Inhoudsopgave

5 Wisselstroom en wisselspanning

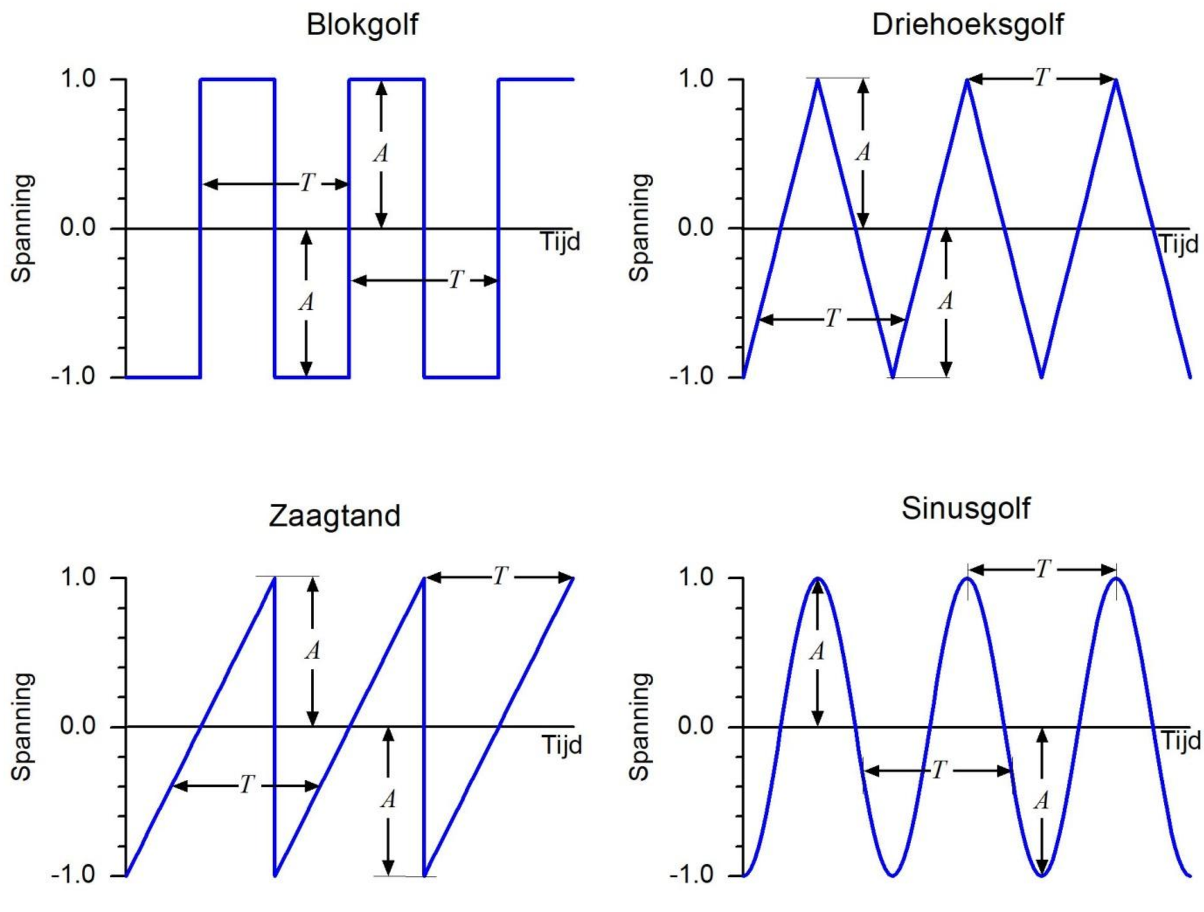
5.1 Wat leer je in dit hoofdstuk

Je maakt kennis met wisselstroom en-spanning in verschillende vormen. Beide hebben de eigenschap, zich periodiek te herhalen, soms langzaam, soms snel, tot miljoenen of miljarden keren per seconde. De nadruk ligt op het gedrag van wisselstroom of –spanning in combinaties van weerstanden, condensatoren en spoelen. Dat is onmisbare kennis om de werking van zenders en ontvangers te begrijpen, want ze zijn er allemaal op gebaseerd.

5.2 Wat is wisselstroom en wisselspanning, periodiciteit

Wisselstroom is stroom die heen en weer gaat. Wisselspanning is spanning die voortdurend van teken wisselt. Het zijn periodieke verschijnselen, net als dag en nacht, Nieuwjaar of de lichtflitsen van een vuurtoren. Wiskundig is er geen verschil tussen deze periodieke verschijnselen en die in de elektronica. Die laatste gaan alleen sneller.

Een periodiek signaal herhaalt zich met een vaste regelmaat in dezelfde vorm en grootte. In de elektronica kennen we bijvoorbeeld vormen als weergegeven in Figuur 5.2-1.



Figuur 5.2-1. Voorbeelden van golfvormen: blokgolf, driehoek, zaagtand en sinus. Op de verticale assen mag in plaats van 'Spanning' ook 'Stroom' worden gelezen. Periodeduur T en amplitude A zijn op verschillende plaatsen aangegeven.

Een periode is één eenheid van het signaal. Een periode heeft een tijdsduur *T*, de periodeduur of –tijd. De SI-eenheid van tijd is de seconde. De frequentie *f* is perioden per tijd. De eenheid van frequentie is de hertz (Hz): perioden per seconde. De grootheid *f* is het omgekeerde van *T*, dus:

$$f = \frac{1}{T} \text{ en dus ook } T = \frac{1}{f} \tag{5.2-1}$$

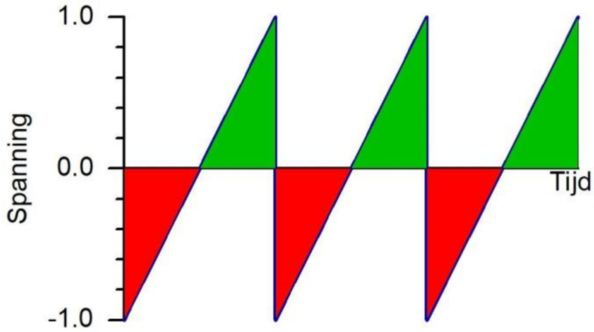
Een rekenvoorbeeld: een periode duurt 10 ms. Gevraagd: de frequentie. Volgens het gegeven is *T*= 10 ms. Toepassen van (5.2-1) geeft:

$$f = \frac{1}{10.10^{-3}} \text{ Hz} = \frac{1}{10^{-2}} \text{Hz} = 100 \text{ Hz}$$

Behalve periode en frequentie kennen we nog meer grootheden:

De amplitude *A* is de maximale uitwijking uit de nulstand. Zie Figuur 5.2-1.

De gemiddelde waarde van een *zuivere* wisselstroom of –spanning is 0, want de delen van het signaal boven en onder de nullijn zijn even groot (Figuur 5.2-2).



Figuur 5.2-2. Zuivere wisselspanning in zaagtandvorm. De groene driehoeken boven de nullijn zijn even groot als de rode eronder.

Voor minder dan een volle periode kan dat anders zijn. De gemiddelde waarde van een halve positieve of negatieve sinusperiode met amplitude *A* is ${}^{2A}/_{\pi}$. Voor een negatieve halve periode geldt hetzelfde, maar met een minteken ervoor.

De effectieve waarde van een zuivere wisselspanning of –stroom is niet 0. Een weerstand waar stroom doorheen loopt, wordt warm. Het maakt daarbij niets uit, in welke richting de stroom loopt. Een blokspanning met amplitude *A* = 1 V heeft dan ook een effectieve waarde U_{eff} = 1V. Als vergelijking: $U_{eff} = A$. Bij een sinus is dat anders, omdat de spanning (of stroom) voortdurend verandert. Voor een sinusvormige wisselspanning met maximum U_{max} (die gelijk is aan de amplitude *A*) geldt

$$U_{eff} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{A}{\sqrt{2}} \text{of iets minder precies: } U_{eff} \approx 0{,}7U_{max} \approx 0{,}7A \tag{5.2-2}$$

En dus ook

$$U_{max} = A = U_{eff}\sqrt{2} \text{ of iets minder precies: } U_{max} = A \approx 1{,}4U_{eff} \qquad (5.2\text{-}3)$$

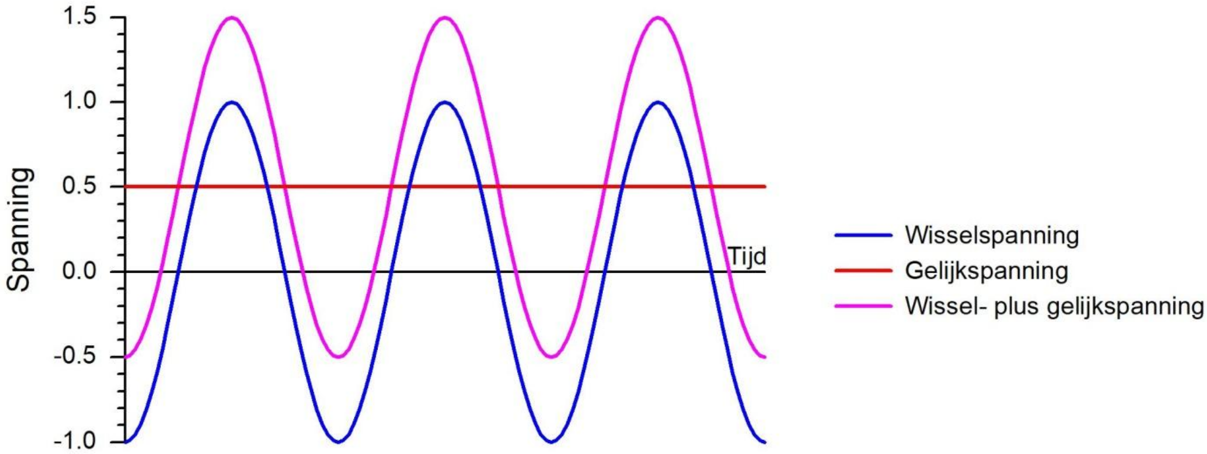
Wat voor de spanning U geldt, geldt ook voor de stroom I. Je mag in de vergelijkingen (5.2-2) en (5.2-3) dus alle U vervangen door I.

De fase van een wisselspanning is het deel van een periode dat sinds het begin ervan is gerealiseerd. We kennen *absolute* en *relatieve* fase.
Absolute fase is de mate van vordering van een periode. Fase wordt bij voorkeur als hoek opgegeven, omdat je anders twee grootheden, tijd en frequentie of periodeduur nodig hebt. 180° is voor iedere frequentie 'halverwege de periode'. In radialen: één periode is 2π radialen, dus 'halverwege de periode' is π. En ½π komt overeen met 90°.
Relatieve fase of *faseverschil* is het verschil in fase tussen twee wisselspanningen of -stromen. Zelfs al is de frequentie van beide gelijk, dan hoeven ze nog niet precies gelijk op te lopen. Met faseverschil maken we kennis bij het wisselstroomgedrag van spoelen en condensatoren. Ook faseverschil wordt vrijwel altijd uitgedrukt als verschil in fasehoek.

De momentele waarde is de waarde op enig moment. Bij elke fasehoek hoort een momentele waarde.

5.3 Mengvormen van gelijk- en wisselspanning of –stroom

Een zuivere wisselspanning of –stroom heeft een gemiddelde waarde 0. Die zuiverheid is er lang niet altijd. Als de gemiddelde waarde niet 0 is, spreken we van een *onzuivere* wisselspanning of -stroom. Figuur 5.3-1 geeft een bijbehorend plaatje.



Figuur 5.3-1. Een zuivere sinusvormige wisselspanning (blauw), een gelijkspanning (rood) en hun optelsom (paars). De paarse kromme stelt een onzuivere sinusvormige wisselspanning voor.

Berekenen van het zuivere deel van een onzuivere wisselspanning is eenvoudig: bepaal de gemiddelde waarde en trek die van de golfvorm af. Als je hem in een schakeling via een condensator laat lopen, is het gelijkstroomdeel weg. Wat overblijft is een zuivere wisselspanning.

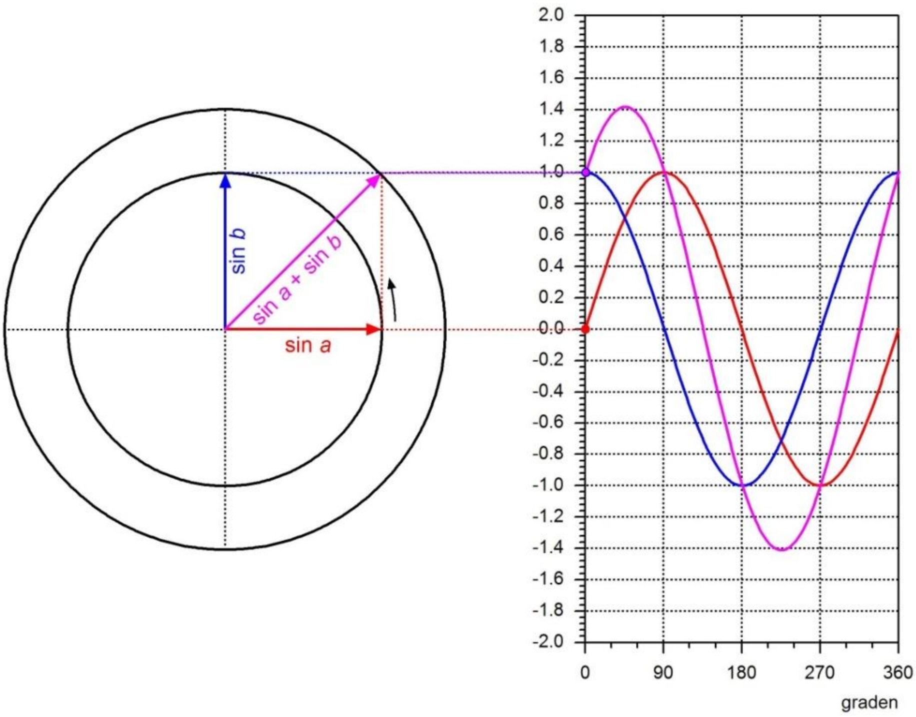
5.4 Optellen van wisselstromen en –spanningen, vectordiagrammen

Optellen van wisselstromen en -spanningen is nodig bij het bepalen van de werking van frequentiefilters. Dat zijn schakelingen die de ene frequentie beter doorlaten dan de andere. Ze zijn onmisbaar in zenders, ontvangers en heel veel andere schakelingen. Het optellen van wisselstroom/spanning is niet zo eenvoudig als gelijkstroom/spanning. Bij gelijkstroom of –spanning tel je spanningen of stromen op en klaar is Kees.

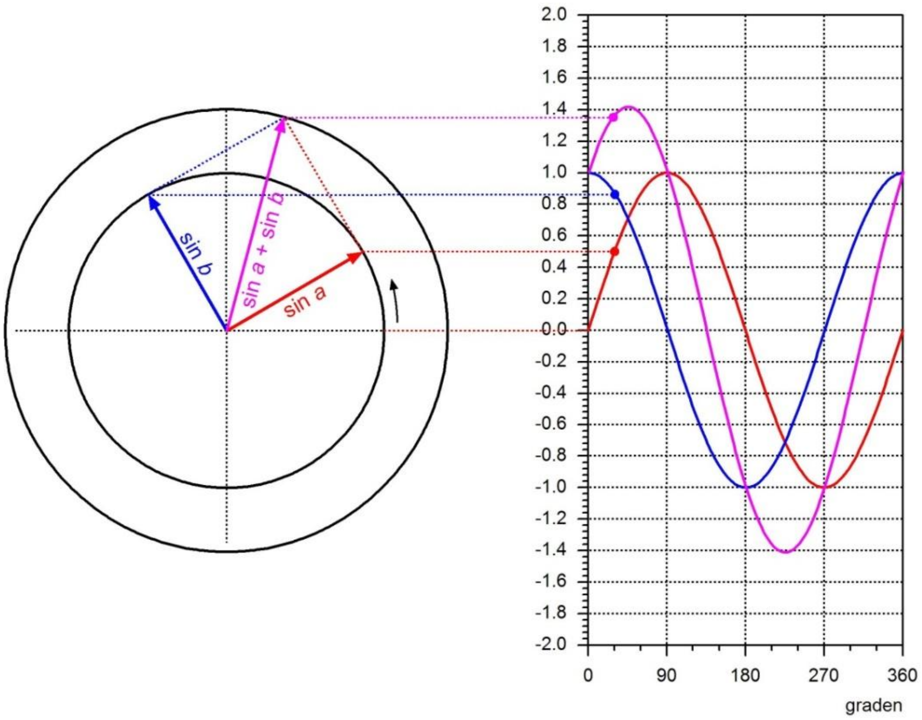
Bij wisselstroom moeten we rekening houden met faseverschillen tussen de termen (bestanddelen) van de optelling. Grafisch optellen is in theorie mogelijk, maar omslachtig. Gemakkelijker is het zogenoemde vectordiagram.

In hoofdstuk 2 zagen we dat sinus en cosinus zijn af te leiden van een ronddraaiende vector. Een vector heeft een grootte (lengte) en een richting. Die twee zijn de kenmerken van een vector. We gaan van de sinus terug naar de ronddraaiende vector. We beperken ons hier tot sinusvormige signalen van gelijke frequentie. Meer is voor het zendexamen niet nodig. De lengte van een vector is de amplitude A van de bijbehorende sinus. Een voorbeeld met sinussen die 90° = $\pi/2$ in fase verschillen, vinden we in Figuur 5.4-1. Hetzelfde beeld zien we 30° = $\pi/6$ gedraaid in Figuur 5.4-2.

De optelling van de amplitudes A levert geen nieuwe amplitude $2A$ op zoals dat bij een gelijkspanning het geval zou zijn. Omdat beide sinussen 90° in fase verschillen, kunnen we bij de optelling de stelling van Pythagoras toepassen. De uitkomst voor de amplitude van de som is dan $A\sqrt{2}$, of ongeveer $1{,}4A$.

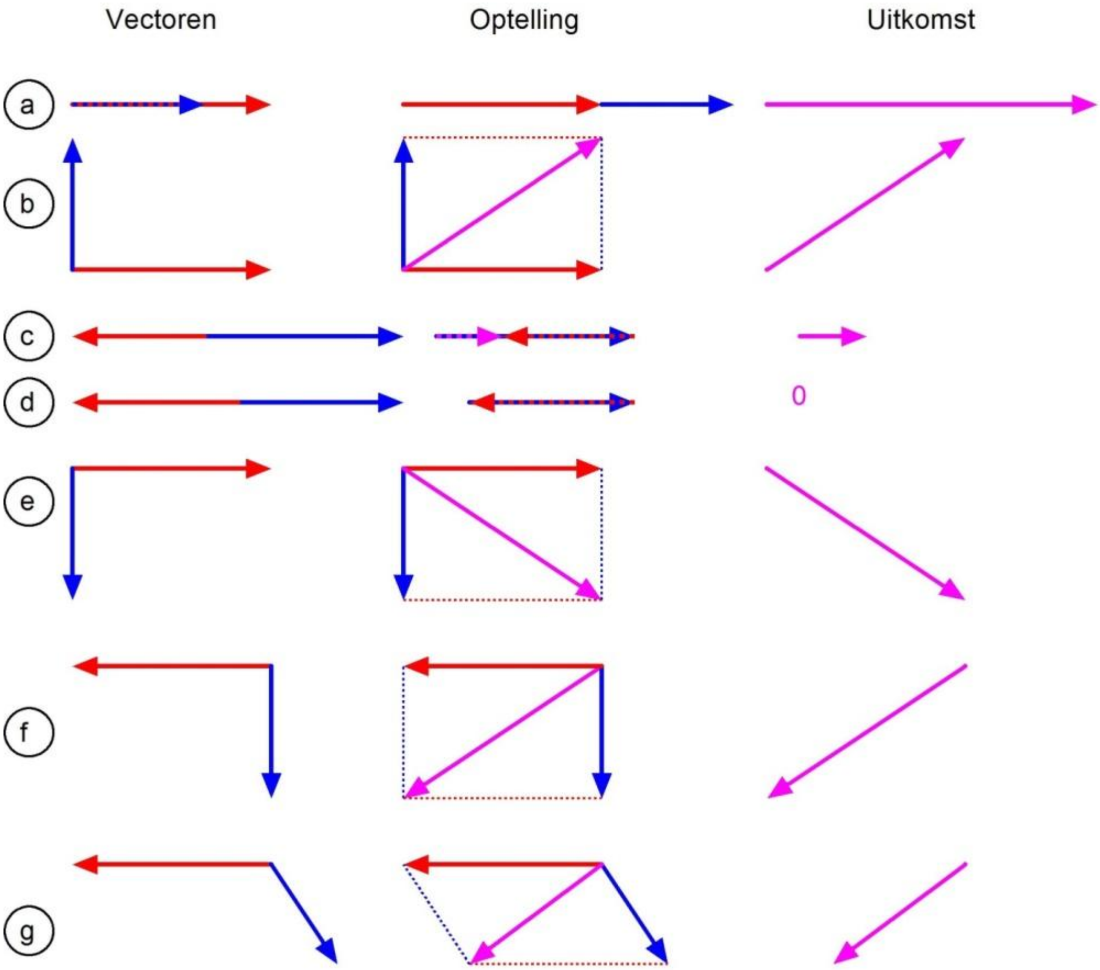


Figuur 5.4-1. Vectorvoorstelling van de optelling van twee sinussen met faseverschil. De blauwe sinus loopt in dit geval 90° = ½ π voor op de rode. De paarse is de som van beide.



Figuur 5.4-2. Vectorvoorstelling als in Figuur 5.4-1, maar 30° = 1/6 π gedraaid. Zolang de frequentie dezelfde is, is de draaisnelheid van de vectoren dat ook en blijft hun onderlinge positie onveranderd.

De twee amplitudes hoeven niet gelijk te zijn en het faseverschil hoeft geen 90° te zijn. Om je aan vectoroptellingen te laten wennen, toont Figuur 5.4-3 een aantal.



Figuur 5.4-3. Verschillende vectoroptellingen. Links de op te tellen vectoren, (blauw en rood), in het midden de optelling (blauw+rood=paars) en rechts alleen de uitkomst (paars). Waar twee vectoren op elkaar liggen, is de bijbehorende lijn in beide kleuren geblokt.

5.5 Faseverschil tussen stroom en spanning bij condensatoren en spoelen

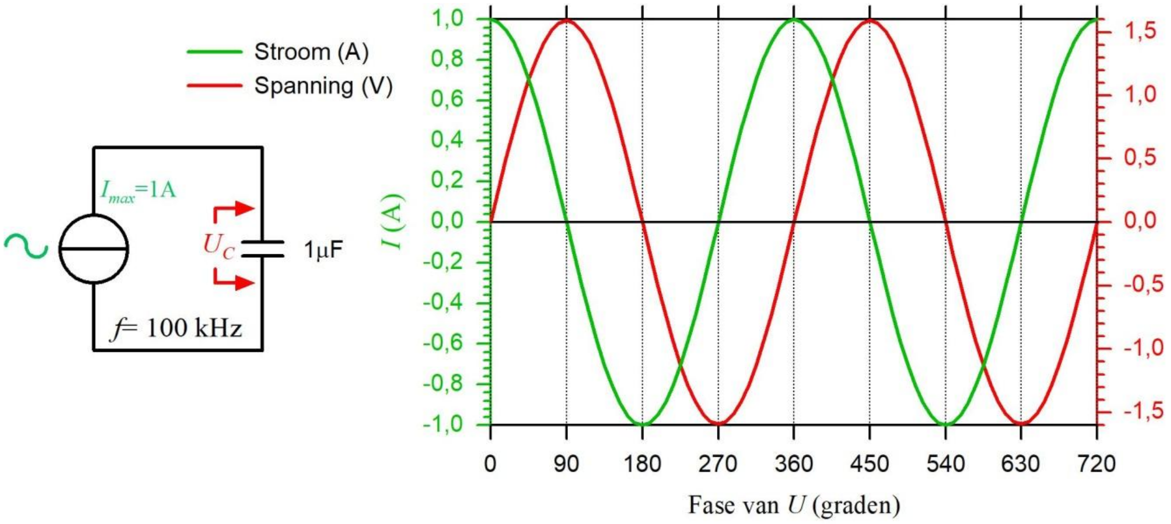
5.5.1 Inleiding

Als wisselstroom door een weerstand loopt, zijn stroom en spanning netjes in fase. Bij condensatoren en spoelen is dat niet zo. Daarom gaat deze paragraaf over condensatoren en spoelen in combinatie met wisselstroom en-spanning.

5.5.2 Condensatoren, spoelen en wisselstroom

Bij een condensator leidt een constante stroom tot een constant toenemende spanning. Bij een spoel leidt een constante spanning tot een constant toenemende stroom (hoofdstuk 4).

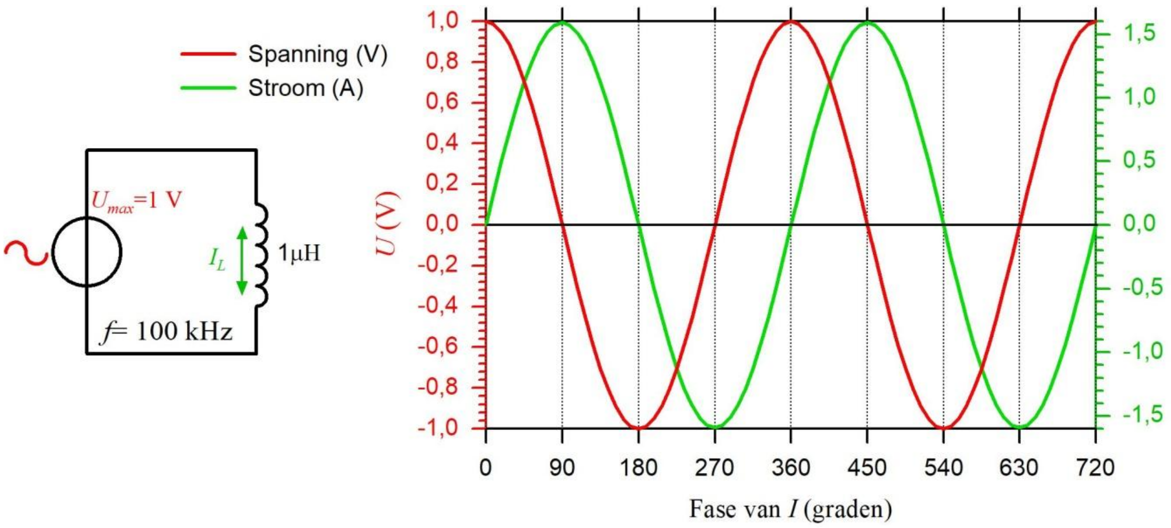
Bij een condensator (capaciteit) leidt een constante wisselstroom tot een constante wisselspanning over de condensator. Alleen als de wisselstroom sinusvormig is, heeft de ontstane wisselspanning dezelfde vorm als de stroom. De wisselspanning loopt 90° of ½ π achter op de stroom. Zie Figuur 5.5-1.



Figuur 5.5-1. Bij een condensator (capaciteit) loopt de spanning 90° =½ π achter op de stroom.

Voor een spoel kunnen we dezelfde zinnen gebruiken als stroom wordt vervangen door spanning en spanning door stroom:

Bij een spoel (zelfinductie) leidt een constante wisselspanning tot een constante wisselstroom door de spoel. Alleen als de wisselspanning sinusvormig is, heeft de ontstane wisselstroom dezelfde vorm als de spanning. De wisselstroom loopt 90° of ½ π achter op de spanning. Zie Figuur 5.5-2.



Figuur 5.5-2. Bij een spoel (zelfinductie) loopt de stroom 90° = ½ π achter op de spanning.

5.5.3 Ezelsbruggetjes

Om het verschil in fase tussen stroom en spanning bij C en L te onthouden als het met beredeneren niet lukt, kennen we verschillende ezelsbruggetjes. De kortste is LUI. Bij een spoel L loopt *U* voor op *I*. Bij een condensator is het andersom: *I* loopt voor op *U*. CIU kun je ook onthouden, maar het is geen bestaand woord. Een oudere ezelsbrug is LEICIE. Die stamt uit de tijd dat men voor spanning E in plaats van U schreef. Bij L komt E vóór I en bij C komt I vóór E.

5.6 Reactantie, resonantie en impedantie

5.6.1 Reactantie

Bij wisselstroom ontstaat over een condensator C een wisselspanning; bij wisselspanning loopt er door een spoel L een wisselstroom. Hoe groot die wisselspanning, resp. –stroom is, hangt af van de frequentie en de capaciteit van C, respectievelijk de zelfinductie van L. Ze hebben daarom voor wisselstroom allebei een schijnbare weerstand, de *reactantie*.

Een echte weerstand is het niet, want bij een weerstand zijn stroom en spanning in fase. Bij een reactantie verschillen ze 90°. Wel worden reactanties net als weerstanden in Ohm (Ω) uitgedrukt. Het symbool voor reactantie is X.

Bij een condensator is de reactantie omgekeerd evenredig met de frequentie en de capaciteit. Bij een spoel is dat andersom: de reactantie is evenredig met frequentie en zelfinductie. Dat is te onthouden via doorredeneren naar 0 Hz ofwel gelijkstroom: bij 0 Hz is bij een condensator de reactantie oneindig en bij een spoel 0. Nu de vergelijkingen voor beide. Daarin zit de hoekfrequentie ω (ω=2πf). Eerst de condensator:

$$X_{\mathrm{C}} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C} \qquad (5.6\text{-}1)$$

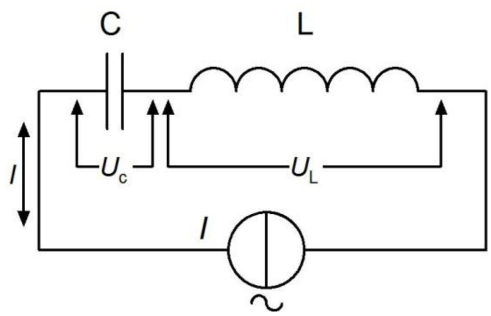
Dan de spoel:

$$X_{\mathrm{L}} = 2\pi f L = \omega L \qquad (5.6\text{-}2)$$

De Wet van Ohm is ook op reactanties van toepassing. Combineer in berekeningen effectieve spanning met effectieve stroom en spanningsamplitude met stroomamplitude.

5.6.2 Resonantie

We zagen dat stroom en spanning bij capaciteit èn zelfinductie 90° uit fase zijn, maar met omgekeerde opeenvolging. Als we ze in één schakeling combineren, kunnen stromen of spanningen ontstaan die 180° in fase verschillen. Ze zijn dan in *tegenfase*.. We beginnen met een serieschakeling van een condensator, spoel en wisselstroombron (Figuur 5.6-1).



Figuur 5.6-1. Condensator, spoel en wisselstroombron in serie.

In een serieschakeling is de stroom door alle componenten (onderdelen) dezelfde. De spanning U_C over de condensator loopt 90° achter op de stroom I en de spanning U_L over de spoel loopt 90° voor op dezelfde stroom. U_C en U_L zijn daarom in tegenfase. Als $U_C>U_L$, dan blijft een restant U_C over. Is $U_L>U_C$, dan is er een restant U_L. In het eerste geval reageert het geheel als condensator, in het tweede geval als spoel. De effectieve capaciteit of zelfinductie van het geheel is kleiner dan die van de afzonderlijke componenten.

Is U_C gelijk aan U_L, dan heffen ze elkaar op en staat er in theorie 0V over de combinatie spoel en condensator. Die situatie heet *resonantie*. In werkelijkheid is er in een schakeling altijd wel ergens een weerstand(je), maar ook dan spreken we van resonantie. Een kring (zo heet dat) als in Figuur 5.6-1 is maar bij één enkele frequentie *in resonantie*. Dat is de frequentie waarbij $X_L=X_C$. Die frequentie heet dan ook de *resonantiefrequentie*. De resonantiefrequentie f_{res} is daarmee voor elke combinatie van capaciteit en zelfinductie te berekenen, want

$$X_C = X_L \rightarrow \frac{1}{\omega C} = \omega L \qquad (5.6\text{-}3)$$

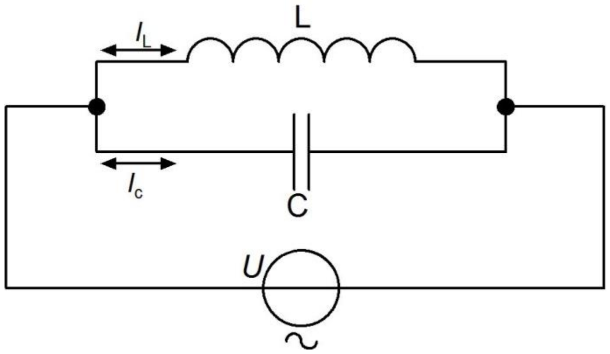
Uitwerken leidt tot de vergelijking van Thomson:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \qquad (5.6\text{-}4)$$

Omgerekend van hoekfrequentie ω naar frequentie f en een beetje omgewerkt wordt dat

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (5.6\text{-}5)$$

Bij een parallelschakeling van C en L gebeurt iets vergelijkbaars, maar dan voor de stroom. Zie Figuur 5.6-2.



Figuur 5.6-2. Condensator, spoel en wisselspanningsbron parallel.

In een parallelschakeling is de spanning over de parallel geschakelde onderdelen dezelfde. De stroom I_C door de condensator loopt 90° voor op de spanning U. De stroom I_L loopt 90° achter op U.

Nu zijn dus de stromen I_L en I_C in tegenfase. Is $I_C>I_L$, dan reageert het geheel als condensator, is $I_L>I_C$, dan ‘wint’ de spoel. In beide gevallen zijn de resterende capaciteit of zelfinductie kleiner dan die van de afzonderlijke componenten.

Is $I_C=I_L$, dan is de kring in resonantie. Omdat ditmaal de stromen elkaar opheffen, zou in theorie bij f_{res} de kring geen stroom doorlaten. De werkelijkheid is altijd iets minder extreem, doordat er, hoe gek het ook klinkt, altijd wel een weerstand is die roet in het eten gooit. De condensator lekt altijd een beetje, de inwendige weerstand van de spanningsbron is nooit helemaal 0 en de spoel heeft ook een kleine weerstand. Dat laatste klinkt misschien wat gek, want hoe kan een weerstandje in een spoel nu stroom veroorzaken in een schakeling die ‘stroomdicht’ zou moeten zijn? De verklaring is dat bij aanwezigheid van zo’n weerstand(je) de stroom door de spoel en die door de condensator bij resonantie niet tegelijk even groot en exact in tegenfase zijn. Bij de kwaliteitsfactor Q, verderop in dit hoofdstuk, komen we daarop terug.

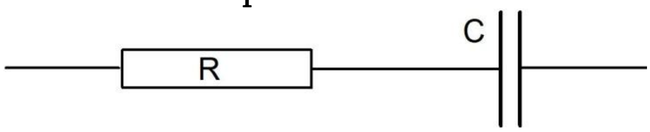
Omdat vergelijking (5.6-3) ook geldt bij resonantie in parallelkringen, geldt de Thomson-vergelijking (5.6-5) voor parallel- èn serieschakelingen van spoel en condensator.

Samengevat: voor beide soorten kringen geldt de vergelijking van Thomson. De seriekring heeft bij resonantie zijn laagste lage schijnbare weerstand, de parallelkring zijn hoogste.

5.6.3 Impedantie

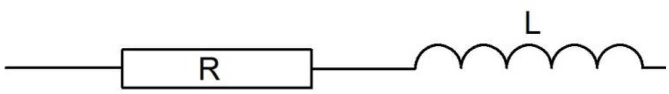
Impedantie is de schijnbare weerstand van een echte of Ohmse weerstand in combinatie met een reactantie. Weerstand en reactantie kunnen daarbij parallel of in serie staan. Ze kunnen ook in een combinatie met meer dan 2 componenten zitten die voor een deel in serie en voor een deel parallel staan. We bekijken alleen combinaties met twee componenten: een weerstand met spoel of condensator, parallel of in serie. Het standaard symbool voor reactantie is Z.

Weerstand en capaciteit in serie



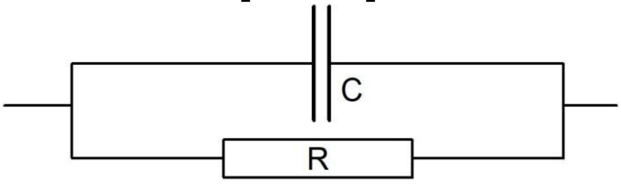
$$Z = \sqrt{X_C^2 + R^2} = \sqrt{\frac{1}{\omega^2 C^2} + R^2} \qquad (5.6\text{-}6)$$

Weerstand en zelfinductie in serie



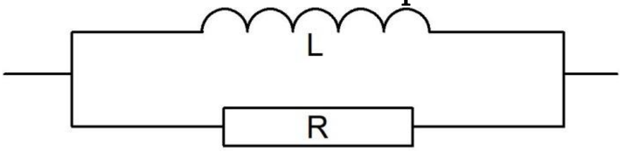
$$Z = \sqrt{X_L^2 + R^2} = \sqrt{\omega^2 L^2 + R^2} \qquad (5.6\text{-}7)$$

Weerstand en capaciteit parallel



$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{X_{\mathrm{C}}^2} + \frac{1}{R^2}} = \sqrt{\omega^2 C^2 + \frac{1}{R^2}} \quad (5.6\text{-}8)$$

Weerstand en zelfinductie parallel

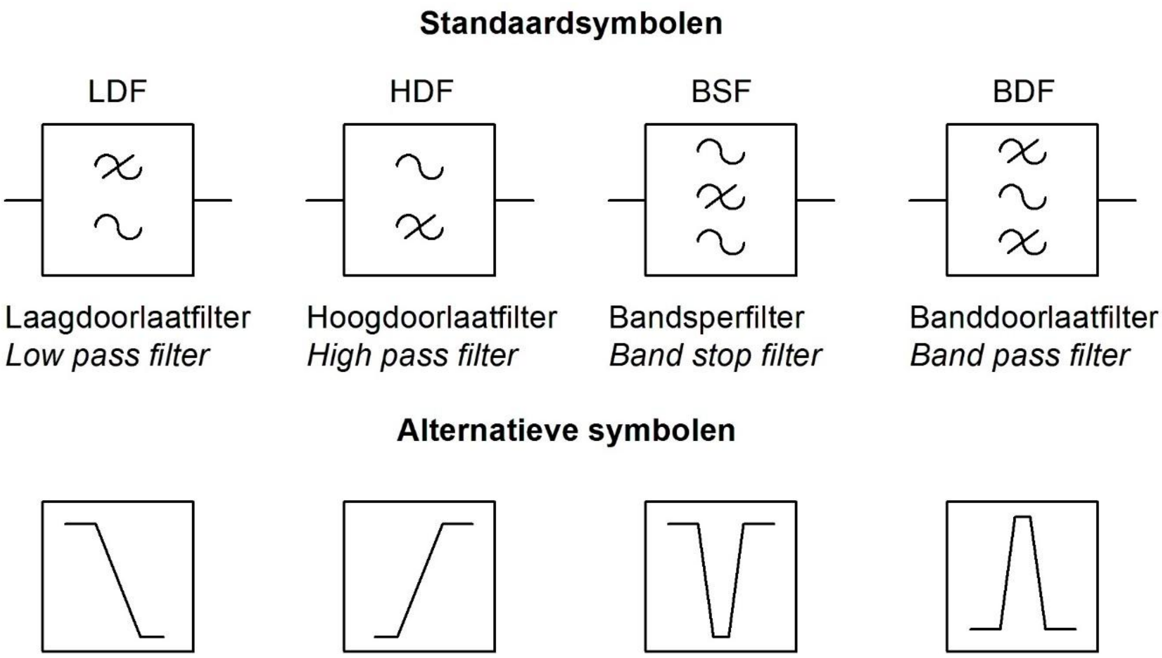


$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{X_{\mathrm{L}}^2} + \frac{1}{R^2}} = \sqrt{\frac{1}{\omega^2 L^2} + \frac{1}{R^2}} \quad (5.6\text{-}9)$$

5.7 Filters

5.7.1 Soorten filters

Het gaat om filters die frequenties doorlaten of tegenhouden. Figuur 5.7-1 geeft alle vier soorten met hun schemasymbolen.

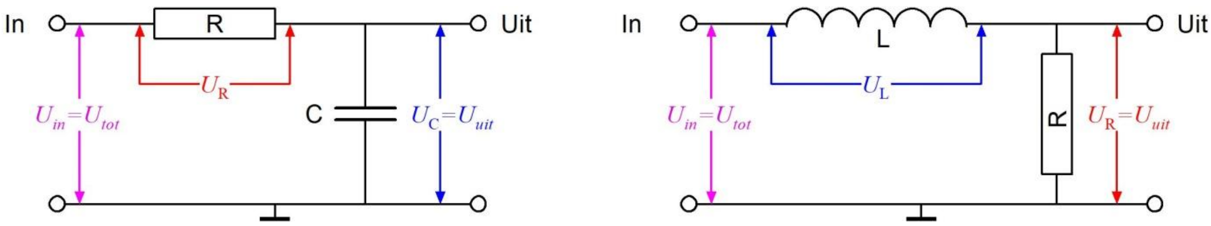


Figuur 5.7-1. De vier soorten frequentiefilters. Cursief: de Engelse termen.

Alle filters bevatten reactanties en/of impedanties.

5.7.2 Eenvoudige laagdoorlaatfilters

Een laagdoorlaatfilter laat frequenties beneden een bepaalde waarde goed en daarboven slecht door. De eenvoudigste vorm bevat een weerstand en een reactantie. In Figuur 5.7-2 staan een RC-filter (weerstand en condensator) en een LC-filter (weerstand en zelfinductie). Dit type filter is eigenlijk een spanningsdeler met een weerstand en een reactantie. De ingangsspanning staat over de hele serieschakeling. De uitgangsspanning staat in het RC-filter over de condensator, in het RL-filter over de weerstand.



Figuur 5.7-2. Eenvoudige laagdoorlaatfilters. Links een RC-filter met een weerstand en een condensator; rechts een RL-filter met zelfinductie en weerstand.

In het RC-filter wordt de reactantie X_C van C met toenemende frequentie kleiner. In het RL-filter wordt de reactantie X_L van L juist groter met toenemende frequentie. Dat verklaart de verschillende plaats van C en L in de schakelingen.

De *kantelfrequentie* is in beide schema's de frequentie waarbij $X=R$. De kantelfrequentie f_k wordt voor het RC-filter berekend volgens

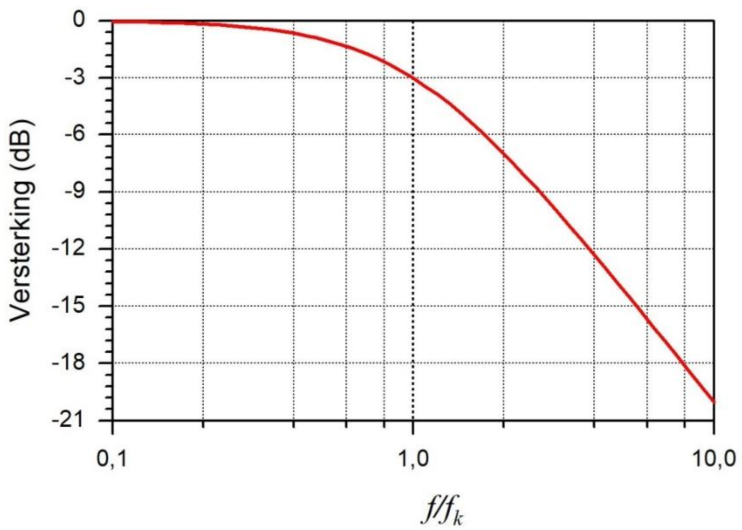
$$f_k = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (5.7\text{-}1)$$

En voor het LC-filter volgens

$$f_k = \frac{R}{2\pi L} \qquad (5.7\text{-}2)$$

De versterking van beide schakelingen is op het kantelpunt -3 dB. Dan is $U_{uit} \approx 0{,}7U_{in}$. Heb je liever alles in ω? Vervang f door ω en laat de 2π in de noemer weg.

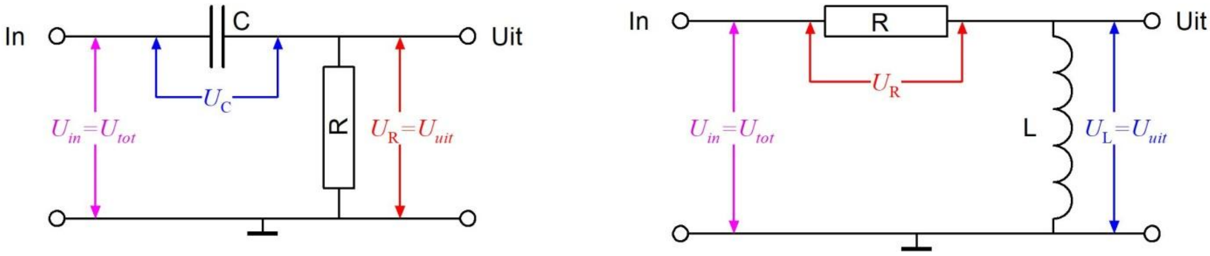
De doorlaatgrafiek van beide filters is gelijk (Figuur 5.7-3). De versterking in dB is negatief: de verdwenen dB's worden in de weerstand R omgezet in warmte.



Figuur 5.7-3. Doorlaatgrafiek voor de beide filters in Figuur 5.7-2 voor het frequentiegebied tussen 0,1 f_k en 10 f_k. Versterking op de verticale as in dB. De mintekens geven aan dat het filter verzwakt.

5.7.3 Eenvoudige hoogdoorlaatfilters

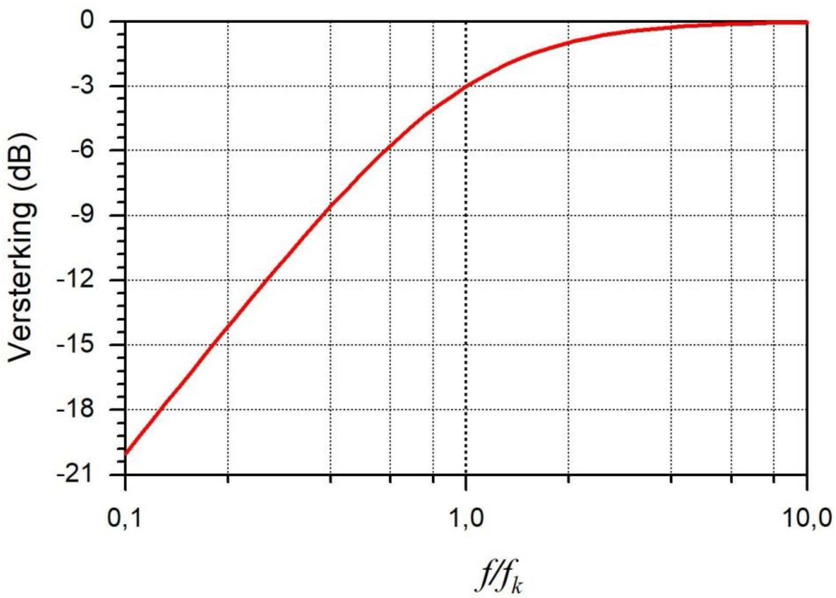
Door verwisseling van plaats van weerstand en reactantie in de schema's van Figuur 5.7-2 krijgen we hoogdoorlaatfilters (Figuur 5.7-4). Dat zijn filters die lage frequenties slecht en hoge frequenties goed doorlaten.



Figuur 5.7-4. Eenvoudige hoogdoorlaatfilters. Links een RC-filter met een weerstand en een condensator; rechts een RL-filter met zelfinductie en weerstand.

Ook hoogdoorlaatfilters hebben een kantelfrequentie. Die wordt net zo berekend als die voor laagdoorlaatfilters, dus met vergelijking (5.7-1) en (5.7-2). De verzwakking op de kantelfrequentie is ook dezelfde: $U_{uit} \approx 0{,}7U_{in}$.

De doorlaatgrafiek in Figuur 5.7-5 voor beide filters is het spiegelbeeld van die van Figuur 5.7-3.



Figuur 5.7-5. Doorlaatgrafiek voor de beide filters in Figuur 5.7-2 voor het frequentiegebied tussen 0,1 f_k en 10 f_k. Versterking op de verticale as in dB. De mintekens geven aan dat het filter verzwakt.

5.7.4 Bandfilters

Een band is een frequentiegebied, bijvoorbeeld 10-11 MHz. We onderscheiden bandsperfilters en banddoorlaatfilters. Bandsperfilters laten een band slecht door en alle andere frequenties goed. Banddoorlaatfilters laten een band juist goed door en alle andere frequenties slecht. Het gaat hierbij om afgestemde kringen met minimaal 1 spoel en 1 condensator. In dit hoofdstuk beperken we ons daartoe.

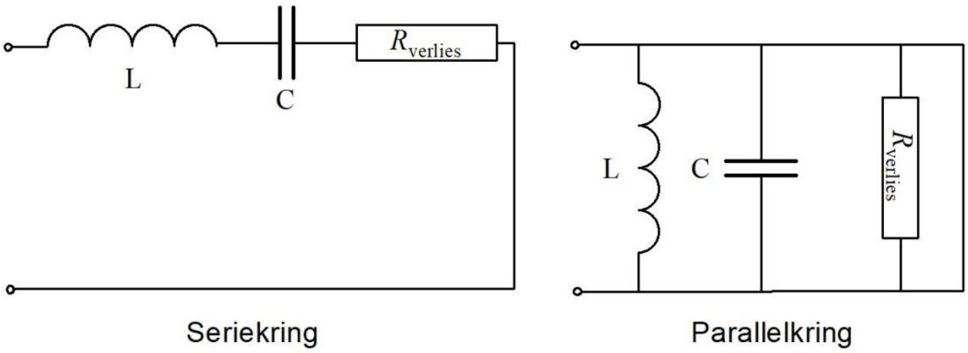
De kwaliteitsfactor Q

Bij LC-filters hoort een nieuwe grootheid, de kwaliteitsfactor met symbool Q. Die moeten we niet verwarren met de lading Q van een condensator! Uit een tekst over Q blijkt eigenlijk altijd wel over welke van de twee het gaat.

Q is een maat voor de verliezen in een LC- kring in resonantie (sub-paragraaf 5.6.2). Die verliezen kun je samenvatten in een *verliesweerstand*. Daarin zit alles waardoor een kring energie verliest weggewerkt: echte weerstand, een niet-ideaal diëlektricum, een 'lekkend' magnetisch veld. Een kring wordt dus bezien als een schakeling met ideale componenten en een energie verspillende weerstand. L-C-R dus.

Q is de verhouding van de verliesweerstand en van de reactantie van L of C op de resonantiefrequentie. Meestal wordt L als uitgangspunt genomen. Omdat de reactanties van L en C op de resonantiefrequentie gelijk zijn, mag je er ook C voor nemen.

Bij een seriekring wordt de verliesweerstand R_{verlies} in serie met L en C getekend. Bij een parallelkring staat R_{verlies} parallel aan L en C (Figuur 5.7-6).



Figuur 5.7-6. Seriekring (links) en parallelkring (rechts), beide met verliesweerstand.

Er is daardoor een verschil in berekening van Q voor serie- en parallelkringen.

In een seriekring geldt:

$$Q = \frac{X_{\mathrm{Lres}}}{R_{\mathrm{verlies}}} = \frac{\omega_{\mathrm{res}} L}{R_{\mathrm{verlies}}} \qquad (5.7\text{-}3)$$

In (5.7-3) mag de hoekfrequentie ω worden vervangen door $2\pi f_{\mathrm{res}}$, dus

$$Q = \frac{2\pi f_{\mathrm{res}} L}{R_{\mathrm{verlies}}} \qquad (5.7\text{-}4)$$

In een parallelkring gaan de vergelijkingen op hun kop:

$$Q = \frac{R_{\mathrm{verlies}}}{X_{\mathrm{Lres}}} = \frac{R_{\mathrm{verlies}}}{\omega_{\mathrm{res}} L} \qquad (5.7\text{-}5)$$

En dus ook

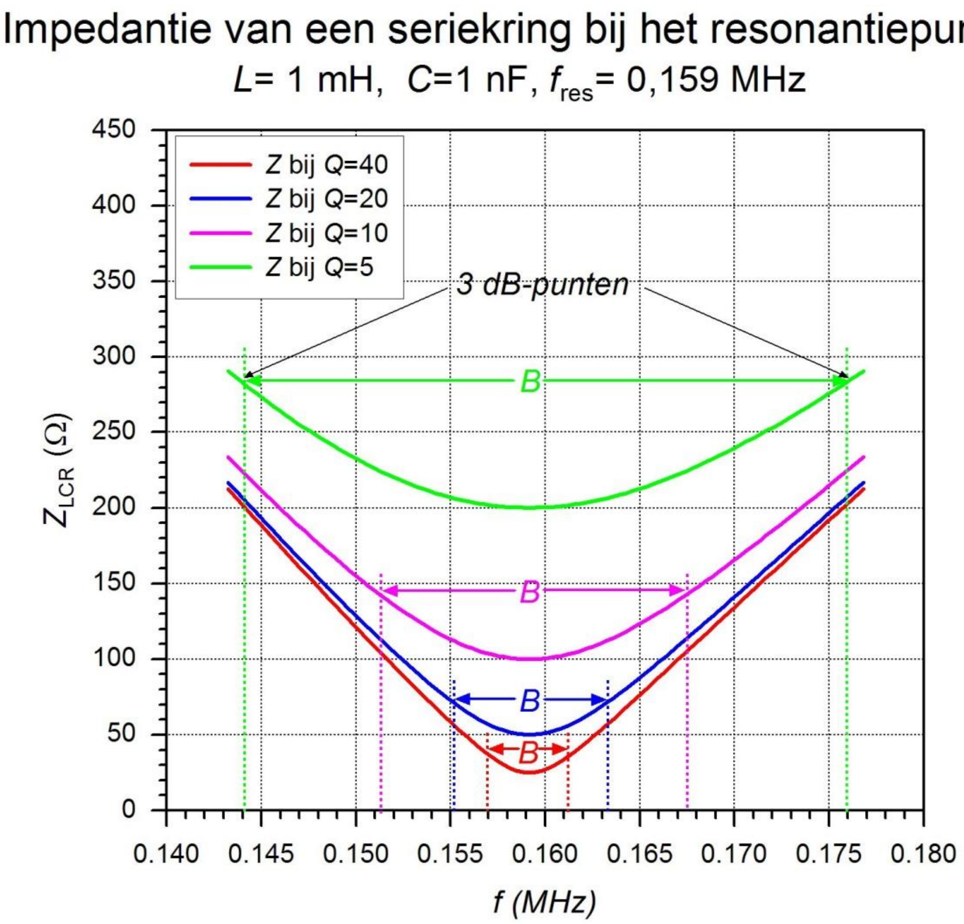
$$Q = \frac{R_{\text{verlies}}}{2\pi f_{\text{res}} L} \tag{5.7-6}$$

In een verliesvrije kring is $Q=\infty$. In een seriekring is dan volgens vergelijkingen (5.7-3) en (5.7-4) $R_{\text{verlies}}=0$, want R_{verlies} staat daar in de noemer. In een parallelkring is volgens vergelijkingen (5.7-5) en (5.7-6) $R_{\text{verlies}}=\infty$, want R_{verlies} staat in de teller.

Een LC-kring heeft twee 3 dB-punten, één op de opgaande en één op de neergaande flank. Daar is bij de seriekring de impedantie √2 maal zo groot als op het resonantiepunt. De afstand in frequentie tussen beide punten heet *bandbreedte*, symbool B. Hoe groter Q, des te kleiner is B. Het verband tussen B, Q en de resonantiefrequentie f_{res} luidt:

$$B = \frac{f_{res}}{Q} \text{ en dat is hetzelfde als } Q = \frac{f_{res}}{B} \tag{5.7-7}$$

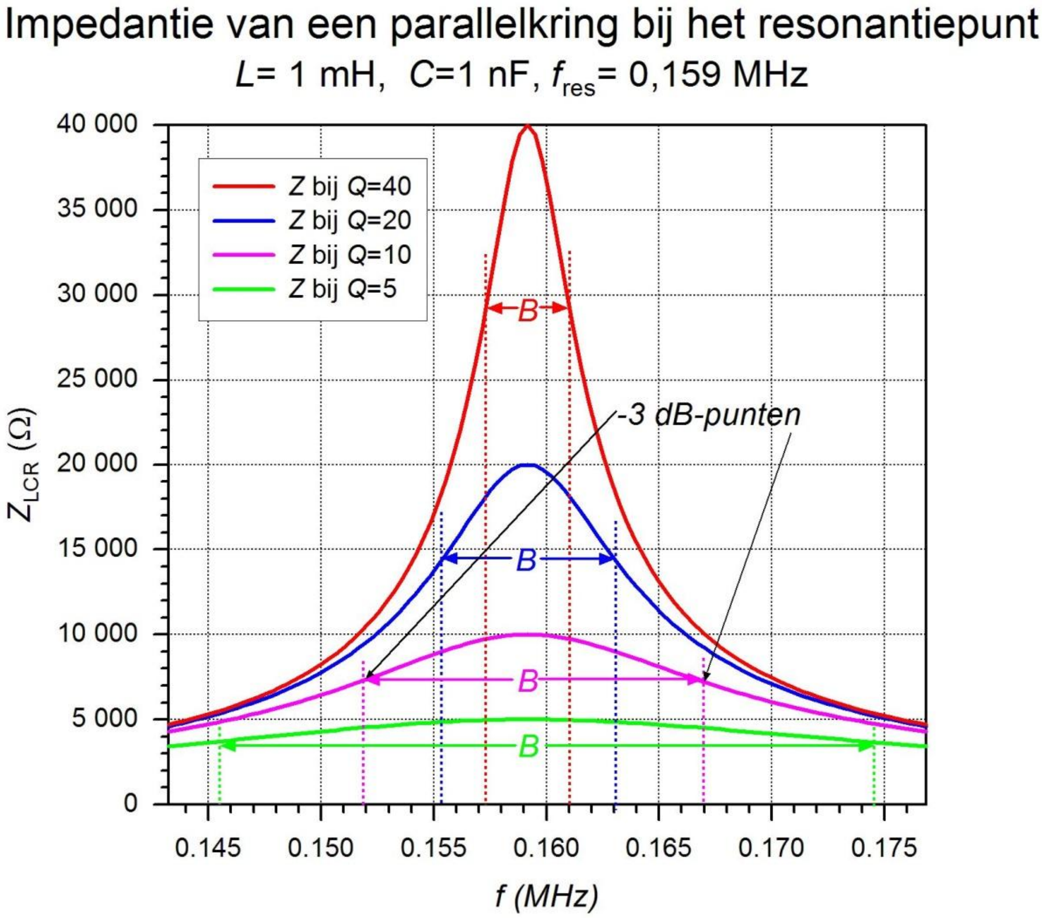
Figuur 5.7-7 toont vier voorbeelden.



Figuur 5.7-7. Berekende bandbreedten B voor vier waarden van Q in een seriekring voor L en C als boven de grafiek aangegeven. Op de verticale as de impedantie Z_{LCR}. De 3dB-punten liggen op de snijpunten van de gestippelde verticale hulplijnen met de impedantiekrommen van dezelfde kleur. Voor Q=5 zijn ze met pijlen aangegeven.

Bandsperfilters
Een band kun je tegenhouden door hem uit de schakeling af te voeren. Voor dat afvoeren is een seriekring door zijn lage impedantie bij resonantie heel geschikt. De kring wordt bij zulke toepassingen wel *zuigkring* genoemd, de stofzuiger die ongewenste zaken afvoert. Niet alleen de bandbreedte hangt af van Q, ook de effectiviteit. Bij een hoge Q is de kring efficiënt voor een smal frequentiegebied. Bij lage Q is het frequentiegebied breder, maar de effectiviteit kleiner (Figuur 5.7-7).

Banddoorlaatfilters
Een banddoorlaatfilter laat een frequentieband door en houdt de rest zo goed mogelijk tegen. De werking is dus het omgekeerde van die van een bandsperfilter. Een banddoorlaatfilter is dan ook gebaseerd op een LC-parallelkring (Figuur 5.7-6 rechts) in plaats van een seriekring. Q wordt berekend volgens vergelijkingen (5.7-5) en (5.7-6). Ook een LC-parallelkring heeft twee 3 dB-punten. De bandbreedte B is de frequentieband tussen deze twee punten en wordt precies zo berekend als voor een seriekring, dus volgens vergelijking (5.7-7).



Figuur 5.7-8. Berekende bandbreedten B voor verschillende waarden van Q voor een parallelkring met waarden van L en C als aangegeven in de figuur. De 3dB-punten liggen op de snijpunten van de gestippelde verticale hulplijnen met de impedantiekrommen van dezelfde kleur. Voor Q=10 zijn ze met pijlen aangegeven.

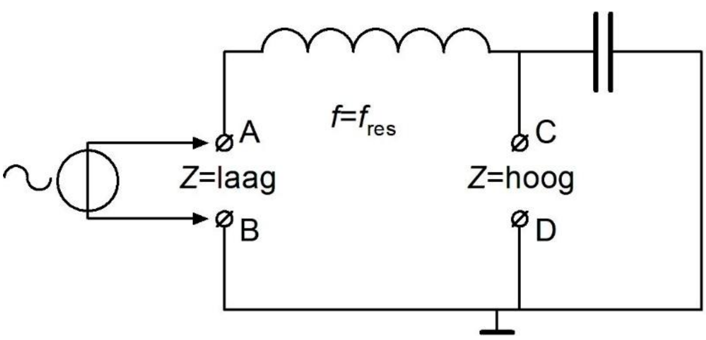
In Tabel 5.7-1 zijn de overeenkomsten (groen) en verschillen (rood) samengevat.

Tabel 5.7-1. Overeenkomsten en verschillen tussen een serie- en een parallelkring

	Seriekring	**Parallelkring**
Onderdelen staan	In serie	Parallel
Gemeenschappelijk	Stroom I	Spanning U
Vectoroptelling van	Spanningen per onderdeel	Stromen per onderdeel
Resonantievoorwaarde	$X_\mathrm{L} = X_\mathrm{C}$	$X_\mathrm{L} = X_\mathrm{C}$
Resonantiefrequentie	$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Impedantie bij resonantie	0, in werkelijkheid laag	∞, in werkelijkheid hoog
Filtertoepassing	Frequentieband wegwerken	Frequentieband overhouden
Z bij $f <$ resonantie	Capacitief	Inductief
Z bij $f >$ resonantie	Inductief	Capacitief
Kwaliteitsfactor Q bij resonantie	$Q = \frac{X_\mathrm{Lres}}{R_\mathrm{verlies}} = \frac{X_\mathrm{Cres}}{R_\mathrm{verlies}}$ Uitgewerkt: $Q = \frac{2\pi f L}{R_{serie}} = \frac{1}{2\pi f C R_{serie}}$	$Q = \frac{R_\mathrm{verlies}}{X_\mathrm{Lres}} = \frac{R_\mathrm{verlies}}{X_\mathrm{Cres}}$ Uitgewerkt: $\frac{R_{parallel}}{2\pi f L} = 2\pi f C R_{parallel}$
Grenzen bandbreedte B	+3dB-punten	-3dB-punten
Bandbreedte B, vergelijking	$B = \frac{f_{res}}{Q}$	$B = \frac{f_{res}}{Q}$

5.7.5 Van parallel- naar seriekring en terug: impedantietransformatie

Met een LC-filter kun je ook een lage impedantie omzetten in een hoge en omgekeerd. Dat geldt vooral voor frequenties binnen de bandbreedte. Voor frequenties daarbuiten gaat dat minder goed naarmate de frequentie verder van de band af ligt. Je kunt elke LC-kring aansluiten als serie- en als parallelkring, zoals in Figuur 5.7-9. Zoals we nu weten, heeft een seriekring bij resonantie een lage impedantie, een parallelkring een hoge. Kijk als je wilt nog een keer naar de (berekende) waarden op de verticale assen van Figuur 5.7-7 en Figuur 5.7-8.



Figuur 5.7-9. Impedantietransformator. Ingang AB 'ziet' een seriekring. Ingang CD een parallelkring.

Een resonantiefrequentie met lage spanning op ingang AB komt als hoge spanning terug op CD. De bijbehorende stroom is evenredig lager, anders zou de kring van Figuur 5.7-9 uit het niets energie opwekken. Uit hoofdstuk 2 (Twee grondbeginselen uit de natuurkunde) weten we al dat dit onmogelijk is.

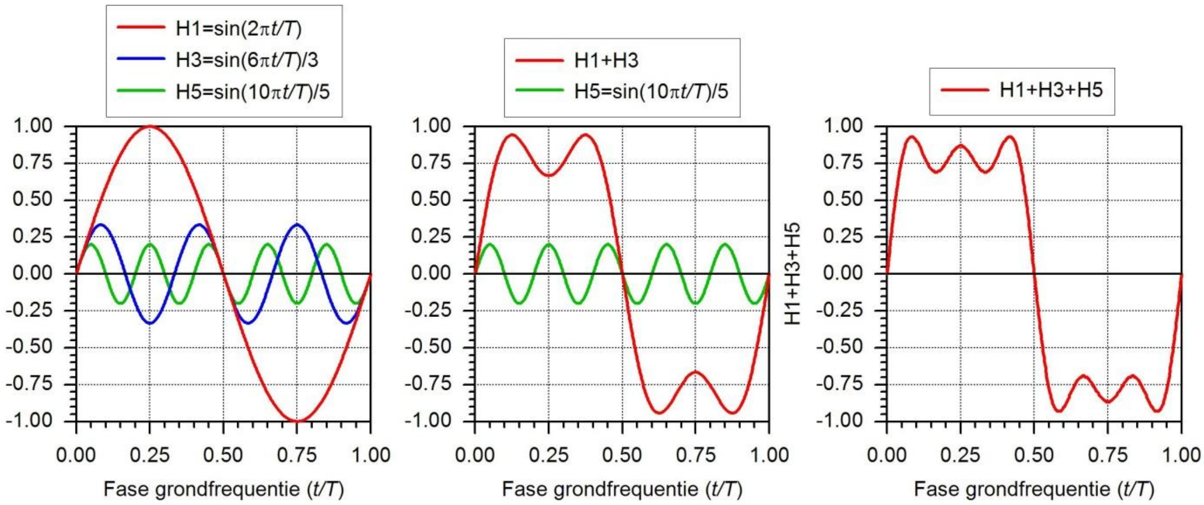
Omgekeerd kan het ook: het aansluiten van een hoge spanning op de resonantiefrequentie op CD leidt tot een lage spanning op AB en een evenredig hogere stroom.

5.8 Niet-sinusvormige signalen

5.8.1 Ontbinding in sinusvormige signalen

Niet-sinusvormige golven zoals blokvormen bestaan uit wèl-sinusvormige golven waarvan de frequentie een heel veelvoud is van die van de oorspronkelijke golf, de *grondgolf*. Die veelvouden heten *harmonischen*. Een zuivere sinusgolf heeft geen harmonischen, maar die ontstaan bij de geringste vervorming.

De meeste niet-sinusvormige golven met frequentie *f* hebben harmonischen met frequentie 2*f*, 3*f*, 4*f*, 5*f*, enz. Sommige frequenties zoals een blokgolf hebben alleen oneven harmonischen, dus 3*f*, 5*f*, enz. (Figuur 5.8-1).



Figuur 5.8-1. Optelling van drie oneven harmonischen (grondfrequentie en harmonischen 3 en 5) waarbij de blokgolf min of meer zichtbaar wordt.

Wie het proces verder wil volgen, kan kijken naar dit filmpje, dat doorgaat tot en met de 25e harmonische.

In een zender moeten de harmonischen worden onderdrukt om te voorkomen dat de zender waarneembaar op meer dan 1 frequentie tegelijk uitzendt. Een laagdoorlaatfilter is een goed middel om harmonischen te onderdrukken, omdat alle harmonischen hoger in frequentie zijn dan de grondgolf. In zendereindtrappen worden echter geen RC-filters gebruikt omdat die de kostbare zendenergie verspillen (als ze door het zendvermogen niet in rook opgaan).

