



Inhoudsopgave

10	Terugkoppeling, op-amps, oscillatoren, laagspanningsvoedingen	3
10.1	Wat leer je in dit hoofdstuk?	3
10.2	Terugkoppeling	3
10.2.1	Inleiding	3
10.2.2	Tegenkoppeling	3
10.2.3	Meekoppeling	4
10.3	Toegepaste tegenkoppeling: de operationele versterker	5
10.3.1	Eigenschappen	5
10.3.2	De tegengekoppelde inverterende versterker	6
10.3.3	De spanningsvolger	7
10.3.4	De tegengekoppelde niet-inverterende versterker	7
10.3.5	De optelversterker	8
10.3.6	De verschilversterker	8
10.3.7	De spanningsvergelijker	9
10.4	Toegepaste meekoppeling: oscillatoren	9
10.4.1	Inleiding	9
10.4.2	De Meissner-oscillator	10
10.4.3	Aan een oscillator te stellen eisen	11
10.4.4	De twee hoofdtypen van de LC-oscillatoren	11
10.4.5	Oscillatoren in GDS, GCS (en GAS)	12
10.4.6	Oscillatoren in GGS, GBS en GRS	14
10.4.7	Oscillatoren in GSS, GES (en GKS)	15
10.4.8	De spanningsgestuurde oscillator (VCO, Voltage Controlled Oscillator)	16
10.5	Kristaloscillatoren	17
10.5.1	Kwartskristallen	17
10.5.2	De Pierce-oscillator	18
10.5.3	Colpitts-oscillator met kristal	18
10.5.4	De overtone oscillator	19
10.5.5	De Miller-oscillator	19



10.6	Faseruis.....	20
10.7	Spanningsstabilisatoren en lineaire voedingsschakelingen.....	20
10.7.1	Inleiding	20
10.7.2	De zenerdiode als stabilisator	20
10.7.3	Zenerschakeling met emittervolger	21
10.7.4	Tegengekoppelde voedingsschakelingen.....	21
10.8	Schakelende voedingen.....	23
10.8.1	Inleiding	23
10.8.2	Een door een blokspanning gestuurde gestabiliseerde schakelende voeding. 23	
10.8.3	Pulsbreedtemodulator	24
10.8.4	Drie soorten schakelingen met een PWM	25



10 Terugkoppeling, op-amps, oscillatoren, laagspanningsvoedingen

10.1 Wat leer je in dit hoofdstuk?

Dit hoofdstuk gaat over terugkoppeling en een aantal toepassingen. Bij terugkoppeling onderscheiden we tegen- en meekoppeling. Beide leiden tot totaal verschillende effecten, waarvan we toepassingen bespreken.

Bij de tegenkoppeling bespreken we de operationele versterker en enkele toepassingen ervan. Bij de meekoppeling komen oscillatoren aan bod. Dat zijn schakelingen die een frequentie produceren. Eerst bespreken we oscillatoren die zijn gebaseerd op een LC-kring, daarna die met een kristal. Dan komen ook overtone-oscillatoren aan bod. Dat zijn oscillatoren die een oneven harmonische van de grondfrequentie produceren. Daarna volgt een stukje over faseruis.

De laatste paragraaf in het hoofdstuk gaat over toepassingen, waarin tegenkoppeling meestal en een oscillator soms een rol speelt. Dat zijn de gestabiliseerde (laagspannings)voedingen die bijna altijd voor halfgeleiderschakelingen zijn bedoeld.

10.2 Terugkoppeling

10.2.1 Inleiding

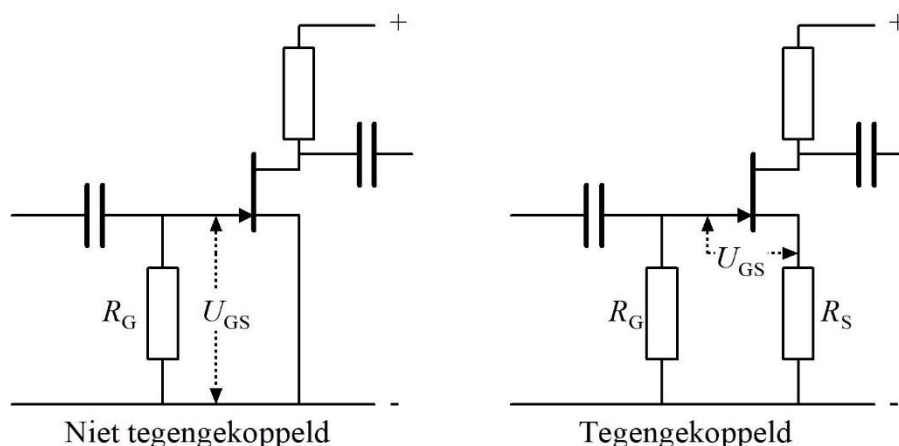
Terugkoppeling in een versterkerschakeling is het terugvoeren van een deel van het versterkte signaal naar de ingang. Is het teruggekoppelde signaal in fase met het ingangssignaal, dan spreken we over *meekoppeling*. Is het teruggekoppelde signaal in tegenfase met het ingangssignaal, dan heet het *tegenkoppeling*. Het gaat dus om $360^\circ = 0^\circ$ faseverschil bij meekoppeling en 180° faseverschil bij tegenkoppeling.

Bij gelijkspanning of -stroom komt meekoppeling nauwelijks voor, tegenkoppeling wel. In het laatste geval heeft de teruggevoerde spanning (of stroom) een tegengesteld teken.

10.2.2 Tegenkoppeling

Tegenkoppeling in versterkerschakelingen leidt tot minder versterking en tot minder vervorming. Een niet-ontkoppelde sourceweerstand in een FET-versterkerschakeling is daarvan een voorbeeld. Om dat duidelijk te maken bekijken we Figuur 10.2-1. Daarin staan twee schema's met een FET-versterker, één zonder sourceweerstand (niet-tegengekoppeld) links, en één met sourceweerstand (tegengekoppeld) rechts.

Voor een niet ontkoppelde emitter- of kathodeweerstand geldt precies hetzelfde.



Figuur 10.2-1. FET-versterkerschakeling zonder en met tegenkoppeling via niet-ontkoppelde sourceweerstand R_S .

Links zien we een rechttoe-rechtaan GSS-versterker zonder sourceweerstand. Rechts is een sourceweerstand R_S toegevoegd.

Links is de zaak eenvoudig: de spanning U_{GS} tussen gate en source is de signaalswisselspanning die via de drain versterkt en in tegenfase de FET weer uitkomt.

Rechts ligt de zaak wat ingewikkelder als gevolg van R_S . Als de gatespanning stijgt, stijgt de sourcespanning mee. De spanning U_{GS} tussen gate en source loopt dus niet volledig mee met de gatespanning. Dat is de tegenkoppeling die door R_S wordt veroorzaakt. We hebben eerder gezien dat de sourceweerstand in feite in serie staat met het omgekeerde van de steilheid $1/S$. Als de steilheidskarakteristiek zoals gewoonlijk niet recht is, is de karakteristiek van de serieschakeling van weerstand en $1/S$ in elk geval een stuk rechter, want de karakteristiek van een weerstand is per definitie recht.

Bovendien gebruikt de schakeling een kleiner stuk van de steilheidskarakteristiek. Een klein stuk van een kromme lijkt meer op een rechte dan een groot stuk. Dat is een oude wiskundige wijsheid. Daardoor veroorzaakt de kromming minder vervorming.

De prijs is een lagere versterking van de schakeling, maar toevoeging van een extra tegengekoppelde schakeling om dit nadeel op te heffen, levert nog altijd minder vervorming dan één niet-tegengekoppelde versie.

10.2.3 Meekoppeling

De werking van meekoppeling hangt af van de verhouding tussen de versterking door de schakeling en de grootte van het teruggekoppelde deel van het uitgangssignaal. Als de schakeling 10 keer versterkt en $1/10$ deel van het signaal wordt teruggekoppeld, houdt dat signaal zichzelf precies in stand. Is het teruggekoppelde deel groter, dan zal de schakeling zelf een wisselspanning produceren. Over dat verschijnsel zullen we het hebben bij de oscillatoren. Voor de zendamateur is dat veruit de belangrijkste vorm van meekoppeling.



10.3 Toegepaste tegenkoppeling: de operationele versterker

10.3.1 Eigenschappen

Operationele versterkers, meestal *opamps* genoemd, zijn eigenlijk heel extreme dingen.

Een ideale opamp heeft

- Een oneindig grote versterking
- Een oneindig hoge ingangsweerstand
- Een uitgangsweerstand van $0\ \Omega$; een ideale spanningsbron dus.
- Een frequentiebereik van 0 (gelijkspanning/stroom) tot oneindig

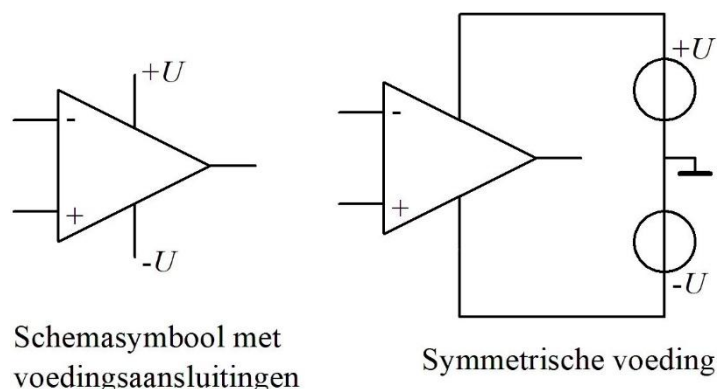
Een werkelijke opamp heeft

- Een zeer hoge versterking
- Een zeer hoge ingangsweerstand
- Een lage uitgangsweerstand.
- Een laag uitgangsvermogen
- Een frequentiebereik (bandbreedte) dat afhangt van de gerealiseerde versterking (bandbreedte maal gerealiseerde versterking is een vast getal dat afhangt van het type). Een opamp versterkt ook gelijkspanning.

Een opamp heeft verder

- Twee ingangen. De één invertteert (=zet op de uitgang het signaal op zijn kop), de ander niet. In wisselspanningstermen: de één veroorzaakt op de uitgang een signaal in tegenfase, de ander in meefase met het ingangssignaal. De versterking via beide is even groot, maar tegengesteld.
- Meestal één uitgang
- Twee voedingsspanningen, een positieve en een even grote negatieve. De voeding heet dan *symmetrisch*. De 0 V zit er midden tussen. In schema's worden de voedingsspanningen meestal niet getekend. Ze zijn vanouds +15 V en – 15 V. Er is geen principieel bezwaar tegen kleinere voedingsspanningen. Bij beschikbaarheid van een enkele voedingsspanning kan de 0 V vaak via een spanningsdeler tussen de positieve (of negatieve) voedingsspanning en 0 V (massa) worden gerealiseerd.

Figuur 10.3-1 (links) toont het schemasymbool van een opamp met voedingsaansluitingen. In schema's worden die vaak weggelaten. Rechts in de figuur zien we de opamp met twee spanningsbronnen als voeding.



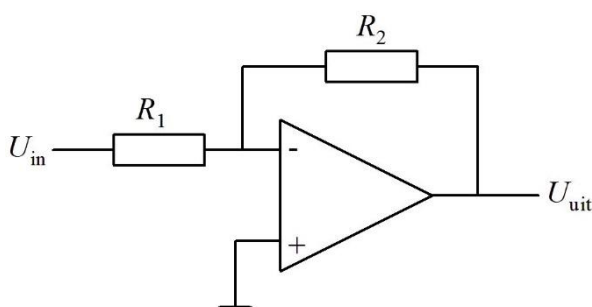
Figuur 10.3-1. Schemasymbool operationele versterker (opamp). Inverterende ingang aangegeven met – (min), niet inverterende met +. De aansluitingen voor de voedingsspanning die in schema's zelden wordt getekend, zijn aangegeven met +U en -U. De aansluiting rechts op de punt van de driehoek is de signaaluitgang. Rechts een opamp met gebruikelijke symmetrische voeding.

De spanningsversterking van een opamp ligt zonder tegenkoppeling in de orde van 10^5 tot 10^6 . Dat heet de open-lusversterking. We gebruiken er het symbool A_0 voor. $10^5 - 10^6$ is bij versterking vrijwel altijd een goede benadering van ∞ (oneindig). Deze waarden gelden voor frequenties tot circa 10 of hooguit enkele tientallen Hz. De open-lusversterking neemt lineair af met toenemende frequentie.

Via tegenkoppeling wordt die reusachtige versterking teruggebracht tot hanteerbare waarden. Diezelfde tegenkoppeling maakt ook dat de vervorming vrijwel nul is. We laten nu een aantal verschillende opamp-schakelingen de revue passeren.

10.3.2 De tegengekoppelde inverterende versterker

Het schema is te zien in Figuur 10.3-2.



Figuur 10.3-2. Tegengekoppelde inverterende opamp. R_2 is de tegenkoppelweerstand, R_1 de ingangweerstand.

Dat hier sprake is van tegenkoppeling blijkt uit de weerstand R_2 tussen uitgang en inverterende ingang. Een sinusvormige spanning wordt via R_2 in tegenfase (“op de kop”) teruggevoerd naar de ingang en een positieve gelijkspanning als negatieve spanning. Omdat de open-lusversterking A_0 bijna oneindig is, kan er maar een verwaarloosbaar klein verschilletje in spanning zijn tussen de inverterende en niet-inverterende ingang.

Een voorbeeld met getallen: Stel dat de uitgangsspanning U_{uit} 10 V is en $A_0 = 10^5 = 100\,000$. Dan moet de spanning op de niet-inverterende ingang $10\text{ V}/100\,000 = 0,0001\text{ V} = 0,1\text{ mV}$ groter zijn dan die op de inverterende. In de praktijk is dat 0 V. Dat leidt tot de belangrijkste regel in opamp-land: **bij een tegengekoppelde opamp zijn de spanningen op de inverterende en de niet-inverterende ingang praktisch gezien gelijk.**

Terug naar Figuur 10.3-2. De niet-inverterende ingang ligt aan massa en heeft een spanning van 0 V. Dan moet de inverterende ingang ook 0 V hebben. R_1 en R_2 vormen een spanningsdeler tussen U_{in} en U_{uit} met 0 V op het knooppunt. Dan staat over R_1 de spanning U_{in} en over R_2 staat $-U_{\text{uit}}$. De weerstanden moeten evenredig zijn met de spanningen erover want de ingangen van de opamp trekken (praktisch) geen stroom, dus

$$U_{\text{in}} : (-U_{\text{uit}}) = R_1 : R_2 \quad (10.3-1)$$

Een bekende rekenregel is dat je in zo'n vergelijking de twee binnenste en de twee buitenste delen mag vermenigvuldigen en er dan een '='-teken tussen moet zetten. Dus

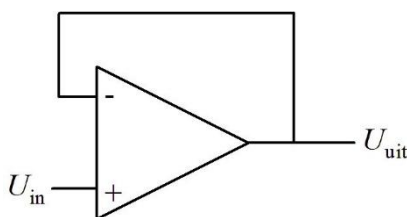
$$(-U_{\text{uit}})R_1 = U_{\text{in}}R_2 \rightarrow U_{\text{uit}} = -\frac{R_2}{R_1}U_{\text{in}} \quad (10.3-2)$$

De ingangsweerstand van de schakeling is R_1 , want U_{in} "ziet" 0 V via R_1 .

Een voorbeeld met getallen: Stel $U_{\text{in}} = 1\text{ V}$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ en $R_2 = 22\text{ k}\Omega$. Dan is $U_{\text{uit}} = -2,2\text{ V}$, want $1\text{ V} * (-22/10) = -2,2\text{ V}$.

10.3.3 De spanningsvolger

Dit is de simpelste schakeling van allemaal (Figuur 10.3-3).

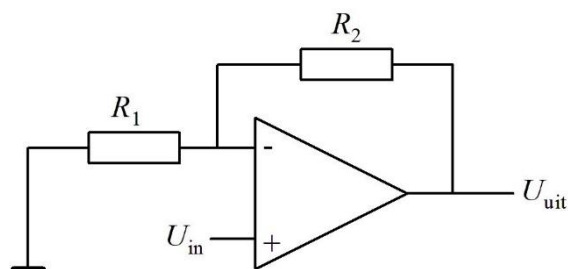


Figuur 10.3-3. De spanningsvolger

De inverterende ingang is direct verbonden met de uitgang. Via een weerstand mag ook, want de ingang trekt (praktisch) geen stroom. De ingangsspanning U_{in} staat op de niet-inverterende ingang. Omdat de spanningen op de inverterende en niet-inverterende ingangen gelijk moeten zijn en U_{uit} op de inverterende ingang staat, moet gelden dat $U_{\text{uit}} = U_{\text{in}}$. Het nut: omzetten van hoog- naar laagohmig.

10.3.4 De tegengekoppelde niet-inverterende versterker

Het schema zien we in Figuur 10.3-4. De ingangsspanning U_{in} staat nu op de niet-inverterende ingang. De inverterende ingang is via R_1 verbonden met massa, oftewel 0 V. Figuur 10.3-4 is Figuur 10.3-2, verwisselde rollen voor 0 V en U_{in} .



Figuur 10.3-4. Niet-inverterende tegengekoppelde opamp. De tegenkoppellus is dezelfde als bij de inverterende opamp, alleen is R_1 verbonden met massa.

U_{in} staat volgens de regel die we eerder vonden, ook op de inverterende ingang. R_1 en R_2 zijn dus opnieuw een spanningsdeler, maar nu tussen U_{uit} en 0 V met U_{in} op het knooppunt. Nu kunnen we de vergelijking uit hoofdstuk 3 voor spanningsdelers met 0V op een uiteinde gebruiken:

$$U_{in} = U_{uit} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (10.3-3)$$

Daaruit volgt

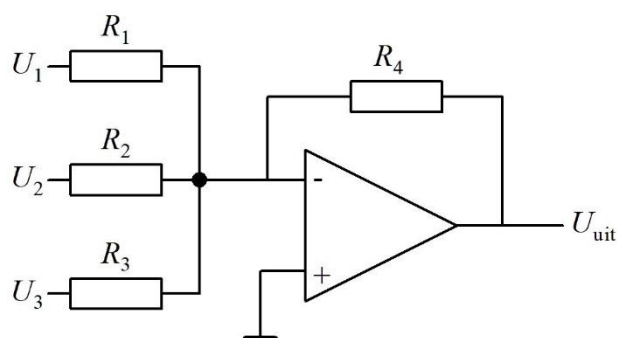
$$\frac{U_{uit}}{U_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (10.3-4)$$

Een net iets andere uitkomst dan in vergelijking (10.3-2). Opletten dus.

10.3.5 De optelversterker

Het schema staat in Figuur 10.3-5. De bijbehorende vergelijking luidt

$$U_{uit} = -\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3}\right) R_4 \quad (10.3-5)$$

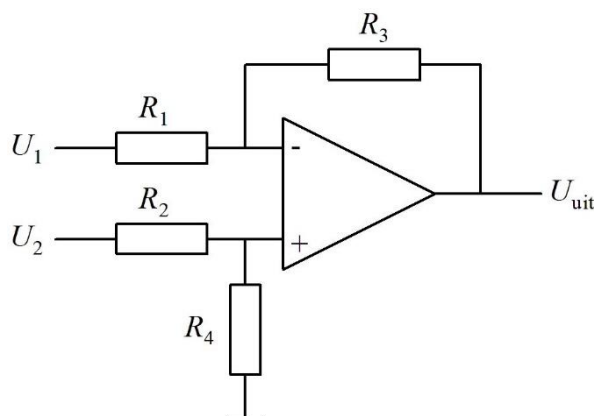


Figuur 10.3-5. Optelschakeling met een opamp.

Doordat het om een inverterende versterker gaat, is de uitkomst voorzien van een minteken. Dat is desgewenst weg te krijgen met behulp van een tweede inverterende versterker met versterking -1. Daarvoor kun je Figuur 10.3-2 met $R_1 = R_2$ gebruiken

10.3.6 De verschilversterker

Het schema zien we in Figuur 10.3-6.



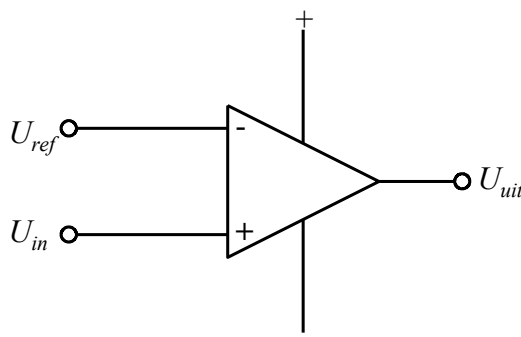
Figuur 10.3-6. Opamp als verschilversterker.

Hier zijn zowel de inverterende als de niet-inverterende ingang in gebruik. We geven alleen de oplossing voor 4 gelijke weerstanden dus $R_1=R_2=R_3=R_4$. Dan geldt

$$U_{uit} = U_2 - U_1 \quad (10.3-6)$$

10.3.7 De spanningsvergelijker

De spanningsvergelijker of *comparator* is een opamp zonder tegenkoppeling (Figuur 10.3-7)



Figuur 10.3-7. Opamp (met voedingsaansluitingen) als spanningsvergelijker.

U_{uit} is maximaal positief als $U_{in} > U_{ref}$ en maximaal negatief als $U_{in} < U_{ref}$. De comparator komt vooral voor in schakelingen voor omzetting van analoog naar digitaal. Tot nu toe zijn alleen analoge schakelingen aan de orde geweest. Digitaal komt in hoofdstuk 11.

10.4 Toegepaste meekoppeling: oscillatoren

10.4.1 Inleiding

Een oscillator wekt zelf een frequentie op zonder die toegevoerd te krijgen. Dat is het verschil met een versterkerschakeling. Dat signaal wordt als het ware in de schakeling rondgepompt. Dat betekent meekoppeling. In 10.2.3 is dat al even genoemd. Als de versterking A is, moet het teruggekoppelde signaaldeel $1/A$ zijn en als de oscillatie op gang moet komen, meer dan $1/A$. Het product van versterking en teruggekoppeld signaaldeel

heet ook wel *rondgaande versterking*. Is de rondgaande versterking 1, dan blijft het signaal net in stand. Is de rondgaande versterking groter, dan kan een signaal ontstaan en groter worden.

Een oscillator stelt zich vanzelf zo in dat het teruggekoppelde deel $1/A$ wordt. Dat mechanisme kennen we uit hoofdstuk 9 van de schakelingen die zich vanzelf in klasse C instellen. En anders begrenst de voedingsspanning de groei van een oscillatorsignaal wel.

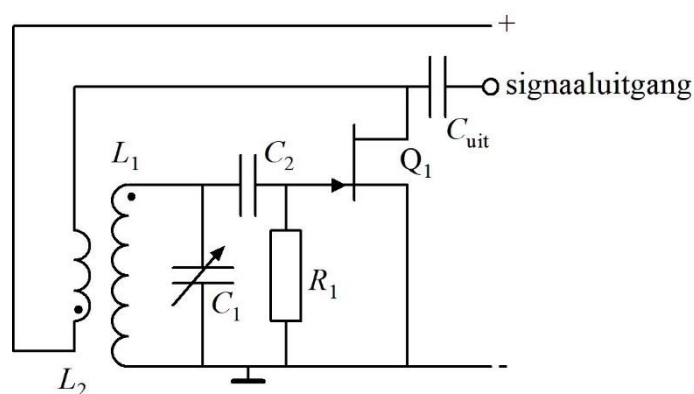
Er zijn veel denkbare soorten oscillatoren. Hun gemeenschappelijke eigenschap is dat ze door een combinatie van weerstanden, condensatoren en/of spoelen één frequentie meer versterken dan alle andere. Deze paragraaf gaat over oscillatoren met spoelen en condensatoren (*LC-oscillatoren*).

Samengevat zijn er voor oscilleren drie voorwaarden waaraan moet worden voldaan

- Een frequentiebepalend element, in deze paragraaf een LC-kring;
- Koppeling in fase, dus meekoppeling, tussen in- en uitgang;
- Een versterker die de verliezen in de trillingskring compenseert.

10.4.2 De Meissner-oscillator

De schakeling is niet heel algemeen, maar geeft een duidelijk beeld van terugkoppeling. We laten een schakeling met een N-FET (Figuur 10.4-1) zien. Met buis of bipolaire transistor werkt hij ook. Drain en gate zijn in de schakeling inductief gekoppeld.



Figuur 10.4-1. Meissner-oscillator met de FET in GSS. De stippen in de spoelen geven aan hoe de spoelen ten opzichte van elkaar moeten staan om onderling 0° faseverschuiving te krijgen.

In de figuur staat de FET in GSS (gemeenschappelijke sourceschakeling). Met GGS of GDS gaat het ook. L_1 en C_1 vormen de afgestemde kring. L_1 en L_2 zijn inductief gekoppeld. L_2 ontvangt zijn signaal van de drain. De dikke punten op de uiteinden van L_1 en L_2 geven aan dat ze op die uiteinden onderling in fase zijn. In het schema staan ze tegenover elkaar. Dus wordt bij de koppeling de fase omgekeerd. In GSS zijn de signalen op gate en drain in tegenfase. Door op deze manier te koppelen, wordt de fase nog eens omgekeerd zodat het teruggekoppelde signaal in fase is met dat op de gate. In GGS of GDS moet de kring de fase juist niet omkeren. Oplossing: verwissel de aansluitingen op L_2 .

10.4.3 Aan een oscillator te stellen eisen

Een goede oscillator moet:

- Een constante frequentie leveren. Als de oscillator eenmaal is ingesteld, mag die frequentie niet merkbaar verlopen.
- Er moeten zo min mogelijk harmonischen in het signaal zitten. Met andere woorden: uit de oscillator moet een zo zuiver mogelijke sinus komen.

Dat is te bereiken door een zo los mogelijke koppeling van het versterkende element met de afgestemde kring. Anders gezegd: bij het begin van de oscillatie moet de rondgaande versterking weinig groter zijn dan 1. Dat heeft twee effecten:

- Het versterkende element wordt zo min mogelijk in klasse C getrokken, of blijft misschien zelfs wel in klasse B.
- Doordat het versterkende element warm wordt, veranderen capaciteiten binnen het element. Die zijn er altijd). Hoe losser de koppeling, des te kleiner is het effect daarvan op de eigenschappen van de afgestemde kring. Eén van die effecten kan verlaging van Q zijn.

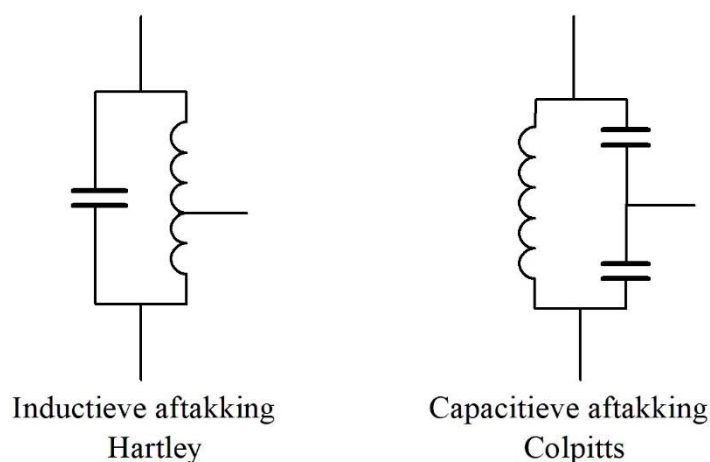
Voor Q geldt: hoe hoger de Q van de kring, des te minder harmonischen.

Dit alles is te bereiken door de terugkoppeling te laten verlopen via een aftakking op de afgestemde kring (denk aan de autotrafo van hoofdstuk 6). De aftakking mag op de spoel, maar ook in het condensatordeel. Voor elke oscillatorkring geldt de vergelijking van Thomson die we al in Hoofdstuk 5 zijn tegengekomen. Hier komt-ie nog een keer:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{wat hetzelfde is als } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (10.4-1)$$

10.4.4 De twee hoofdtypen van de LC-oscillatoren

Figuur 10.4-2 toont de kringen van de twee hoofdtypen LC-oscillatoren met aftakking.



Figuur 10.4-2. Kringen met aftakking van de twee hoofdtypen LC-oscillatoren. Links het type Hartley met inductieve aftakking; rechts het type Colpitts met capacitieve aftakking.

Eerst een ezelsbruggetje om te onthouden, welke naam waarbij hoort. De naam Hartley begint met de **H** van Henry, de eenheid van zelfinductie: **aftakking op de spoel**. De naam Colpitts begint met de **C** van Capaciteit: **aftakking op de condensator**.

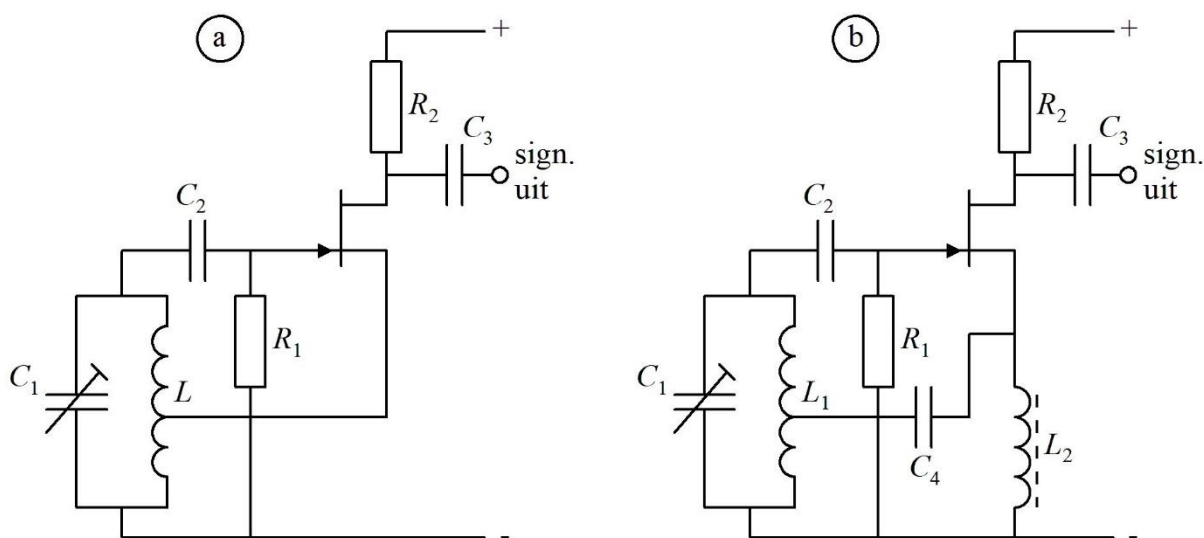
Hartley-oscillatoren zijn te onderscheiden in parallel- en seriegevoed. Bij seriegevoede schakelingen loopt de voedingsgelijkstroom samen met de wisselstroom van het oscillatorsignaal door (een deel van) de spoel, bij parallelle voeding heeft het oscillatorsignaal een eigen route via een of meer condensatoren.

Bij Colpitts-oscillatoren is van serievoeding geen sprake. Een capacitieve aftakking geleidt nu eenmaal geen gelijkstroom.

Met alle drie de basisschakelingen (Hoofdstuk 8) van FET, bipolaire transistor en buis valt een oscillator te maken. We beginnen met oscillatoren in GDS, GCS en GAS. Voor de buisschakelingen met triode is de voedingsspanning hoger, maar voor de rest lijken ze op het versterkende element na sterk op de overeenkomstige FET-schakeling. Vandaar dat de buis in de volgende drie subparagrafen af en toe ontbreekt.

10.4.5 Oscillatoren in GDS, GCS (en GAS)

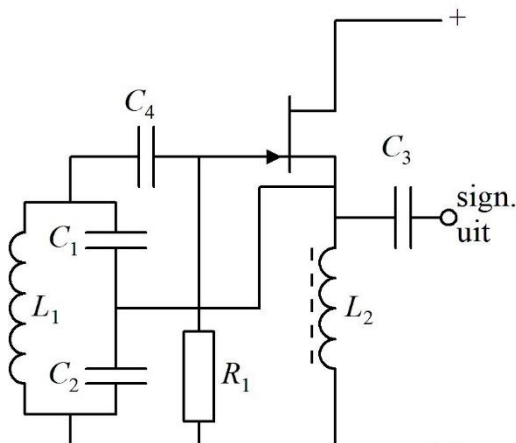
We beginnen met serie- en parallelgevoede Hartley op basis van een FET (Figuur 10.4-3).



Figuur 10.4-3 (a) Seriegevoede Hartley-oscillator in GDS met FET en (b) vergelijkbare schakeling, parallel gevoed.

De oscillatie speelt zich af tussen gate en source. Het signaal op de gate komt wat spanning betreft licht verzwakt en wat stroom betreft enorm versterkt op de drain. Dan passeert het het onderste deel van de spoel. De spoel is zo ook autotrafo en transformeert de spanning omhoog. Die komt weer op de gate, en zo verder. Voedingsstroom en wisselstroom volgen in schema (a) buiten de FET dezelfde route (serievoeding). In schema (b) zijn hun routes gescheiden (parallelvoeding). Het signaal wordt dan via C_3 van de drain afgenomen.

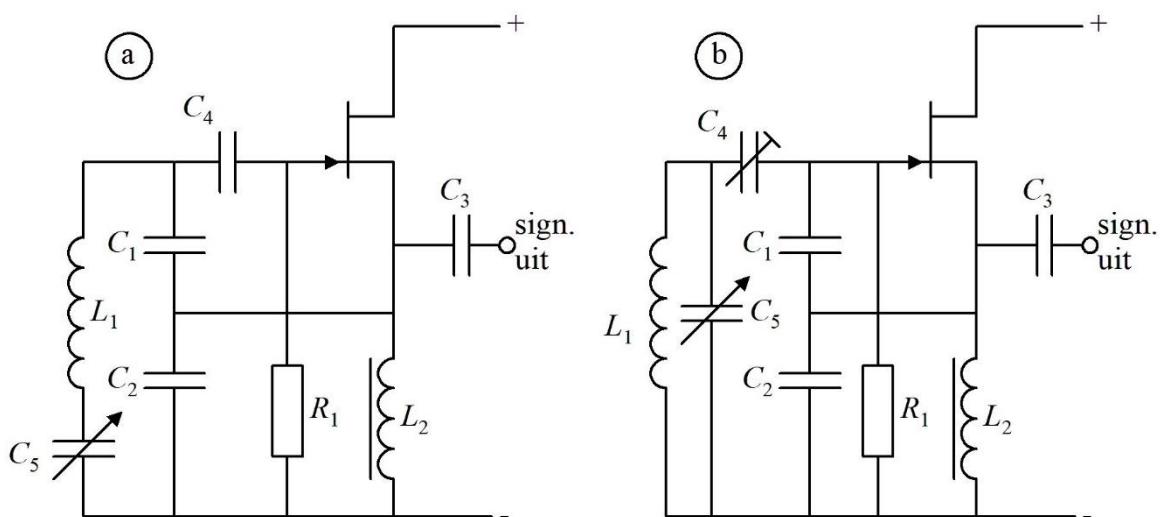
In Figuur 10.4-4 zien we een vergelijkbare schakeling, maar met een capacatieve aftakking op de kring: de Colpitts-oscillator.



Figuur 10.4-4. Een vergelijkbare schakeling in GSS met die in Figuur 10.4-3, maar nu als Colpitts uitgevoerd. Het signaal wordt afgenomen op de source. Via de drain of een inductieve koppeling met L_1 kan dat ook.

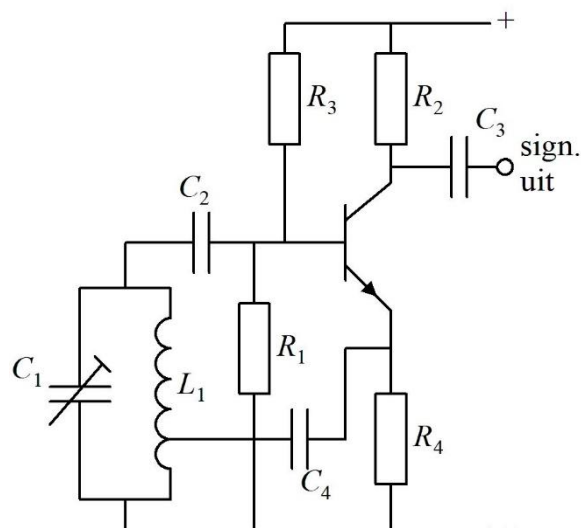
Deze schakeling werkt op dezelfde manier als die in Figuur 10.4-3, alleen verloopt de terugkoppeling via het knooppunt van C_1 en C_2 en niet via een aftakking op de spoel.

Varianten van de Colpitts zijn Clapp en Seiler, beide bedoeld om een lossere koppeling tussen kring en versterkend element te maken (Figuur 10.4-5).



Figuur 10.4-5. (a) Clapp-oscillator; (b) Seiler-oscillator, beide met N-FET.

Tot slot voor wat betreft de oscillatoren in GDS, GCS (of GAS) een voorbeeld van een parallelgevoede Hartley-oscillator in GCS met een NPN-transistor.

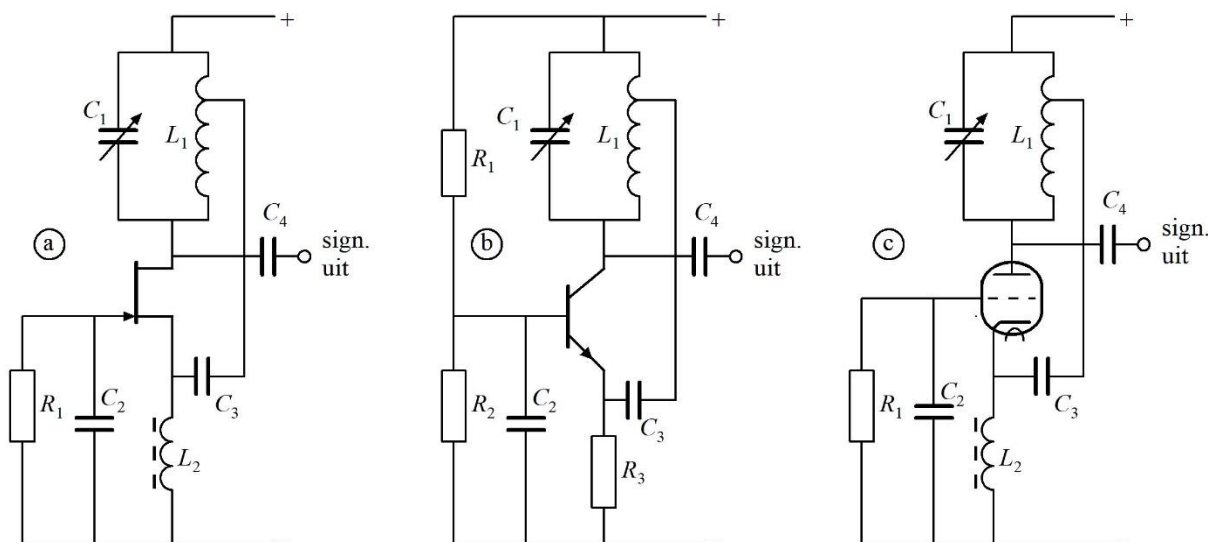


Figuur 10.4-6 Parallel gevoede Hartley-oscillator als in Figuur 10.4-3 (b) met NPN-transistor.

10.4.6 Oscillatoren in GGS, GBS en GRS

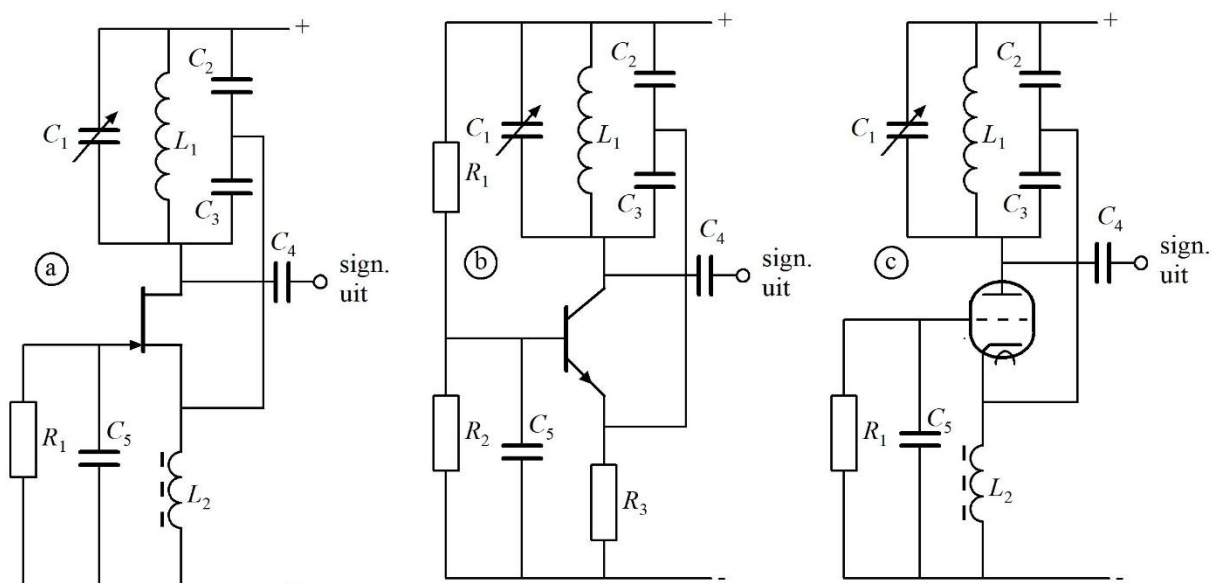
Net als in het voorgaande type basisschakeling zijn signaalingang en -uitgang in fase. De nu volgende schakelingen zijn daarom op de signaalingang en -uitgang ook weinig anders.

Figuur 10.4-7 geeft de seriegevoede Hartley-variant.



Figuur 10.4-7. Hartley-oscillator in GGS met N-FET (a), in GBS met NPN-transistor (b) en in GRS met triode (c).

De FET-schakeling (a) en de triodeschakeling (c) lijken op het versterkende element na als twee druppels water op elkaar. Source en kathode zijn signaalingang, drain en anode zijn signaaluitgang. De zelfinducties L_2 voorkomen dat het signaal weglekt. De GBS-schakeling (b) heeft de spanningsdeler R_1 en R_2 voor de basisspanning in samenwerking met R_3 . R_3 mag niet ontkoppeld zijn, want ontkoppeling zou leiden tot afvoer van het signaal.

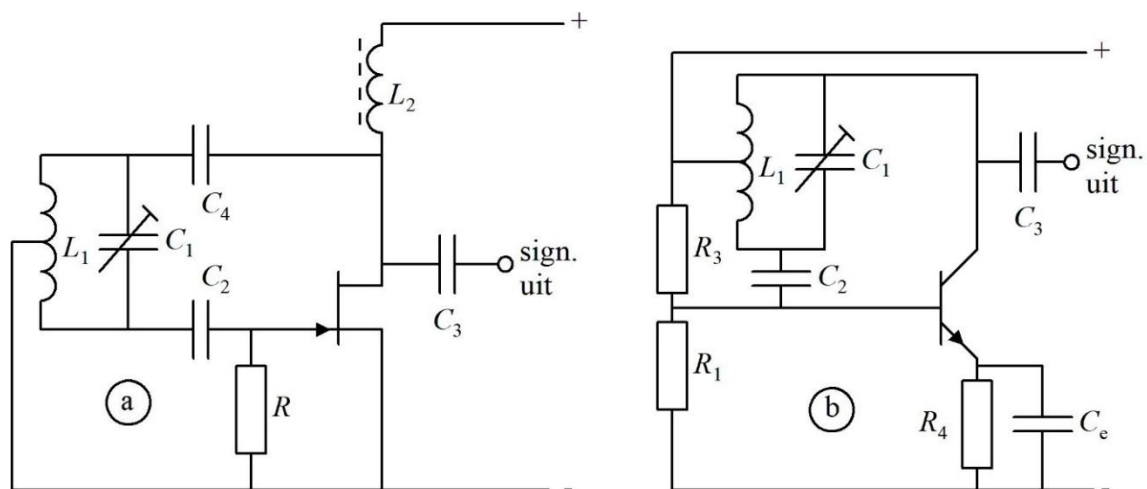


Figuur 10.4-8. Colpitts-oscillator in GGS met N-FET (a), in GBS met NPN-transistor (b) en in GRS met triode (c). Schakelingen verder als die in Figuur 10.4-7.

Figuur 10.4-8 toont eenzelfde set schema's als Figuur 10.4-7, maar nu met een Colpitts-schakeling.

10.4.7 Oscillatoren in GSS, GES (en GKS)

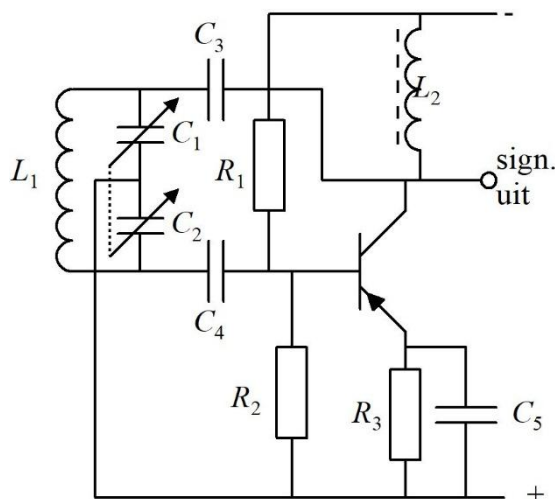
In hoofdstuk 8 zagen we dat dit type basisschakeling een fasedraaiing met 180° geeft: het signaal op de uitgang is in tegenfase met dat op de ingang. Voor meekoppeling is daarom nog een fasedraaiing met 180° nodig. Die is te realiseren door niet het uiteinde van de kring, maar een punt middenin met een vaste spanning te verbinden. De schakeling gedraagt zich dan min of meer als de wipwap in een speeltuin: het ene eind omhoog, het andere omlaag. Figuur 10.4-9 toont er twee, een FET- (a) en een transistorschakeling (b). Beide zijn Hartley-types; de FET is parallel gevoed, de transistor seriegevoed.



Figuur 10.4-9. (a) Parallel gevoede Hartley-oscillator met N-kanaals FET en parallelkring tussen gate en drain. (b) Seriegevoede Hartley-oscillator met NPN-transistor en parallelkring tussen basis en collector.

Drain en collector zijn signaaluitgang. Gate, resp. basis zijn signaalingang.

In Figuur 10.4-10 zien we de Colpitts, voor de verandering met een PNP-transistor.

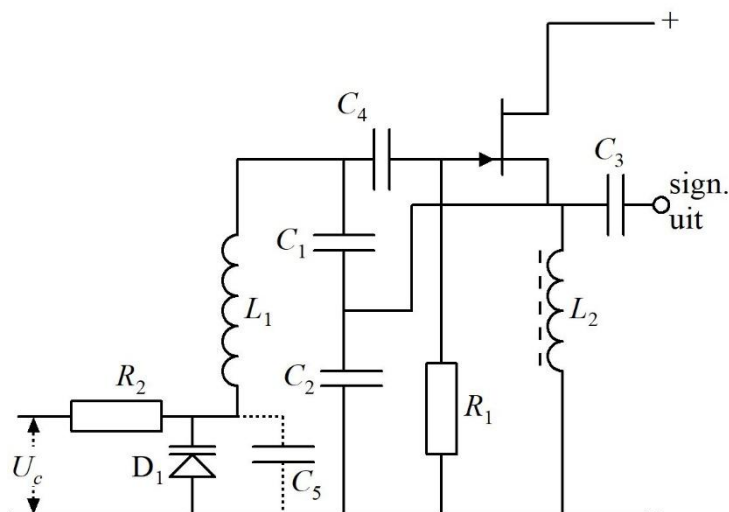


Figuur 10.4-10. Colpitts-oscillator met afstemkring tussen basis en collector van een PNP-transistor.

Het nulpunt ligt nu op het aftakpunt van de kring. De GES-schakeling van de transistor geeft 180° faseverschuiving. De extra 180° voor meekoppeling ontstaat door de afstemcondensator uit twee gelijke secties (C_1 en C_2) te laten bestaan met het nulpunt op de rotor. Dan ontstaat een soort elektronische wipwap: het ene einde van de kring is in tegenfase met het andere. De kring is via C_3 en C_4 capacitief gekoppeld met de transistor. De met condensator C_5 ontkoppelde emitterweerstand R_3 verzorgt met de weerstanden R_1 en R_2 de gelijkstroominstelling van de transistor.

10.4.8 De spanningsgestuurde oscillator (VCO, Voltage Controlled Oscillator)

Uit hoofdstuk 8 kennen we de varicap, de capaciteitsdiode waarvan de capaciteit afhangt van de spanning erover. Als we de condensator van een LC-kring geheel of deels vervangen door een varicap, hebben we een oscillator waarvan de frequentie afhankelijk is van de spanning over de varicap. Figuur 10.4-11 laat er één zien.



Figuur 10.4-11. Clapp-oscillator met afstemdiode (D_1). Eventueel kan de capaciteit worden vergroot met een parallel geschakelde condensator (C_5).

Het is een Clapp-oscillator volgens Figuur 10.4-5a, waarin C_5 is vervangen door de varicap D_1 . Als die te weinig capaciteit heeft, kan er een vaste condensator C_5 parallel aan worden gezet, zoals in Figuur 10.4-11 ook is gedaan (leiding gestippeld). De spanning op de varicap wordt via weerstand R_2 toegevoerd. De weerstand moet groot zijn (orde van grootte: 100 k Ω tot 1 M Ω) om de Q van de kring op een redelijke waarde te houden.

10.5 Kristaloscillatoren

10.5.1 Kwarts kristallen

Een kwarts kristal heeft piëzo-elektrische eigenschappen. Splijt het kristal, slijp er een dun plaatje van, zet druk op één kant en er ontstaat een elektrische spanning tussen beide kanten. Dat alleen is niet heel opwindend, maar het omgekeerde kan ook: zet er een spanning overheen en het plaatje buigt een klein beetje, al is het voor het oog onzichtbaar weinig. Metalliseer de tegenoverliggende vlakken van het plaatje voor een beter elektrisch contact en je hebt een stukje materiaal dat elektrische energie omzet in een buiging en bijna zonder verliezen de buiging terug omzet in elektrische energie als het plaatje trilt.

Zo'n kwartsplaatje kan in trilling raken onder invloed van een wisselspanning. Maar het heeft zijn eigen trillingsfrequentie. Die hangt af van de dikte, de lengte en de breedte van het plaatje. Als het in zijn eigen frequentie in trilling wordt gebracht, lijkt het in zijn gedrag op een LC-kring. Omdat de energie-omzetting bij een plaatje van kwartskristal bijna verliesvrij is, heeft het een extreem hoge Q . Zulke kristallen -we spreken over een *kristal* en laten de toevoegingen 'kwarts' en 'plaatje' weg- worden toegepast in oscillatoren.

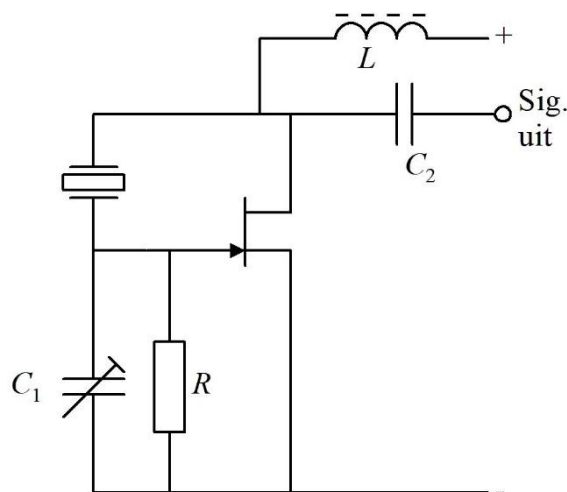
Een kristal in een oscillator kan zich gedragen als een parallel- of een seriekring met elk een eigen frequentie. Die frequenties verschillen meestal zo weinig, dat we er ons als amateur-elektronici niet druk over hoeven te maken. Schemasymbolen zien eruit als in Figuur 10.5-1. In deze cursus gebruiken we het symbool links in de figuur.



Figuur 10.5-1. Schemasympool van een kwartskristal. In deze cursus gebruiken we het symbool links (met open rechthoek). In andere teksten kun je ook het rechter symbool (met zwarte rechthoek) tegenkomen.

10.5.2 De Pierce-oscillator

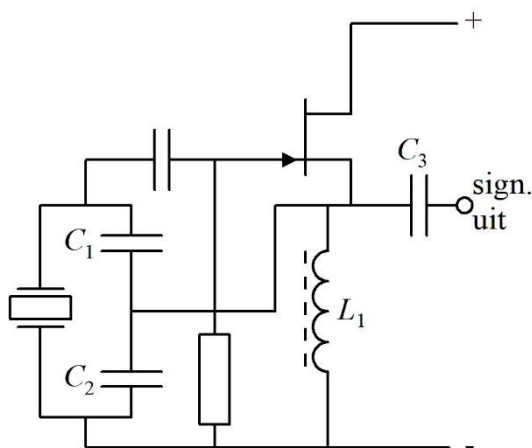
Het schema van de Pierce-oscillator is eenvoudig. Figuur 10.5-2 toont het met een N-FET.



Figuur 10.5-2. Pierce-oscillator.

Met een buis of transistor werkt de schakeling ook. Het lijkt een vreemde schakeling, want het faseverschil tussen de signalen op drain en gate is 180° . Het kristal maakt de resterende 180° erbij, doordat plus aan de ene kant leidt tot min aan de andere, zodat de schakeling als geheel toch werkt. Trimcondensator C_1 kan de frequentie iets bijregelen.

10.5.3 Colpitts-oscillator met kristal

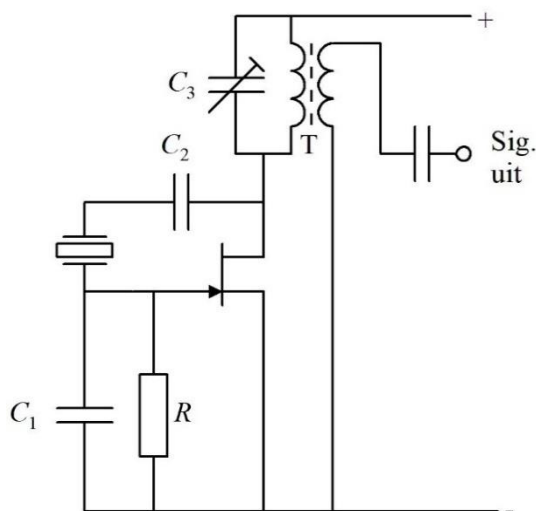


Figuur 10.5-3. Colpitts-oscillator met kristal in plaats van een afgestemde LC-kring

Figuur 10.5-3 toont een Colpitts-oscillator met kristal. De condensatoren C_1 en C_2 hebben hier de functie van spanningsdeler en hebben vrijwel geen invloed op de frequentie.

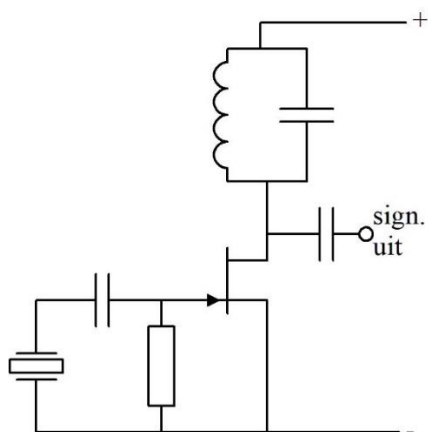
10.5.4 De overtone oscillator

Het Nederlandse woord voor *overtone* is *boventoon*. Die laatste term wordt vooral in de wereld van de muziek gebruikt. Een boventoon is een harmonische van de grondtoon. In een overtone-oscillator trilt het kristal op een oneven harmonische van zijn frequentie. Meestal de derde, soms de vijfde. Op elke hogere harmonische komt het kristal moeilijker in overtone. Een Pierce-oscillator kan in overtone komen door opname van een op de overtone afgestemde kring in drain-, collector- of anodeleiding (Figuur 10.5-4). Deze kring bestaat uit C_3 en de linker wikkeling van transformator T. Het oscillatorsignaal wordt afgenomen via de rechter wikkeling van T.



Figuur 10.5-4. Pierce-oscillator voor overtone-oscillatie. De afgestemde kring van de linker wikkeling van trafo T en condensator C_3 moet resoneren op de betreffende oneven harmonische. Het signaal wordt afgenomen op de rechter wikkeling van T.

10.5.5 De Miller-oscillator



Figuur 10.5-5. De Miller-oscillator.

Deze vreemde schakeling werkt via een capacatieve koppeling binnen de FET tussen de LC-kring in de drainleiding en het kristal tussen gate en 0 V. De oscillatiefrequentie ligt iets onder de resonantiefrequentie van kring en kristal. Die twee gedragen zich hierdoor inductief en dat is samen met de interne capaciteit van de FET voldoende voor oscillatie.

De Miller-oscillator kan ook in overtone werken als de LC-kring ongeveer op de betreffende overtone (oneven harmonische) van het kristal resoneert.

10.6 Faseruis

Faseruis is het verschijnsel dat opeenvolgende perioden in een oscillatorsignaal niet exact even snel tot stand komen. Daardoor is het onderlinge faseverschil net niet nul. Een oscillatorsignaal wiebelt altijd wel een beetje. Dat wiebelen is met wat voorzorgen wel vergaand, maar nooit helemaal te voorkomen. Het belangrijkste middel is een oscillator die zo los mogelijk is gekoppeld met de afstemkring. Daarover hadden we het al eerder.

10.7 Spanningsstabilisatoren en lineaire voedingsschakelingen

10.7.1 Inleiding

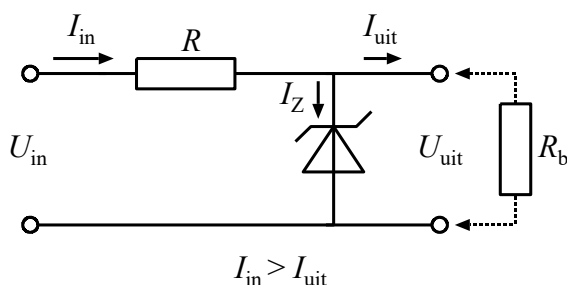
Elke gelijkspanning die afkomstig is van een gelijkrichter met afvlakfilter, bevat een restant wisselspanning. Dat restant heet *wisselspanningsrimpel*. Die gelijkspanning is een onzuivere wisselspanning met (hopelijk) weinig wisselspanning en veel gelijkspanning.

Zo'n bron heeft bovendien een vaak niet te verwaarlozen inwendige weerstand. Door die inwendige weerstand kan een niet te verwaarlozen signaal vanuit een versterkertrap op de voedingsleiding terechtkomen. Langs die weg kan signaal zich in de schakeling verspreiden met alle (meekoppel)gevolgen van dien.

Een goede gestabiliseerde voeding kan dan uitkomst bieden. De stabilisatie komt tot stand door tegenkoppeling te combineren met een (vrijwel) vaste referentiespanning. We beginnen met de referentiespanning en gaan dan verder met de tegenkoppeling.

10.7.2 De zenerdiode als stabilisator

Het standaardgereedschap om een gestabiliseerde spanning te krijgen is de zenerdiode, zoals in de schakeling van Figuur 10.7-1.



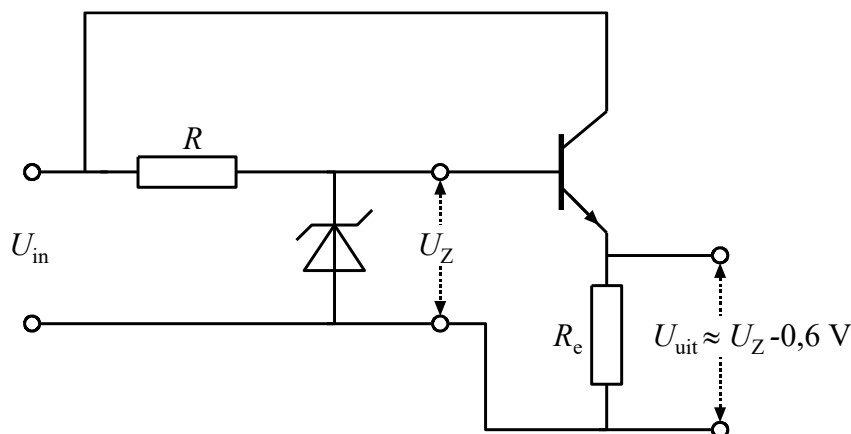
Figuur 10.7-1. Eenvoudige spanningsstabilisatie met een weerstand R , een zenerdiode en een belastingsweerstand R_b (met gestippelde aansluiting).

Bij een ideale zenerdiode met een zenerspanning die onafhankelijk is van de zenerstroom, zou daarmee het probleem van een stroom-onafhankelijke referentiespanning zijn opgelost. Helaas bestaan zulke dioden niet. Ook de spanning over een zenerdiode is enigszins stroomafhankelijk, vooral bij lage stroomsterkten. Wel is de schakeling van Figuur 10.7-1 een verbetering ten opzichte van de combinatie gelijkrichter en afvlakfilter. Een bezwaar is, dat de stroom I_{uit} tot enkele tientallen mA beperkt is.

Een kanttekening: volgens de eerste wet van Kirchhoff zijn I_{uit} en I_Z samen even groot als I_{in} . I_{in} wordt bepaald door R en de zenerspanning (en dus U_{uit}). Als I_{uit} groter wordt, wordt I_Z kleiner. De schakeling werkt daarom alleen als er stroom voor I_Z overblijft.

10.7.3 Zenerschakeling met emittervolger

Als we achter de schakeling van Figuur 10.7-1 een emittervolger zetten, kan de schakeling β maal zoveel stroom leveren.

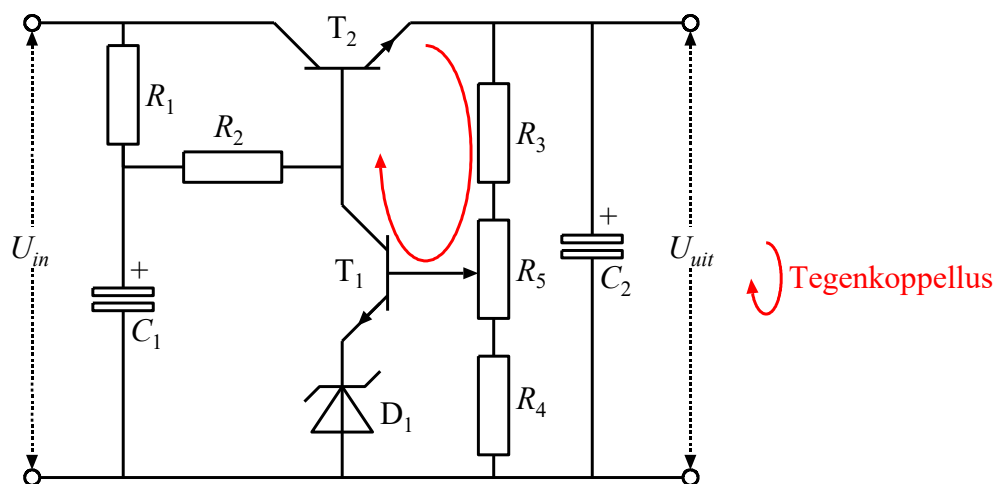


Figuur 10.7-2. Spanningsstabilisatie met zenerdiode en silicium-emittervolger. De uitgangsspanning is ten opzichte van de zenerspanning ongeveer 0,6 V (de basis-emitterspanning) lager.

Figuur 10.7-2 laat zo'n schakeling zien. De uitgangsspanning U_{uit} is bij een Si-transistor ongeveer 0,6 V lager dan de zenerspanning U_Z . Dat is de prijs voor de stroomversterking.

10.7.4 Tegengekoppelde voedingsschakelingen.

Tegenkoppeling levert een verdere verbetering op van de stabiliteit en de inwendige weerstand van een spanningsbron. Bovendien kan zo'n tegengekoppelde gestabiliseerde voeding desgewenst een regelbare spanning geven. In Figuur 10.7-3 zien we een voorbeeld van zo'n schakeling.



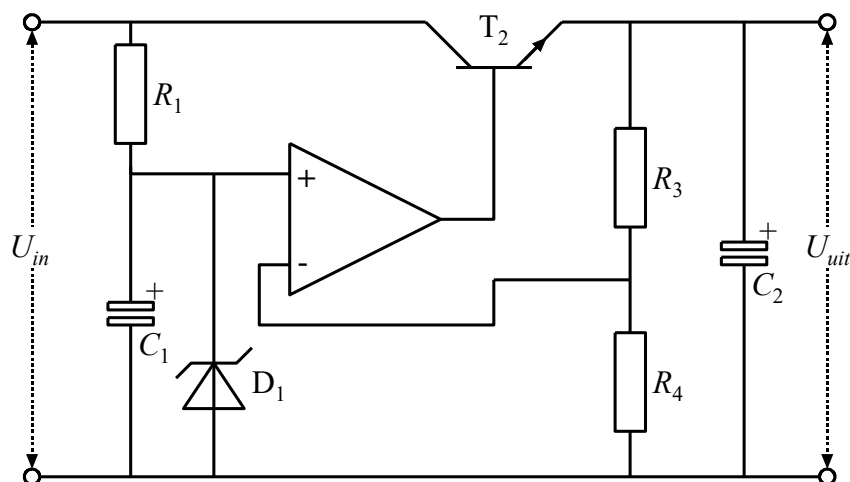
Figuur 10.7-3. Tegengekoppelde en regelbare gestabiliseerde voeding. De regelaar is potentiometer R_5 . De tegenkoppellus is in rood aangegeven.

De transistor T_1 is het hart van de tegenkoppellus. Die is met een kromme rode pijl aangegeven. De werking is als volgt:

De emitter wordt op referentiespanning gehouden door zenerdiode D_1 . Daalt de basisspanning, dan stijgt de collectorspanning, want T_1 staat in GES. Als de collectorspanning van T_1 stijgt, stijgt ook de basisspanning van T_2 . Daardoor stijgt U_{uit} en stijgt via de rij weerstanden R_3 , R_4 en potmeter R_5 ook de basisspanning van T_1 , en wordt de collectorspanning van T_1 “teruggefloten”, waarmee de tegenkoppellus rond is.

De basisspanning op T_1 mag niet zo laag worden dat de transistor geen stroom meer voert, want dan wordt de tegenkoppellus verbroken. De ondergrens is de zenerspanning van D_1 plus de drempelspanning van de emitter-basisovergang van T_1 . Vandaar de weerstand R_4 .

Het kan ook met een opamp in de tegenkoppellus (Figuur 10.7-4)



Figuur 10.7-4. Schakeling als in Figuur 10.7-3 met transistor T_1 vervangen door een als spanningsvergelijker geschakelde opamp. R_2 doet niet meer mee.

Een puntje van aandacht is dat de versterking van de opamp beter wat kan worden afgeremd met een tegenkoppellus, omdat anders de regeling erg abrupt wordt met kans op onstabiliteit. Om de gedachten te bepalen: iets in de orde van grootte van -100. Een RC-laagdoorlaatfilter aanbrengen tussen de uitgang van de opamp en de basis van T_2 kan ook.

Tegengekoppelde spanningsstabilisatoren voor vaste spanningen zijn ruim verkrijgbaar, net als stabilisatoren waarvan je via een uitwendige schakeling de spanning kunt instellen.

10.8 Schakelende voedingen

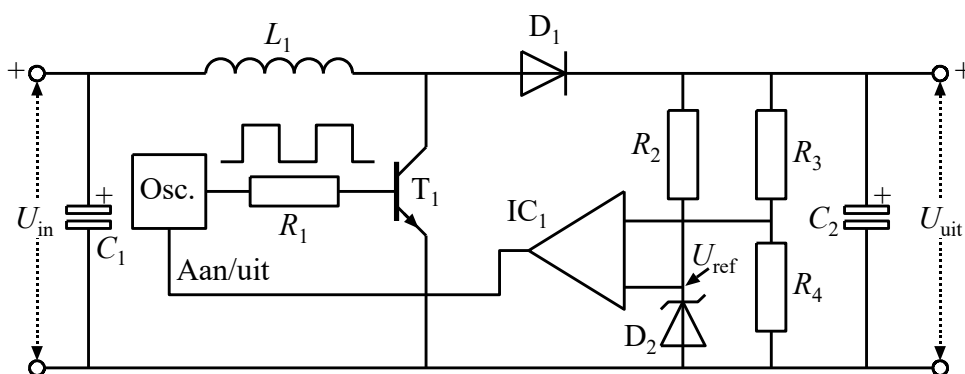
10.8.1 Inleiding

Gelijkspanning transformeren gaat niet, zagen we onder meer in hoofdstuk 6. Het lukt wel als je hem laat samengaan met een wisselspanning, in het bijzonder een blok- of pulsspanning. Als die wisselspanning dan ook nog een stuk hoger in frequentie is dan de 50 Hz van ons lichtnet, kunnen spoelen en condensatoren kleiner en lichter worden uitgevoerd dan voor 50 Hz. Denk aan frequenties in de orde van 10 – 100 kHz, maar heel precies hoeft dat niet. We verlaten hiermee het rijk van de lineaire voedingen van de vorige paragraaf. Onze behandeling van het onderwerp is beperkt in de zin dat we ons hier niet druk maken over de manier van opwekking van de blok- of pulsspanning. Bij de digitale schakelingen (hoofdstuk 11) komt daarover nog het een en ander.

Schakelende voedingen kun je op basis van zowel zelfinductie als capaciteit maken. In deze verkorte tekst behandelen we alleen schakelingen op basis van zelfinductie.

10.8.2 Een door een blokspanning gestuurde gestabiliseerde schakelende voeding.

We beginnen met een eerste voorbeeld in de vorm van de schakeling van Figuur 10.8-1. Het rechterdeel ervan doet denken aan het tegenkoppeldeel van de gestabiliseerde voedingsschakeling van Figuur 10.7-4, de rest niet.



Figuur 10.8-1. Schakelende voeding met spoel, een oscillator die een blokspanning opwekt en een regelcircuit via de spanningsvergelijker IC_1 .

De regelspanning uit de opamp IC_1 stuurt nu geen eindtransistor, maar een blok-golfoscillator aan. Zit de uitgangsspanning van de spanningsvergelijker IC_1 , de regelspanning, boven een kritisch niveau - en U_{uit} dus onder de ingestelde waarde- dan gaat de oscillator aan. Komt die regelspanning daaronder, dan gaat de oscillator uit.

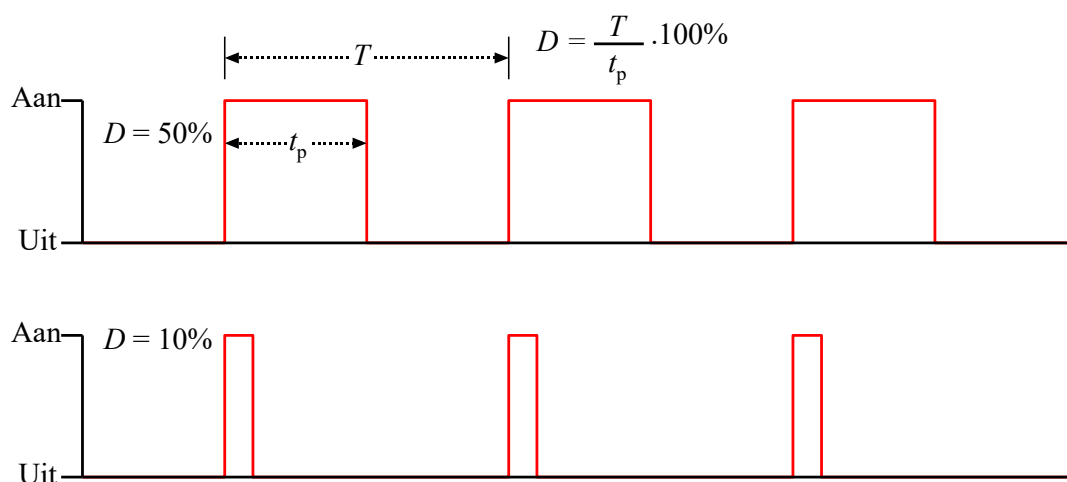
De blokspanning stuurt transistor T_1 aan via R_1 . T_1 geleidt en spert daardoor in het ritme van de blok golf. Geleidt T_1 , dan bouwt zich een stroom op in de spoel L_1 , zoals beschreven in Hoofdstuk 4. Diode D_1 voorkomt dat condensator C_2 leegloopt. Zodra T_1 stopt met geleiden als de blokspanning terugvalt op 0, dan wil de stroom door L_1 zichzelf in stand houden en veroorzaakt een spanningspiek. Diode D_1 gedraagt zich dan net zoals de vonkblusdiode van hoofdstuk 4 en laadt C_2 op uit de energie van het magnetisch veld van L_1 . Zo wordt magnetische energie omgezet in ladingsenergie. Zodra de uitgangsspanning U_{uit} zo hoog is, dat de spanning op het knooppunt van R_3 en R_4 groter wordt dan de referentiespanning U_{ref} , klappt de spanning op de uitgang van de spanningsvergelijker IC_1 om en gaat de blok golfoscillator op “Uit”. Gebeurt het omgekeerde, dan gaat de oscillator op “Aan”. En zo verder. Dit is een tegenkoppellus via een blok golfoscillator. Totaal anders dan bij de lineaire stabilisatorschakelingen die we eerder zagen, maar zo werkt het ook.

De schakeling van Figuur 10.8-1 transformeert gelijkspanning omhoog. Probeer dat maar eens met een lineaire schakeling. Omlaag kan niet, doordat diode D_1 de minimale waarde van U_{uit} al op die van U_{in} houdt (min de drempelspanning van D_1).

10.8.3 Pulsbreedtemodulator

De tegenkoppeling in Figuur 10.8-1 is met niet meer dan de mogelijkheid van “Aan” of “Uit” van de oscillator nogal abrupt. Het kan een stuk soepeler door de blokspanning te vervangen door een pulsspanning, waarbij de puls die transistor T_1 open stuurt, naar behoefte in breedte kan variëren. Daartoe wordt de blokspanningsgenerator vervangen door een zogenoemde pulsbreedtemodulator. Hoe dat van binnen werkt, is geen examenstof.. Het komt erop neer dat die schakeling een pulsspanning van een vaste frequentie produceert, waarbij de duur van een puls varieert. Transistor T_1 wordt dan door een (in dit geval positieve) puls open gestuurd.

Bij een pulsspanning (of stroom) hoort het begrip Duty Cycle (D). Dat is de duur van een puls, uitgedrukt in % van de periodeduur T . Figuur 10.8-2 laat het een en ander zien.



Figuur 10.8-2. Duty cycle D van een pulsvormige spanning voor $D=50\%$ en 10% . $D=50\%$ is een blok golf. Meestal gaat het om spanning, maar het kan ook stroom zijn.

Een blokgolf is een bijzonder geval van een pulsspanning. Elk positief blok neemt 50% van de periode in; elk negatief blok ook.

Een pulsbreedtemodulator, afgekort PWM (Pulse Width Modulator), geeft pulsen af met een duty cycle D die afhankelijk is van een stuurspanning. Daarmee wordt de schakelende transistor in een stabilisator langer of korter opengestuurd om de uitgangsspanning op peil te houden. Dat gebeurt naar gelang de stroomopname via de uitgang van de stabilisatieschakeling. Zo wordt een spanning via een PWM vloeiender gereguleerd dan met een oscillator die alleen maar aan of uit kan.

10.8.4 Drie soorten schakelingen met een PWM

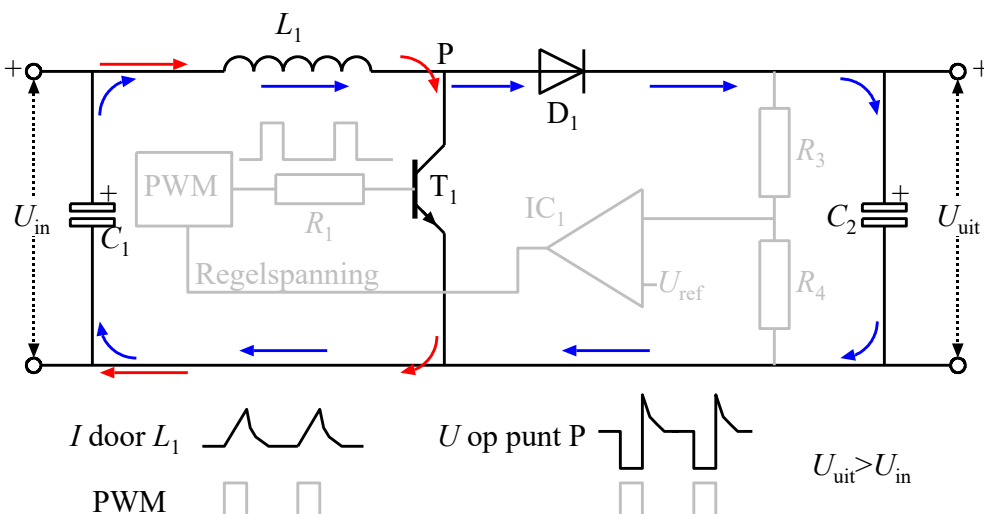
We behandelen nu drie stabilisatieschakelingen die nogal op elkaar lijken. Dat zijn

- één die de ingangsspanning omhoog brengt (*step-up*)
- één die de ingangsspanning omlaag brengt (*step-down*)
- één die de ingangsspanning invertteert. Plus wordt min of min wordt plus (*inverter*).

De step-up schakeling

Eigenlijk is Figuur 10.8-1 al een schema van een step-up schakeling. We hebben daar al gezien dat de uitgangsspanning groter moet zijn dan de ingangsspanning.

In Figuur 10.8-3 komen we de schakeling weer tegen, maar nu met PWM. De tegenkoppelschakeling staat in grijs in het schema. De eigenlijke regelschakeling staat in zwart. Dat is gedaan omdat het er op het examen vooral op aan komt dat je een schakeling herkent aan de opzet van de regelschakeling. In het schema geven blauwe en rode pijlen de stroomrichting aan, resp. tijdens een puls en tussen de pulsen. De schakelende transistor mag ook een (MOS)FET zijn.

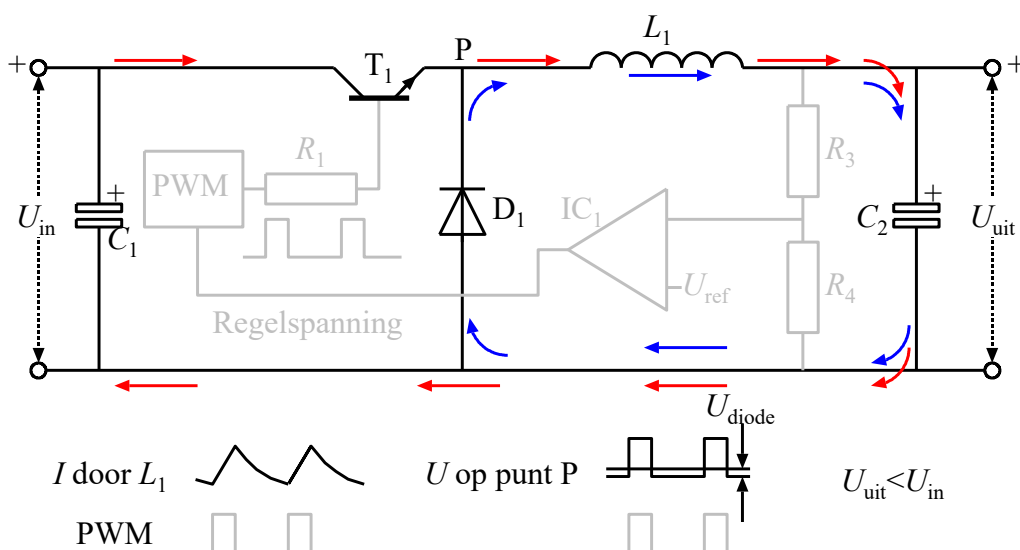


Figuur 10.8-3. Step-up schakeling. Regelcircuit in grijs, de eigenlijke step-up schakeling in zwart. De vorm van de stroom door de spoel en die van de spanning op punt P staan schetsmatig onder het schema, samen met de pulsspanning uit de PWM; de laatste in grijs. Stroompad bij T_1 in geleiding: *rode pijlen*. Stroompad bij T_1 gesperd: *blauwe pijlen*.

Afgezien van de PWM zien we hier dezelfde schakeling als in Figuur 10.8-1. De rode pijlen markeren de stroomloop tijdens de puls, de blauwe pijlen die tussen de pulsen. U_{uit} is groter dan U_{in} .

De step-down schakeling

Figuur 10.8-4 toont de step-down schakeling. U_{uit} is hier kleiner dan U_{in} .



Figuur 10.8-4. Step-down converter. De eigenlijke converterschakeling in zwart, de stabilisatieschakeling in grijs. De vorm van de stroom door de spoel L_1 en die van de spanning op punt P staan schetsmatig onder het schema, samen met de pulsspanning uit de PWM; de laatste in grijs. Stroompad bij T_1 in geleiding: rode pijlen. Stroompad bij T_1 gesperd: blauwe pijlen.

Transistor T_1 staat nu in de invoerleiding waar in de step-up schakeling de spoel zat en diode D_1 staat op de plek waar in de step-up schakeling de transistor zat.

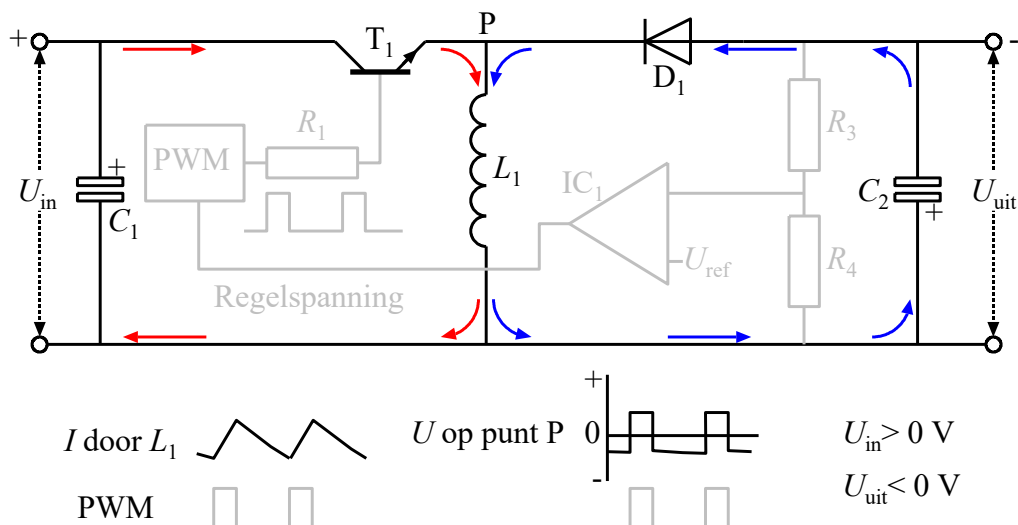
Dat heeft gevolgen voor de uitgangsspanning. U_{uit} is altijd kleiner dan U_{in} , omdat anders bij ingeschakelde T_1 geen stroom door L_1 kan ontstaan. Dan is de stroom langs de rode pijlen 0, doet de spoel niets en wordt C_2 in de “blauwe” periode niet opgeladen. Zakt U_{uit} onder U_{in} , dan loopt er stroom volgens de rode pijlen; de spoel bouwt een magnetisch veld op en als de transistor weer in sperstand gaat, wordt C_2 opgeladen met de stroom die wordt aangegeven met de blauwe pijlen.

Aangetoond kan worden dat de uitgangsspanning U_{uit} ongeveer gelijk is aan de duty cycle D_{puls} van de pulsspanning op de basis van T_1 vermenigvuldigd met ingangsspanning U_{in} :

$$U_{uit} \approx D_{puls} \cdot U_{in} \quad (10.8-1)$$

De inverterende schakeling

Het schema van de schakeling is weergegeven in Figuur 10.8-5. Dit is voor het gevoel de vreemdste van het drietal, omdat het teken van de uitgangsspanning U_{uit} tegengesteld is aan dat van de ingangsspanning U_{in} .



Figuur 10.8-5. Inverterschakeling. De eigenlijke schakeling in zwart, de stabilisatieschakeling in grijs. De vorm van de stroom door de spoel L_1 en die van de spanning op punt P staan schetsmatig onder het schema, samen met de pulsspanning uit de PWM; de laatste in grijs.

Spoel en diode hebben ten opzichte van Figuur 10.8-4 van plaats gewisseld. De diode heeft zijn anode naar C_2 gericht. De polariteit van C_2 is omgekeerd. Als de transistor wordt ingeschakeld, loopt er een stroom door de spoel volgens de rode pijlen. Wordt T_1 uitgeschakeld, dan loopt er stroom volgens de blauwe pijlen en wordt een negatieve uitgangsspanning U_{uit} opgebouwd. De diode D_1 voorkomt dat er tijdens de “rode” periode positieve lading op C_2 terechtkomt.