$  over een hele periode van 0 tot  $2\pi$  de spanning is over de capaciteit  $C_p$  moet deze spanning gelijk zijn aan de gemiddelde spanning die er aangelegd wordt en dat is de voedingsspanning  $V_{dc}$ .

Laten we dus vertrekken van de formule die de spanning over  $V_c$  aangeeft, en daarvan het gemiddelde zoeken.

Het gemiddelde is in feite niets anders dan de oppervlakte zoeken onder de curve  $V_c$  en delen door de lengte waarover we het gemiddelde zoeken.

We zoeken eigenlijk de hoogte van de rechthoek waaraan de oppervlakte onder de curve gelijk is.

$$\text{Ofwel } V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} V_c$$

Vermits  $V_c = 0$  tussen 0 en  $\pi$  hoef ik alleen maar te integreren tussen  $\pi$  en  $2\pi$ .

Vertrekken we van formule (5.13.4)  $V_c \cdot C_p \cdot \omega = I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi)$ . Noteer dat  $\omega t$  (en niet  $t$ ) gaat van 0 tot  $2\pi$  en vullen we dit in dan bekommen we

$$V_{dc} \cdot C_p \cdot \omega = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} [I_{dc}(\omega t) + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi)] d(\omega t)$$

$$V_{dc} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2\pi = I_{dc} \cdot \frac{1}{2} (\omega t)^2 \Big|_{\pi}^{2\pi} + I_o \sin(\omega t - \varphi) \Big|_{\pi}^{2\pi} - I_o \cos(\varphi) (\omega t) \Big|_{\pi}^{2\pi}$$

$$V_{dc} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2\pi = I_{dc} \cdot \frac{1}{2} \pi^2 + I_o \cdot (\sin(2\pi - \varphi) - (\sin(-\varphi))) - I_o \cos(\varphi) \cdot \pi$$

$$V_{dc} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2\pi = I_{dc} \frac{1}{2} \pi^2 + I_o \cdot 2 \sin(\varphi) - I_o \cos(\varphi) \cdot \pi$$

En vullen we hier (5.13.1) in, namelijk  $I_{dc} = I_o \cdot \sin(\varphi)$  dan bekomen we

$$V_{dc} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2 \cdot \pi = I_{dc} \frac{1}{2} \pi^2 + \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)} \cdot 2 \sin(\varphi) - \frac{I_{dc} \cdot \pi}{\sin(\varphi)} \cos(\varphi)$$

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2 \cdot \pi = \frac{1}{2} \pi^2 + 2 - \pi \cot g(\varphi)$$

Nu weten we dat  $\cot g(\varphi) = \pi/2$  voor  $\varphi = 35.4816^\circ$

Dus

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2 \cdot \pi = \frac{1}{2} \pi^2 + 2 - \pi \cdot \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2 \cdot \pi = \frac{1}{2} \pi^2 + 2 - \pi \cdot \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} \cdot C_p \cdot \omega \cdot 2 \cdot \pi = 2$$

$$V_{dc} = \frac{I_{dc}}{C_p \cdot \omega} \cdot \frac{1}{\pi} \quad (5.16.1)$$

Nu nog even deze uitkomst (5.6) invullen in formule (5.4) en we bekomen een zeer merkwaardige dimensieloze vergelijking namelijk

$$\frac{V_c}{V_{cc}} = \pi \left( \omega t + 1.8621 \cdot \cos(\omega t - \varphi) - \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.16.2)$$

En dat is precies wat de curves in de **fig. 7 - fig. 10** voorstellen.

Noteer dat de curve onafhankelijk is van de componenten, maar wel evenredig is met de voedingsspanning  $V_{cc}$ .

## 6.4 Bepalen van de capaciteit $C_p$

De formule (5.16.1) kunnen we nog anders schrijven, namelijk in functie van  $C\omega$

$$C_p \cdot \omega = \frac{I_{dc}}{V_{dc}} \cdot \frac{1}{\pi}$$

$$C_p \cdot \omega = \frac{I_{dc} \cdot V_{dc}}{V_{dc} \cdot V_{dc}} \cdot \frac{1}{\pi}$$

$$C_p \cdot \omega = \frac{P_{dc}}{(V_{dc})^2} \cdot \frac{1}{\pi}$$

$$C_p = \frac{P_{dc}}{\omega \cdot (V_{dc})^2} \cdot \frac{1}{\pi} \quad (5.17.1)$$

Vermits  $P_{dc}$ ,  $V_{dc}$  en  $\omega = 5 \cdot \pi \cdot f$  gekend zijn als initiële gegevens kunnen we hiermede  $C_p$  in ons schema berekenen.

Hier ook weer moeten we er degelijk rekening mee houden dat dit een benadering is omdat ook hier weer geen rekening werd gehouden met de demping van het signaal.

De grootste afwijking zit in het feit dat  $i_o \neq I_o \cdot \sin(\varphi)$  maar wel aan  $i_o = I_o \cdot \sin(\varphi) \cdot f(Q)$  waarin  $f(Q)$  een functie is die afhankelijk is van de Q-factor van de schakeling. Hierdoor kunnen we niet

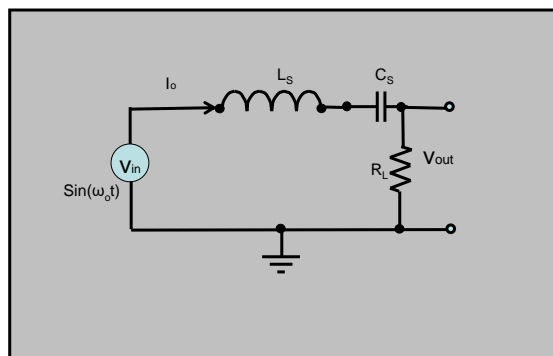
besluiten dat  $\cotg(\varphi) = \pi/2$  maar ook hier weer dat  $C_p = \frac{P_{dc}}{\omega \cdot (V_{dc})^2} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot f(Q)$

Zonder deze invloed van de Q-factor kunnen we dus een eerste benadering van de waarde van  $C_p$  berekenen.

$$C_p = \frac{2W}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{MHz} \cdot (9V)^2} \cdot \frac{1}{\pi} = 25 \text{pF}$$

## 6.5 De Q-factor

**Wat heb ik op school geleerd?**



In een LCR **serie** kring is  $Q_L$  gedefinieerd als  $Q_L = \frac{\omega \cdot L}{R}$ , maar als we teller en noemer vermenigvuldigen met de stroom doorheen de seriekring  $I_o$  dan bekommen we

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L \cdot I_o}{R \cdot I_o} = \frac{V_L}{V_R}$$

Zook is

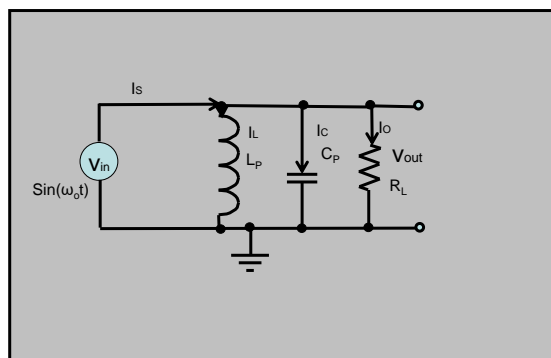
$$Q_C = \frac{-I_o}{\omega \cdot C \cdot R \cdot I_o} = \frac{-V_C}{V_R}$$

$Q_L = Q_C$  alleen als  $\omega$  gelijk is aan  $\omega_0$ , waarin  $\omega_0 = \frac{1}{L.C}$  de resonantie frequentie [frequentie](#) genoemd wordt. Alleen in dit geval is  $V_L = -V_C$  en is de totale spanning  $V_L + V_C = 0$ , in alle andere gevallen zal er nog een spanning  $V_L - V_C$  overblijven.

Noteer dat de stroom door  $L$  en  $C$  dezelfde is als door  $R$ . De Q-factor bepaalt dus de verhouding van de **spanning** (bij resonantie) over de inductantie of over de capaciteit ten opzichte van de **spanning** over de weerstand. Wanneer dus  $Q_L=10$  betekent dit dat de spanning  $V_L$  tien maal groter is dan de spanning  $V_R$ .

Merk op dat  $\omega.L$  (en ook  $1/\omega.C$ ) verschillend is voor een andere frequentie.

Het is dus niet zo dat de Q-factor (Kwaliteitsfactor) iets zegt over de kwaliteit van de spoel of de condensator, maar wel over de "kwaliteit" van de gehele schakeling.



In een LCR **parallel** schakeling is ook de  $Q_L$  gedefinieerd als  $Q_L = \frac{R}{\omega.L}$ , ofwel  $Q_C = \omega.C.R$  ook hier

kunnen we schrijven  $Q_L = \frac{R.(I_o.I_L)}{\omega.L.(I_o.I_L)}$  en definiëren we  $A = \frac{I_L}{I_o}$  dan kunnen we ook schrijven.

$$Q_L = \frac{R.(I_o.I_L)}{\omega.L.(I_o.I_L)} = \frac{R.I_o.A}{\omega.L.I_L} = \frac{V_o.A}{V_o} = A = \frac{I_L}{I_o}$$

Men ziet dus dat hier de Q-factor gelijk is aan  $\frac{I_L}{I_o} = A$ . Dit is de verhouding tussen de **stroom** die door de spoel (of de capaciteit) stroomt ten opzichte van de **stroom** door de weerstand

De Q-factor in onze schakeling is een parameter die we (binnen bepaalde grenzen) vrij mogen kiezen. Het is van belang, om zo veel mogelijk de harmonischen te onderdrukken, dat deze factor zo groot mogelijk wordt gekozen. De praktijk leert ons nochtans dat als we de Q-factor te groot kiezen (>20) dat dan de capaciteit  $C_s$  maar ook  $C_p$  zeer kleine waarden worden (enkele pF) die praktisch niet meer te maken zijn (of zelfs kleiner worden dan de inwendige uitgangscapaciteit van de MOSFET, die we tot hertoe als een ideale switch beschouwd hebben) Ook de inductie  $L_s$  wordt dan zeer groot wat

evenzeer moeilijkheden meebrengt, niet alleen wat betreft de grootte van de spoel maar ook de vergroting van de strooivelden die op hun beurt andere spoelen ongewenst kunnen beïnvloeden. Deze Q-factor mag ook niet te klein genomen worden ( $< 3$ ) omdat anders het uitgangssignaal nog te veel harmonischen bevat.

Dus praktisch ligt de Q-factor tussen 3 en 20.

In onze oefeningen zal deze meestal de waarde 10 hebben.

We weten dat de Q-factor in een RLC keten gelijk is aan  $Q_L = \frac{\omega \cdot L_s}{R_L}$

## 6.6 Bepalen van $L_s$

Dus, en vermits  $R_L$ , bij benadering, gekend is (zie formule 5.10.1) volgt dat

$$L_s = \frac{Q_L \cdot R_L}{\omega} \quad (5.19.1)$$

Hieruit volgt dat

$$L_s = \frac{10 \times 23.36}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ MHz}} = 0.74357 \mu\text{H}$$

## 6.7 Bepalen Van $C_s$

Uit de definitie van de Q-factor kunnen we ook afleiden dat  $Q_C = \frac{1}{R_L \cdot \omega \cdot C}$ ,

Hierin is  $Q_L \neq Q_C$

Nu zouden we dit probleem anders kunnen benaderen door te stellen dat  $\frac{1}{C_s} = \frac{1}{C_r} + \frac{1}{\Delta C}$  zodat  $C_r$

in resonantie is met  $L_s$  of anders gezegd  $L_s \cdot \omega = \frac{1}{C_r \cdot \omega}$  voor  $\omega = 2\pi f$  zoals te zien is in **fig. 11**

Zodoende wordt de totale impedantie gelijk aan

$$Z = L_s \cdot \omega - \frac{1}{C_s \cdot \omega} = L_s \cdot \omega - \left( \frac{1}{C_r \cdot \omega} + \frac{1}{\Delta C \cdot \omega} \right) = -\frac{1}{\Delta C \cdot \omega}$$

Delen we  $Z$  door  $R_o$  dan bekommen we  $q = -\frac{1}{\Delta C \cdot \omega \cdot R}$  Noteer het min-teken.

Omdat  $q$  dezelfde dimensies heeft als de Q-factor noemen we deze uitdrukking ook  $q$

Wanneer we  $q$  op de een of andere manier zeer juist kunnen bepalen kunnen we hiermee ook  $C_s$  berekenen, en ons vraagstuk is grotendeels opgelost.

Als

$$\frac{1}{C_s} = \frac{1}{C_r} + \frac{1}{\Delta C}$$

Dan is  $\frac{1}{C_s \cdot \omega \cdot R} = \frac{1}{C_r \cdot \omega \cdot R} + \frac{1}{\Delta C \cdot \omega \cdot R}$

$$\frac{1}{C_s \cdot \omega \cdot R} = Q_L - q$$

En hieruit volgt



$$C_s = \frac{1}{\omega \cdot R(Q_L - q)} \quad (5.20.1)$$

Maar vooraleer we hiermee verder gaan moeten we een betere benadering van  $R_o$  vinden. We hadden reeds aangehaald dat  $R_o$  sterk afhankelijk is van de Q-factor.

Noteer dat het vraagstuk ook anders kan opgelost worden door  $L_s$  te splitsen in  $L_s = L_r + \Delta L$  en dan wordt. Omdat deze voorstelling eenvoudiger is om wiskundig en visueel uit te leggen zullen we deze formules meestal gebruiken.

$$\frac{L_s \cdot \omega}{R} = \frac{L_r \cdot \omega}{R} + \frac{\Delta L \cdot \omega}{R}$$

$$L_s = \frac{R}{\omega} \cdot (Q_L + q) \quad (5.20.2)$$

en

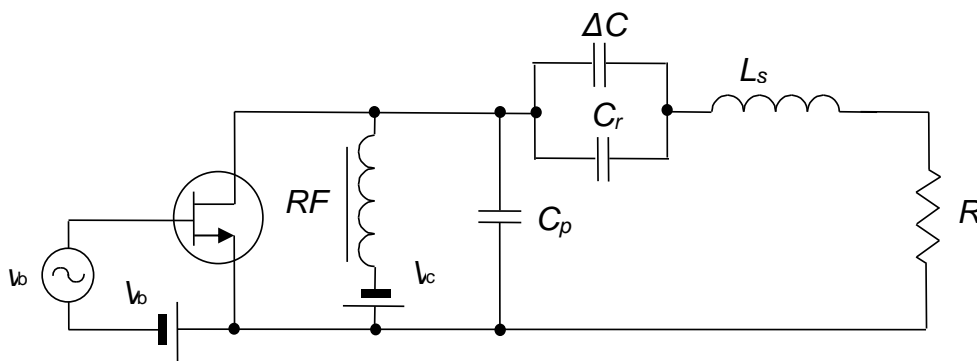
$$C_s = \frac{1}{Q_L \cdot \omega \cdot R} \quad (5.20.3)$$

en

$$L_s \cdot \omega - \frac{1}{C_s \cdot \omega} = R \cdot (Q_L + q) - Q_L \cdot R = q \cdot R \quad (5.20.4)$$

Het blokschema ziet er dan uit als in **fig. 12**:

Vermits het eenvoudiger is een afregelbare capaciteit te gebruiken ( een trim-cap) dan een afregelbare spoel gaat de voorkeur naar  $C_s = \frac{1}{\omega \cdot R(Q_L - q)}$  in de werkelijke fysieke wereld.



**fig. 11**

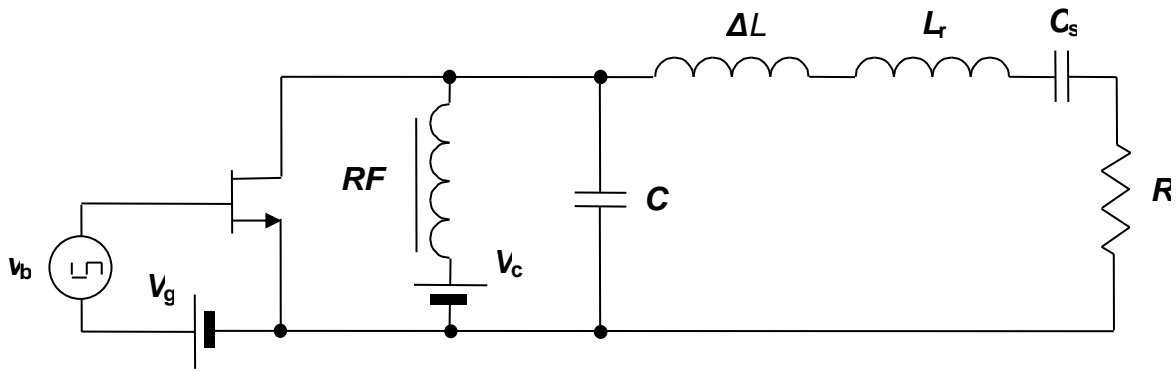


fig. 12

## 6.8 Bepalen van $q$

Tot hertoe hebben we nog steeds geen waarde kunnen geven aan  $q$  en zolang we dit niet weten kunnen  $\Delta C \omega R$  niet berekenen. Vermits  $\omega$  en  $R$  gekende (of bijna gekende) waarden zijn kunnen we, indien we  $q$  kennen, ook  $\Delta C$  berekenen.

Heel onze schakeling kunnen we voorstellen als een serieschakeling van  $L_r$  en  $C_r$ , (die in resonantie zijn), met  $\Delta C$  en  $R$ , ofwel een serieschakeling van  $L_r$  en  $C_r$ , (die in resonantie zijn), met  $\Delta L$  en  $R$ .

In resonantie zijn de impedantie  $L_r \omega$  en  $1/C_r \omega$  aan elkaar gelijk en is de optelling van beiden voor de resonantie frequentie  $\omega = 2\pi f$  gelijk aan 0. Voor alle andere frequenties, en voornamelijk voor de

harmonischen, dit is voor  $\omega_n = n2\pi f$ , zal de totale impedantie met  $Z = \frac{(n^2 - 1) \cdot Q_L}{n}$  toenemen.

## 6.9 Bepalen van de serie capaciteit uitgaande van de harmonischen

Indien we het signaal  $V_c$  bekijken over verschillende periodes dan merken we natuurlijk een voortdurend herhalend patroon.

Volgens Fourier is deze golfvorm samengesteld uit een reeks harmonischen van sinussen en cosinussen allen met een zekere amplitude. Hoe dit in elkaar zit wordt uitgelegd in een volgende afzonderlijk hoofdstuk. Maar een blokschema hierover is te zien in **fig. 13**. En deze voorstelling is te vertalen zoals voorgesteld in **fig. 14**.

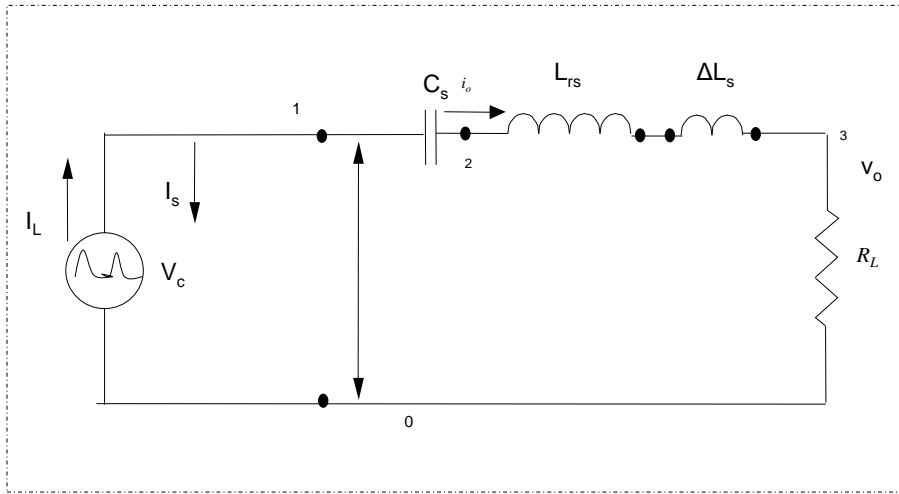


fig. 13

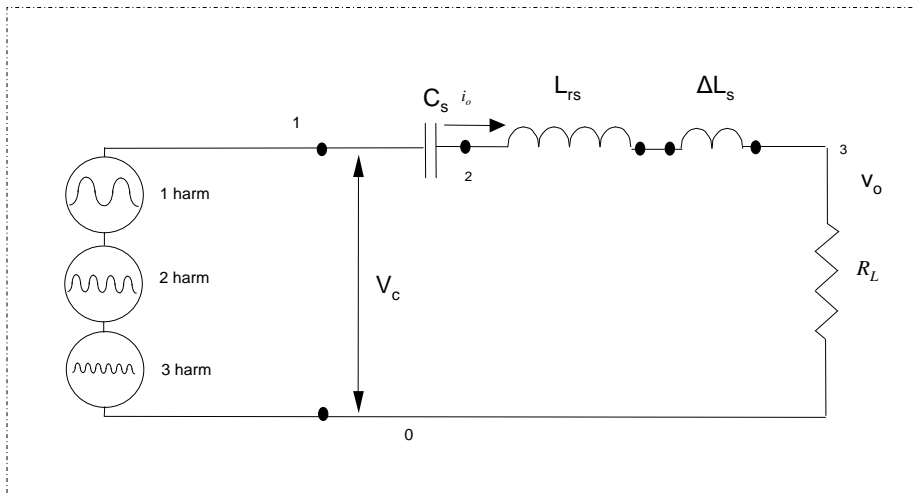


fig. 14

Of anders gezegd het signaal

$$V_c = A_0 \cdot \cos(0 \cdot \omega t) + A_1 \cdot \cos(1 \cdot \omega t) + A_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega t) + A_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega t) + \dots B_1 \cdot \sin(1 \cdot \omega t) + B_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega t) + B_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega t) + \dots$$

vermits  $\cos(0 \cdot \omega t) = 1$  is  $A_0$  gelijk aan een gelijkstroom component.

Het probleem is dus om de piekwaarden  $A_0; A_1; A_2; A_3; \dots; B_1; B_2; B_3; \dots$  te vinden.

Omdat dit een som is van verschillende sinus bronnen kunnen we deze ook afzonderlijk in ogenschouw nemen en (indien nodig) achteraf alle schakelingen bij elkaar optellen. Dit noemt men de superpositie stelling.

Houden we even alleen de eerste harmonische in het oog dan wordt ons vervangingschema als aangetoond in **fig. 14** maar mits weglating van de 2<sup>de</sup> en 3<sup>de</sup> ( en volgende ) harmonischen.

Veronderstellen we dat de Q-factor achter  $V_c$ , welke bestaat uit de LRC-kring, tamelijk hoog is (bv 10) zodat het merendeel (>90%) uitsluitend bestaat uit de eerste harmonische namelijk

$$V_o = A_1 \cdot \cos(1.\omega t) + B_1 \cdot \sin(1.\omega t) = C_1 \cos(1.\omega t - \gamma)$$

Hierin is  $C = \sqrt{A^2 + B^2}$  en  $tg\gamma = \frac{B}{A}$  dan zal mijn signaal over de belastingsweerstand bijna gelijk

$$zijn aan  $V_o = A_1 \cdot \cos(1.\omega t) + B_1 \cdot \sin(1.\omega t) = C_1 \cos(1.\omega t - \gamma)$$$

In plaats van domweg de formules van Fourier te gebruiken om de coëfficiënten  $A_n, B_n$  en dus ook  $C_n$  uit te rekenen wens ik hier eens even stil te staan en trachten te bewijzen dat Fourier analyse ook te benaderen is als een matrix van  $n$  vergelijkingen met  $n$  onbekenden, en dus bekomen we een stelsel van  $n$  onbekenden namelijk  $A_0; A_1; A_2; A_3; \dots; B_1; B_2; B_3; \dots$  maar ook  $n$  vergelijkingen en dus oplosbaar.

Deze methode is zeer doorzichtig en men hoeft de ingewikkelde Fourier integralen niet uit te werken. De praktijk leert ons dat de meeste fouten gemaakt worden bij het moeizaam uitwerken van moeilijke integralen.

## 6.10 De Harmonische vervorming

Uit de Discrete Fourier Analyse (DTF) van het spanningsverloop over  $C_p$  bekomen we de volgende resultaten.

Verdelen we de tijd tussen 0 en  $2.\pi$  in 20 gelijke delen en berekenen we de spanning over de parallel capaciteit met de formule (5.16.2) namelijk  $\frac{V_c}{V_{cc}} = \pi \left( \omega t + 1.8621 \cdot \cos(\omega t - \varphi) - \frac{\pi}{2} \right)$  dan bekomen

we de volgende resultaten.

x = t	f(x) = $\pi(\pi.x/20 + 1,8621 \cdot \cos(\pi.x/20 - 32,4816^\circ) - \pi/2$
0	1,29007E-05
1	1,716252987
2	2,878052015
3	3,468295567
4	3,525817054
5	3,141596438
6	2,449854473
7	1,614914248
8	0,815116094
9	0,22536039
10	-1,29007E-05
11	0
12	0
13	0
14	0
15	0
16	0

17	0
18	0
19	0
20	0

**Table 1**

Noteer dat  $V_c = 0$  voor de waarden  $180^\circ$  tot  $360^\circ$ .

In een volgende paragraaf wordt uitgelegd hoe men met Fourier Analyse de amplitudes kan berekenen van de verschillende harmonischen waarmee het spanningsverloop over de parallel capaciteit is opgebouwd. Noteer dat de verhouding van  $V_c / V_{cc}$  is uitgerekend. Wil men dus de werkelijke waarde over de capaciteit kennen dan moeten de uitkomsten in **Table 1** nog met de voedingsspanning vermenigvuldigt worden.

Het EXEL programma dat de Fourier analyse doet geeft de volgende resultaten:

harmonische	Amplitude	phase	n-de/1ste
E1	1,637695147	16,43288173	
		-	
E2	0,850952259	52,02651607	0,519603579
E3	0,226379978	-90	0,138230842
		-	
E4	0,147149159	69,16860025	0,089851374
E5	0,084241698	-90	0,051439182
		-	
E6	0,063229682	76,36092968	0,038608945
E7	0,045189065	-90	0,027593087
		-	
E8	0,036727618	80,34198247	0,022426407
E9	0,029249022	90	0,01785987
E10	0,025068471	-82,95113	0,015307166

**Table 2**

Hierin is  $E_n$  de amplitude ten opzichte van de voedingsspanning  $V_{cc}$  van de  $n^{de}$  harmonische, met  $E_1$  gelijk aan de  $1^{ste}$  harmonische t.o.v  $V_{cc}$  of de grondtoon.

Het verloop van het EXEL programma waarin tot en met de  $4^{de}$  harmonische is afgebeeld, alsook het resultaat waarbij de ene kurve de exacte weergave van de formule laat zien en de andere lijn de som van alle 10 harmonischen. Men merkt op dat beide curven elkaar benaderen en dat dus Fourier gelijk heeft.

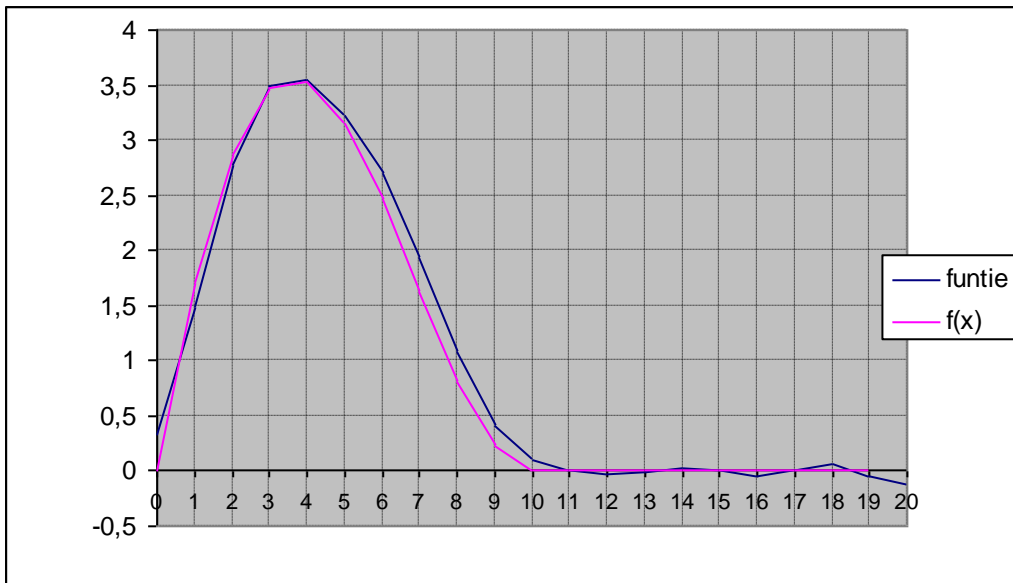


fig. 15

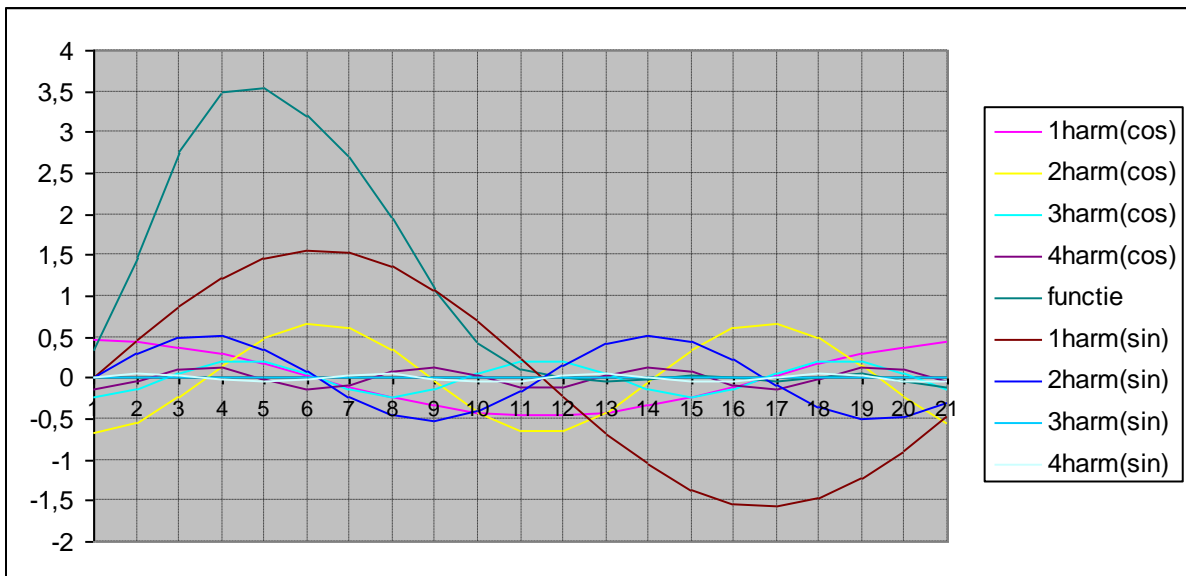


fig. 16

De antenne aangeschakeld aan onze versterker resonanceert op de grondtoon (of eerste harmonische). Eigenlijk zijn we alleen maar geïnteresseerd in de eerste harmonische, de grondtoon, (die resonanceert op 50 Mhz). Alle andere harmonischen die ook geproduceerd worden, beschouwen we als verloren energie. Maar we hadden als doel gesteld om een zeker vermogen uit te sturen (2 Watt). Omdat er een zeker energie verloren gaat, dit wil zeggen door de antenne op verkeerde frequenties uitgezonden, zijn we verplicht om de stroom in de keten (en dus ook door de belastingsweerstand  $R$ ) te vergroten. Vermits  $P = R.I^2$  kunnen we dit doen door de belastingsweerstand  $R$  iets te verkleinen. Vermits  $R$  afhangt van de  $Q$ -factor zullen we deze  $f(Q)$  noemen. Aldus zal onze werkelijke  $R_L$  gelijk worden aan  $R_L = R.f(Q)$ . Deze functie  $f(Q)$  is steeds kleiner dan 1, en ligt afhankelijk van  $Q_L$  tussen 1 (voor  $Q_L =$  oneindig) en ongeveer 0.8 (voor  $Q_L = 3$ ).

Het is nu de taak om deze  $f(Q)$  te bepalen.

De methode die we hiervoor gebruiken is als volgt.

Uit de DFT van het spanningsverloop over  $C_p$  halen we de amplitude van iedere harmonische. We beperken ons tot de eerst 4 harmonischen.

Daarna gaan we onderzoeken hoe sterk deze verschillende harmonischen door de  $RLC$  schakeling worden onderdrukt, afhankelijk van de  $Q$ -factor. Met andere woorden: wat is de verhouding van de spanning over de belasting ten overstaan van de spanning aan de ingang van de  $RLC$  schakeling, en dit voor iedere harmonisch sinus signaal.

Dan tellen we al deze gedempte signalen op, en vergelijken hoeveel percent spanning deze signalen bevatten ten opzichte van de grondtoon. Dit trekken we af van de grondtoon.

## 6.11 De belasting in functie van de $Q$ -factor

Vermits we nog niet veel weten over het gedrag van de schakeling in functie van de kwaliteitsfactor  $Q$  nemen we aan dat vorm van de spanning over  $C_p$  weinig verandert in functie van  $Q_L$ .

We weten dat de spanning over  $V_c$  gelijk is aan

$$\frac{V_c \cdot C_p \cdot \omega}{I_{dc}} = \omega t + 1.8621 \cdot \cos(\omega t - \varphi) - \frac{\pi}{2} \quad (5.24.1)$$

Deze curve is volgens Fourier op te splitsen in een reeks van sinussen en cosinussen. Dit hoofdstuk heb ik afzonderlijk uiteen gezet in mijn document "doc7-3 Studie Fourier analyse". Het resultaat is dat het signaal aan de antenne kunnen voorstellen als.

$$e_i = A_1 \cdot \sin(1 \cdot \omega t) + A_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega t) + A_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega t) + A_4 \cdot \sin(4 \cdot \omega t) + \dots + B_1 \cdot \cos(1 \cdot \omega t) + B_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega t) + B_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega t) + B_4 \cdot \cos(4 \cdot \omega t) + \dots$$

Noteer dat volgens onze cursus driehoeksmeting men steeds kan schrijven

$$A_n \cdot \sin(n \cdot \omega t) + B_n \cdot \cos(n \cdot \omega t) = C_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \alpha_n) \quad \text{hierin is } C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{en } \alpha_n = \tan^{-1}\left(\frac{B_n}{A_n}\right)$$

zodat de formule wordt;

$$e_i = C_1 \cdot \sin(1 \cdot \omega t - \alpha_1) + C_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega t - \alpha_2) + C_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega t - \alpha_3) + C_4 \cdot \sin(4 \cdot \omega t - \alpha_4) + \dots$$

Uit de Fourier analyse kunnen we  $C_1, C_2, C_3$  en  $C_4$  bepalen.

Om een idee te krijgen hoe groot de verschillende parameters  $C_1, C_2, C_3$  en  $C_4 \dots$  zijn heb ik de formule

$$\frac{V_c}{V_{cc}} = \pi(\omega t + 1.8621 \cdot \cos(\omega t - \varphi) - \frac{\pi}{2}) \quad \text{opgedeeld in } 20 \text{ gelijke delen of } n \frac{2 \cdot \pi}{20} \text{ of anders gezegd}$$

$$\text{om de } \frac{n \cdot 360^\circ}{20} = n \cdot 18^\circ \quad \text{met } n \text{ gaande van } 0 \text{ tot } 20$$

En dit geeft het resultaat zoals te zien is in **fig. 15** en **fig. 16**.

Proberen we nu een uitdrukking te vinden hoe sterk het  $RLC$  circuit de harmonische componenten  $E_2, E_3$  en  $E_4$  verzwakt ten opzichte van de eerste harmonische ofwel de grondtoon  $E_1$ .

Bekijken we vanuit  $e_i$  de schakeling dan zien we dat

$$e_i = i_o \left( R + j \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \right) \quad \text{en} \quad e_o = i_o \cdot R \quad \text{zodat} \quad \frac{e_o}{e_i} = \frac{R}{R + j \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)} \quad \text{of in amplitudes}$$

uitgedrukt

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}} \quad (5.24.2)$$

Maar wat zou de uitgangsspanning zijn indien de schakeling niet op  $\omega_1$  maar op  $\omega_2 = 2\omega_1$  namelijk de tweede harmonische zou draaien, of met andere woorden wat gebeurt er met de tweede harmonische.

In dit geval zal  $X_L \neq X_C$

Nu is  $\frac{L\omega}{R} = \frac{1}{C\omega R} = Q_L$  en dus zal  $\frac{2L\omega}{R} = 2Q_L$  maar  $\frac{1}{2C\omega R} = \frac{1}{2}Q_L$

En dan is het verschil  $\frac{1}{R}(X_L - X_C) = 2Q_L - \frac{Q_L}{2} = Q_L \frac{(4-1)}{2}$

$$\frac{L \cdot 2\omega}{R} - \frac{2}{C\omega R} = 2Q_L - \frac{1 \cdot Q_L}{2} = Q_L \left( \frac{4-1}{2} \right) \text{ zoek voor de derde harmonische vinden we}$$

$$\frac{L \cdot 3\omega}{R} - \frac{3}{C\omega R} = 3Q_L - \frac{1 \cdot Q_L}{3} = Q_L \left( \frac{9-1}{3} \right) \quad \text{of} \quad \text{algemeen}$$

$$\frac{L \cdot n\omega}{R} - \frac{n}{C\omega R} = nQ_L - \frac{1 \cdot Q_L}{n} = Q_L \left( \frac{n^2-1}{n} \right)$$

vullen we dit in  $\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L \left( \frac{n^2-1}{n} \right)^2}}$  indien  $Q_L \left( \frac{n^2-1}{n} \right)^2 \gg 1$  dan wordt de formule

$$\frac{E_o}{E_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L \left( \frac{n^2-1}{n} \right)^2}} \approx \frac{n}{Q_L(n^2-1)} \text{ wat een zeer gekende formule is in de elektronica, maar}$$

dus niet van toepassing is als  $Q_L$  een kleine waarde heeft, of als  $n=1$ .

Indien  $Q_L=10$  dan wordt bij benadering de 2<sup>de</sup> harmonische gedempt met een faktor

$$\frac{E_o}{E_{i2}} = \frac{2}{10(2^2-1)} = \frac{2}{30}, \text{ en de 3}^{\text{de}} \text{ harmonische } \frac{E_o}{E_{i3}} = \frac{3}{10(3^2-1)} = \frac{3}{80}, \text{ enz...}$$

Voor  $n=1$  echter moeten we een andere benadering toepassen. Met formule (5.20.4) ingevuld in formule (5.24.2) bekomen we

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (R \cdot q)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + q^2}} \text{ en het vraagstuk herleidt zich tot het bepalen van } q$$

## 6.12 Harmonische onderdrukking nader bekeken

Vermits ook bij de nominale frequentie ( $\omega = 2\pi \cdot f$ )  $L_s \omega \neq \frac{1}{C_s \omega}$  moeten we om korrekt te blijven de

formules gebruiken zoals berekend in

$$L_s = \frac{Q_L \cdot R_L}{\omega} \quad (5.25.1)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega \cdot R(Q_L - q)} \quad (5.25.2)$$

ofwel, en om eenvoudiger te kunnen rekenen de formules gebruiken zoals berekend in



$$L_s = \frac{R}{\omega} \cdot (Q_L + q) \quad (5.25.3)$$

$$C_s = \frac{1}{Q_L \cdot \varpi \cdot R} \quad (5.25.4)$$

Voor de verdere berekeningen eenvoudiger te houden gebruiken we hier de formules (5.20.2) en (5.20.3)

$$\text{En } \frac{E_o}{E_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (L\varpi - \frac{1}{C\varpi})^2}} \text{ wordt dan } \frac{E_o}{E_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (L_s\varpi + \Delta L_s\varpi - \frac{1}{C\varpi})^2}}$$

Nu is  $q = \frac{\Delta L\omega}{R}$  en in resonantie voor  $\omega = \omega_0$  is  $L_s\omega = \frac{1}{C_s\omega}$  en wordt de formule

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\Delta L\omega)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + q^2}}$$

Nu met  $q = \frac{\Delta L\omega}{R}$  en als  $\omega_n = n\omega$  dan wordt  $q_n = \frac{\Delta L\omega_n}{R} = n \cdot \frac{q}{R}$

$$\text{En de formule wordt } \frac{E_o}{E_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (nQ_L - \frac{Q_L}{n} + nq)^2}}$$

En dit is dan de juiste uitdrukking om de harmonische onderdrukking te vinden aan de uitgang  $E_o$  over de belasting  $R$ . Spijtig genoeg weet ik op dit ogenblik nog niet wat de relatie is tussen  $Q_L$  en  $q$ .

Het nuttige signaal dat we aan de antenne kunnen geven en dat dus ook zal uitgezonden worden is in feite alleen maar de 1<sup>ste</sup> harmonische of de grondtoon. En alle andere harmonische signalen die ook aan de antenne geleverd worden moeten we als verlies beschouwen en dus wat er nog overschiet is dan de 1<sup>ste</sup> harmonische min de som van alle andere harmonischen.

Een oefening : Wil men zendamateur worden dan zal de zender die je gebruikt de harmonischen minimaal 40db moeten onderdrukken. Indien we de hier beschreven zender gebruiken voldoen we dan aan deze strenge eisen?

Antwoord:gebruiken we de formule  $\frac{E_o}{E_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L \left( \frac{n^2 - 1}{n} \right)^2}} \approx \frac{n}{Q_L(n^2 - 1)}$  dan zal de tweede

harmonische ongeveer  $\frac{E_o}{E_{i2}} = \frac{2}{10(2^2 - 1)} = \frac{2}{30}$  gedempt worden door de RLC schakeling. Maar

volgens **Table 2** is de amplitude van de tweede harmonische slechts 0.5196 gedeelte ten opzichte van de eerste harmonische of de grondtoon. Het signaal over de belasting wordt dan

$\frac{E_o}{E_{i2}} = 0.5196 \cdot \frac{2}{30} = 0.03464$  ten opzichte van de grondtoon. Meestal wordt dit in een decibel

schaal uitgedrukt of wel  $E_o = 20 \cdot \log(0.03464) = -29.21dB$ . Voeg daarbij nog de 3<sup>de</sup>, 4<sup>de</sup> enz.. bij.

Dit is onvoldoende en men ziet hier reeds dat de schakeling nog zal moeten aangepast worden met een aanpassingsfilter dat de harmonischen nog extra onderdrukt. Hierover kom ik terug in het hoofdstuk "aanpassing aan coax kabel en antenne"

## 6.13 Een eerste benadering van $q$

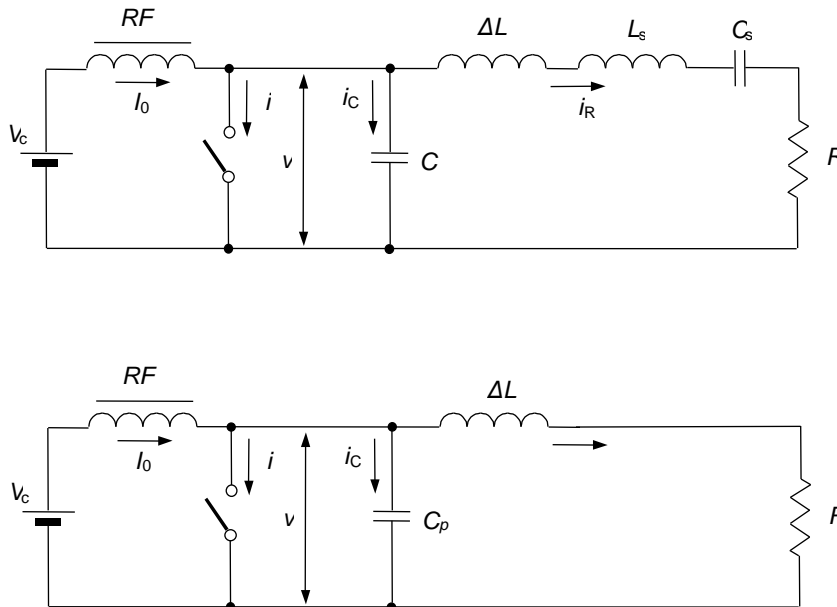


fig. 17

### 6.13.1 Relatie tussen $q$ , $R_o$ en $Q$

We zijn tot het besluit gekomen dat we de componenten kunnen berekenen als we de waarde van  $q$  zouden kennen. Maar in feite is er nog een andere onbekende namelijk de belastingsweerstand  $R_L$ . We hebben tot hertoe een benaderende formule gevonden voor  $R_L$ , maar de werkelijke waarde is ook afhankelijk van de  $Q$ -faktor. Deze relatie hebben we tot hertoe niet gevonden.

Maar wat wel juist is, is dat  $q = \frac{\Delta L \omega}{R_L}$  en  $Q_L = \frac{L_s \omega}{R_L}$  waaruit we ook hebben afgeleid dat

$(Q_L - q) = \frac{1}{C_s \cdot \omega \cdot R_L}$ . Met andere woorden de verhouding tussen de elementen  $L_s \omega$ ,  $\frac{1}{C_s \omega}$  en

$R_L$  zijn bepaald door  $Q_L$  en  $q$ , maar niet de elementen afzonderlijk. We moeten dus daarna nog een andere relatie vinden die  $R_L$  juister bepaalt. Deze relatie halen we uit de overweging dat het

vermogen  $P = I_{dc} \cdot V_{cc}$  maar ook indien het rendement  $\eta = 100$  is  $P = \frac{V_o \cdot I_o}{2} = \frac{V_o^2}{2 \cdot R_L} = \frac{R_L \cdot I_o^2}{2}$ .

Er is echter nog een andere relatie, namelijk de relatie tussen  $V_{cc}$  en  $V_c$ . We hadden reeds

aangetoond dat  $V_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int V_c dt$ , immers de enige spanning die opgeladen wordt in de schakeling is de spanning over  $V_c$ , de spanning over de parallel-capaciteit.

Maar ook nog  $I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int i_c dt$ , inderdaad  $i_c = I_{dc} - i_o$  en dus is ook  $\frac{1}{2\pi} \int i_c dt = \frac{1}{2\pi} \int (I_{dc} - i_o) dt$  maar vermits  $i_o = I_o \sin(\omega t - \varphi)$  en de integraal van een sinus over een periode van  $2\pi$  steeds gelijk is aan  $0$ , wat ook de phase moge zijn, volgt natuurlijk dat  $\frac{1}{2\pi} \int i_c dt = \frac{1}{2\pi} \int I_{dc} dt$  en vermits de integraal van een constante gelijk is aan de constante wordt  $\frac{1}{2\pi} \int i_c dt = \frac{I_{dc}}{2\pi} t \Big|_0^{2\pi} = I_{dc}$

Hoe we dit uitrekenen wordt hieronder uitgelegd.

## 6.14 Uitrekenen van de integralen

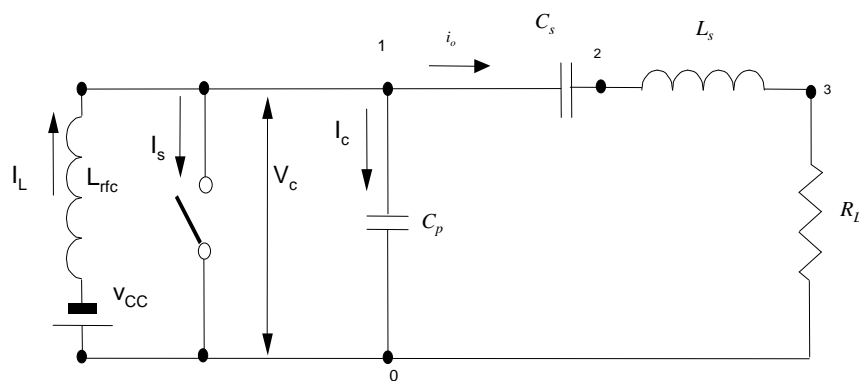


fig. 18

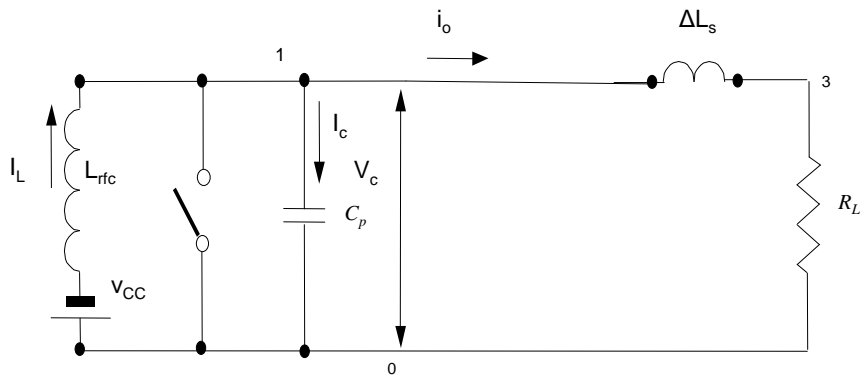


fig. 19

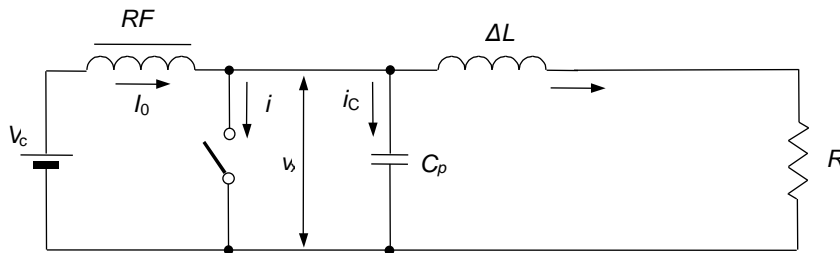
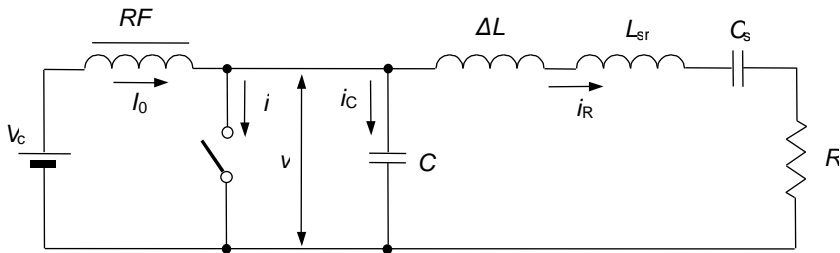


fig. 20

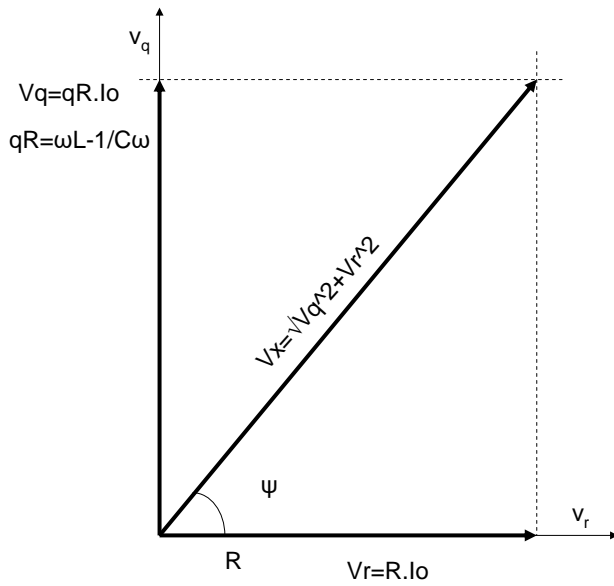


fig. 21

Maar, voor de eerste harmonische, is  $V_{cs} = V_{lsr}$  en  $V_{cs} - V_{ls} = V_{\Delta}$  zodat we, en met nadruk herhaal ik het hier nogmaals, voor de eerste harmonische mag dus het blokschema van **fig.20a** vervangen worden door **fig.20b**. In deze figuur is dan  $V_x = V_c$ .

We weten dat  $V_c = \frac{1}{C_p} \int I_c dt$

vertrekkende van de vorige gevonden formule

$$\frac{V_c}{V_{cc}} = \pi \left[ \omega t + \frac{I_o}{I_{dc}} \cos(\omega t - \varphi) - \frac{I_o}{I_{dc}} \cos(\varphi) \right] \text{ en dat } V_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_c dt \text{ ofwel } 1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_c}{V_{cc}} dt$$

vullen we dit in dan wordt

$$1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \pi \left[ \omega t + \frac{I_o}{I_{dc}} \cos(\omega t - \varphi) - \frac{I_o}{I_{dc}} \cos(\varphi) \right] d(\omega t)$$

Natuurlijk kunnen we deze integraal uitwerken indien we  $\varphi = 32,4814^\circ$  en  $\frac{I_o}{I_{dc}} = \frac{1}{\sin(\varphi)}$  invullen

en dan bekomen we

$$1 = \frac{1}{2} \left[ \int_0^{\pi} [\omega t] d(\omega t) + \frac{I_o}{I_{dc}} \int_0^{\pi} \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) - \frac{I_o \cdot \cos(\varphi)}{I_{dc}} \int_0^{\pi} d(\omega t) \right]$$

$$1 = \frac{1}{2} \left[ \frac{(\omega t)^2}{2} \Big|_0^{\pi} + \frac{1}{\sin(\varphi)} \sin(\omega t - \varphi) \Big|_0^{\pi} - \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)} \omega t \Big|_0^{\pi} \right] \text{ en met } \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)} = \frac{\pi}{2}$$

$$1 = \frac{1}{2} \left[ \frac{\pi^2}{2} + \frac{1}{\sin(\varphi)} (\sin(\pi - \varphi) - \sin(-\varphi)) - \frac{\pi}{2} \pi \right] \text{ en } \text{vermits } \sin(\pi - \varphi) = \sin(\varphi) \text{ en}$$

$$\sin(-\varphi) = -\sin(\varphi) \text{ zien we dat wel degelijk } \frac{1}{2} \left[ \frac{\pi^2}{2} + \frac{1}{\sin(\varphi)} (\sin(\pi - \varphi) - \sin(-\varphi)) - \frac{\pi}{2} \pi \right] = 1$$

Maar we zijn meer geïnteresseerd in de fase  $\psi$ .

Om hiervoor een uitdrukking te bekomen kunnen we  $V_c$  opdelen als de som van twee vectoren zodat  $\vec{V}_c = \vec{V}_q + \vec{V}_r$  of uitgedrukt in werkelijke waarden is  $\vec{V}_q = V_c \cdot \sin(\psi)$  en zo is ook  $\vec{V}_r = V_c \cdot \cos(\psi)$

Vullen we dat in dan bekomen we

$$1 = \frac{1}{V_{cc} \cdot 2 \cdot \pi} \int_0^\pi [V_c \cdot \sin(\psi) + V_c \cdot \cos(\psi)] d(\psi)$$

$$\text{Hierin zien we ook dat } \psi = \text{tg}^{-1} \left( \frac{\int V_c \cdot \sin(\psi)}{\int V_c \cdot \cos(\psi)} \right) = \frac{|V_q|}{|V_r|}$$

En volledig ingevuld geeft dit

$$1 = \frac{1}{V_{cc} \cdot 2 \cdot \pi} \int_0^\pi \left[ \pi \cdot [I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi)] \sin(\psi) + \right. \\ \left. \pi \cdot [I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi)] \cos(\psi) \right] d(\psi)$$

Om de integraal uit te voeren moeten we  $\psi$  uitdrukken in een ronddraaiende vector in functie van de tijd. Immers de hoek  $\psi$  is slechts een moment opname op het ogenblik dat de spanning  $V_r$  een fase heeft van  $0^\circ$  zodat  $V_r$  wel degelijk de amplitude aangeeft. We weten echter dat op dat ogenblik er een faseverschuiving is van  $-\varphi$ . We zouden dus moeten integreren tussen  $0 - \varphi$  en  $\pi - \varphi$ . Dit is hetzelfde als integreren tussen  $0$  en  $\pi$  maar met  $\psi = (\omega t - \varphi)$

Laten we nu afzonderlijk deze integralen eens bekijken en uitwerken:

$$V_r = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_c \cdot \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) \quad (5.3)$$

(Noteer dat deze uitdrukking analoog is aan de Fourier formule  $b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(x) \cdot \sin(n \cdot x) dx$  voor

$n = 1$  ofwel voor de eerste harmonische)

en vullen we dit in dan is

$$V_r = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_p} \int_0^\pi [I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi)] \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) \quad (0)$$

Dit kan ontbonden worden in drie afzonderlijke integralen:

**Nu is 1°**

$$\int_0^\pi [I_{dc} \omega t] \cdot \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) = I_{dc} \left[ \sin(\omega t) - \omega t \cdot \cos(\omega t - \varphi) \right]_0^\pi \\ = I_{dc} [0 - \pi \cdot \cos(\pi - \varphi) - 0] = \pi \cdot \cos(\varphi) \quad (1)$$

**Nu is 2°**

$$\int_0^\pi [I_o \cos(\omega t - \varphi)] \cdot \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) = I_o \left[ \sin^2(\omega t - \varphi) \right]_0^\pi$$

vullen we hierin  $I_o = \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)}$  dan bekomen we

$$= \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)} [\sin^2(\pi - \varphi) - \sin^2(-\varphi)] = \frac{I_{dc} \cdot [2 \cdot \sin^2(\varphi)]}{\sin(\varphi)} = I_{dc} \cdot 2 \cdot \sin(\varphi) \quad (2)$$

**Nu is 3°**

$$\int_0^\pi [I_o \cos(\varphi)] \cdot \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) = [I_o \cos(\varphi)] \cdot \cos(\omega t - \varphi) \Big|_0^\pi$$

$$= [I_o \cos(\varphi)] \cdot \cos(\pi - \varphi) - \cos(-\varphi) = [I_o \cos(\varphi)] \cdot (-2 \cdot \cos(\varphi)) = -2 \cdot I_o \cdot \cos^2(\varphi) \quad (3)$$

Brengen we (1),(2),(3) in (0) dan bekomen we

$$V_r = \frac{1}{\pi \cdot \omega \cdot C} [I_{dc} (\pi \cdot \cos(\varphi) - 2 \cdot \sin(\varphi)) - 2 \cdot I_o \cdot \cos^2(\varphi)] \quad 3.1$$

Zook kunnen we op analoge wijze  $V_q$  uitwerken

$$V_q = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_c \cdot \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t)$$

(Noteer dat deze uitdrukking analoog is aan de Fourier formule  $a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(x) \cdot \cos(n \cdot x) \cdot dx$  voor

$n = 1$  ofwel voor de eerste harmonische)

vertrekkende van de vorige gevonden formule

$$V_c \cdot C_p \cdot \omega = I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi) \quad (5.3) \text{ en vullen we dit in dan}$$

$$V_q = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_p} \int_0^\pi [I_{dc} \omega t + I_o \cos(\omega t - \varphi) - I_o \cos(\varphi)] \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) \quad (4)$$

Ook dit kan opgedeeld worden in drie integralen.

**Nu is 1°**

$$\int_0^\pi [I_{dc} \omega t] \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) = I_{dc} [\cos(\omega t - \varphi) - \omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi) \Big|_0^\pi]$$

$$= I_{dc} [\cos(\pi - \varphi) - \cos(-\varphi) - \pi \cdot \sin(\pi - \varphi) - 0] = -2 \cdot \cos(\varphi) - \pi \cdot \sin(\varphi)$$

**nu is 2°**

$$\int_0^\pi [I_o \cos(\omega t - \varphi)] \cdot \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) = I_o \int_0^\pi [\cos^2(\omega t - \varphi)] \quad (5)$$

vullen we hierin  $I_o = \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)}$  dan bekomen we

$$= \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)} \left[ \frac{\omega t}{2} + \frac{\sin(2(\omega t - \varphi))}{4} \Big|_0^\pi \right] = \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)} \left[ \frac{\pi}{2} + \frac{\sin(2(\pi - \varphi)) - \sin(2(-\pi))}{4} \right]$$

$$\int_0^\pi [I_o \cos(\omega t - \varphi)] \cdot \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) = \frac{I_{dc}}{\sin(\varphi)} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

**nu is 3°**

$$\int_0^\pi [I_o \cos(\varphi)] \cdot \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) = [I_o \cos(\varphi)] \cdot \sin(\omega t - \varphi) \Big|_0^\pi = [I_o \cos(\varphi)] [\sin(\pi - \varphi) - \sin(-\varphi)]$$

$$\int_0^\pi [I_o \cos(\varphi)] \cdot \cos(\omega t - \varphi) d(\omega t) = I_o \cdot 2 \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) \quad (7)$$

en brengen we (5),(6),(7) in (4) dan bekomen we

$$V_q = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{dc}}{\omega C_p} [\pi \cdot \sin(\varphi) - 2 \cdot \cos(\varphi)] + I_o \cdot \frac{\pi}{2} + I_o \cdot 2 \cdot \sin(\varphi) \cos(\varphi) \quad 3.2$$

Nu is  $tg(\varphi) = \frac{V_q}{V_r}$  indien we dit uitwerken en  $\frac{V_q}{V_r}$  invullen met de gevonden betrekkingen in (3.1) en (3.2) dan bekomen we:

$$\text{Dan is } \frac{V_q}{V_r} = \frac{I_{dc} [-\pi \cdot \sin(\varphi) - 2 \cdot \cos(\varphi)] + I_o \cdot \frac{\pi}{2} + I_o \cdot 2 \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi)}{I_{dc} [\pi \cdot \cos(\varphi) - 2 \cdot \sin(\varphi)] - 2 \cdot I_o \cdot \cos^2(\varphi)} \quad \text{of vereenvoudigt met de}$$

wetenschap dat  $I_{dc} = I_o \cdot \sin(\varphi)$  en  $\frac{2}{\pi} = \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)}$  dan wordt

$$\frac{V_q}{V_r} = \frac{\pi \cdot I_o \left[ -\sin(\varphi) \cdot \sin(\varphi) - \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) + \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) \right]}{\pi \cdot I_o \left[ \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) - \frac{2}{\pi} \sin(\varphi) \cdot \sin(\varphi) - \frac{2}{\pi} \cdot \cos^2(\varphi) \right]}$$

$$\frac{V_q}{V_r} = \frac{\pi \cdot I_o \left[ -\sin(\varphi) \cdot \sin(\varphi) - \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) + \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) \right]}{\pi \cdot I_o \left[ \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) - \frac{2}{\pi} \sin(\varphi) \cdot \sin(\varphi) - \frac{2}{\pi} \cdot \cos^2(\varphi) \right]}$$

$$\frac{V_q}{V_r} = \frac{\left[ -\sin^2(\varphi) - \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) + \frac{1}{2} + \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) \right]}{\left[ \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) - \frac{2}{\pi} (\sin^2(\varphi) + \cos^2(\varphi)) \right]}$$

$$\frac{V_q}{V_r} = \frac{0.5 - \sin^2(\varphi)}{\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} \cdot \cos^2(\varphi) - \frac{2}{\pi}} \quad \text{en dit is } \frac{V_q}{V_r} = \frac{0.5 - \sin^2(\varphi)}{\frac{2}{\pi} \cdot \cos^2(\varphi) - \frac{2}{\pi}} \quad \text{of nog } \frac{V_q}{V_r} = \frac{0.5 - \sin^2(\varphi)}{\frac{2}{\pi} \cdot (\sin^2(\varphi))} \quad \text{en vullen}$$

we hierin de waarde van  $\varphi = 32.4816^\circ$  dan bekomen we dat

$$\frac{V_q}{V_r} = \frac{0.5 - 0.2884}{\frac{2}{\pi} \cdot (0.2884)} = \frac{0.2116}{0.1836} = 1.1525$$

Nu weten we dat

$$\frac{V_q}{V_r} = \frac{q \cdot R_L \cdot I_o}{R_L \cdot I_o} = q = 1.1525 \quad \text{en hieruit volgt dat } \psi = tg^{-1} q = 49,05^\circ \quad (\text{qq})$$

Nu dat we eindelijk een uitdrukking gevonden hebben voor  $q$  kunnen we een eerste benaderende oplossing vinden voor alle componenten.

Laten we uitgaan van onze gegevens namelijk we wensen een zender te maken met als :

$$P = 2Watt \quad \text{en } V_{cc} = 9Volt \quad \text{en } f = 50 Mhz \quad \text{en we nemen een } Q_L = 10.$$

Er wordt gevraagd wat zijn bij benadering de componenten  $C_s$ ,  $L_s$ ,  $C_p$  en  $R_L$  ?



We hadden al gevonden dat :

$$R_l = \frac{2.V_{dc}^2 \cdot \sin^2(\varphi)}{P} = \frac{2.9V^2 \cdot 0.2884}{2W} = 23.36\Omega$$

Ook wisten we reeds dat

$$L_s = \frac{Q_L \cdot R_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{10 \times 23.36\Omega}{2 \times \pi \times 50 \times 10^6 \text{ Hz}} = 0.74358\mu\text{H}$$

en met de formule

$$C_s = \frac{1}{\omega \cdot R_L \cdot (Q_L - q)} = \frac{1}{2 \times \pi \times 50 \times 10^6 \text{ Hz} \times 23.36\Omega \times (10 - 1.1525)} = 15.40\text{ pf}$$

en tenslotte weten we dat

$$C_p = \frac{P}{\omega \cdot (V_{dc})^2 \cdot \pi} = \frac{2W}{2 \times \pi \times 50 \times 10^6 \text{ Hz} \times (9V)^2 \times \pi} = 25.01\text{ pf}$$

Nogmaals wil ik de nadruk op leggen dat deze uitkomsten een benaderende waarde zijn van de componenten, en dat de afwijking ten opzichte van de meest optimale waarden toch nog ongeveer 5% kunnen afwijken.

In de volgende hoofdstukken zullen we dieper hierop ingaan.

Maar een simulatie met deze componenten op PSPICE geeft het volgende reeds behoorlijk resultaten.

### PSPICE-Schema

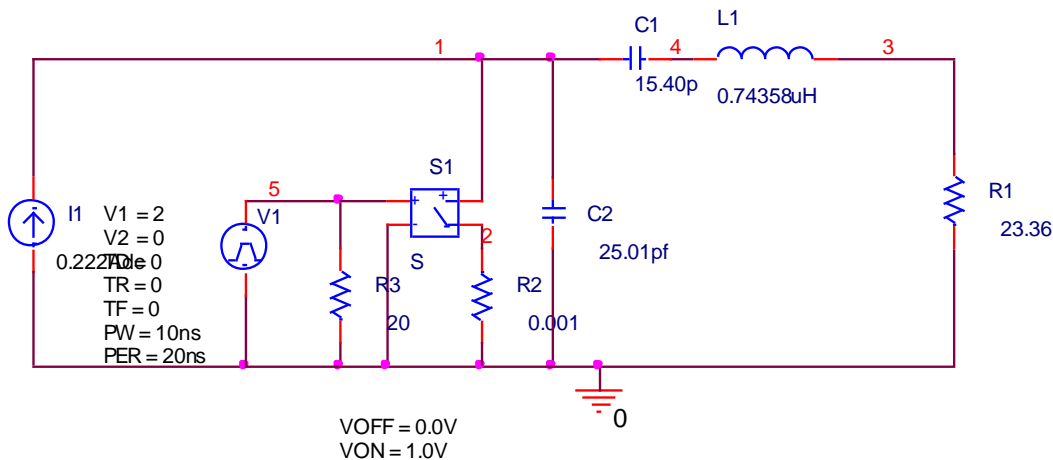
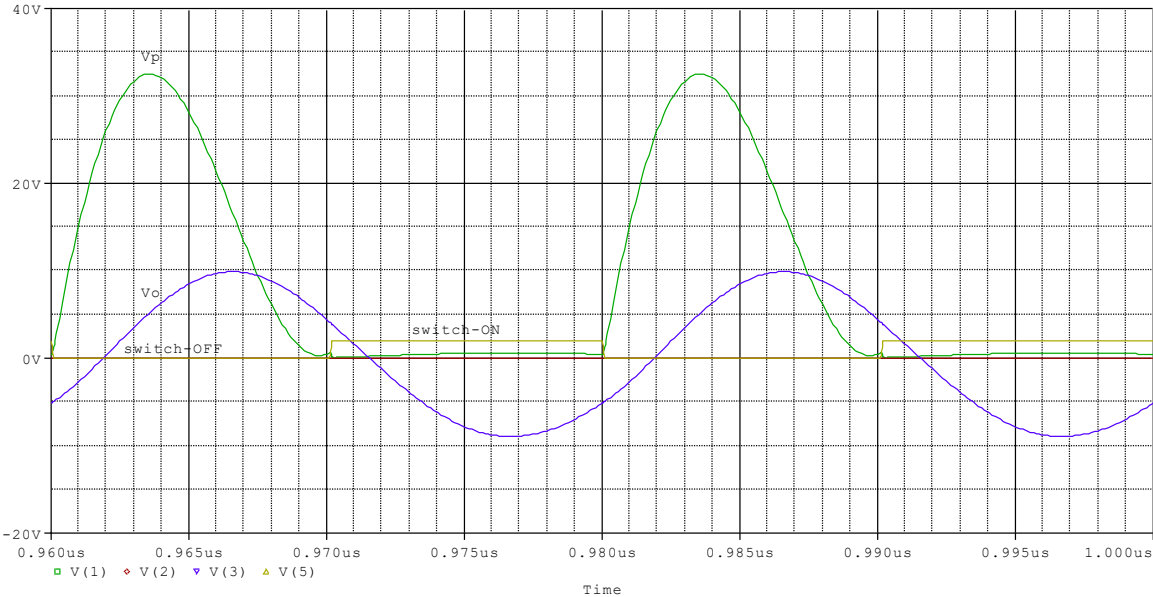


fig. 22

In deze simulatie is een stroombron gebruikt van 0.222A in plaats van een spanningsbron en een spoel. Dit schema benadert beter de analytische benadering, en de overgangs verschijnselen zijn veel minder. Er is ook een weerstand  $R2=0.001 \Omega$  in opgenomen. Dit is alleen gedaan om de stroom te kunnen meten door de switch wanneer deze gesloten is. De kleine spanning die daardoor veroorzaakt wordt is klein. In werkelijkheid heeft zelfs de beste LDMOS of FET transistor ook nog een weerstandswaarde in die die orde van grootte is. Gebruikt men een trim-capaciteit voor zowel C1 en C2 ( trim capaciteiten van 10-40pf) dan kan men vrij behoorlijk reeds een eindtrap ontwerpen die behoorlijk zal werken en kan bijgetrimd worden door C1 en C2 bij te regelen tot maximaal vermogen, en maximaal rendement. Noteer dat de belasting hier 23.36 Ohm is en dat er noodzakelijk nog een aanpassing moet gebeuren om deze impedantie aan te passen hetzij rechtstreeks aan de

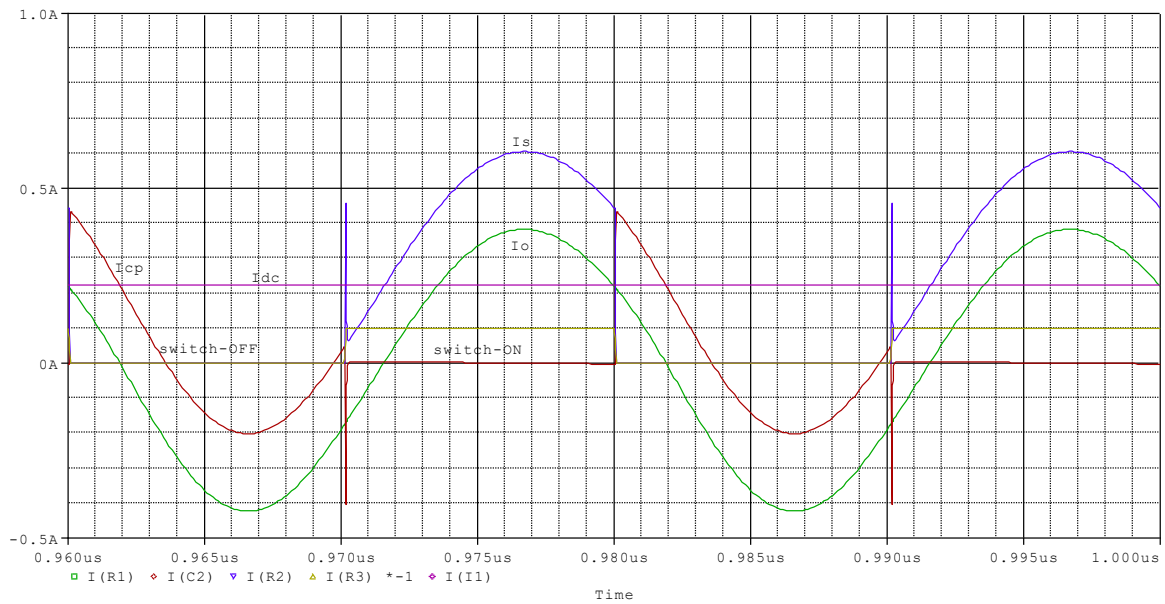
antenne weerstand (ongeveer  $36,6\Omega$  voor een verticale  $\lambda/4$  antenne) of hetzij aan een coax kabel (van  $50\Omega$  of  $75\Omega$  ). Dit probleem wordt in een afzonderlijk hoofdstuk behandeld.

**Spanningen diagram**



**fig. 23**

**Stromen diagram**



**fig. 24**

De diagrammen zijn opgenomen na  $960\mu\text{s}$ , dit is gedaan om overgangsverschuiven die gebeuren bij het plots aanschakelen van de voeding niet zouden getoond worden. Na een zekere tijd zijn die dan ook volledig verdwenen. De schakeling bevindt zich dan in zijn regime toestand.

Men merkt echter dat bij het sluiten van de switch er nog een stroom-piek ontstaat, dit komt omdat de parallel capaciteit  $C_p$  iets te klein is en niet volledig nul is op het ogenblik dat de switch zich sluit. Vermits de capaciteit door de switch onmiddellijk ontladen wordt ontstaat deze piek. Dit veroorzaakt een dissipatie in de switch (opwarming) en dus een verlies van het rendement.

De piek-spanningen en piek-stromen komen vrij behoorlijk overeen met wat we reeds berekend hebben.

In de praktijk zal men steeds naast  $C_p$  een trim-capaciteit plaatsen, zodat met deze trimmer de juiste waarde kan ingesteld worden. Noteer dat in werkelijkheid de switch een FET of LDMOS transistor is en dat  $C_p$  de som is van de Drain-Source capaciteit van de transistor en de uitwendige capaciteit (en de trim-capaciteit).

De meeste artikels die men vindt op het internet over Klasse-E versterkers gaan niet verder dan deze berekeningen, en spreken niet over de vereenvoudingen die gemaakt werden.

Maar omdat ik van het principe ben zoals Einstein het ooit formuleerde : "Maak alles zo eenvoudig mogelijk, maar vereenvoudig niets" (helaas aan dat laatste maar-zinnetje beantwoorden de meeste artikelen niet ) blijf ik hardnekkig verder uitdiepen hoe men tot een nog correctere oplossing kan komen.

Begrijp me niet verkeert, er mag en moet vereenvoudigd worden, maar vermeldt dan toch tenminste dat er vereenvoudingen aanwezig zijn, en dit is naar mijn aanvoelen één van de grootste fouten in het onderwijs, dat zij zelden of nooit dit onderlijnen, en later in de praktijk de meeste afgestudeerden met juist deze problemen te maken krijgen.

Uit de figuren blijkt ook dat het vermogen geleverd aan de weerstand ongeveer  $1.85\text{ W}$  bedraagt, wat overeenkomt met een rendement van  $95.5\%$ . Noteer ook dat er ook een DC-offset opzit, met andere woorden, het sinus-sigitaal aan de uitgang is niet volledig symetrisch ten opzichte van de 0-as. Tot hiertoe is hier niets over gezegd, maar zal in volgende berekeningen wel degelijk aan bod komen.

## 6.15 Een betere benadering van R

We kunnen al onze componenten afhankelijk maken van 3 parameters, namelijk  $q$  en  $p$ , en we kiezen als vrije parameter  $Q_L$ . En bepalen  $R_L$  in functie van  $q$  en de vooropgestelde waarden zoals vermogen en voedingsspanning.

Hoebepalen we  $R_L$  in functie van  $q$ ,  $V_{cc}$  en  $P$  ?

We hebben bij de harmonische vervorming gezien dat  $\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{\sqrt{1+q^2}}$ . Nu weten we ook dat

$P = \frac{E_o^2}{2.R_L}$  of  $E_o = \sqrt{2.R_L.P}$ . Ook weten we uit de harmonische vervorming dat de verhouding

van de 1ste harmonische tot de voedingspanning gelijk is aan  $\frac{E_i}{V_{cc}} = 1.6377$ . Noteer dat ook dit een

vrij nauwkeurige maar niet exacte benadering is, maar een werkbare methode. En noteer ook dat alleen de eerst harmonische van belang is en zal uitgezonden worden door de antenne. Alle andere harmonischen zijn te beschouwen als verloren energie. De LC-filterschakeling zal er voor zorgen dat zoveel mogelijk harmonischen zullen onderdrukt worden maar degenen die toch nog tot aan de antenne geraken zullen het totale rendement verminderen. We streven er echter na om een zo hoog mogelijk rendement te bekomen, echter 100% zullen we nooit halen.

Vullen we deze vergelijkingen in dan bekomen we dat;  $\frac{\sqrt{2.P.R_L}}{1.6377.V_{cc}} = \frac{1}{\sqrt{1+q^2}}$  en hieruit leiden we af

dat  $R_L = \frac{1.6377^2.V_{cc}^2}{2.P.(1+q^2)}$  ofwel

$$R_L = \frac{1.341.V_{cc}^2}{P.(1+q^2)} \quad (1)$$

En in eerste instantie hebben we ook een uitdrukking gevonden voor  $q$ . Laten we deze  $q_\infty$  noemen omdat het eigenlijk de  $q$ -faktor is voor een schakeling met een  $Q_L = \infty$  (oneindig) en deze waarde was  $q_\infty = 1.1525$

Vullen we deze waarde in dan bekomen we dat  $R_L = \frac{1.341.V_{cc}^2}{P.(1+q^2)} = \frac{1.341 \times 9^2}{2.(1+1.1525^2)} = 23.32668$

Jan Spaenjers