Inhoudsopgave

10 Terugkoppeling, op-amps, oscillatoren, laagspanningsvoedingen 4
10.1 Wat leer je in dit hoofdstuk? 4
10.2 Terugkoppeling 4
10.2.1 Inleiding 4
10.2.2 Tegenkoppeling 4
10.2.3 Meekoppeling 6
10.3 Toegepaste tegenkoppeling: de operationele versterker (opamp) 7
10.3.1 Inleiding 7
10.3.2 De naam en een beetje historie 7
10.3.3 Eigenschappen 8
10.3.4 Schemasymbool en nulpuntsinstelling 8
10.3.5 De tegengekoppelde inverterende versterker 10
10.3.6 Het frequentiebereik van opamps 12
10.3.7 De tegengekoppelde niet-inverterende versterker 12
10.3.8 De spanningsvolger 13
10.3.9 De optelversterker 14
10.3.10 De verschilversterker 14
10.3.11 De spanningsvergelijker 16
10.4 Opgaven (antwoorden in 10.14 of te bereiken via de gele pijlen) 17
10.4.1 Opgave 10-1. 18
10.4.2 Opgave 10-2. 19
10.4.3 Opgave 10-3. 20
10.4.4 Opgave 10-4. 21
10.4.5 Opgave 10-5. 22
10.5 Toegepaste meekoppeling: oscillatoren 23
10.5.1 Inleiding 23
10.5.2 Soorten oscillatoren 24
10.5.3 Een eenvoudige oscillator met inductieve koppeling 24
10.5.4 Aan een oscillator te stellen eisen 26

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.5.5 Soorten LC-oscillatoren 27
10.5.6 Oscillatoren in GDS, GCS of GAS....28
10.5.7 Oscillatoren in GGS, GBS en GRS 31
10.5.8 Oscillatoren in GSS, GES en GKS 33
10.5.9 De spanningsgestuurde oscillator (VCO, Voltage Controlled Oscillator)....35
10.6 Kristaloscillatoren 35
10.6.1 Inleiding....35
10.6.2 De Pierce-oscillator 37
10.6.3 Colpitts-oscillator met kristal 38
10.6.4 De overtone oscillator....38
10.6.5 De Miller-oscillator 40
10.7 Opgaven (antwoorden in 10.14) 42
10.7.1 Opgave 10-6.....42
10.7.2 Opgave 10-7.....43
10.7.3 Opgave 10-8.....44
10.7.4 Opgave 10-9.....45
10.8 Parasitaire oscillatoren....46
10.9 Een ogenschijnlijke versterker die toch een oscillator is....47
10.10 Faseruis 48
10.11 Spanningsstabilisatoren en lineaire voedingsschakelingen 50
10.11.1 Inleiding....50
10.11.2 De zenerdiode als stabilisator 51
10.11.3 Zenerschakeling met emittervolger....52
10.11.4 Tegengekoppelde voedingsschakelingen. 54
10.11.5 Geïntegreerde stabilisatorschakelingen: driepoten 56
10.12 Schakelende voedingen 57
10.12.1 Inleiding....57
10.12.2 De ladingspomp 58
10.12.3 Een blokgolfgestuurde gestabiliseerde schakelende voeding 59
10.12.4 Drie verschillende schakelingen met pulsbreedtemodulatie....60
10.13 Opgaven (antwoorden in 10.14) 66
10.13.1 Opgave 10-10.....66

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.13.2 Opgave 10-11. 67
10.13.3 Opgave 10-12. 68
10.13.4 Opgave 10-13. 69
10.13.5 Opgave 10-14. 70
10.14 Antwoorden bij de opgaven 71
10.14.1 Uitwerking van Opgave 10-1 71
10.14.2 Uitwerking van Opgave 10-2 72
10.14.3 Uitwerking van Opgave 10-3 73
10.14.4 Uitwerking van Opgave 10-4 74
10.14.5 Uitwerking van Opgave 10-5 75
10.14.6 Uitwerking van Opgave 10-6 76
10.14.7 Uitwerking van Opgave 10-7 77
10.14.8 Uitwerking van Opgave 10-8 78
10.14.9 Uitwerking van Opgave 10-9 79
10.14.10 Uitwerking van Opgave 10-10 80
10.14.11 Uitwerking van Opgave 10-11 81
10.14.12 Uitwerking van Opgave 10-12 82
10.14.13 Uitwerking van Opgave 10-13 83
10.14.14 Uitwerking van Opgave 10-14 84

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10 Terugkoppeling, op-amps, oscillatoren, laagspanningsvoedingen

10.1 Wat leer je in dit hoofdstuk?

Dit hoofdstuk gaat over terugkoppeling en zijn toepassingen. Terugkoppeling betekent dat in een schakeling een deel van het uitgangssignaal wordt teruggevoerd naar de ingang. We onderscheiden tegen- en meekoppeling. Ze leiden tot totaal verschillende effecten.

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 opwekken. 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. We sluiten de oscillatoren af met een stukje voor de liefhebbers, dus geen verplichte examenkost, over onbedoelde oscillaties in schakelingen.

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

10.2 Terugkoppeling

10.2.1 Inleiding

Bij *terugkoppeling* wordt een deel van het versterkte signaal van de versterkeruitgang teruggevoerd naar de signaalingang. Daardoor veranderen de eigenschappen van een schakeling. Soms is die verandering beperkt, soms drastisch. We onderscheiden twee soorten terugkoppeling:

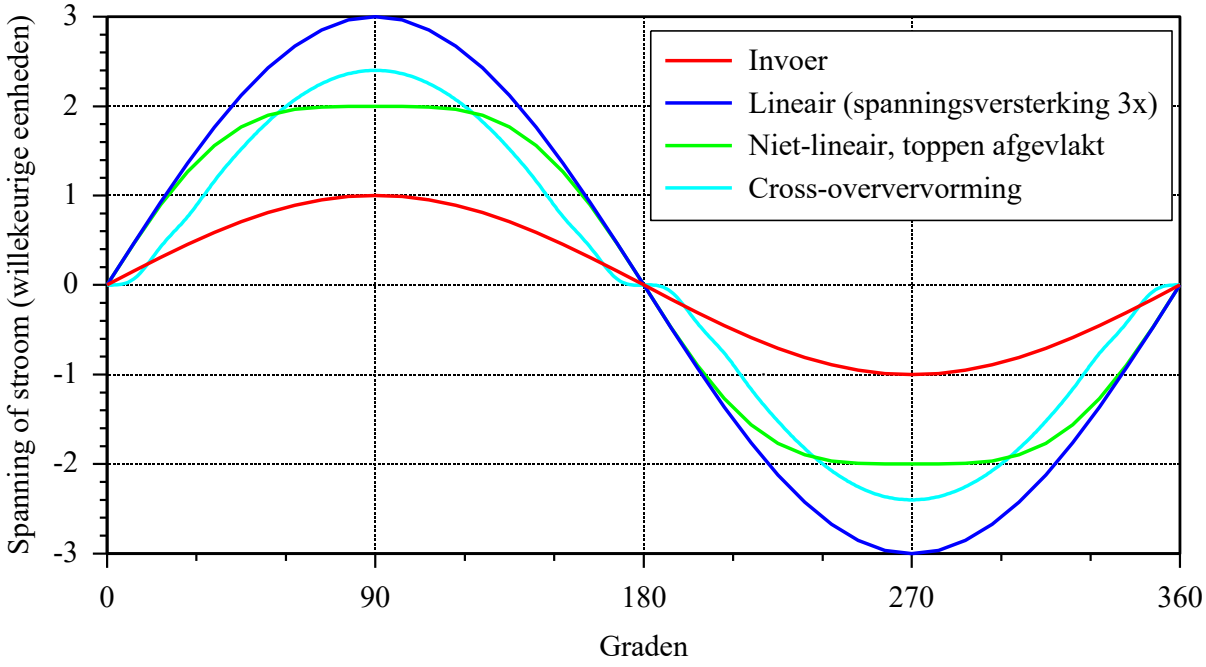
- *Negatieve terugkoppeling.* Die wordt meestal *tegenkoppeling* genoemd. Het teruggevoerde signaal is in tegenfase (dus 180° in fase verschoven) ten opzichte van het ingangssignaal. Bij gelijkspannings- of gelijkstroomschakelingen heeft het teruggekoppelde signaal omgekeerde polariteit. Plus wordt min en min wordt plus.
- *Positieve terugkoppeling.* Die heet ook wel *meekoppeling*. Het teruggevoerde signaal is in fase met het signaal op de ingang; bij gelijkstroom of -spanning gelijke polariteit. Soms kom je de term *terugkoppeling* zonder toevoeging tegen. Meestal wordt dan *meekoppeling* bedoeld. Soms moet dat blijken uit de rest van de tekst.

10.2.2 Tegenkoppeling

Tegenkoppeling vermindert de versterking van een schakeling. Als een schakeling verschillende frequenties ongelijk versterkt, kunnen die verschillen bij tegenkoppeling kleiner worden. Dat gaat ten koste van de versterking, maar toch wordt de schakeling als geheel er meer lineair van. Dat komt, doordat bij minder versterking ook minder signaal wordt teruggevoerd naar de ingang en bij een grotere versterking juist meer. Het doet er daarbij niet toe, of het gaat om een FET-, buis- of transistorversterker.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Een lineaire versterker versterkt alle spanningsniveaus evenveel. Een zuivere sinus aan de ingang verschijnt als een zuivere sinus aan de uitgang. Als een versterker ongelijke (gelijk)spanningsniveaus ongelijk versterkt is hij niet-lineair. Een zuivere sinus op de ingang verschijnt dan als vervormde sinus op de uitgang. Figuur 10.2-1 toont enkele voorbeelden.



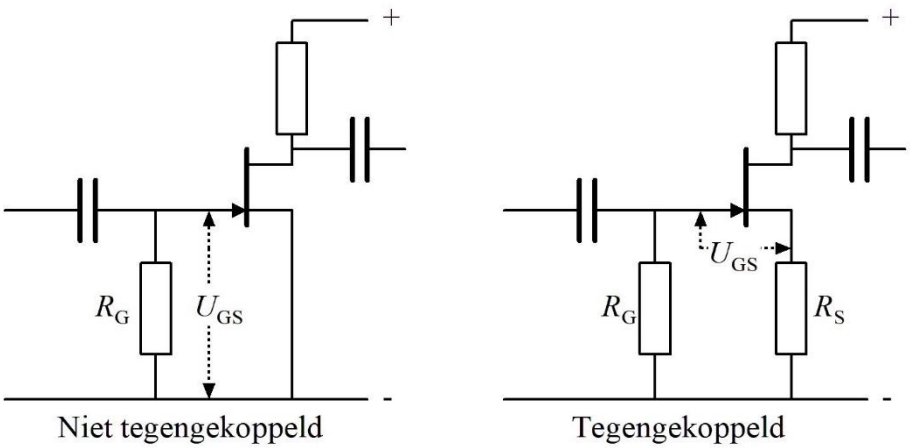
Figuur 10.2-1. Enkele voorbeelden van lineaire en niet-lineaire versterking. Rood: ingevoerde sinus. Donkerblauw: lineair versterkt (3x). Groen: Niet-lineair, toppen afgevlakt, bijvoorbeeld door te grote amplitude van het ingangssignaal. Lichtblauw: Niet-lineair door cross-oververvorming bij een iets te sterk afgeknepem balanseindtrap (Hoofdstuk 9).

Vervorming in een versterker is, zoals gezegd, terug te dringen met behulp van tegenkoppeling. Tegenkoppeling vermindert verschillen in versterking tussen spannings- of stroomniveaus en verbetert daardoor de lineariteit van een versterker.

Zonder dat het woord is gevallen, hebben we al kennis gemaakt met tegenkoppeling. Dat was bij de niet-ontkoppelde source-, kathode- of emitterweerstand. Figuur 10.2-2 toont twee FET-schakelingen: één zonder en één met een niet-ontkoppelde sourceweerstand.

Bij een FET zonder sourceweerstand (links in Figuur 10.2-2) wordt de gelijkspanning op de source op 0 V gehouden door R_G, want de gate zelf voert geen stroom. Op de gate staat bij aanwezigheid van signaal een (zuivere) wisselspanning. Die stuurt de sourcestroom aan die daardoor een onzuivere wisselstroom wordt. Het verband tussen de momentele waarde van de spanning U_{GS} tussen gate en source en het wisselstroomdeel in de sourcestroom is de steilheid S. De kromme steilheidskarakteristiek van een FET betekent dat S niet voor elke momentele waarde van U_{GS} even groot is. Het gevolg is enige vervorming op de uitgangswisselspanning.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.2-2. FET-versterkerschakeling met niet-ontkoppelde sourceweerstand.

Bij aanwezigheid van een sourceweerstand (R_S in het rechterplaatje in Figuur 10.2-2), verandert de spanning U_{GS} ook met de gatespanning, maar doordat de spanning over de sourceweerstand R_S meeverandert, is de verandering van U_{GS} kleiner dan zonder sourceweerstand. Daar zit de tegenkoppeling.

We hebben in hoofdstuk 8 gezien dat bij eenversterkende FET de sourceweerstand in serie staat met $1/S$. De karakteristiek van $1/S$ is krom, die van een weerstand recht. De karakteristiek van de serieschakeling van weerstand en $1/S$ is daardoor een stuk rechter dan die van $1/S$ alleen. Dat werken we uit in een voorbeeld met getallen:

Stel dat S varieert tussen 4 en 2 mA/V. $1/S$ ligt dan tussen 250 en 500 Ω. Verhouding tussen laagste en hoogste: 1:2. In serie met een sourceweerstand van 1000 Ω wordt dat 1250 en 1500 Ω, een verhouding van 1:1,2. Dat lijkt al een mooie verbetering, maar er is nog iets. De karakteristiek van S is krom, schreven we zojuist. Bij tegenkoppeling gebruik je een kleiner stuk van de kromme S-karakteristiek. Een belangrijk beginsel uit de wiskunde is, dat een stukje uit een kromme meer gelijkenis met een rechte vertoont, naarmate het kleiner is. Bij tegenkoppeling gebruik je een kleiner stuk van de steilheidskarakteristiek dan zonder. Ook dat verkleint de vervorming.

De prijs voor deze verbetering is minder versterking. Dat kan een extra versterkertrap betekenen. Maar ook dan is de totale vervorming kleiner dan zonder tegenkoppeling.

10.2.3 Meekoppeling

Meekoppeling is het omgekeerde van tegenkoppeling. De effecten zijn dan ook omgekeerd. Hoe het gedrag van een schakeling met meekoppeling precies is, hangt af van het deel van het uitgangssignaal dat wordt teruggekoppeld en van de vraag, welke frequentie(s) het meest wordt (worden) versterkt.

Stel dat een schakeling precies 10 keer versterkt en precies 1/10 deel van het versterkte signaal wordt teruggevoerd naar de ingang. Als het toegevoerde signaal dan wegvalt, zou

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

het oorspronkelijke signaal zichzelf eeuwig in stand houden. We weten inmiddels genoeg van 'ideaal' en 'precies' om te weten dat dit in de praktijk (nèt) niet gebeurt.

Zou het teruggekoppelde signaal kleiner zijn, dan zou bijvoorbeeld de *Q* van een LC-kring in de schakeling hoger lijken dan hij in werkelijkheid is. In het grijze verleden van de radio is dit verschijnsel gebruikt om ontvangers smalbandiger en gevoeliger te maken.

Wordt er meer dan die 1/10 teruggekoppeld, dan wekt de schakeling een wisselspanning op die in theorie almaar sterker zou worden. In werkelijkheid treden er mechanismen op die de amplitude van de versterkte wisselspanning vanzelf binnen de perken houden. De voedingsspanning stelt bijvoorbeeld een harde grens aan de signaalamplitude. Soms trekt een schakeling zich vanzelf in klasse C (Hoofdstuk 9) en wordt maar een deel van de wisselspanning versterkt. Eigenlijk is ook dat een vorm van tegenkoppeling. Die voorkomt op een natuurlijke manier dat het effect van meekoppeling uit de hand loopt.

Bij de oscillatoren maken we kennis met de belangrijkste toepassing van meekoppeling in de praktijk van de zendamateur. Maar nu eerst de tegenkoppeling.

10.3 Toegepaste tegenkoppeling: de operationele versterker (opamp)

10.3.1 Inleiding

In 10.2.2 hebben we een voorbeeld van tegenkoppeling gezien in de vorm van de niet-ontkoppelde sourceweerstand. Dat voorbeeld geldt ook voor de niet-ontkoppelde kathode- of emitterweerstand.

Operationele versterkers zijn een veel extremer voorbeeld van tegenkoppeling. We behandelen een aantal schakelingen met deze onderdelen.

10.3.2 De naam en een beetje historie

Eigenlijk is "operationele versterker" een rare naam. Elke versterker die goed werkt en naar behoren is aangesloten, kun je immers operationeel noemen. De naam is een letterlijke vertaling van het Engelse *operational amplifier*, in het dagelijks taalgebruik vaak afgekort tot *opamp*. Het Engelse *operation* betekent behalve *operatie* onder meer ook (wiskundige) *bewerking*. Zo is een optelling, een vermenigvuldiging, berekening van een macht, wortel, noem maar op, een bewerking. De Engelse verzamelnaam voor vermenigvuldig-, deel- optel- en andere wiskundige tekens is dan ook *operator*.

De term *operational amplifier* stamt uit het tijdperk van de analoge computers. Die zijn nu praktisch helemaal verdrongen door digitale computers, doordat die laatste veel flexibeler zijn. Toen een digitale computer (veel) minder kon dan de huidige PC, maar wel de ruimte van een schoollokaal innam, waren de rollen soms omgekeerd. Als je een probleem had dat aan een lastig op te lossen wiskundige vergelijking moest voldoen, dan bouwde je een schakeling die ook aan die vergelijking voldeed en klaar was Kees.

Lang geleden werden opamps samengesteld uit afzonderlijke onderdelen en waren ze duur. Tegenwoordig zijn die onderdelen geïntegreerd op één Si-chip, of staat er meer dan

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

één opamp op dezelfde chip en kosten ze meestal een mini-bedragje. Onze huidige opamps zijn een nuttig overblijfsel uit een voorbije wereld. We gaan ermee aan de slag.

10.3.3 Eigenschappen

De ideale opamp heeft

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

De werkelijkheid is zoals altijd weerbarstig. Een opamp in de werkelijke wereld 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 wel gelijkspanning.

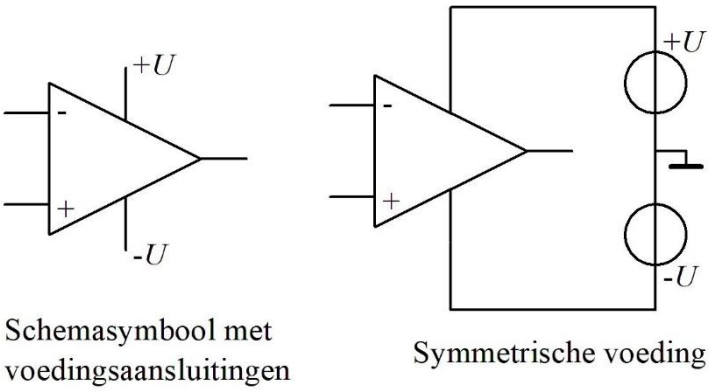
Een opamp heeft verder

- Twee ingangen. De één inverteert (=zet op de uitgang het ingangssignaal in versterkte vorm op zijn kop), de ander inverteert niet. In wisselspanningstermen: de één veroorzaakt op de uitgang een signaal in tegenfase, de ander in meefase. 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*. In schema's worden de voedingsspanningen meestal niet getekend. Ze zijn vanouds +15 V en – 15 V. Dan kan de uitgangsspanning minimaal tussen +10 en -10 V op en neer. Er is geen principieel bezwaar tegen kleinere voedingsspanningen. Bij beschikbaarheid van een enkele voedingsspanning kan een "0 V" via een spanningsdeler tussen de positieve (of negatieve) voedingsspanning en massa worden gerealiseerd.

10.3.4 Schemasymbool en nulpuntsinstelling

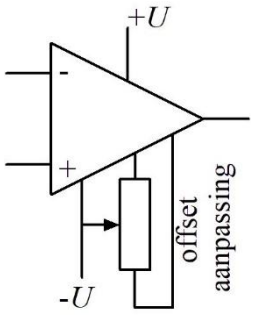
Figuur 10.3-1 laat links het schemasymbool van een opamp zien met rechts het voluit getekende schema van een symmetrisch gevoede opamp.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.3-1. Schemasymbool operationele versterker (opamp). De inverterende ingang is aangegeven met – en de niet-inverterende met +. In schema's vind je in het algemeen de - boven en de + onder. De aansluitingen voor de voedingsspanning die in schema's zelden worden getekend, zijn hier 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 meeste opamps hebben nog twee aansluitingen. Die worden aangeduid met de naam *offset*. Die zijn bedoeld om ervoor te zorgen dat een gelijke spanning op beide ingangen ook precies 0 V op de uitgang oplevert. Het is dus een nulpuntsinstelling. Net als de aansluitingen voor de voedingsspanningen worden ze in schema's zelden of nooit getekend. De schakeling voor de nulpuntsinstelling of offsetaanpassing ziet er op schema uit als in Figuur 10.3-2. Als ze niet worden gebruikt, worden ze niet aangesloten.



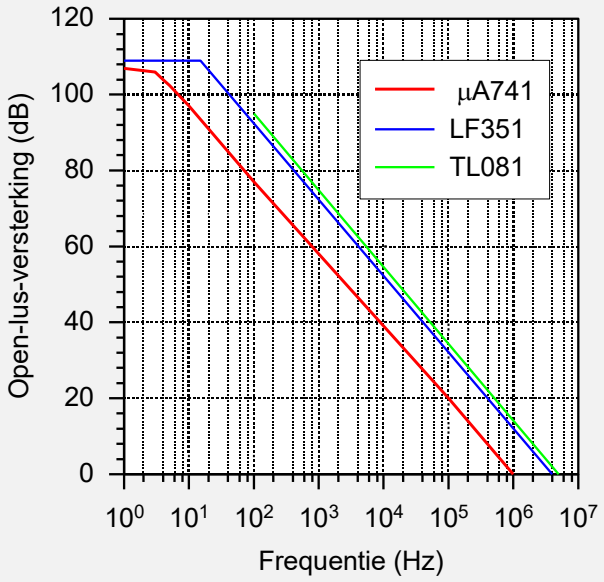
Figuur 10.3-2. De offset wordt op 0 V ingesteld met behulp van een potentiometer. Als het niet zo precies hoeft met het nulpunt, kan een opamp ook zonder offsetaanpassing. In dat geval blijven de offsetaansluitingen onaangesloten.

Waar al die aansluitingen zitten, vind je in databoeken en op Internet. Tik het typenummer in en je vindt het, al dan niet met enige moeite. Probeer het eens met "Opamp 741". Het getal 741 alleen heeft te veel andere betekenissen.

De spanningsversterking van een opamp zonder tegenkoppeling heet de *open-lus-versterking*. Die ligt in de orde van 10^5 tot 10^6 voor frequenties beneden 10-100 Hz. We zullen er het symbool A_0 voor gebruiken. De open-lus-versterking is een voldoende benadering van ∞ (oneindig). Die enorme versterking wordt met tegenkoppeling

teruggebracht tot een handzame waarde. Wel neemt de open-lus-versterking min of meer lineair af met toenemende frequentie. Zie kadertje.

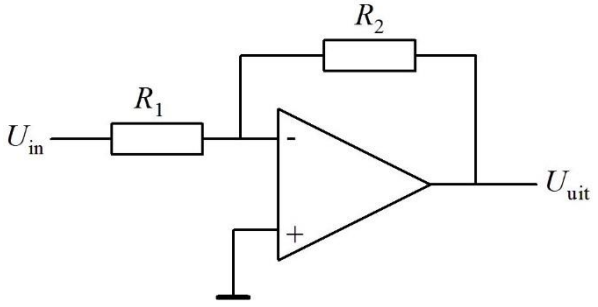
Voor de liefhebbers, géén examenstof! Open-lus-versterking en frequentie.
De open-lusversterking van een opamp neemt lineair af met toenemende frequentie. Figuur 10.3-3 toont karakteristieken van drie typen, de µA741, de LF351 en de TL81.



Figuur 10.3-3. Open-lusversterking en frequentie voor drie typen opamp, µA741, LF351 en TL081.

De µA741 is de oudste van de drie en ook de traagste. De grafieken geven aan dat de maximale open-lusversterking geldt voor een heel klein frequentiegebiedje. Voor dat gebied gaven de gegevensbladen van de TL081 geen informatie. Daarom begint de grafiek ervan pas bij 100 Hz. De µA741 heeft een signaalingang met geïntegreerde transistoren, de andere twee hebben geïntegreerde FET's voor een extreem lage ingangsstroom. De figuur laat zien dat opamps ongeschikt zijn voor HF-toepassingen.

10.3.5 De tegengekoppelde inverterende versterker



Figuur 10.3-4. Tegengekoppelde inverterende opamp. R_2 is de tegenkoppelweerstand, R_1 de ingangsweerstand.

In het schema van Figuur 10.3-4 is de spanning op de niet-inverterende ingang (die met de +) 0, want deze ingang ligt aan massa (0 V, zolang niet anders vermeld).

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Stel nu eens dat U_{in} 1 V is. We beweren nu dat de spanning op de inverterende ingang (die met de -) nog steeds (praktisch) 0 V is. Bewijs maar, zullen sommigen (met recht) zeggen. Doen we. De afleiding van de vergelijking voor de versterking hebben we eerst nodig. De afleiding is geen examenstof. Hij staat daarom in het kadertje hieronder. De uitkomst is wèl exameneis en wordt daarom direct na het kadertje herhaald.

Voor de liefhebbers, géén examenstof!

R_1 en R_2 in Figuur 10.3-4 vormen een spanningsdeler met U_{in} en U_{uit} op de uiteinden en de inverterende ingang met de spanning die we U_{inv} noemen, op het knooppunt. De ingang neemt (praktisch) geen stroom op en dus is de stroom door R_1 en R_2 dezelfde. Omdat $I=U/R$, geldt

$$\frac{U_{in}-U_{inv}}{R_1}=\frac{U_{inv}-U_{uit}}{R_2} \qquad (10.3\text{-}1)$$

De open-lus-versterking A_0 maakt dat

$$U_{inv}=-\frac{U_{uit}}{A_0} \qquad (10.3\text{-}2)$$

Daarmee vervangen we U_{inv} in (10.3-1). Dan vinden we na wat algebraïsche acrobatiek een vergelijking waarin van de drie spanningen alleen nog U_{in} en U_{uit} voorkomen:

$$U_{in}+\frac{U_{uit}}{A_0}=-\frac{R_1}{R_2}\left(\frac{U_{uit}}{A_0}+U_{uit}\right) \qquad (10.3\text{-}3)$$

Als A_0 een goede benadering van -∞ (of ∞) is, dan mogen we zeggen dat

$$\frac{U_{uit}}{A_0}\approx 0 \quad \text{en dus ook} \quad U_{inv}\approx 0 \qquad (10.3\text{-}4)$$

En nu de versterking, ofwel de relatie tussen U_{in} en U_{uit}:

$$U_{in}=-\frac{R_1}{R_2}U_{uit} \quad \text{of} \quad U_{uit}=-\frac{R_2}{R_1}U_{in} \qquad (10.3\text{-}5)$$

De laatste vergelijking binnen het kadertje luidt:

$$U_{uit}=-\frac{R_2}{R_1}U_{in} \qquad (10.3\text{-}5)$$

De spanningsversterking is dus gelijk aan $-R_2/R_1$, dus de verhouding van beide weerstanden met een minteken ervoor. De spanning U_{inv} op de inverterende ingang berekenen we nu via een getallenvoorbeeld:

Stel R_2= 50 kΩ en R_1= 10 kΩ en U_{in} = 1 V. Dan is U_{uit} = -5 V. De vervangingsweerstand van de serieschakeling van R_1 en R_2 bedraagt 60 kΩ of korter: 60 k. De spanning erover is 1 V min -5 V is 6 V. De stroom is dan 0,1 mA, dus staat over R_1 een spanning van 0,1 mA*10 kΩ = 1 V en over R_2 0,1 mA*50 kΩ = 5 V. Het sterretje * betekent “maal” en is dus een

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

vermenigvuldigteken. Dan is de spanning U_{inv} op de inverterende ingang inderdaad 0 V en gelijk aan de spanning op de niet-inverterende ingang (met de +). We breiden deze uitkomst uit: **de spanningen op de inverterende en niet-inverterende ingang van een tegengekoppelde op-amp zijn praktisch gezien gelijk**.

Hiermee komen we tot drie conclusies omtrent tegengekoppelde opamps.

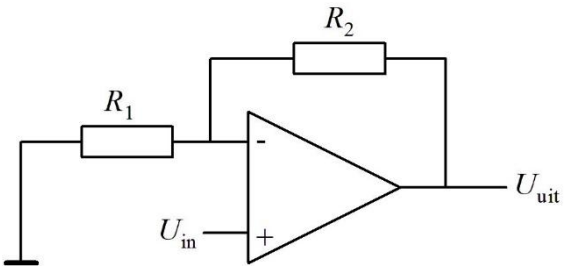
1. **De spanningsversterking A_U van een tegengekoppelde operationele versterker zoals in Figuur 10.3-4, bedraagt $-R_2/R_1$.**
2. **De spanningen op de inverterende en de niet-inverterende ingang van een tegengekoppelde opamp zijn in de praktijk gelijk.**
3. **De ingangsweerstand van een tegengekoppelde operationele versterker zoals in Figuur 10.3-4 is gelijk aan R_1.**

10.3.6 Het frequentiebereik van opamps

De open-lus versterking neemt snel af met toenemende frequentie. Het product van de open-lus versterking en de frequentie is bij benadering constant. Dat betekent dat een opamp als de zojuist genoemde 741 die bij 10 Hz ongeveer 100 000 keer versterkt, bij 1000 Hz nog een versterking van 1000 over heeft en bij 1 MHz de 1 bereikt en dan dus niet meer versterkt. Opamps zijn dan ook niet bedoeld voor hoge frequenties, integendeel. Voor frequenties in het hoorbare gebied, zeg maar tot ruwweg 10 kHz, werken ze goed.

10.3.7 De tegengekoppelde niet-inverterende versterker

Inverteren van het signaal bij een opamp is niet verplicht. Een signaal kan ook worden aangeboden aan de niet-inverterende ingang. De tegenkoppelweerstand R_2 van Figuur 10.3-4 blijft op dezelfde plaats, de weerstand R_1 komt aan 0 V en de niet-inverterende ingang is signaalingang (Figuur 10.3-5).



Figuur 10.3-5. Niet-inverterende tegengekoppelde opamp. De tegenkoppellus is dezelfde als bij de inverterende opamp, alleen is R_1 verbonden met massa.

De weerstanden R_1 en R_2 vormen ook hier een spanningsdeler met U_{uit} aan de ene kant, 0 V aan de andere en de inverterende ingang op het knooppunt. Conclusie 2 van zonet zegt dat de spanningen op de inverterende en niet-inverterende ingangen gelijk zijn. De spanning U_{in} staat dus op de inverterende èn op de niet-inverterende ingang.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Daarmee kennen we van de spanningsdeler de linker spanning en de spanning U_{in} op het knooppunt, dus de inverterende ingang. Dan is de spanning rechts, U_{uit}, te berekenen. De versterking is per definitie U_{uit}/U_{in}. We halen de vergelijking voor de spanningsdeler uit hoofdstuk 3 van stal en vullen de grootheden van Figuur 10.3-5 in:

$$U_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{uit} \qquad (10.3\text{-}6)$$

Waaruit volgt

$$U_{uit} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_{in} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{in} \qquad (10.3\text{-}7)$$

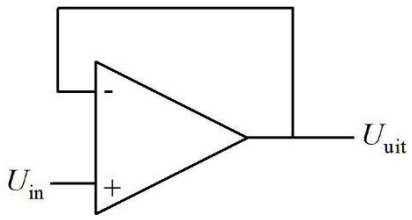
En dus geldt

$$\frac{U_{uit}}{U_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (10.3\text{-}8)$$

De spanningsversterking van de schakeling is dus $1+R_2/R_1$ Dat gaat dus net iets anders dan bij de inverterende opamp-schakeling. Van de drie vergelijkingen hierboven is alleen (10.3-8) examenstof. **Op examens kan het verschil met** (10.3-5) **een valkuil zijn**.

10.3.8 De spanningsvolger

De *spanningsvolger* leerden we in hoofdstuk 8 kennen als GDS, GAS of GCS (source-, kathode- of emittervolger). De opamp-variant heeft een lagere uitgangsweerstand en heeft buiten de opamp geen verdere onderdelen nodig. Het schema staat in Figuur 10.3-6.



Figuur 10.3-6. De spanningsvolger

De inverterende ingang is rechtstreeks verbonden met de uitgang. Beide hebben dus dezelfde spanning. Een weerstand in deze tegenkoppellus mag wel, maar is voor de werking overbodig. De spanning op de inverterende ingang moet volgens conclusie 2 op pagina 12 gelijk zijn aan die op de niet-inverterende ingang. Dan zijn in Figuur 10.3-6 de spanningen op beide ingangen en de uitgang gelijk.

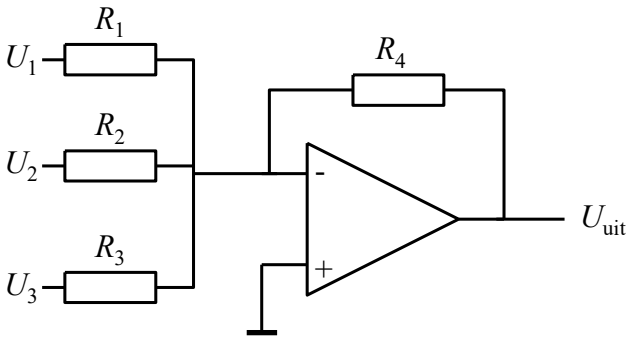
De uitgangsweerstand is extreem laag, namelijk gelijk aan de toch al lage waarde zonder tegenkoppeling, gedeeld door de volle open-lus-versterking. Voor de ingangsweerstand geldt het omgekeerde: die is gelijk aan de toch al hoge ingangsweerstand zonder tegenkoppeling maal de open-lus-versterking.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

De opamp is niet voor niets een rekenversterker. Je kunt er spanningen mee optellen en hem gebruiken als verschilversterker. Er zijn veel meer mogelijkheden, maar die vallen buiten de eisen van het zendexamen. We behandelen de optel- en de verschilversterker.

10.3.9 De optelversterker

De optelversterker is gebaseerd op de inverterende versterker. De uitkomst moet dus voor een complete optelling nog door een inverterende versterker worden gehaald. Die zullen we er niet bij tekenen. Het minteken duikt wel op in de multiple-choice-antwoorden. Het schema staat in Figuur 10.3-7.



Figuur 10.3-7. Optelschakeling met een opamp.

De bijbehorende vergelijking luidt

$$U_{\text{uit}} = -\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3}\right) R_4 \qquad (10.3\text{-}9)$$

De grootte van de ingangsweerstand voor U_1 is R_1, die voor U_2 is R_2 en die voor U_3 is R_3. Als alle weerstanden gelijk zijn ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4$), dan wordt de vergelijking aangenaam eenvoudig:

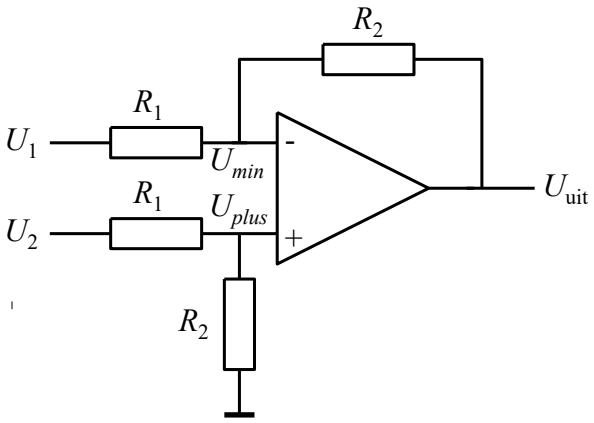
$$U_{\text{uit}} = -(U_1 + U_2 + U_3) \qquad (10.3\text{-}10)$$

10.3.10 De verschilversterker

Bij het versterken van het verschil tussen twee spanningen ligt het voor de hand dat de ene spanning via de inverterende en de andere via de niet-inverterende ingang loopt. Maar we hebben ook gezien, dat de versterkingsvergelijkingen voor de inverterende en de niet-inverterende ingang verschillen. Deze schakeling is dan ook lastiger dan de eerder bekeken optelschakeling.

Het schema zien we in Figuur 10.3-8. Het toont twee weerstanden R_1 en twee weerstanden R_2. Gelijke nummers betekenen hier gelijke weerstandswaarden.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.3-8. Opamp als verschilversterker. De beide weerstanden R_1 zijn gelijk aan elkaar, de beide weerstanden R_2 ook. U_{min} is de spanning op de inverterende ingang (met minteken) en U_{plus} die op de niet-inverterende ingang (met plusteken).

De bijbehorende vergelijking is:

$$U_{\text{uit}} = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) \qquad (10.3\text{-}11)$$

Dat U_1 in vergelijking (10.3-11) een minteken heeft en U_2 een plus heeft alles te maken met de versterkeringang waarmee ze zijn verbonden. De nu volgende afleiding in de gele kadertjes van vergelijking (10.3-11) is geen examenstof. Wie daarin niet geïnteresseerd is, kan de twee gele kadertjes hieronder overslaan.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Afleiding van vergelijking (10.3-11)
Uitgangspunt is Figuur 10.3-8. We stellen nu de spanningen U_1 en U_2 beurtelings op 0 en tellen de uitkomsten op voor het vinden van de uitkomst van vergelijking (10.3-11). Dit soort werkwijze heet ook wel *superpositie*: je stapelt twee uitkomsten waarvan er in dit geval steeds één van beide op de ingang een nul aangeboden krijgt.

Eerst de gemakkelijkste. Als $U_2 = 0$, geldt $U_{plus} = 0$, want deze signaalingang is dan alleen verbonden met 0 V. Zo ontstaat de inverterende versterker van Figuur 10.3-4 en daarvoor geldt

$$U_{uit} = -\frac{R_2}{R_1}U_1 \qquad (U_2 = 0) \qquad (10.3\text{-}12)$$

Nu stellen we $U_1 = 0$. Volgens punt 2 op bladzijde 12 geldt voor elke tegengekoppelde opampschakeling dat $U_{min} = U_{\text{plus}}$. Volgens de vergelijking voor de spanningsdeler uit Hoofdstuk 3 geldt dan:

$$U_{plus} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_2 = U_{min} \qquad (U_1 = 0) \qquad (10.3\text{-}13)$$

Vervolg op de volgende bladzijde.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Voortzetting van de vorige bladzijde.

Voor U_{min} (en natuurlijk voor U_{plus}) geldt ook:

$$U_{min} = U_{uit}\frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{plus} \quad (U_1 = 0) \qquad (10.3\text{-}14)$$

Uit **Fout! Verwijzingsbron niet gevonden.** en (10.3-14) volgt dan

$$U_{uit}\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_2 \quad (U_1 = 0) \qquad (10.3\text{-}15)$$

Aan beide kanten van het "="- teken vermenigvuldigen we met $R_1 + R_2$ en delen daarna door R_1. Dan krijgen we

$$U_{uit}\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_2 \rightarrow U_{uit} = \frac{R_2}{R_1}U_2 \quad (U_1 = 0) \qquad (10.3\text{-}16)$$

Door optellen van de uitkomsten van de vergelijkingen (10.3-12) en (10.3-16) ontstaat vergelijking (10.3-11) die geldt voor alle waarden van U_1 en U_2:

$$U_{uit} = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) \qquad (10.3\text{-}11)$$

Stel nu eens alle weerstanden aan elkaar gelijk, dus R_1=R_2. Dan wordt het prettig eenvoudig:

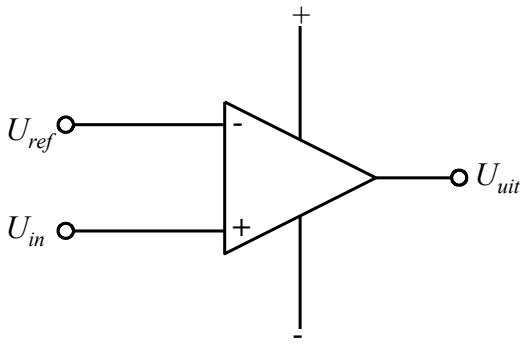
$$U_{\text{uit}} = U_2 - U_1 \qquad (10.3\text{-}17)$$

Hier past nog wel een opmerking met het oog op praktische toepassing. De waarden van de twee weerstanden R_1 moeten onderling zo min mogelijk verschillen. Dat geldt ook voor de twee stuks R_2. Mocht je voor een schakeling een verschilversterker willen maken, koop dan als het even kan, precisieweerstanden of zoek ze met behulp van een goede weerstandsmeter bij elkaar.

10.3.11 De spanningsvergelijker

Soms is het in een schakeling alleen maar nodig om te bepalen of een spanning groter of kleiner is dan een andere spanning. Dat is mogelijk met een *spanningsvergelijker*, in het Engels *comparator*. De spanningsvergelijker is een opampschakeling zonder tegenkoppeling. Eén ingang ligt aan een vaste of referentiespanning, meestal aangeduid met U_{ref}, de andere aan een spanning die daarmee moet worden vergeleken. Figuur 10.3-9 laat zo'n schakeling zien. Deze keer zijn de twee voedingsleidingen ook ingetekend.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.3-9. Opamp (met voedingsaansluitingen) als spanningsvergelijker (comparator).

Door de grote open-lus-versterking heeft de spanning U_{uit} eigenlijk maar twee mogelijkheden: iets kleiner dan de positieve voedingsspanning of iets groter dan de negatieve. Als in de getoonde schakeling $U_{in} > U_{ref}$, dan is U_{uit} positief, in het tegengestelde geval negatief. Wordt U_{ref} verbonden met de niet-inverterende ingang en U_{in} met de inverterende, dan is het verhaal hetzelfde, maar met verwisselde uitgangsspanningen.

De toepassing ligt vooral bij de overgang tussen analoge en digitale delen van schakelingen. Digitale schakelingen behandelen we in Hoofdstuk 11. Analoog is alles wat we tot nu toe hebben behandeld.

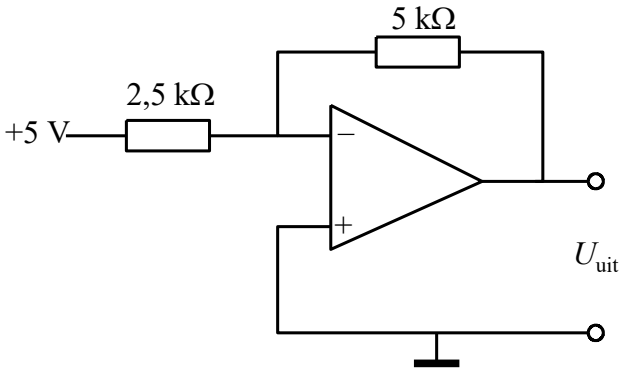
Er zijn nog heel veel andere toepassingen met opamps, zoals (bijna) ideale door spanning gestuurde stroombronnen, RC-schakelingen die zich als spoel gedragen en meer wonderlijks, maar dat voert voor een zendcursus als deze te ver.

10.4 Opgaven (antwoorden in 10.14 of te bereiken via de gele pijlen)

De tekst van een opgave is nooit over twee bladzijden verdeeld. De uitwerkingen staan in paragraaf 10.14. Onder elke opgave staat een link (gele pijl) die je naar de uitwerking brengt. Na de uitwerking kun je via een link terug naar de opgave of via een tweede link naar de volgende opgave, als die er is. Er staat nooit meer dan één uitwerking op een bladzijde.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.4.1 Opgave 10-1.

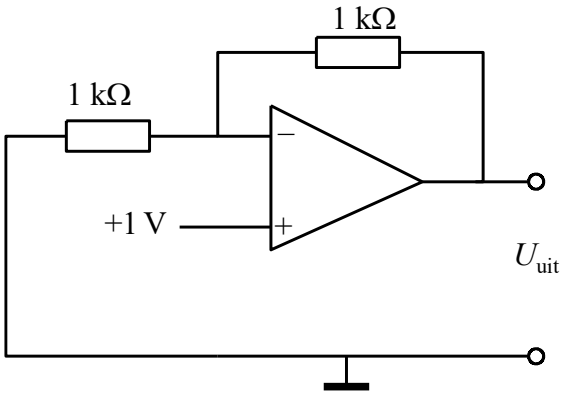


De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

A. 10 V
B. -10 V
C. 2,5 V
D. -2,5 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.4.2 Opgave 10-2.

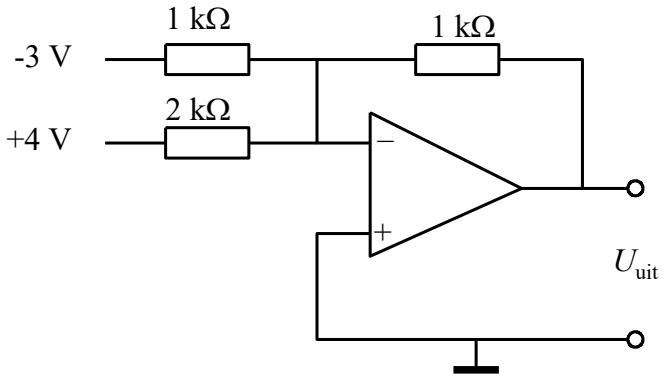


De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

A. 1 V
B. -1 V
C. 2 V
D. -2 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.4.3 Opgave 10-3.

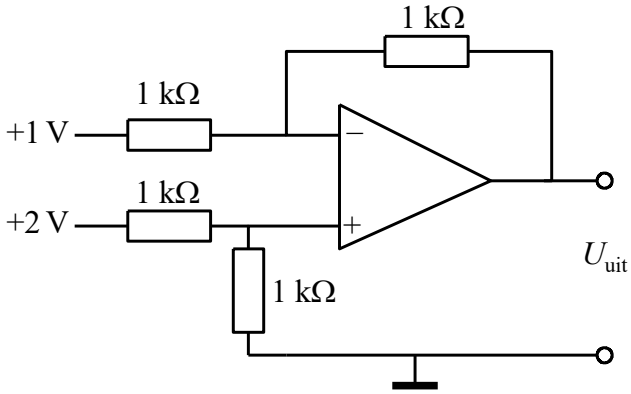


De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

A. 1 V
B. -1 V
C. 5 V
D. 7 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.4.4 Opgave 10-4.

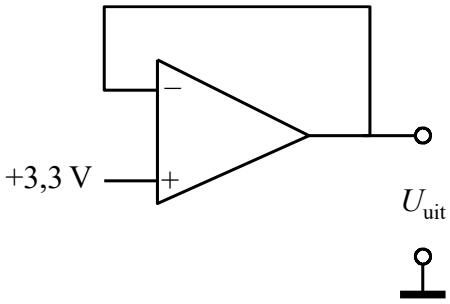


De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

A. 1 V
B. 2 V
C. 3 V
D. -1 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.4.5 Opgave 10-5.



De uitgangsspanning U_{uit} is

A. Niet te berekenen
B. Bij benadering oneindig
C. 2,7 V
D. 3,3 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.5 Toegepaste meekoppeling: oscillatoren

10.5.1 Inleiding

In 10.2.3 hebben we het kort gehad over een schakeling die 10x versterkt en 1/10 van het versterkte signaal in fase op zijn ingang terugontvangt. Die schakeling blijft dat signaal rondpompen zonder ooit te stoppen. Het enige dat daarbij ontbreekt, is dat de schakeling niet vanzelf start. Dat lukt wel als meer dan 1/10 wordt teruggevoerd.

Het door terugkoppeling opwekken van een wisselspanning of -stroom heet *oscilleren*. Oscilleren betekent schommelen of trillen. Een schakeling die zelf elektrische trillingen opwekt, wisselspanningen en/of -stromen dus, heet o*scillator*.

Voor een oscillator zijn drie ingrediënten nodig:

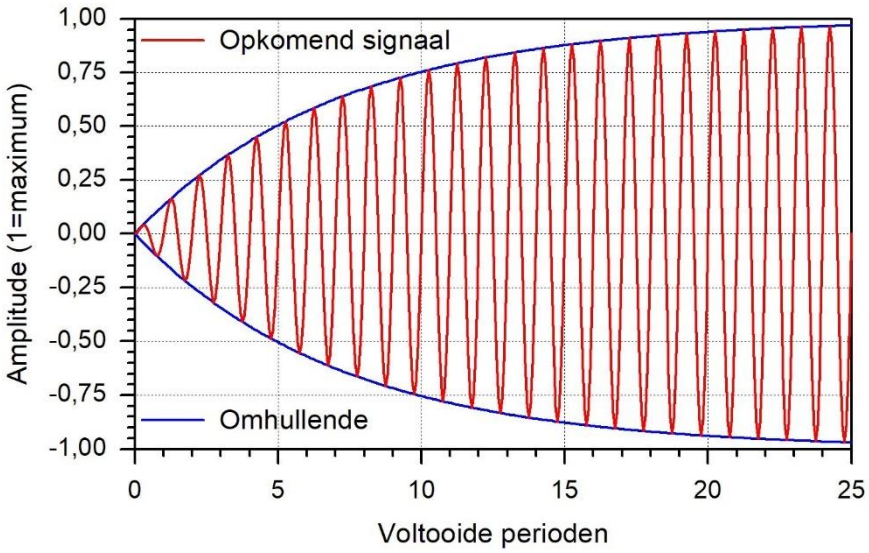
- Een versterkerschakeling. Gebruikelijk is, de (vermogens)versterking van het symbool A te voorzien.
- Een terugkoppeling waarbij er een frequentie is, waarbij het teruggekoppelde signaal in fase is met het oorspronkelijke.
- Het teruggekoppelde vermogen is groter dan dat van het uitgangssignaal gedeeld door A.

De kritische lezer zal zich misschien afvragen hoe die wisselspanning dan uit het niets kan ontstaan. Het antwoord is eenvoudig: er is geen niets. In elke schakeling is ruis. Ruis is niets anders dan een heleboel (oneindig veel) frequenties bij elkaar, elk met een amplitude van (bijna) niets. Ruisen van de zee, riet of bomen is ook een massa frequenties tegelijk, maar dan in het hoorbare frequentiegebied. In een oscillatorschakeling is één klein elektrisch ‘duwtje’ genoeg om het oscillatieproces op gang te brengen. Dat ‘duwtje’ komt vanzelf langs.

De wisselspanning/stroom in een oscillatorschakeling groeit niet tot in eeuwigheid door. Er ontstaat vanzelf een situatie, waarbij de versterking zoveel is verminderd dat de ontstane wisselspanning/stroom zichzelf nog net in stand houdt. De rondgaande versterking, zoals dat heet, is dan precies 1 geworden.

Dat zou je als een vorm van tegenkoppeling kunnen zien. Een voor de hand liggende oorzaak is dat de voedingsspanning verdere groei blokkeert. Maar vaak ‘trekt’ een versterkend element zichzelf in een situatie waarbij de versterking vermindert. Daarmee hebben we al kennis gemaakt in Hoofdstuk 9 bij de versterkende elementen die zichzelf door gelijkrichting van een deel van het signaal in klasse C instellen. Zo extreem hoeft het niet altijd te gaan. Een versterkend kant zich door dit instellen op een laag punt van de steilheidskarakteristiek waar de helling kleiner is en de versterking lager. Een (berekend) voorbeeld van een oscillator die op gang komt, zien we in Figuur 10.5-1.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.5-1. Het op gang komen van een oscillator. Het inschakelpunt is links bij 0 voltooide perioden. De rode lijn is de gevormde sinus, de blauwe lijn verbindt de toppen van de sinussen. Die heet ook wel de omhullende.

De sinusgolf is rood getekend. De blauwe kromme verbindt de toppen van de sinussen. Deze kromme wordt *omhullende* (Engels: *envelope*) genoemd. Met omhullenden maken we in Hoofdstuk 12 nader kennis bij de bespreking van amplitudemodulatie.

10.5.2 Soorten oscillatoren

Een eerste indeling is in oscillatoren met een RC-schakeling in de terugkoppellus en die met een LC-schakeling. De RC's vind je in hoofdzaak in schakelingen voor lage frequenties. De LC's overheersen in schakelingen voor hogere frequenties.

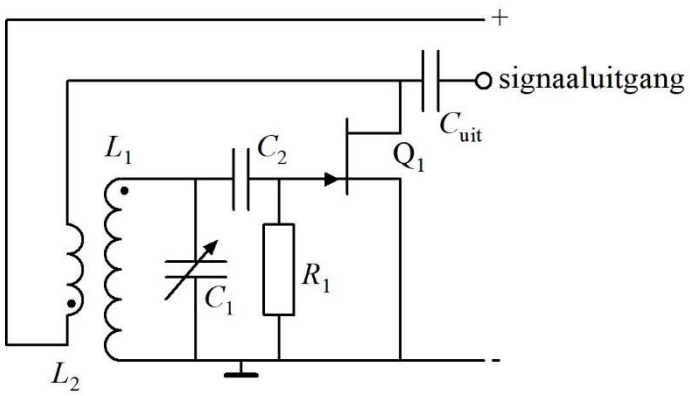
LR-schakelingen zijn in theorie ook mogelijk. Oscillatorschakelingen met weerstanden worden over het algemeen bij lage frequenties gebruikt. Dan zijn spoelen al gauw onhandzaam groot en zwaar.

In deze cursus behandelen we LC-oscillatoren. Het zijn de belangrijkste in de praktijk van de zendamateur. Daarom zijn ze examenstof. Daarnaast leren we kristaloscillatoren kennen. Die zijn gebaseerd op bijzondere eigenschappen van kwartskristallen. Ook maken we kennis met LC-oscillatoren waarin (een deel van) de capaciteit in de LC-kring wordt gevormd door capaciteitsdioden (Hoofdstuk 7). Daardoor kan hun oscillatiefrequentie met behulp van een spanning worden geregeld.

10.5.3 Een eenvoudige oscillator met inductieve koppeling

We beginnen met een (vermoedelijk) gemakkelijk te begrijpen oscillator (Figuur 10.5-2). Het is mogelijk de oudste die ooit is uitgevonden. Dat was omstreeks 1912 of 1913 toen de triode net was geboren. Degenen die -onafhankelijk van elkaar- de schakeling uitvonden, waren Alexander Meissner uit Wenen en Edwin Armstrong in de Verenigde Staten Daarom spreekt men in de VS meestal over de Armstrong-oscillator, in Europa over de Meissner-oscillator.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.5-2. Meissner- of Armstrong-oscillator. Een inductief teruggekoppelde afstembare oscillator met een FET als versterkend element. De stippen in de spoelen geven aan hoe de spoelen ten opzichte van elkaar moeten staan om onderling 0 °faseverschuiving te krijgen. Hier staan ze zo, dat de faseverschuiving 180° is

De FET is via de gate en C_2 verbonden met de afstembare LC-kring met L_1 en C_1. C_1 is variabel, zodat de oscillatorfrequentie instelbaar is.

De drain van de FET is via spoel L_2 verbonden met de plus van de voedingsspanning. De source is direct verbonden met massa.

Tussen gate en drain is de faseverschuiving 180°, zoals we zagen in Hoofdstuk 8. Directe koppeling zou dus tegenkoppeling betekenen. De inductieve koppeling tussen spoel L_2 en L_1 zorgt voor nog eens 180°. Dat is te zien aan de twee dikke punten. Die geven de spoeluiteinden aan die onderling in fase zijn.

Het oscillatorsignaal kan via C_{uit} worden afgenomen. De condensator zorgt voor een zuivere wisselspanning.

Deze oscillator zal zichzelf meestal in klasse C zetten door gedeeltelijke gelijkrichting van de geproduceerde wisselspanning. De daarbij geproduceerde lading komt op C_2 terecht. De spanning over de condensator knijpt de FET zover af, dat de rondgaande versterking precies 1 wordt. C_2 heeft daardoor een dubbelrol, want hij koppelt ook FET en kring.

Strikt genomen zijn C_2 en R_1 niet nodig, want zonder deze twee werkt de schakeling ook. De gate ligt dan via L_1 voor gelijkstroom aan massa, De “rem” op de oscillatie zou dan de voedingsspanning zijn, maar doordat elke positieve periode de boven- en onderkant via de gatediode zijn verbonden, vermindert de Q van de kring drastisch. Zo nemen de kringverliezen toe en gaat de rondgaande versterking terug naar 1.

Ook dit is een vorm van tegenkoppeling. Ze is afhankelijk van de signaalamplitude.

De tegenkoppeling samengevat in een getallenvoorbeeld: De versterking van de FET is 10. 1/10 deel van het signaal wordt teruggekoppeld. De rondgaande versterking is 10 maal 1/10 is 1. Zou de rondgaande versterking kleiner dan 1 worden, dan vermindert de amplitude van de opgewekte trilling en komt de FET vanzelf in een stand waarbij de

rondgaande versterking weer 1 wordt. Bij een vergroting van de amplitude werkt dit proces in omgekeerde richting.

Een oscillator als hier beschreven, is ook met een transistor of een buis te maken. Bij de buis is het schema praktisch hetzelfde. Bij de bipolaire transistor moeten er weerstanden voor de gelijkstroominstelling worden toegevoegd en eventueel een ontkoppelde emitterweerstand. De koppelcondensator C_2 is dan verplicht, want anders wordt de gelijkstroominstelling van de transistor bedorven. Bij een MOSFET is er geen gelijkrichting en moet voor een eventueel afknijpeffect via gelijkrichting een aparte diode in de schakeling worden opgenomen.

10.5.4 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.

De schakeling van Figuur 10.5-2 is wat dit laatste aangaat niet van topkwaliteit. Het versterkende element, de FET, is stevig gekoppeld met de afgestemde kring. Dat mag een goede zaak lijken, maar is het niet. Om te beginnen trekt de FET zich door die stevige koppeling ver in klasse C. Dat betekent vervorming en dus harmonischen. In de loop van de tijd zijn betere oscillatorschakelingen ontwikkeld. Die gaan we iets verderop zien.

Een FET, maar ook een transistor of buis, heeft inwendige capaciteiten. Denk bijvoorbeeld aan de capaciteitsdiode in Hoofdstuk 7. Elk versterkend element wordt warm. De interne capaciteiten worden niet alleen beïnvloed door spanning, maar ook door temperatuur. Het inwendige van het versterkende element moet ook daarom zo los mogelijk met de afgestemde kring zijn gekoppeld. Het versterkende element moet zoveel mogelijk doen waar het goed in is en zo min mogelijk waar het slecht in is. Anders gezegd: het versterkende element moet versterken en zo min mogelijk andere invloed hebben.

Als de rondgaande versterking in de startsituatie (0 voltooide perioden in Figuur 10.5-1) weinig hoger is dan 1, wordt de oscillator niet ver (of net niet) in klasse C getrokken. Daardoor zal het afgegeven signaal weinig harmonischen bevatten. Hoe hoger de Q van de afstemkring, des te beter worden harmonischen weggefilterd. De koppeling kan bij hoge Q ook nog wat losser zijn, want de kringverliezen zijn kleiner en er is daarom minder versterking nodig. Weerstanden verlagen de effectieve Q van de kring. Denk bijvoorbeeld aan de gelijkstroominstelling van een transistor, de weerstand van de basis-emitter-overgang, de kanaalweerstand van een FET die via de capaciteit tussen drain en kanaal aan de kring is gekoppeld, enz. Over het algemeen voldoen FET's in oscillatoren beter dan bipolaire transistoren. Een onhebbelijkheid van buizen is dat de hete kathode ze verwarmt en zo de inwendige capaciteiten beïnvloedt.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

De invloed van het versterkende element op de oscillatorstabiliteit moet dus zo klein mogelijk zijn. Dat is te bereiken door òfwel

- Verbinden van het versterkende element en de kring via een aftakking op de spoel, zodat het element maar over een (klein) deel van de spoel staat,
  òfwel
- Verbinden van het versterkende element en de kring via een aftakking op de capaciteit. Dat kan door in twee in serie geschakelde condensatoren in plaats van één enkele in de kring op te nemen

Warmteontwikkeling moet altijd zoveel mogelijk worden beperkt. De constructie moet stevig zijn. Wiebelende onderdelen of draadverbindingen zijn uit den boze, want dat betekent niet-constante capaciteiten en zelfinducties.

10.5.5 Soorten LC-oscillatoren

In LC-oscillatoren bepaalt de LC-kring de frequentie. De oscillator oscilleert op de resonantiefrequentie ervan. Voor de resonantiefrequentie f_{res} geldt de vergelijking van Thomson (Hoofdstuk 5):

$$\omega_{\text{res}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{wat hetzelfde is als } f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (10.5\text{-}1)$$

De kring kan zijn opgenomen in alle drie de basisschakelingen, zoals besproken in Hoofdstuk 9. Ook kunnen alle drie soorten versterkende elementen worden toegepast. Dat betekent dus drie elementen in drie basisschakelingen. Dat zijn 3*3 = 9 mogelijkheden. Dan hebben we nog de mogelijkheden van inductieve of capacitieve aftakking op de LC-kring. Dat brengt het aantal mogelijkheden op 2*9 = 18. Daarop zijn nog weer verschillende varianten mogelijk.

Het mag duidelijk zijn dat het niet eenvoudig is, die allemaal stuk voor stuk in een cursus te behandelen, laat staan voor een cursist om ze in zijn/haar hoofd op te slaan. Het komt daarom vooral op begrijpen aan. Het basisprincipe is elke keer hetzelfde: **het teruggekoppelde signaal moet in fase op de ingang van het versterkende element terugkomen**. Bekijk schema's met dit principe in het achterhoofd. Je hoeft op het examen geen schema's te ontwerpen. Je moet wel kunnen beoordelen wat wel en wat niet werkt.

We ordenen de oscillatortypen in:

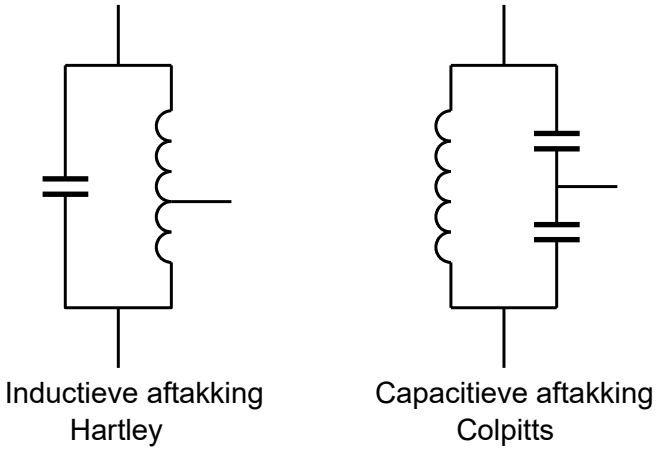
- Gemeenschappelijke drain-, collector- en anodeschakeling (GDS, GCS, GAS)
- Gemeenschappelijke gate-, basis- en roosterschakeling (GGS, GBS, GRS)
- Gemeenschappelijke source-, emitter- en kathodeschakeling (GSS, GES, GKS)

De oscillator met aftakking op de spoel is genoemd naar zijn uitvinder, de Amerikaan Ralph Hartley. Die beschreef hem in 1915.

De oscillator met capacitieve aftakking is ook van een Amerikaan, ook uit 1915, uitvinder Edwin H. Colpitts.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Beide typen zijn genoemd naar hun geestelijke vaders. Figuur 10.5-3 toont de opbouw van beide afgestemde kringen. De horizontale lijn rechts in beide schakelingen is de aftakking.



Figuur 10.5-3. Kringen met aftakking van de twee hoofdtypen LC-oscillatoren. Links het type Hartley met inductieve aftakking; rechts het type Colpitts met capacitieve aftakking.

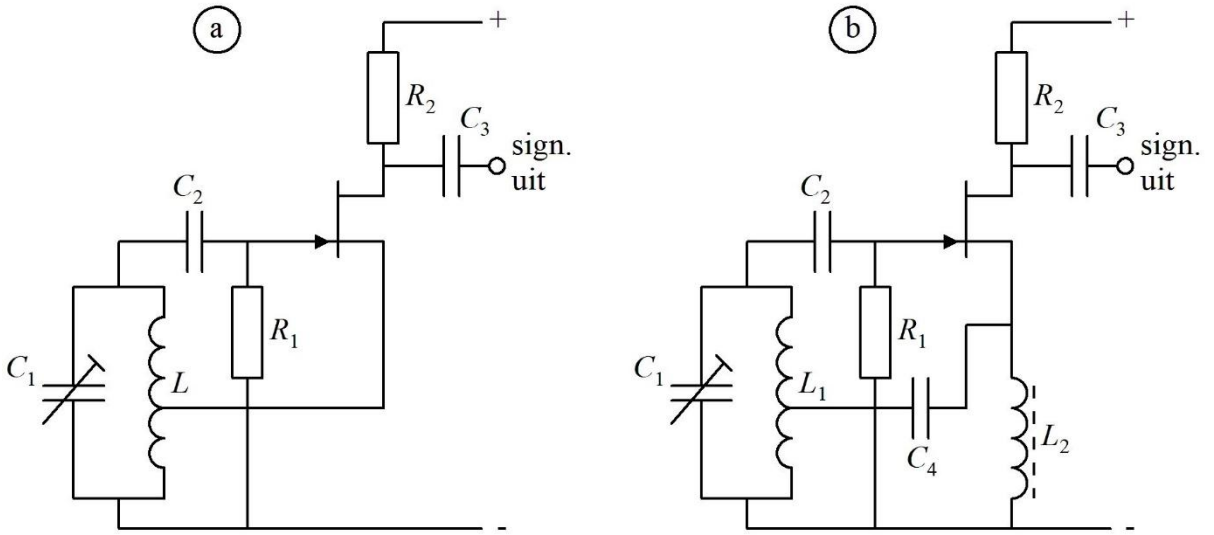
Een ezelsbruggetje om Colpitts en Hartley uit elkaar te houden is: **Colpitts begint met de C van capaciteit; Hartley met de H van Henry, de eenheid van zelfinductie.**

10.5.6 Oscillatoren in GDS, GCS of GAS

GDS, GCS of GAS heten ook resp. source-, emitter- en kathodevolger. In Hoofdstuk 8 hebben we gezien dat in- en uitgang bij deze basisschakeling in fase zijn.

We beginnen met de Hartley-oscillator. De Hartley-kring kan op twee manieren aan een versterkend element worden gekoppeld. De koppeling kan met de voedingsstroom mee lopen of apart daarvan. In het eerste geval spreken we van een *seriegevoede* Hartley-oscillator. In het tweede geval van een *parallelgevoede* Hartley-oscillator. In het laatste geval is het versterkend element uitsluitend via condensatoren verbonden met de kring. Figuur 10.5-4 toont beide varianten in een schakeling met een N-kanaals FET.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.5-4 (a) Seriegevoede Hartley-oscillator met FET en (b) vergelijkbare schakeling, parallel gevoed.

Voor de uitleg nemen we variant (a). De oscillatie wordt opgewekt tussen gate en source. Uit hoofdstuk 8 weten we dat de sourcevolger geen spanning versterkt, maar wel vermogen. Het afstemdeel bestaat uit L en C_1. De sourcestroom passeert een deel van L. De wisselspanning van de oscillatiefrequentie wordt in de spoel opgetransformeerd (de autotrafo van Hoofdstuk 6!) en komt via C_2 op de gate, beïnvloedt de drainstroom die via het kleine stukje spoel loopt en zo vervolgens. Hoe hoger de aftakking op L zit, des te losser wordt de koppeling, want de transformatieverhouding van L wordt dan kleiner. In dit geval zit hij niet ver van het midden, omdat de spanningsversterking van een GDS niet veel kleiner is dan 1 (Hoofdstuk 8). Daarom is een grote transformatieverhouding niet nodig.

R_1 is groot -denk aan 100 kΩ tot 1 MΩ- en veroorzaakt daardoor weinig verliezen. Gelijkrichting van een deel van de oscillatiewisselspanning knijpt de FET af tot de rondgaande versterking 1 is. De opstart ziet er daardoor uit als in Figuur 10.5-1.

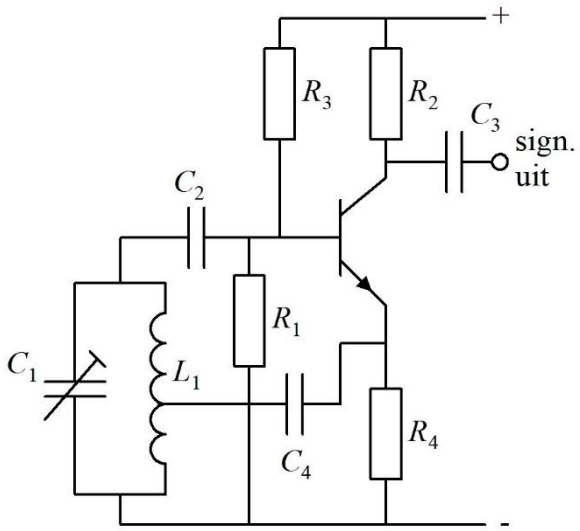
In variant (b) gebeurt hetzelfde, maar met het verschil dat gelijkstroom en wisselstroom elk hun eigen route hebben. De gelijkstroom loopt via de smoorspoel L_2, de wisselstroom via koppelcondensator C_4.

In beide gevallen wordt het opgewekte signaal afgenomen van de drain via het systeempje R_2 en C_3. Vreemd bij een GDS? Nee, ook door een gemeenschappelijke drain loopt een onzuivere wisselstroom met het signaal. R_2 maakt er een onzuivere wisselspanning van en C_3 een zuivere. Het signaal afnemen via een met L_1 inductief gekoppelde spoel. of een condensator aan de source kan ook.

Hartley-oscillatoren als in Figuur 10.5-4 kunnen ook worden uitgevoerd met een bipolaire transistor of een buis. Figuur 10.5-5 toont een parallel gevoed voorbeeld met een NPN-transistor. Ten opzichte van Figuur 10.5-4 (b) zijn er twee verschillen. De smoorspoel L_2 is

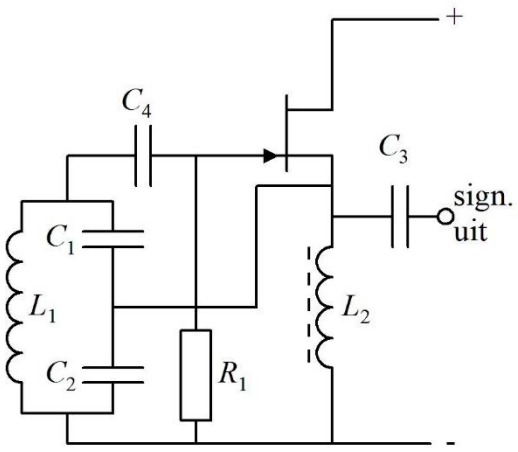
©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

vervangen door weerstand R_4 voor de gelijkstroominstelling van de transistor en de basis is verbonden met de spanningsdeler van R_3 en R_1 met hetzelfde doel.



Figuur 10.5-5 Parallel gevoede Hartley-oscillator als in Figuur 10.5-4, maar met NPN-transistor.

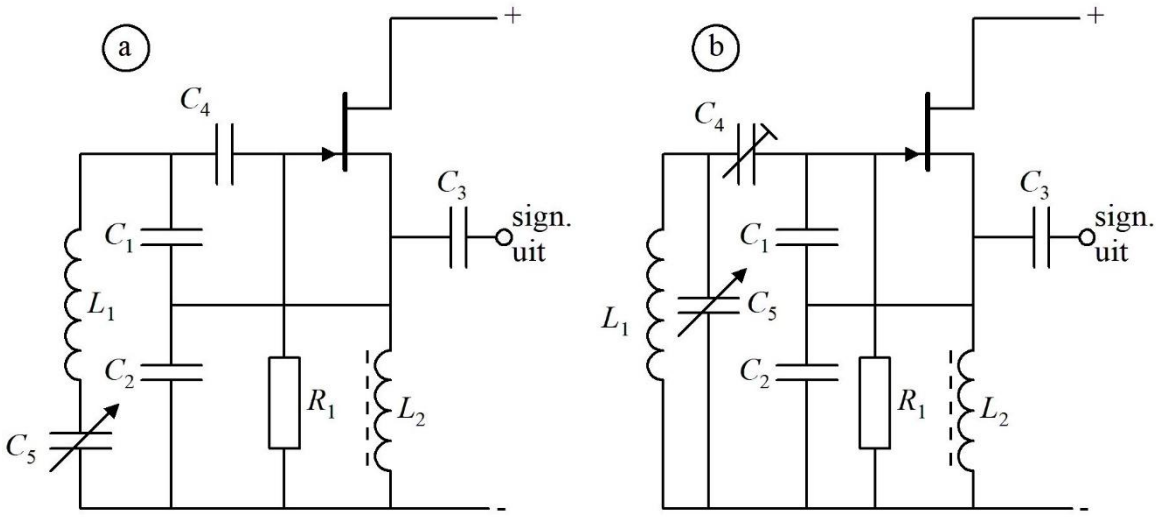
Bij een Colpitts is er geen sprake van serievoeding om de eenvoudige reden dat een capacitieve aftakking geen gelijkstroom doorlaat. In Figuur 10.5-6 staat een voorbeeld van een Colpittsoscillator in GDS.



Figuur 10.5-6. Een vergelijkbare schakeling met die in Figuur 10.5-4b, 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.

De uitkoppeling (signaalafname) vindt in het schema plaats via de source-aansluiting, maar kan net als in Figuur 10.5-4 ook op de drain, of via een uitkoppelwikkeling die inductief is gekoppeld aan L_1. Met een buis of bipolaire transistor als versterkend element kan het allemaal ook.

Op de Colpitts-oscillator bestaan twee veel toegepaste varianten. Dat zijn de Clapp- en de Seiler-oscillator. Figuur 10.5-7 toont van elk een voorbeeldschakeling.



Figuur 10.5-7. (a) Clapp-oscillator; (b) Seiler-oscillator, beide met N-FET.

De Clapp-oscillator staat in Figuur 10.5-7a. De toevoeging ten opzichte van Figuur 10.5-6 is variabele condensator C_5. Die staat in serie met spoel L_1. De reactantie van C_5 moet kleiner zijn dan die van de spoel. Daardoor blijft hun serieschakeling inductief. Wie dat een beetje kwijt is, kijkt het nog eens na in Hoofdstuk 5. Met C_5 wordt de netto-zelfinductie gevarieerd. In theorie kan dat ook met het in- en uitdraaien van een permeabele spoelkern. Wat de uitvoering betreft is dat zelden praktisch.

C_5 zit meestal tussen spoel en aarde (massa). Dan kan de (metalen) as met de nulspanning (massa) worden verbonden. Zo wordt voorkomen dat de degene die de schakeling bedient, capacitief wordt verbonden met de kring. Dat geeft allerlei ongewenste effecten. Het verschijnsel staat bekend onder de naam *handeffect*.

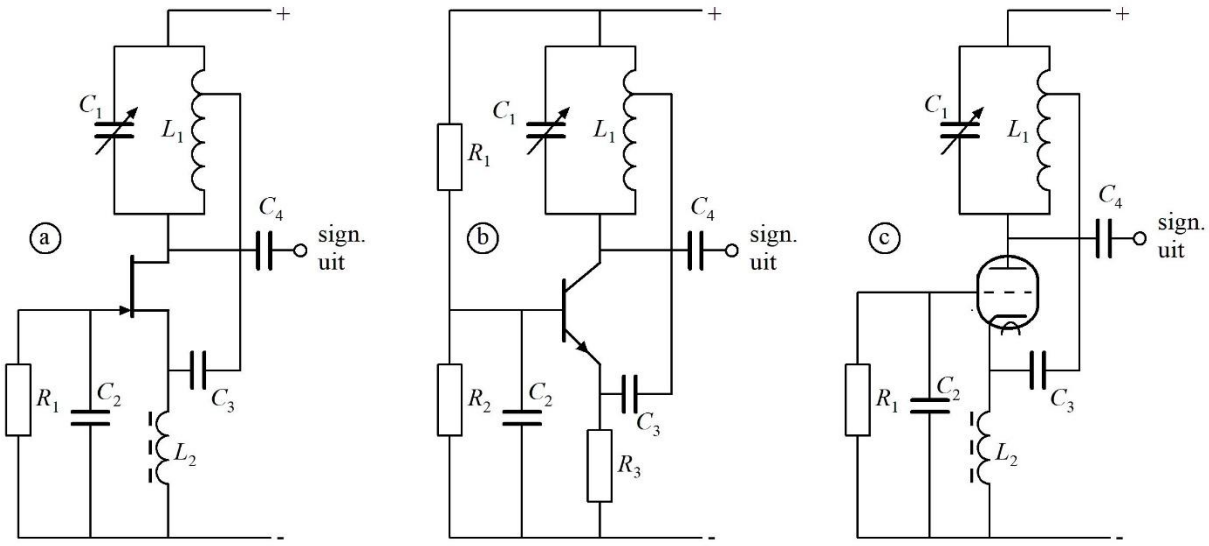
Een ander (klein) bezwaar van de Clapp is dat C_5 in serie met C_1 en C_2 staat en dus invloed heeft op de koppeling van versterkend element en kring. Een eenvoudige remedie is C_1 en C_2 flink groter te maken dan C_5, bijvoorbeeld 5 maal, zodat $C_1 : C_2 : C_5 = 5 : 5 : 1$. Een verhouding met 10 of 20 mag ook, maar beperkt het frequentiebereik nogal.

Een logischer oplossing is de Seiler-oscillator in Figuur 10.5-7b. C_5 staat nu over de hele spoel L_1. C_1 en C_2 vormen een vaste spanningsdeler. Door C_4 instelbaar te maken en te verplaatsen naar een positie tussen de spoel en de capacitieve spanningsdeler, is de koppeling tussen versterkend element en afstemkring zo te regelen dat de zaak net oscilleert en daardoor zo min mogelijk harmonischen produceert.

10.5.7 Oscillatoren in GGS, GBS en GRS

In Hoofdstuk 8 hebben we gezien dat in gemeenschappelijke gate-, gemeenschappelijke basis- en gemeenschappelijke roosterschakeling de signaalingangen en -uitgangen in fase

zijn, net als bij de GDS, GCS en GAS. GGS, GBS en GRS zijn dan ook net zo geschikt als basis voor een oscillator als de basisschakelingen GDS, GCS en GAS. Figuur 10.5-8 toont drie keer een Hartley-oscillator met elk van de drie versterkende elementen.



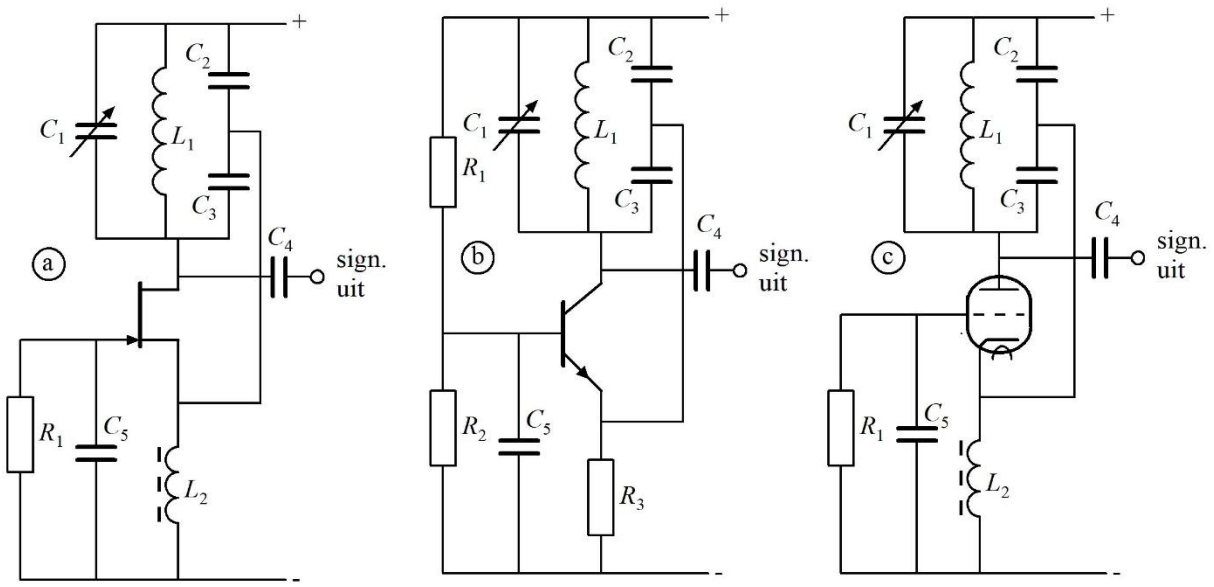
Figuur 10.5-8. Hartley-oscillator in GGS met N-FET (a), in GBS met NPN-transistor (b) en in GRS met triode (c).

Er is weinig verschil tussen de schakelingen a, b en c. De Hartley-spoelaftakkingen zijn herkenbaar. De transistorschakeling (b) heeft een weerstand in de emitterleiding voor de gelijkstroominstelling. Die is bij buis en FET wat minder kritisch. Daarom en omdat hun steilheid kleiner is, is in de source-, resp. kathodeleiding een smoorspoeltje L_2 opgenomen, want source en kathode mogen als signaalingang voor wisselspanning natuurlijk niet geaard zijn. De Hartley-aftakking zit nu bovenin, vlak bij de voedingsspanning, dus eigenlijk de “onderkant” van de spoel. Reden: een laagohmige verbinding met een constante spanning.

De schakelingen met FET (a) en buis (c) lijken, afgezien van de versterkende elementen, als twee druppels water op elkaar. Wel heeft de buis een (veel) hogere spanning nodig dan de FET om goed te kunnen werken. De transistor heeft natuurlijk de bekende spanningsdeler (R_1 en R_2) voor de basisspanning en zoals al gezegd, een emitterweerstand (R_3) om de emitter- en collectorstroom binnen de perken te houden.

De schakelingen van Figuur 10.5-8 kunnen ook als Colpitts-oscillator worden uitgevoerd (Figuur 10.5-9).

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.5-9. 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 10.5-8.

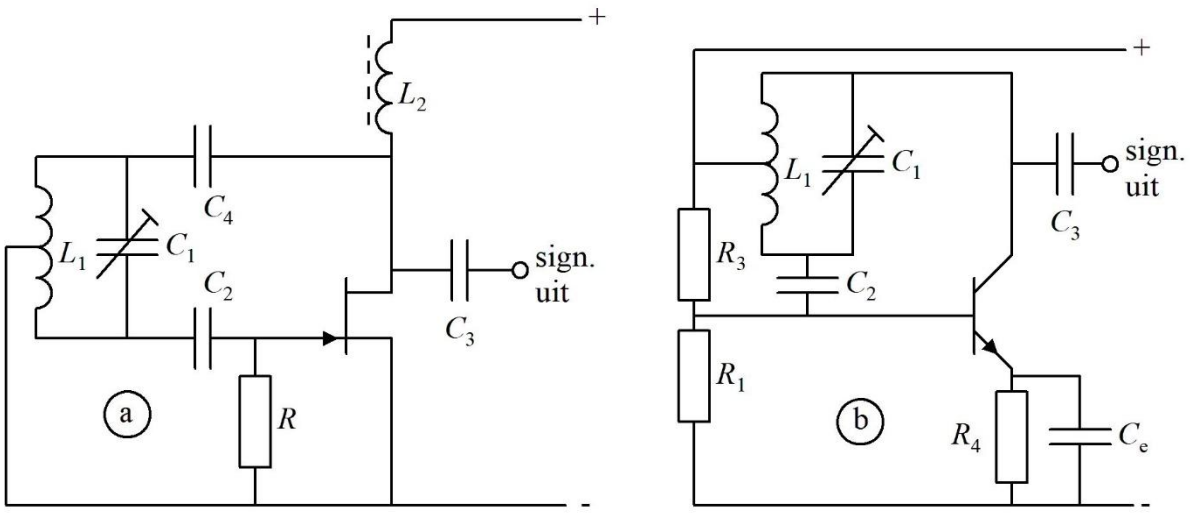
Ook hier is een laagohmige verbinding van de afgestemde kring naar de laagohmige signaalingang nodig. Dat bereik je eenvoudig door C_2 flink groter te maken dan C_3, bijvoorbeeld 5 keer. Dan is de reactantie van C_2 5 keer zo laag als die van C_3. Net als bij een trafo is de spanning over C_2 5 keer zo laag als die over C_3, maar de stroom op het aansluitpunt is 5 keer zo groot. Niet alleen in een spoel, maar ook in een condensator gaat in theorie geen en in de praktijk nauwelijks energie verloren. Dat houdt in dat je zo een impedantietransformatie maakt, niet van 5 keer, maar van 5*5=25 keer.

10.5.8 Oscillatoren in GSS, GES en GKS

Deze drie basisschakelingen geven een fasedraaiing van 180° tussen signaalingang en -uitgang. Dat betekent tegenkoppeling en dan oscilleert er niets. Er moet daarom onderweg nog een fasedraaiing van 180° optreden om de schakeling aan het oscilleren te krijgen.

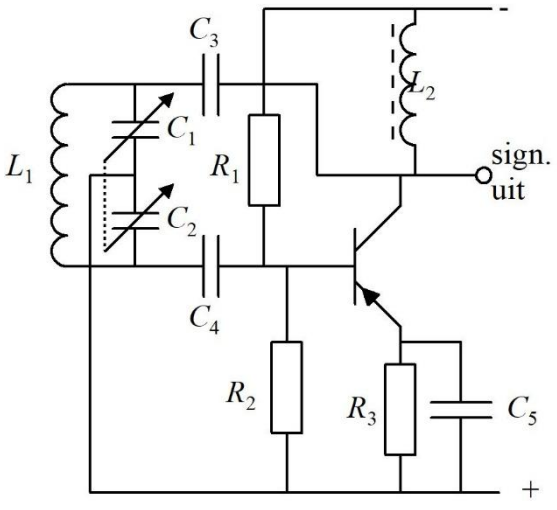
Dat is eenvoudiger dan het misschien na dit stukje inleidende tekst lijkt. De afgestemde kring wordt tussen zijn beide uiteinden via de aftakking aan een vaste (gelijk)spanning gelegd. Meestal zal dat de min- of de plus-aansluiting zijn. De kring gedraagt zich dan als een wipwap in een speeltuin. Als de spanning op één kant omhooggaat, gaat hij op de andere kant omlaag. Figuur 10.5-10 geeft twee schema's met een Hartley-oscillator, één parallel gevoed (a) met een FET en één seriegevoed met een NPN-transistor (b). Een schakeling met een buis ziet er op schema net zo uit als die met de FET.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.5-10. (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.

De afstemkring bestaat in beide gevallen uit L_1 en C_1. De condensatoren C_2 en C_4 in (a) verzorgen de koppeling met de FET. C_2 en R zijn via gelijkrichting door de gate de 'automatische rem' op de oscillatie (een dubbelrol voor C_2 dus, net als in de voorgaande schakelingen), L_2 en C_3 zorgen voor doorgave van het uitgangssignaal. In het seriegevoede voorbeeld in (b) ontbreekt C_4. Net als in Figuur 10.5-5 is R_4 de emitterweerstand. In (b) van de figuur is hij ontkoppeld met C_e. Zonder ontkoppeling (a) werkt de schakeling ook, mits de versterking groot genoeg is. Figuur 10.5-11 geeft de Colpitts-versie.



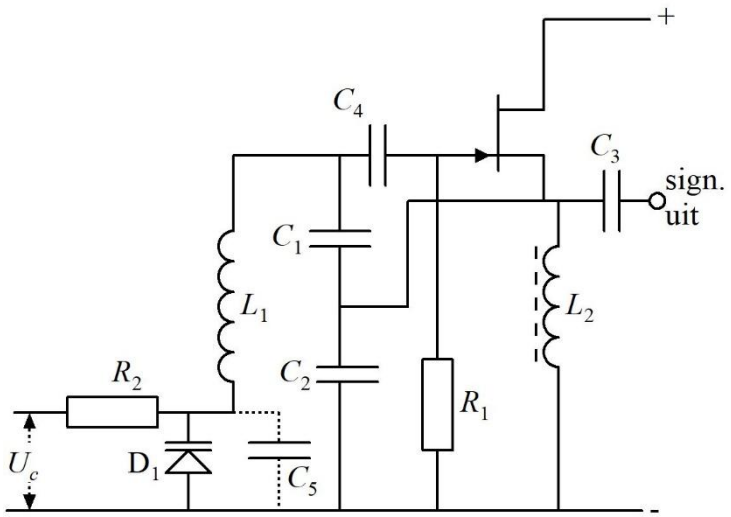
Figuur 10.5-11. Colpitts-oscillator met afstemkring tussen basis en collector van een PNP-transistor.

Het nulpunt ligt nu op de aftakking van de kring. De GES-schakeling van de transistor geeft 180° faseverschuiving. Daar moet nog 180° bij om meekoppeling te krijgen. Die ontstaat door de afstemcondensator uit twee gelijke secties (C_1 en C_2) te laten bestaan met het nulpunt op de rotor. Dan krijgen we weer de wipwap die we voor dit doel ook al bij

de Hartley tegenkwamen. Door de geaarde rotoras is er geen handeffect. De kring is via C_3 en C_4 capacitief gekoppeld met de transistor. De emitterweerstand R_3 is ontkoppeld met condensator C_5. R_3 verzorgt met de weerstanden R_1 en R_2 de gelijkstroominstelling van de transistor.

10.5.9 De spanningsgestuurde oscillator (VCO, Voltage Controlled Oscillator)

In een VCO wordt voor de afstemming een capaciteitsdiode (varicap) toegepast. Elektronische in plaats van mechanische afstemming is dan mogelijk. Figuur 10.5-12 toont als voorbeeld een Clapp-oscillator waarin de afstemcondensator C_5 van Figuur 10.5-7 (a) is vervangen door een capaciteitsdiode. Eventueel kan C_5 parallel worden geschakeld als de afstemdiode onvoldoende capaciteit heeft.



Figuur 10.5-12. Clapp-oscillator met afstemdiode (D_1). Eventueel kan de capaciteit worden vergroot met een parallel geschakelde condensator (C_5).

De stuurspanning U_C (C van 'control') komt via de weerstand R_2 op de diode. Deze weerstand moet groot genoeg zijn om de Q van de kring niet te bederven. Om de gedachten te bepalen: 100 kΩ of meer.

10.6 Kristaloscillatoren

10.6.1 Inleiding

Het type oscillator dat we tot nu toe hebben behandeld, staat bekend onder de naam *vrijlopende oscillator*. Er zijn ook oscillatoren rondom een kwartskristal in plaats van een LC-kring. Een kwartskristal bestaat uit zuurstof en silicium. Bergkristal is kwartskristal. Een plaatje kwartskristal heeft *piëzo-elektrische* eigenschappen. Dit betekent dat een plaatje kwartskristal onder invloed van druk aan de ene kant een positieve en aan de andere kant een negatieve oppervlaktelading krijgt. Zet druk op de andere kant van het kristal en de polariteit keert om. De vervormingen zijn te klein om ze met het blote oog te kunnen zien.

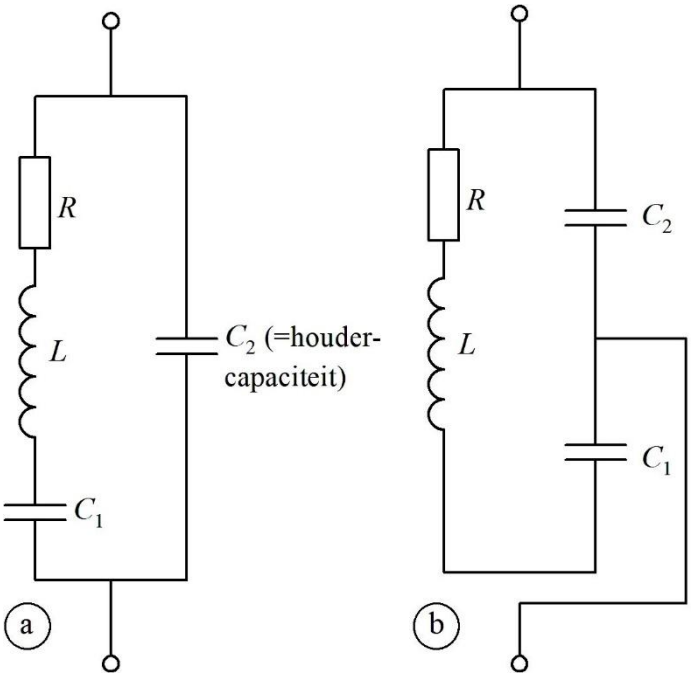
©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Omgekeerd vervormt het kristalplaatje iets als er tussen beide vlakken een elektrische spanning komt te staan. Dat betekent dat elektrische energie door een kwartskristal in vervorming kan worden omgezet en vervorming in elektrische energie.

Dit laatste is belangrijk, want daardoor kun je met een kwartskristalschijfje elektrische trillingen maken. Een kristal heeft een eigen frequentie, al naar gelang de afmetingen. Breng een kristal aan het trillen en je krijgt een nagenoeg vaste frequentie. Kristalschijfjes voor oscillatoren zijn voorzien van een opgedampt metaallaagje op de tegenoverliggende vlakken. Dat geeft een zo goed mogelijk elektrisch contact. Het enige dat je er verder bij nodig hebt, is een versterkend element. Het kristal gedraagt zich als een LC-kring met een extreem hoge *Q*. Het schemasymbool zien we in Figuur 10.6-1.

Figuur 10.6-1. Schemasymbool 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.

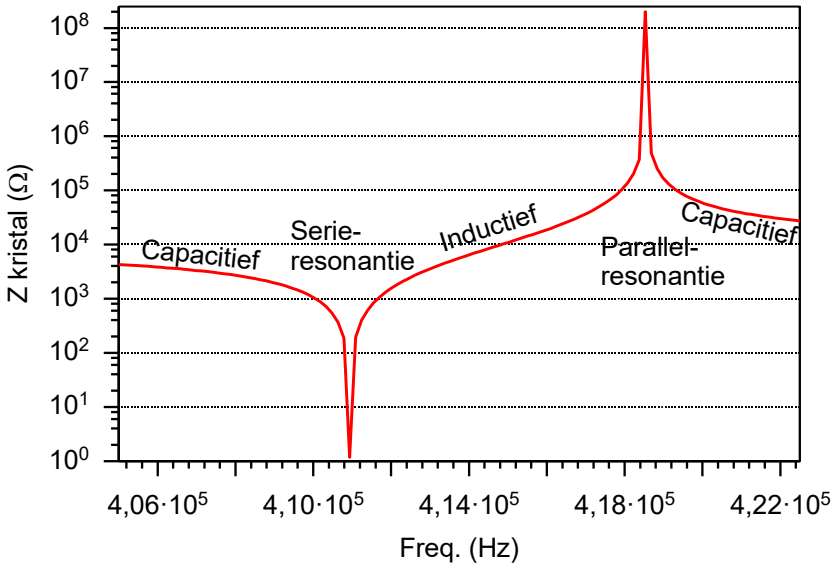
Het vervangingsschema van een kwartskristal met houder staat in Figuur 10.6-2.



Figuur 10.6-2. Vervangingsschema van een kwartskristal. (a) en (b) zijn twee manieren om een kwartskristal weer te geven. Ze lijken op het eerste gezicht verschillend, maar wie goed kijkt, ziet dat dit niet zo is. De houdercapaciteit omvat onder meer de capaciteit tussen de twee gemetalliseerde vlakken (zie tekst).

Je kunt een kwartskristal zien als serie- en als parallelkring. In Figuur 10.6-2 lijken ze misschien op het eerste gezicht verschillend, maar ze zijn gelijk. Een kristal heeft twee

resonantiefrequenties: één als serie- en één als parallelkring. De frequentie bepaalt dus de aard van de kring. Beide frequenties verschillen meestal heel weinig. Figuur 10.6-3 laat de impedantie van een kwartskristal voor circa 415 kHz zien als functie van de frequentie.

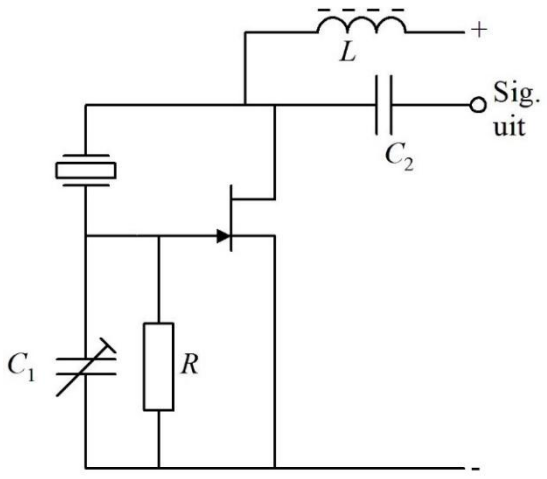


Figuur 10.6-3. Impedantie van een kwartskristal voor ruim 400 kHz als functie van de frequentie.

De impedantie is inductief in het stukje tussen serie- en parallelresonantie; de rest is capacitief. In Figuur 10.6-2 is voor frequenties onder het serieresonantiepunt de reactantie van C_1 het hoogst; op het resonantiepunt zijn de reactanties van C_1 en L gelijk en daar voorbij is de reactantie van L het hoogst. Op het tweede resonantiepunt, dat voor parallelresonantie, herhaalt zich de wisseling, maar in omgekeerde richting. Kristaloscillatoren geven een vrijwel vaste frequentie. We bespreken er enkele.

10.6.2 De Pierce-oscillator

Een eenvoudig schema is dat van de Pierce-oscillator dat met een N-FET is weergegeven in Figuur 10.6-4. Met een buis of transistor werkt de schakeling ook.



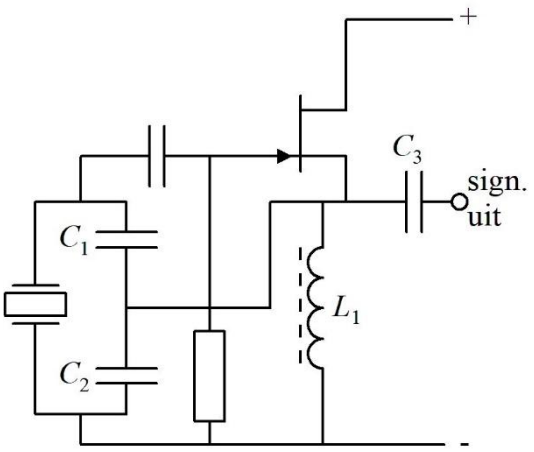
Figuur 10.6-4. Pierce-oscillator.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Het schema ziet er op het eerste gezicht wat vreemd uit, want tussen gate en drain vindt een faseverandering met 180° plaats. Daarom zou je eerder denken aan tegenkoppeling. Echter: het kristal levert een tweede draaiing van de fase, waardoor uiteindelijk de fase-draaiing 360° wordt, er meekoppeling ontstaat en de zaak oscilleert. Met de trimcondensator C_1 kan de frequentie een klein beetje worden verschoven.

10.6.3 Colpitts-oscillator met kristal

De Colpitts-oscillator kennen we. De afgestemde kring is te vervangen door een kristal. Gedoe met handeffect is er niet, want er zitten geen draaicondensatoren in. Figuur 10.6-5 toont een schema met een N-FET. Op het kristal na lijkt het sprekend op dat in Figuur 10.5-6. Met een transistor of buis werkt het ook.



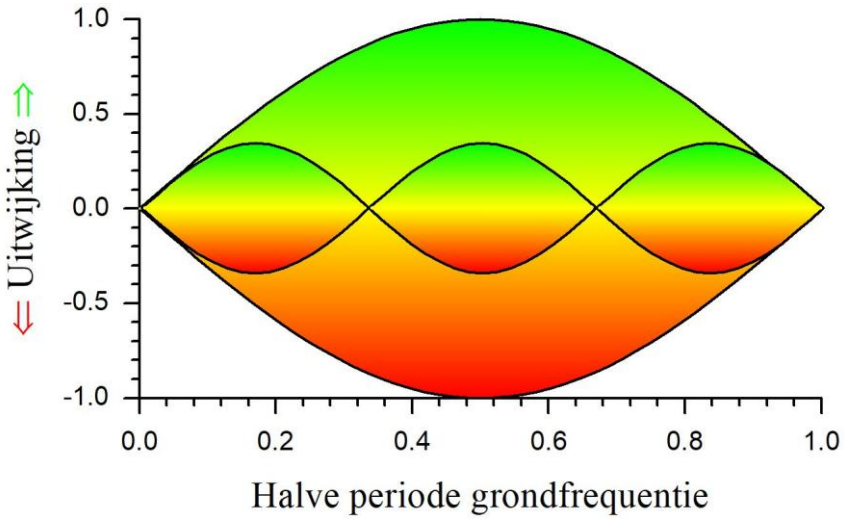
Figuur 10.6-5. Colpitts-oscillator met een kristal in plaats van een afgestemde LC-kring

De condensatoren C_1 en C_2 vormen hier alleen de spanningsdeler en hebben geen noemenswaardige invloed op de oscillatiefrequentie. C_3 zorgt voor een zuivere wisselspanning op de uitgang. L_1 voorkomt dat de wisselspanning weglekt.

10.6.4 De overtone oscillator

De overtone oscillator laat een kristal op een **oneven harmonische** van de grondfrequentie oscilleren. Meestal is dat de 3e harmonische, maar de 5e wordt ook toegepast; nog hogere harmonischen zelden. Reden: hoe hoger de harmonische, des te lastiger is de schakeling in oscillatie te krijgen. Vergelijkbaar is een trillende gitaar- of vioolsnaar. Die staat aan zijn uiteinden stil. De vorm lijkt dan op een halve sinusperiode met spiegelbeeld. Ook een snaar kan in overtone trillen. Figuur 10.6-6 geeft een (overdreven) zijaanzicht. Bij de grondtoon heeft hij in het midden zijn grootste uitwijking. Bij een harmonische zijn er grootste uitwijkingen op meer dan één plaats.

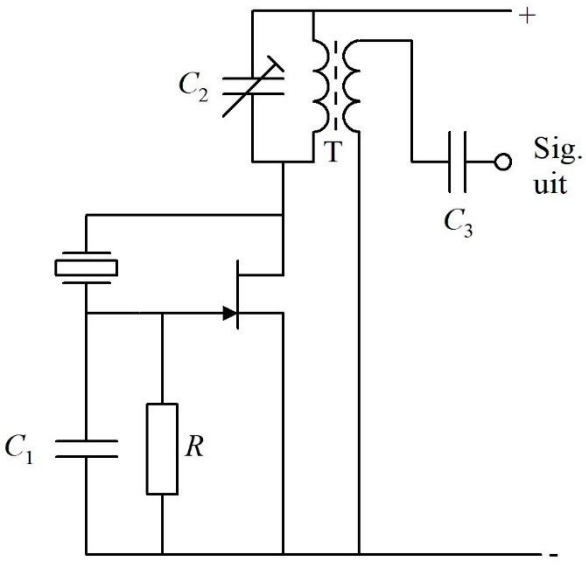
©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA



Figuur 10.6-6. Trilling van een snaar in grondtoon en derde harmonische, enigszins overdreven weergegeven. Groen is de ene richting, rood de tegengestelde. We vermijden termen als 'omhoog' of 'omlaag' omdat een snaar in alle richtingen kan trillen.

Als een kristaloscillator in het oscillatiecircuit nog een afgestemde LC-kring bevat, kan hij daarmee in overtone-oscillatie worden getrokken door de kring ongeveer (precies hoeft meestal niet) op de boventoon in te stellen.

Een voorbeeld is de Pierce-oscillator die we in 10.6.2 hebben behandeld (Figuur 10.6-7).



Figuur 10.6-7. Pierce-oscillator voor overtone-oscillatie.

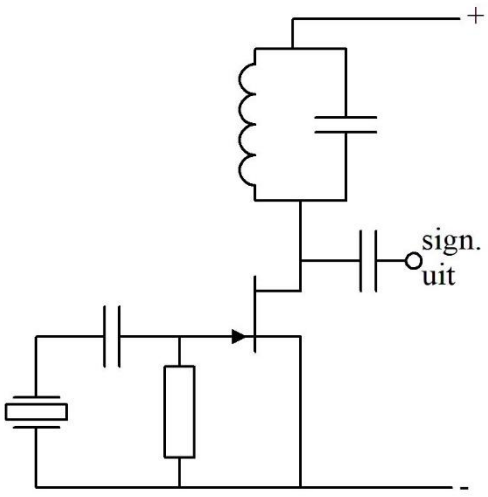
Het deel linksonder is gelijk aan dat in Figuur 10.6-4, met het verschil dat condensator C_1 niet instelbaar is. In het draincircuit vinden we een afgestemde kring die in dit geval als transformator (T) is uitgevoerd om een signaaluitgang te maken. Dat laatste kan eventueel ook door middel van een condensator aan de drain van de FET en alleen een LC-kring. De

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

kring met T en C_2 wordt afgestemd op de gewenste harmonische van de grondfrequentie van het kristal. Meestal is dat de derde harmonische. De kring dwingt dan het kristal om in overtone te gaan.

10.6.5 De Miller-oscillator

De Miller-oscillator heeft zowel een kristal als een LC-kring aan boord. Een schema met een N-FET zien we in Figuur 10.6-8.



Figuur 10.6-8. De Miller-oscillator.

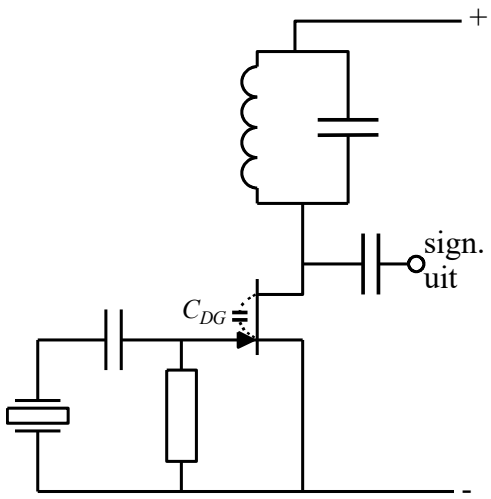
De vraag is, hoe dit ding kan oscilleren. Het lijkt met een kristal en een LC-kring op een systeem met twee niet-gekoppelde afgestemde kringen. Dat is schijn. De koppeling zit in de FET. Het is de terugwerkingscapaciteit tussen gate en drain, ogenschijnlijk een paar pF, maar in werkelijkheid door de spanningsversterking in de FET een stuk groter. Hoe dat kan, is geen examenstof. Het heet het Miller-effect, naar zijn ontdekker John Milton Miller. We hebben er verderop voor de leergierigen onder ons een kadertje aan gewijd. Nu eerst iets meer over deze wonderlijke oscillator.

In de drainleiding zit een parallelkring. Die resoneert op ongeveer dezelfde frequentie als het kristal. De inwendige capaciteit van de FET bewerkstelligt een koppeling tussen kring en kristal. Dat feit alleen is niet voldoende voor meekoppeling, want tussen gate en drain ontstaat een fasedraaiing van 180°. Dat zou tegen- en geen meekoppeling moeten betekenen, maar er is meer aan de hand:

- De terugkoppeling is capacitief
- De oscillatiefrequentie ligt bij dit type oscillator iets onder de resonantiefrequentie van kring en kristal. Daardoor gedragen beide zich inductief. **Let wel**: het gaat hier om de parallelresonantie van het kristal, want voor serieresonantie zou de gate van de FET voor de oscillatiefrequentie bijna een kortsluiting met de minspanning hebben.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Zo ontstaat een seriekring van de rest-zelfinducties van kring en kristal en de inwendige capaciteit van de FET. Die kring heeft een ingebouwde versterker. Dat is de FET. Daarmee is de oscillatie verklaard. De Miller-oscillator kan ook in overtone werken. Dat is te bereiken door de parallelkring in de drainleiding (ongeveer) op die overtone af te stemmen, net als bij de overtone-Pierce in Figuur 10.6-7. Met een bipolaire transistor of triode werkt hij ook. Figuur 10.6-9 toont hetzelfde schema als Figuur 10.6-8, maar met de drain-gate capaciteit C_{DG} in de FET getekend.



Figuur 10.6-9. Hetzelfde schema als in Figuur 10.6-8, maar met de inwendige capaciteit C_{DG} tussen drain en gate in de FET gestippeld ingetekend.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Het Miller-effect.
Het Miller-effect is versterking van de terugwerkingscapaciteit in versterkerschakelingen waarin het uitgangssignaal in tegenfase is met dat op de ingang. Dat zijn de schakelingen met gemeenschappelijke source-, emitter- of kathode. Tussen in- en uitgang, dus tussen gate en drain, basis en collector of stuurrooster en anode is er altijd een kleine capaciteit in de orde van enkele pF. Om er een getal op te plakken: zeg 3 pF. Dat lijkt niet veel, maar er zit een flinke adder onder het gras.

We gaan nu verder in FET-termen, maar het verhaal gaat ook op voor transistor of buis. Stel, de spanningsversterking $A_u = 8$. Als de gatespanning 0,1 V zakt, stijgt de spanning op de drain met 8 maal 0,1 V is 0,8 V. Over de gate-drain-capaciteit komt dus door een spanningsverandering op één kant een $A_u + 1$, in dit geval 9 keer zo grote spanning te staan als de spanningsverandering op de gate. De verplaatste lading is dus ook $A_u + 1$ keer zo groot als je bij de gegeven capaciteit zou verwachten.

De reactantie is dan $A_u + 1$ maal zo klein. De 3 pF gedraagt zich of hij 9 maal 3 pF = 27 pF is!

Dit effect is voor het eerst beschreven in 1920 door de Amerikaanse ontdekker ervan, John Milton Miller. **(vervolg op volgende bladzij).**

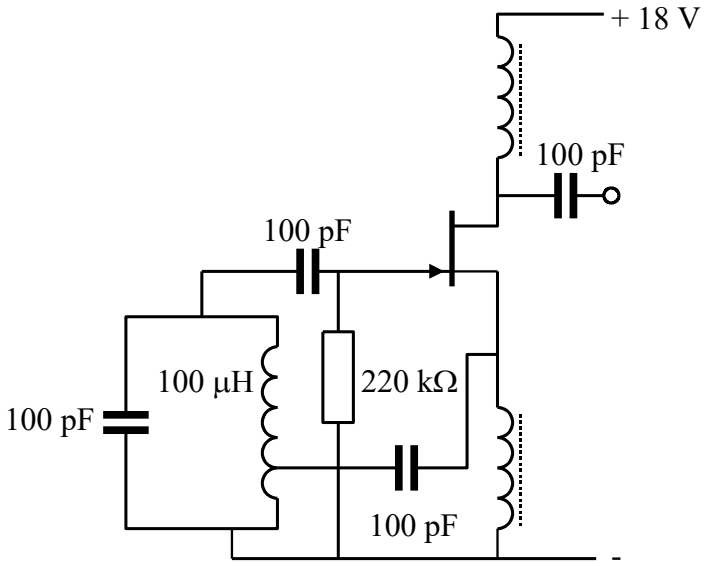
©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Het Miller-effect (vervolg).
Het Miller-effect is niet beperkt tot het binnenste van een versterkend element. Erbuiten werkt het ook. Het is daarom van belang, delen van een afgestemde versterker, waarin versterkte signalen ongeveer in tegenfase zijn met hun origineel, van een goede afscherming tussen in- en uitgang te voorzien, bijvoorbeeld door er een stukje geaard blik of koperfolie tussen te zetten.

Met een dual-gate MOSFET werkt de Miller-oscillator niet, omdat de tweede gate de capaciteit tussen eerste gate en drain effectief afschermt (je kunt er natuurlijk een condensatortje omheen leggen…) Met de penthode is het precies zo: het schermrooster schermt de anode af van het stuurrooster. Dit was destijds de belangrijkste reden voor de ontwikkeling van de penthode. Daarover wat meer in paragraaf 10.9. Die is geen examenstof en alleen bedoeld voor de liefhebbers!

10.7 Opgaven (antwoorden in 10.14)

10.7.1 Opgave 10-6.

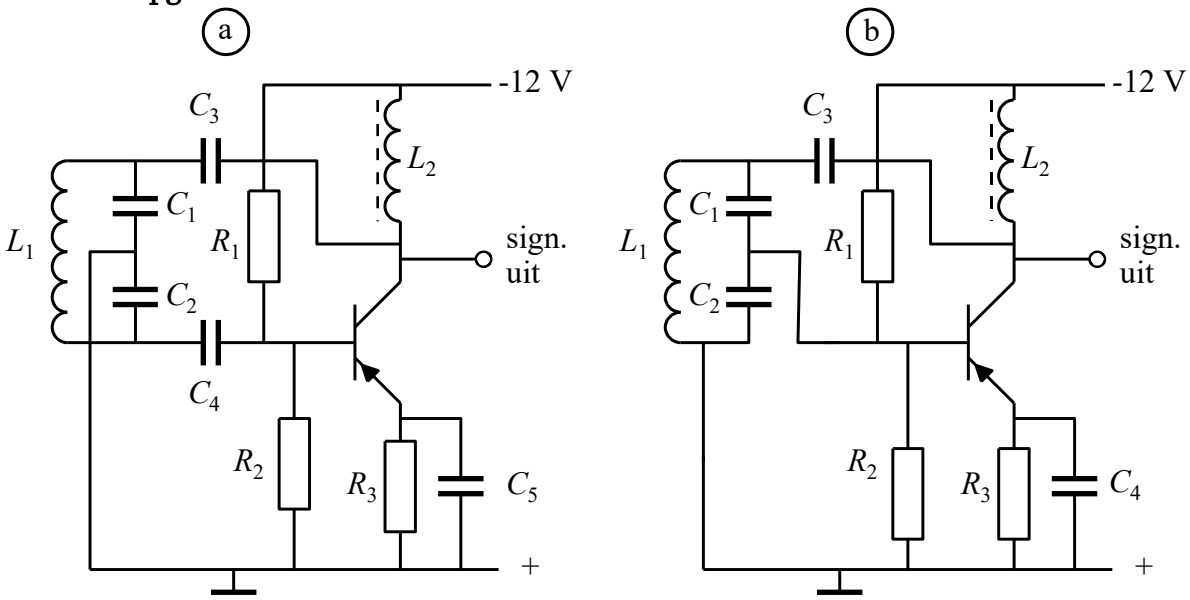


De schakeling oscilleert

A. Niet
B. Op ongeveer 10 MHz
C. Op ongeveer 6,28 MHz
D. Op ongeveer 1,6 MHz

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.7.2 **Opgave 10-7.**



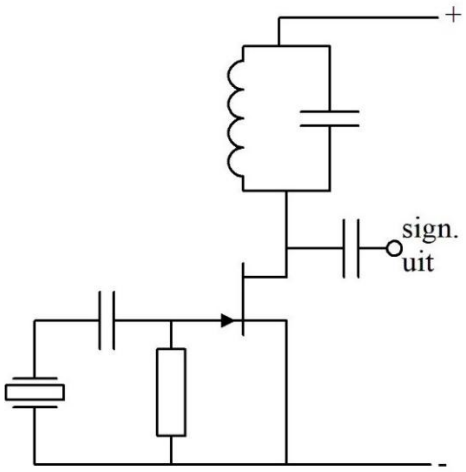
Welke schakeling oscilleert?

A. Schakeling a
B. Schakeling b
C. Geen van beide
D. Beide

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.7.3 Opgave 10-8.



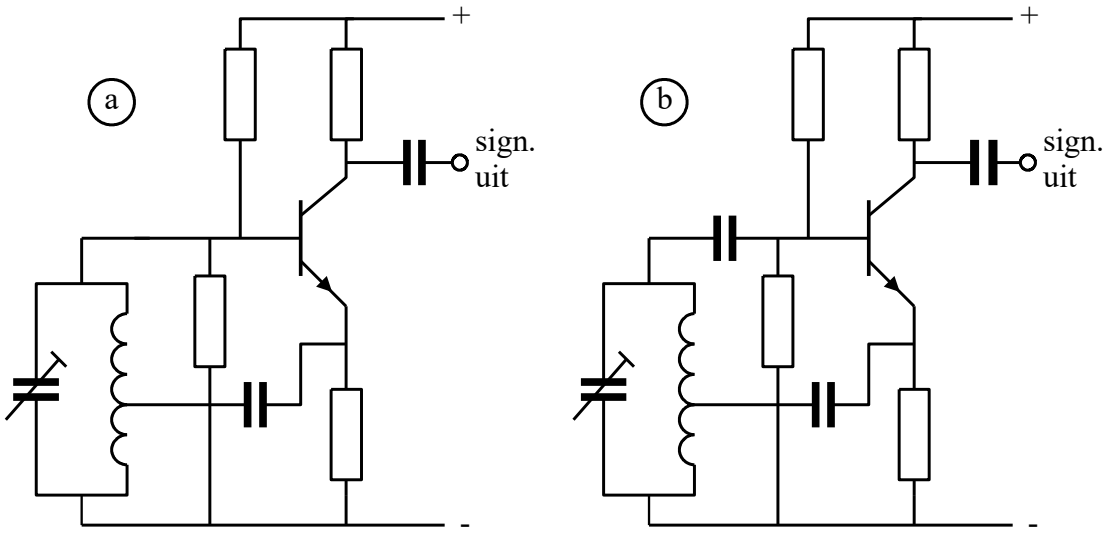
Het kristal is gemaakt voor een grondfrequentie van 3 MHz. De schakeling oscilleert als de LC-kring in resonantie is op

A. 1 MHz
B. 4,5 MHz
C. 7 MHz
D. 9 MHz

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.7.4 **Opgave 10-9.**



Van de getoonde schakelingen oscilleert

A. Alleen schakeling a
B. Alleen schakeling b
C. Schakeling a en b
D. Geen van beide schakelingen

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.8 Parasitaire oscillatoren

De term ‘parasitaire oscillator’ lijkt een scheldnaam en eigenlijk is het dat ook. Parasitaire oscillatie is onbedoeld en daarom ongewenst. De vraag is, hoe die ‘zomaar’ kan ontstaan. In sub-par. 10.5.1 staan de drie noodzakelijke ingrediënten voor oscillatie. We herhalen ze hier in aangepaste vorm:

- Een versterkende schakeling;
- Een onbedoelde terugkoppeling waarbij een teruggekoppeld signaal in fase is met het oorspronkelijke;
- Het teruggekoppelde vermogen is groter dan of even groot als het oorspronkelijke.

Onbedoelde terugkoppelingen kunnen ontstaan doordat in de bedrading en soms ook in onderdelen één of meer capacitieve en/of inductieve koppelingen optreden. Die zijn bijna niet te vermijden. Vaak stellen ze te weinig voor om last te veroorzaken, maar soms is dat anders. In het laatste geval oscilleert in een versterkende schakeling iets dat niet hoort te oscilleren op één of meer (!) frequentie(s).

De belangrijkste manieren om dit te voorkomen, zijn:

- Versterk niet meer dan nodig is, bijvoorbeeld door toepassing van tegenkoppeling;
- Organiseer de bedrading van de schakeling zo, dat zo min mogelijk koppeling tussen signaalvoerende leidingen optreedt. Leg signaalvoerende leidingen niet parallel en scherm opeenvolgende versterkertrappen en vooral hun signaalin- en -uitgangen onderling af;
- Ontkoppel voedingsleidingen. In schema’s zie je niet voor niets vrijwel altijd dat voedingsleidingen via condensatoren ontkoppeld zijn. Dat snijdt ongewenste signaaloverdracht via dit soort sluiproutes de pas af.

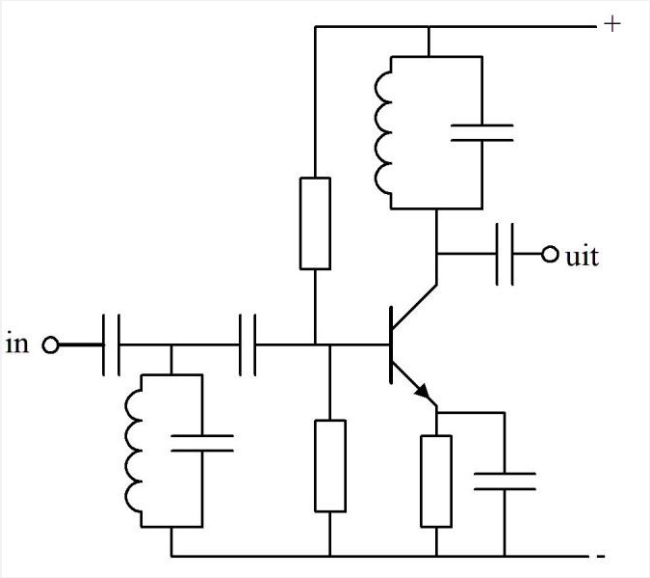
Kortom: zorg dat in een schakeling die niet bedoeld is als oscillator geen rondgaande versterking kan optreden. Het ontwerpen van een schakeling is in de praktijk dan ook méér dan het maken van een schema op papier!

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.9 Een ogenschijnlijke versterker die toch een oscillator is

Deze paragraaf is bedoeld voor de liefhebbers en is geen examenstof. Daarom is hij op deze eerste zinnen na in een oranjegeel kader gevat. Zie hem als illustratie bij par. 10.8.

We beginnen met Figuur 10.9-1. Op het eerste gezicht lijkt de schakeling op een onschuldige HF-versterker met twee afgestemde kringen. Maar schijn bedriegt.



Figuur 10.9-1 Deze schakeling lijkt op een HF-versterker met twee afgestemde kringen, maar is hij dat wel?

Ga ervan uit dat die afgestemde kringen (ongeveer) op dezelfde resonantiefrequentie staan. Vervang nu in Figuur 10.9-1 de linker afgestemde kring in het basiscircuit door het kristal in het gate-circuit van Figuur 10.6-8. Dan hebben we een Miller-oscillator met twee afstemkringen en een NPN-transistor!

De schakeling in Figuur 10.9-1 oscilleert zonder kristal en met op die plek een afgestemde kring, net als de Miller-oscillator. Het ding heeft zelfs een naam: de Huth-Kühn oscillator. In het buizentijdperk heette hij ook wel TPTG-oscillator, van Tuned Plate Tuned Grid, oftewel Afgestemde Anode Afgestemd Rooster.

Uw schrijver is er in zijn jonge jaren ooit een keer ingestonken. Hij had in een boek het schema van Figuur 10.9-1 met een penthode gezien. Volgens het boek moest de schakeling als afgestemde HF-versterker werken……

Verder op de volgende bladzijde

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

Vervolg van de vorige bladzijde

Toevallig was er alleen een triode voorhanden. Buizen waren duur in die tijd, dus werd op hoop van zegen de triode gemonteerd. Maar de HF-versterker met triode deed raar. Achteraf logisch: een schermrooster blokkeert de capacitieve verbinding tussen de twee kringen vrijwel. In een triode ontbreekt een schermrooster en dus ook die blokkade. De tweede gate van een dual-gate MOSFET werkt net zo. Tenminste, als je de aansluitingen van signaalin- en -uitgang buiten de MOSFET of penthode goed van elkaar afschermt.

Het Miller-effect is dan ook niet beperkt tot het binnenste van een buis, FET of bipolaire transistor. Met een condensatortje buitenom werkt het ook. Weten die elektronen veel…

En zo komen we tot de oscillerende versterker. Maar het is niet alleen het Miller-effect dat versterkers doet oscilleren. Nogmaals: tussen elke twee aansluitingen en leidingen zit een heel kleine capaciteit. Elke (wissel)stroom voerende verbinding heeft zijn eigen elektromagnetisch veldje. Waar versterkt wordt, is dan ook altijd terugkoppeling. Als aan de oscillatievoorwaarden

- Versterking maal teruggekoppeld vermogen ≥ oorspronkelijk vermogen en
- Begin en eind min of meer in fase

is voldaan, oscilleert er iets. De remedie is afschermen, stroomverbindingen die elkaar niet mogen beïnvloeden niet naast elkaar en liefst haaks op elkaar leggen en zo meer.

Deze tekstregels zijn niet bedoeld om zelfbouw te ontmoedigen, integendeel. Maar wees altijd bedacht op dit soort zaken. De uitdaging verhoogt uiteindelijk het plezier in de hobby, maar wel pas na het oplossen van de puzzel…...

10.10 Faseruis

Ideale oscillatoren bestaan niet. Een ideaal signaal uit een oscillator ook niet. Eén van de niet-ideale eigenschappen is de zogenoemde *faseruis*. Die houdt in dat de ene periode net iets sneller of trager tot stand komt dan de volgende of de daaropvolgende. Een oscillatorsignaal wiebelt dus altijd een heel klein beetje heen en weer.

Ruis is overal. Het is een verzameling van alle denkbare frequenties. Bij de vraag hoe een oscillator op gang komt, is het al ter sprake geweest. Een oscillogram (oscilloscoopplaatje) van ruis zien we op Foto 10.10-1.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

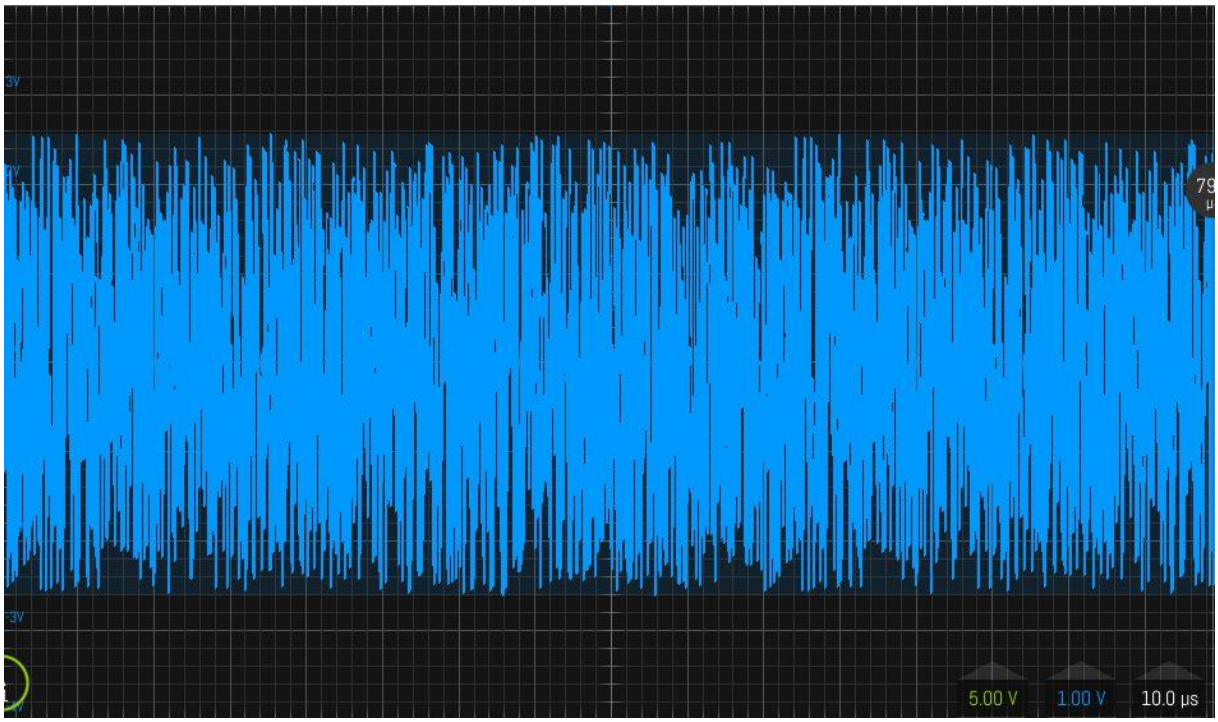


Foto 10.10-1. Zo ziet ruis eruit op een oscilloscoopscherm. De amplitude is op dit plaatje erg groot (1 V per schaaldeel), maar het signaal is dan ook afkomstig van een ruisgenerator.

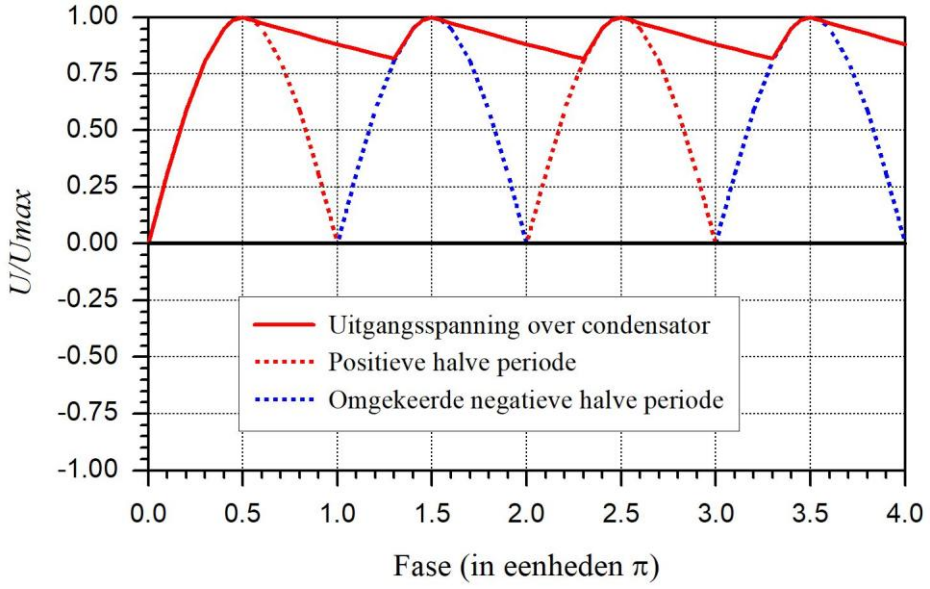
Op Foto 10.10-1 zien we ruis op een gelijkspanning. Ruis op stroom is even normaal, net als faseruis. Zoals we in hoofdstuk 2 hebben gezien, is een sinus te beschouwen als een projectie van een cirkelbeweging. Als die cirkelbeweging een beetje ongelijkmatig verloopt, bijvoorbeeld in het (overdreven) ruisritme van Foto 10.10-1, dan zit er faseruis op de bijbehorende sinus. Die ruis kan in ontvangers hoorbaar worden gemaakt en kan lastig zijn als er hoge eisen aan een signaal worden gesteld. Een oscillator van goede kwaliteit geeft weinig faseruis. Een hoog faseruisniveau duidt daarom op een oscillator van mindere kwaliteit. In Hoofdstuk 13 vertellen we wat meer over ruis. We laten daarbij een filmpje zien van een bewegend oscilloscoopbeeld van ruis, inclusief geluid.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.11 Spanningsstabilisatoren en lineaire voedingsschakelingen

10.11.1 Inleiding

In hoofdstuk 7, par. 7.4, hebben we kennis gemaakt met gelijkrichting om uit wisselspanning of -stroom gelijkspanning of -stroom te maken. We zagen daar ook hoe je met behulp van een afvlakfilter de verkregen gelijkspanning enigszins op de gelijkspanning uit een batterij kon laten lijken. Bij belasting van zulke schakelingen ontstaat er altijd een rimpel op de gelijkspanning In Figuur 7.4-7 was dat goed te zien. We herhalen dezelfde figuur hieronder als Figuur 10.11-1.



Figuur 10.11-1. Output van een dubbelzijdige gelijkrichter met afvlakfilter. Kopie van Figuur 7.4-7 van Hoofdstuk 7.

Eigenlijk is de spanning die door de doorgetrokken rode lijn boven in de figuur wordt voorgesteld, een onzuivere wisselspanning met weinig wisselspanning en veel gelijkspanning. We noemen dat ook wel *gelijkspanning met een wisselspanningsrimpel*. Die rimpel wordt groter, naarmate de belasting meer stroom gebruikt. De min of meer rechte stukken in de getrokken rode grafiek worden steiler. Met condensatoren en smoorspoelen is daar wel wat tegen te doen, maar er blijft altijd een rimpel(tje), soms ook wel *lichtnetbrom* genoemd, aanwezig.

Ook hier geldt dat een niet-ideale bron met een inwendige weerstand er een klemspanning op na houdt. De klemspanning wordt lager, naarmate de belasting meer stroom opneemt (Hoofdstuk 3). Vooral in schakelingen die niet precies in klasse A staan, kan de voedingsspanning daardoor voor een kleiner of groter deel met het te versterken signaal vermengd raken.

Tegenwoordig voorkomen we beide verschijnselen met de *gestabiliseerde voeding*. Dat is een spanningsbron waarvan de eigenschappen een beetje in de buurt komen van die van

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

een ideale bron. Dat werkt met tegenkoppeling en vergt enige elektronica. Die laatste behandelen we in deze paragraaf.

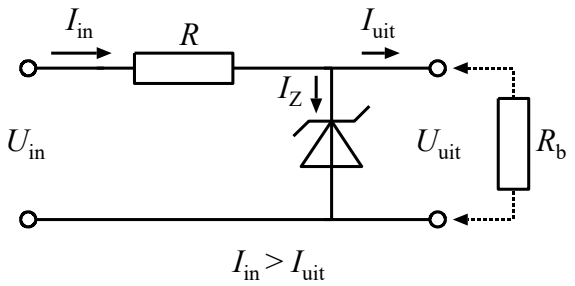
Het begint met het maken van een referentiespanning met behulp van een zenerdiode. Daarna komt het vergroten van de stroomcapaciteit van zo'n schakeling door middel van transistoren aan de beurt. Pas daarna bespreken we het gebruik van tegenkoppeling voor stabilisatie van de spanning. Dit soort voedingsschakelingen wordt vaak *lineaire voeding* genoemd. Ze leveren aan de uitgang altijd een lagere spanning dan er aan de ingang is ingegaan, maar die spanning is wel praktisch rimpelvrij. Lineaire voedingen hebben geen heel hoog rendement en produceren door het spanningsverschil tussen in- en uitgang nogal wat warmte als ze stroom leveren.

Ook daarop is in de loop van de tijd wat gevonden: de *schakelende voeding*. Daarin wordt de gelijkspanning met een hulpwisselspanning verhoogd, verlaagd, of zelfs van teken veranderd en meestal via tegenkoppeling nog gestabiliseerd ook. Zulke schakelingen behandelen we in deze paragraaf als laatste.

10.11.2 De zenerdiode als stabilisator

Tegenwoordig is de zenerdiode hèt standaardgereedschap om een stabiele gelijkspanning te verkrijgen. In Figuur 10.11-2 is een schakeling afgebeeld.

De spanning U_{in} links kan bijvoorbeeld een spanning zijn als weergegeven in Figuur 10.11-1. De weerstand R beperkt de stroom door de zenerdiode, zodat deze niet stuk gaat. Na de weerstand R splitst de stroom I_{in} zich in een stroom I_Z door de zenerdiode en I_{uit} naar de belasting, hier weergegeven als belastingsweerstand R_b. De stroom I_{in} is volgens de eerste wet van Kirchhoff gelijk aan $I_Z + I_{uit}$.

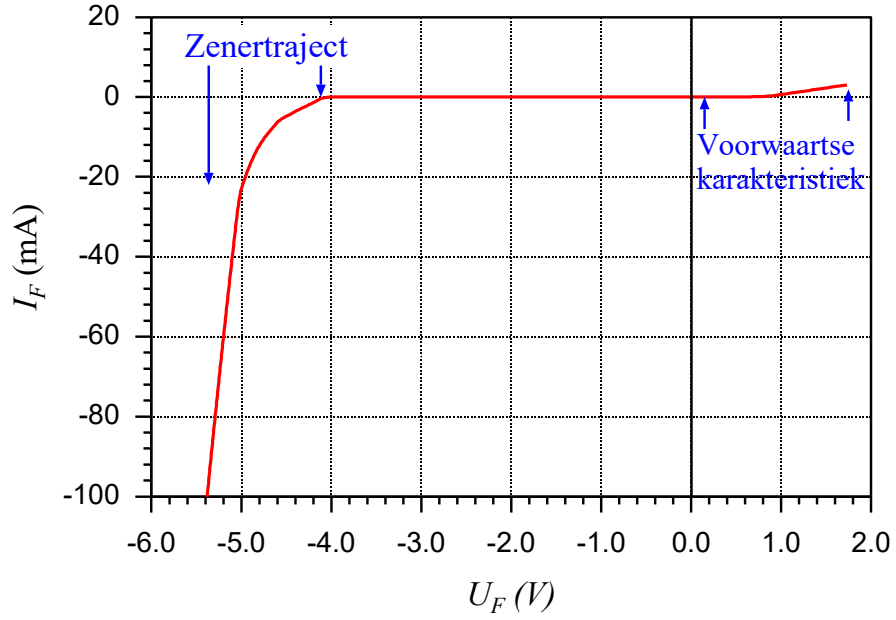


Figuur 10.11-2. Eenvoudige spanningsstabilisatie met een weerstand en een zenerdiode.

Door de zenerdiode loopt meer stroom, naarmate I_{uit} kleiner is en minder stroom naarmate I_{uit} groter is. Als I_{uit} zo groot wordt dat de spanning over de zenerdiode lager wordt dan de zenerspanning, werkt de zenerdiode niet meer. Die spert dan. De schakeling wordt dan een gewone spanningsdeler die bestaat uit R en R_b. Als de schakeling werkt, geldt daarom de voorwaarde $I_{in} > I_{uit}$. Er moet altijd stroom overblijven voor de zenerdiode, anders kan hij niet werken!

Een logisch gevolg van dit laatste is dat $U_{in} > U_{uit}$ moet zijn, maar dat volgt ook al uit de aanwezigheid van weerstand R. Laat wat spanning over R staan, anders is er geen stroom!

Dit soort schakeling geeft een spanning die bijna, maar niet helemaal, onafhankelijk is van de stroom. Dat is te begrijpen als we de karakteristiek van een zenerdiode bekijken (Figuur 10.11-3).



Figuur 10.11-3. Karakteristiek van een zenerdiode voor 5,1 V uit de BZX-79-serie (naar data van Philips). U_F is spanning in voorwaartse richting (=geleidingsrichting van een "normale" diode), I_F is de stroom in dezelfde richting. Het begin van de voorwaartse karakteristiek zit rechts van de verticale 0V-lijn, de zenerkarakteristiek links.

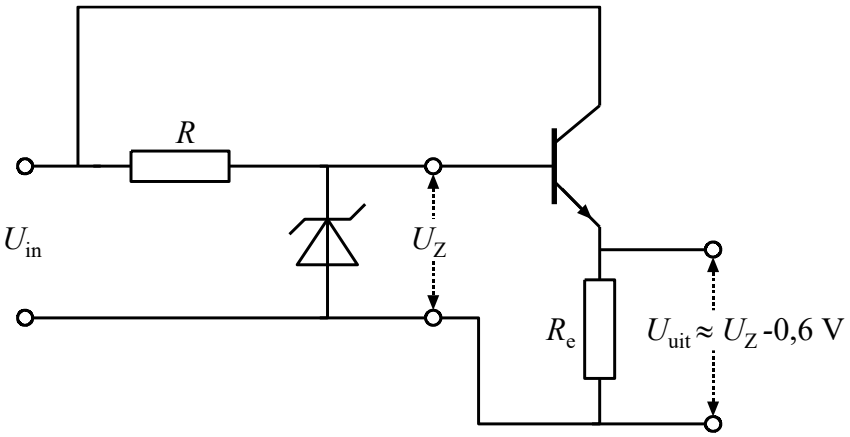
Zou de zenerdiode ideaal zijn, dan zou de karakteristiek aan de linkerkant loodrecht naar beneden gaan. Dat is niet het geval. De effectieve weerstand tussen de punten van -20 mA en -100 mA ligt op ongeveer 0,4 V/(100-20)mA ≈ 5 Ω. In het overgangstraject tussen -20 en 0 mA neemt de weerstand toe. Stel dat die weerstand 100 Ω is, dan levert de combinatie van R en de zenerdiode een flinke verzwakking op van alle "hobbels" op U_{in}, maar steeds minder naarmate I_F dichter bij 0 komt.

Een dergelijke stabilisator geeft zonder meer een verbetering van de kwaliteit van de gelijkspanning ten opzichte van Figuur 10.11-1, maar kan geen grote stromen leveren. Denk aan een orde van grootte van enkele tientallen mA. Dat bezwaar is te verhelpen door er een emittervolger achter te zetten. Dat doen we in de subparagraaf hieronder.

10.11.3 **Zenerschakeling met emittervolger**

De schakeling is af te leiden uit Figuur 10.11-2. Dan ontstaat Figuur 10.11-4.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

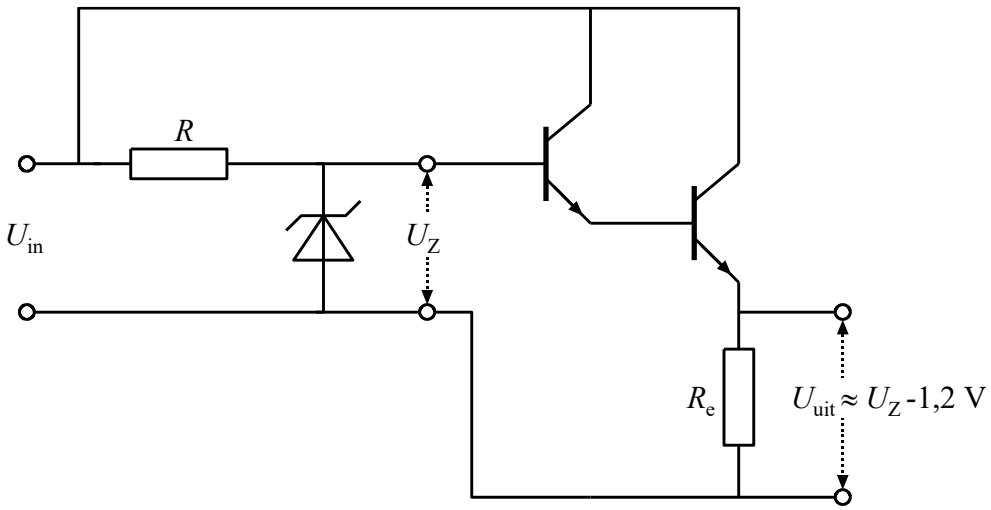


Figuur 10.11-4. Spanningsstabilisatie met zenerdiode en siliciumemittervolger. De uitgangsspanning is ten opzichte van de zenerspanning ongeveer 0,6 V (de basis-emitterspanning) lager.

De collector van de transistor wordt verbonden met U_{in}. De rimpel op U_{in} heeft vrijwel geen invloed op U_{uit} als gevolg van de inwendige weerstand van de transistor. We laten het effect van de schakeling op de maximale stroom zien met een getallenvoorbeeld.

Stel, de schakeling met de zenerdiode levert 10 mA aan de transistor. Stel verder dat de h_{FE} (β) van de transistor 100 is. Dan kan de transistor, als deze zo'n stroom aankan, 100 * 10 mA = 1 A leveren. Het spanningsverlies over de basis-emitterovergang van de transistor is op te vangen door gebruik van een zenerdiode met een iets hogere zenerspanning dan de gevraagde U_{uit}.

Is de stroomversterking met één transistor niet genoeg, dan kan er een tweede emittervolger mee in serie worden geplaatst (Figuur 10.11-5). De schakeling met twee emittervolgers in serie heet een Darlingtonschakeling, genoemd naar de Amerikaan Sidney Darlington die hem in 1953 bedacht. De stroomversterking van de schakeling is het product van de β's van beide transistoren.



Figuur 10.11-5. Spanningsstabilisatie met zenerdiode en twee emittervolgers in serie (Darlingtonschakeling). De uitgangsspanning is ten opzichte van de zenerspanning ongeveer 1,2 V (2 basis-emitterspanningen) lager.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

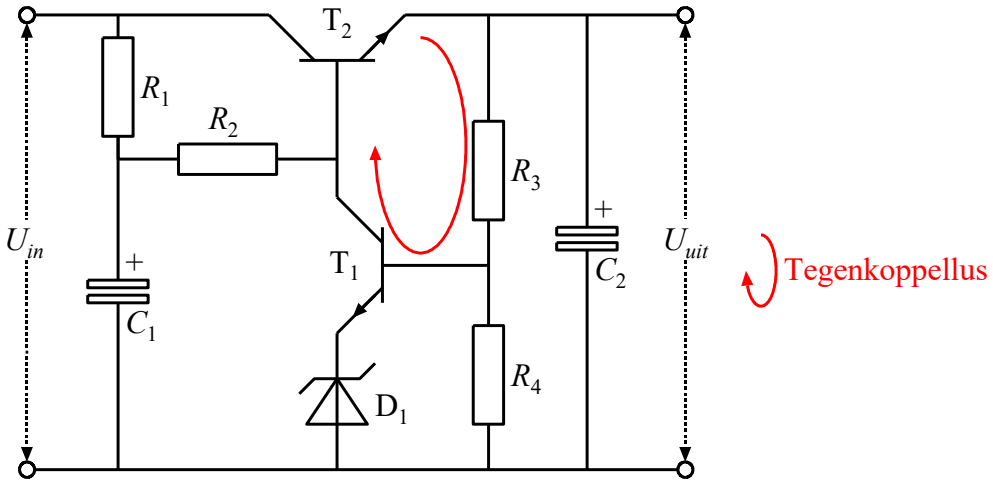
De uitgangsspanning U_{uit} is ongeveer 1,2V lager dan de zenerspanning U_Z, want de stroom loopt over twee basis-emitterovergangen.

Hiermee is het probleem van voldoende uitgangsstroom voor het overgrote deel van de mogelijke toepassingen wel opgelost. Wat blijft, is het stroomafhankelijke gedrag van de zenerdiode dat vrijwel volledig op de uitgangsspanning wordt doorgegeven. Daar komt de (kleine) weerstand van de basis-emitterovergangen nog bij. Dat is aanleiding om tegenkoppeling te hulp te roepen.

10.11.4 **Tegengekoppelde voedingsschakelingen.**

Tegengekoppelde voedingsschakelingen hebben een transistor voor flink vermogen als stabiliserend element. Die staat doorgaans geschakeld als emittervolger. Via de basisspanning wordt de uitgangsspanning gereguleerd. Dat werkt zo (Figuur 10.11-6):

- Over de uitgang staat een spanningsdeler (R_3 en R_4). De spanning op het knooppunt stuurt de basis van transistor T_1 aan. Die ontvangt de door weerstand R_1 en condensator C_2 afgevlakte collectorspanning via weerstand R_2.
- T1 vergelijkt de spanning op het knooppunt van de spanningsdeler met de spanning over zenerdiode D_1. Die laatste krijgt een vrij constante stroom te verwerken en levert daardoor een vrijwel constante zenerspanning.
- De basisspanning van de transistor T_1 is gelijk aan de spanning op het knooppunt van R_3 en R_4. Stijgt die spanning, dan dalen de collectorspanning van T_1 en de basisspanning van T_2. De emitterspanning van T_2 = U_{uit} daalt mee. Dan daalt ook de spanning op het knooppunt van R_3 en R_4.
- Daalt de spanning op dat knooppunt, dan gebeurt het omgekeerde.
- Zo werkt de tegenkoppellus. Die is in rood aangegeven in de figuur.



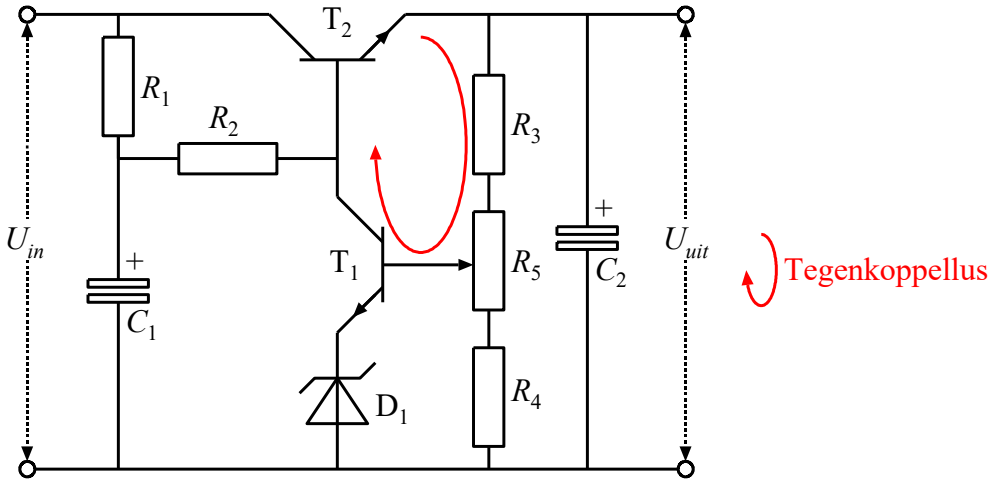
Figuur 10.11-6. Eenvoudige spanningsstabilisator met tegenkoppeling. Tegenkoppellus in rood aangegeven.

De ingangsspanning U_{in} moet zoveel hoger zijn dan U_{uit}, dat de schakeling met D_1, T_1 en T_2 kan blijven werken. Dat komt ongeveer neer op de zenerspanning (D_1) plus 1,5 tot 2 V voor de transistoren. Meer mag altijd, zolang de transistoren dat meerdere aankunnen. De

geleverde spanning U_{uit} is praktisch onafhankelijk van de belasting. En dat is precies de bedoeling. De condensator C_2 over de uitgang heeft alleen tot doel, het tegenkoppelcircuit te vrijwaren van gevolgen van (te) snelle belastingsveranderingen.

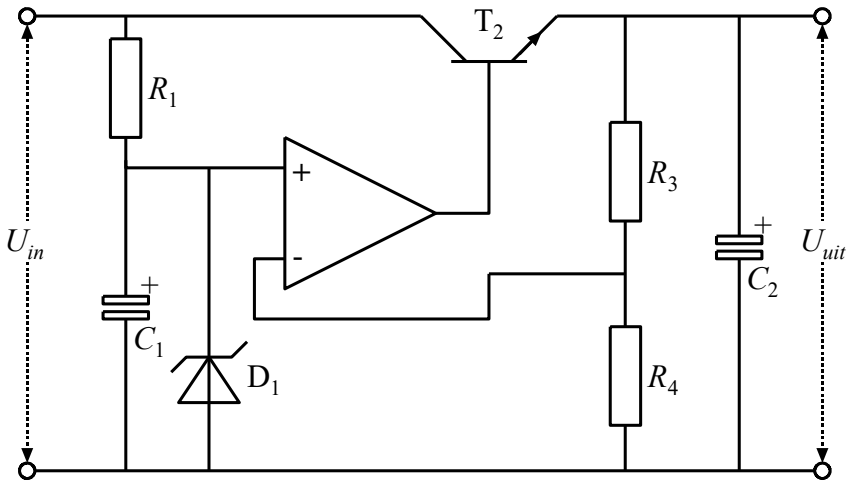
De maximale stroom kan worden vergroot door T_2 te vervangen door een Darlingtonschakeling.

Als de spanningsdeler R_3 en R_4 voor een deel wordt uitgevoerd als potentiometer, heb je een regelbare voeding. Dat kan bijvoorbeeld door een potentiometer met aan beide kanten een weerstand, zoals in Figuur 10.11-7. Het is daarbij wel zaak dat D_1 en T_1 in geleiding blijven, anders wordt de tegenkoppellus verbroken.



Figuur 10.11-7. Dezelfde schakeling als in Figuur 10.11-6, maar nu regelbaar met potentiometer R_5.

Het kan nog iets fraaier door de tegenkoppellus via een opamp te laten lopen (Figuur 10.11-8).



Figuur 10.11-8. Schakeling als in Figuur 10.11-6 met transistor T_1 vervangen door een als spanningsvergelijker geschakelde opamp.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

In Figuur 10.11-8 is de tegenkoppellus van Figuur 10.11-6 en Figuur 10.11-7 met T_1 vervangen door een lus met een opamp die als spanningsvergelijker is geschakeld. De referentiespanning, gevormd door R_1, C_1 en D_1 staat op de niet-inverterende ingang. De inverterende ingang is verbonden met het knooppunt van de spanningsdeler R_3 en R_4. De nummers van onderdelen met dezelfde functie zijn met opzet onveranderd gelaten ten opzichte van Figuur 10.11-6.

Een kritische opmerking is hier op zijn plaats. Zoals de opamp in de Figuur 10.11-8 is getekend, leidt dat tot een zo abrupte regeling, dat die kan leiden tot instabiliteit. Het is een koud kunstje, de versterking van de opamp via een tegenkoppellus wat te beperken. Die lus is hier niet ingetekend omdat het om het principe van de schakeling gaat en de extra weerstanden van zo'n lus het schema er niet overzichtelijker op maken.

Hoewel tegengekoppelde spanningsstabilisatoren een verbetering vormen ten opzichte van hun niet-tegengekoppelde soortgenoten, blijven er bezwaren. Die zitten vooral in het feit dat de ingangsspanning altijd hoger moet zijn dan de uitgangsspanning. Dat is nodig om de schakeling goed te laten werken, ook als het wisselspanningsdeel van de ingangsspanning zijn laagste waarde heeft.

Het vermogensrendement van deze *lineaire voedingsschakelingen* ligt gemiddeld in de buurt van 50%. Gemiddeld de helft van het toegevoerde vermogen verdwijnt dus als warmte, zodat meestal een (flinke) koelplaat nodig is.

Van een uitgangsspanning die hoger is dan die aan de ingang is, zoals al gezegd, geen sprake. Daarop is natuurlijk weer iets verzonnen. Daarover gaat paragraaf 10.12, maar eerst wijden we een korte tekst aan op één chip geïntegreerde spanningsstabilisatoren. Die zijn doorgaans van het lineaire type.

10.11.5 Geïntegreerde stabilisatorschakelingen: driepoten

Tegengekoppelde spanningsstabilisatoren zijn ook in geïntegreerde vorm te koop. Ze kosten heel weinig, Er zijn er met vaste spanningen, zowel positief als negatief, maar ook met van buitenaf regelbare spanning, zodat je er een gegevensblad bij nodig hebt. De stabilisatoren met vaste spanning hebben doorgaans drie aansluitingen: in, uit en massa (aarde). Foto 10.11-1 toont enkele voorbeelden. De twee grootste exemplaren horen tot de bekende reeksen 78xx (positief) en 79xx (negatief). "xx" staat voor de uitgangsspanning in volt. Een 7812 levert dus een spanning van +12 V; een 7915 een spanning van -15 volt.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

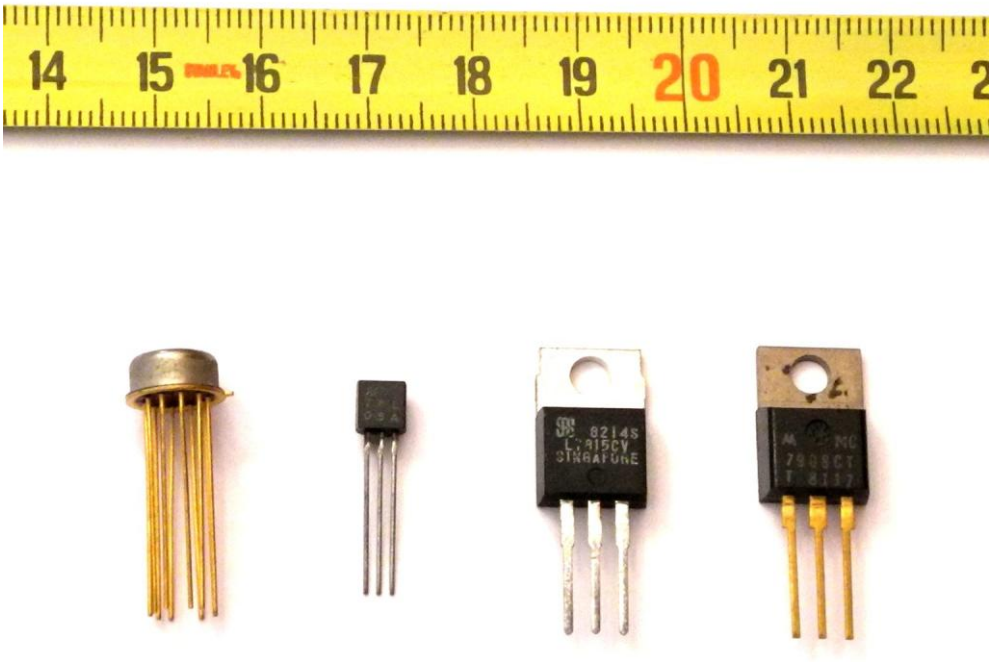


Foto 10.11-1. Enkele uitvoeringen van spanningsstabilisatoren. Van links naar rechts: een stabilisator voor klein vermogen met instelmogelijkheid van de spanning (vandaar het aantal aansluitingen), een stabilisator voor vaste spanning voor klein vermogen, een stabilisator voor + 15 V en een stroom van ongeveer 1 A (vandaar het schroefgat voor montage op een koelplaat) en een soortgelijke stabilisator voor -15 V. Laatstgenoemde twee zijn alleen van elkaar te onderscheiden via het typenummer op de behuizing.

Een geïntegreerde stabilisator voor een vaste spanning wordt ook wel *driepoot* genoemd. Bekijk Foto 10.11-1 en je snapt, waarom.

10.12 Schakelende voedingen

10.12.1 Inleiding

Gelijkspanning valt niet te transformeren, tenzij je hem op de één of andere manier mengt met een wisselspanning. Condensatoren en/of spoelen blijken dan wondertjes te kunnen verrichten, mits ze in de juiste schakeling worden opgenomen. Als de frequentie van die toegevoegde wisselspanning dan ook nog veel hoger is dan die van het lichtnet, kan worden volstaan met kleinere zelfinducties en/of capaciteiten dan bij 50 Hz mogelijk zou zijn. Dit soort schakelingen staat bekend onder de verzamelnaam *schakelende voedingen*. Ze horen dus niet tot de lineaire voedingen die we zojuist hebben behandeld.

Over de vraag, hoe die schakelende wisselspanning tot stand komt, maken we ons niet druk. Die valt buiten de exameneisen. Die eisen zijn voor wat schakelende voedingen betreft nog niet zo oud en nogal vaag over de soorten schakelende voeding. Veiligheidshalve nemen we de leerstof iets ruimer dan de examenstof die we tot nu toe op examens hebben gezien. We behandelen achtereenvolgens

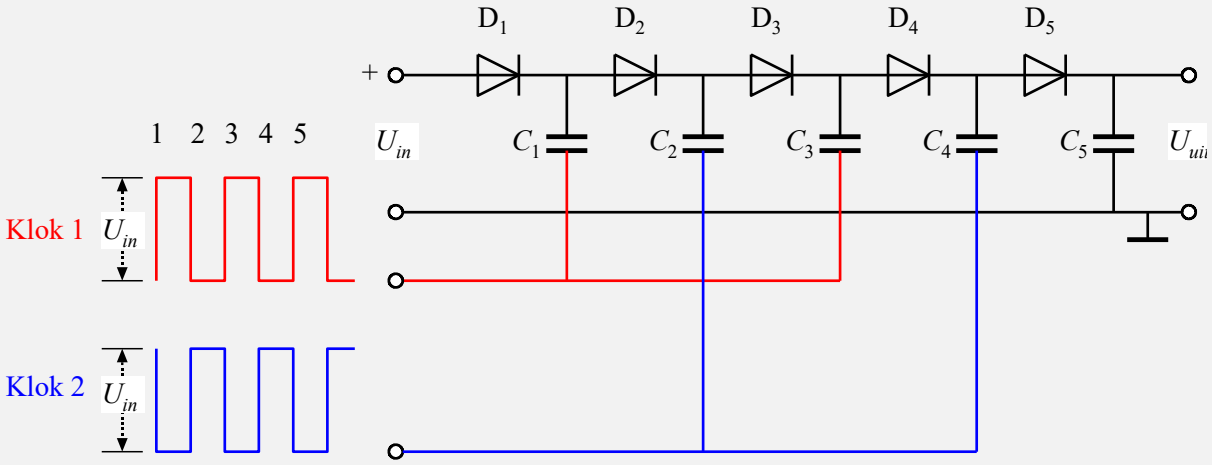
- De ladingspomp (midden 2020, toen de examenopgaven niet langer openbaar waren, nog niet op het examen langsgekomen, daarom in een kader)

- Gestabiliseerde voeding op basis van een blokgolfoscillator (ook nog niet gevraagd)
- Drie soorten gestabiliseerde voeding op basis van een pulsbreedtemodulator

10.12.2 De ladingspomp

Let op! Bedoeld voor de liefhebbers. (Nog) geen examenstof!

We beginnen met een schakeling die bekend staat onder de naam ladingspomp (Engels: *charge pump*). Een voorbeeld, de ladingspomp van Dickson, voor het eerst beschreven in 1976, staat in Figuur 10.12-1. Er zijn ook andere uitvoeringen van ladingspompen. De pomp van Dickson is gekozen om de werking duidelijk te maken.



Figuur 10.12-1. Dickson ladingspomp. Tijdstippen boven de blokgolven.

We zien een rij dioden D_1 …D_5 in serie, een rij condensatoren C_1 …C_5 en twee blokgolven die onderling in tegenfase zijn, beide met U_{in} als verschil tussen hoogste en laagste spanning. Ze zijn hier klok 1 (rood) en klok 2 (blauw) genoemd.

Is klok 1 laag, dan wordt C_1 opgeladen tot U_{in}. Wordt klok 1 hoog, dan wordt de ermee verbonden elektrode van C_1 ook hoog. Omdat C_1 is geladen, stijgt de spanning op de andere elektrode naar $2U_{in}$. Dan spert D_1 en geleidt D_2. C_2 laadt zich nu op. Als klok 1 laag wordt, wordt klok 2 hoog en wordt de spanning op C_2 “opgetild” naar $3U_{in}$. Zo wordt C_4 opgeladen tot $4U_{in}$. Over C_5 staat ook $4U_{in}$, dus $U_{uit} \approx 4U_{in}$. Zo wordt lading “tegen de helling op” gepompt, vandaar de naam. In theorie kan de keten oneindig doorgaan.

Vervolg op de volgende bladzijde.

Vervolg van de vorige bladzijde. (Nog) géén examenstof!

De oplettende lezer zal misschien een referentiespanning of een stabilisatieschakeling hebben gemist. Die zijn er niet. Deze ladingspomp is een ongestabiliseerde spanningsbron. We hebben hem hier gebruikt om te laten zien dat er manieren zijn om een gelijkspanning met behulp van een wisselspanning omhoog te transformeren. In dit geval gaat dat met condensatoren, maar met een spoel kan het ook. Daarover gaan de komende subparagrafen. Dan komt ook spanningsstabilisatie aan de orde.

Nu nog enkele opmerkingen.

De voorwaartse spanning van de dioden is verwaarloosd, maar speelt wel een rol. In de schakeling van Figuur 10.12-1 kan U_{uit} nooit groter zijn dan $4\ U_{in} - 5\,U_F$. U_F is de drempelspanning over één diode; circa 0,6 V in een normale siliciumdiode.

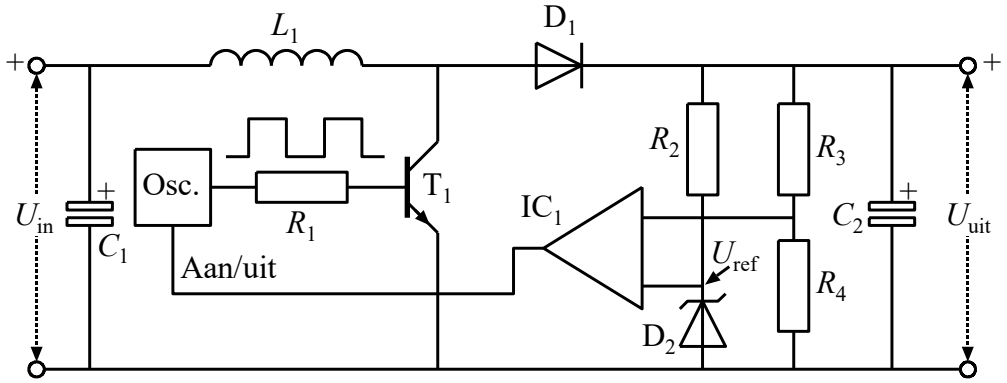
De ladingsoverdracht naar de volgende schakel is per klokperiode nooit 100% omdat niet alleen buiten, maar ook binnen een condensator weerstand een rol speelt. Zie bijvoorbeeld de laad- en ontlaadcurven van een *RC*-combinatie in hoofdstuk 4.

In elke bedrading bestaat capaciteit naar massa. Die capaciteit vormt met de condensatoren in de schakeling spanningsdelers. Daardoor ontstaat enig spanningsverlies. Dat verlies is groter, naarmate de klokfrequentie hoger is.

De blokgolf bevat harmonischen (hoofdstuk 5). Die lekken door hun hoge frequentie gemakkelijker weg dan de basisfrequentie, waardoor de blokvorm niet helemaal een blokvorm blijft. Ook dat leidt tot verliezen. Bovendien komen via capacitief contact die harmonischen ook op de uitgangsspanning terecht. C_5 vangt die grotendeels op.

10.12.3 Een blokgolfgestuurde gestabiliseerde schakelende voeding

We beginnen met de schakeling van Figuur 10.12-2. Het rechterdeel ervan doet denken aan de gestabiliseerde voedingsschakeling van Figuur 10.11-8, de rest niet.



Figuur 10.12-2. Schakelende voeding met spoel, blokgolfoscillator en regelcircuit via de spanningsvergelijker IC1.

Op het eerste gezicht lijkt C_2 te worden opgeladen tot U_{in} via spoel L_1 en diode D_1. Wie dat denkt, heeft buiten de combinatie van blokgolfoscillator (aangegeven met "Osc."), de spoel en transistor T_1 gerekend.

De blokgolf van de oscillator schakelt heen en weer tussen 0 V en een spanning waarbij via R_1 transistor T_1 in geleiding wordt gestuurd. Als T_1 geleidt, ontstaat een toenemende stroom door L_1. De stroomtoename gaat door tot de blokgolf terugvalt op 0 V en de geleiding van T_1 stopt. Het door de stroom opgebouwde magnetische veld van L_1 verliest de oorzaak van zijn ontstaan, maar de erin opgeslagen energie veroorzaakt een spanningspiek in de collectorleiding. Via diode D_1 wordt condensator C_1 daardoor een stukje opgeladen. De werking van D_1 is gelijk aan die van de vonkblusdiode in hoofdstuk 4.

Dat gaat zo door, tot op de uitgang van de spanningsvergelijker IC_1 de spanning "omklapt". Dat gebeurt als op het knooppunt van de weerstanden R_3 en R_4 de spanning groter wordt dan de referentiespanning U_{ref} over zenerdiode D_2. Dan wordt de oscillator uitgeschakeld via de Aan/uit-leiding. Daalt de spanning op het knooppunt van R_3 en R_4 weer onder U_{ref}, dan klapt de uitgangsspanning van IC_1 terug en wordt de oscillator weer ingeschakeld. En zo gaat dat door.

Ook in dit geval is $U_{in} > U_{uit}$. Voor de oscillatorfrequentie moet men denken aan 10 tot 100 kHz. Dat is aanzienlijk meer dan de 50 Hz van het lichtnet. Condensator C_2 kan daarom veel kleiner zijn dan in voedingen waarin een van 50 Hz afkomstige gelijkgerichte spanning moet worden afgevlakt. Wel zit er op de uitgangsspanning U_{uit} altijd een restje van de betrekkelijk hoge schakelfrequentie en zijn harmonischen. Vooral in HF-schakelingen is dat een punt van aandacht.

10.12.4 Drie verschillende schakelingen met pulsbreedtemodulatie

Wat is pulsbreedtemodulatie?

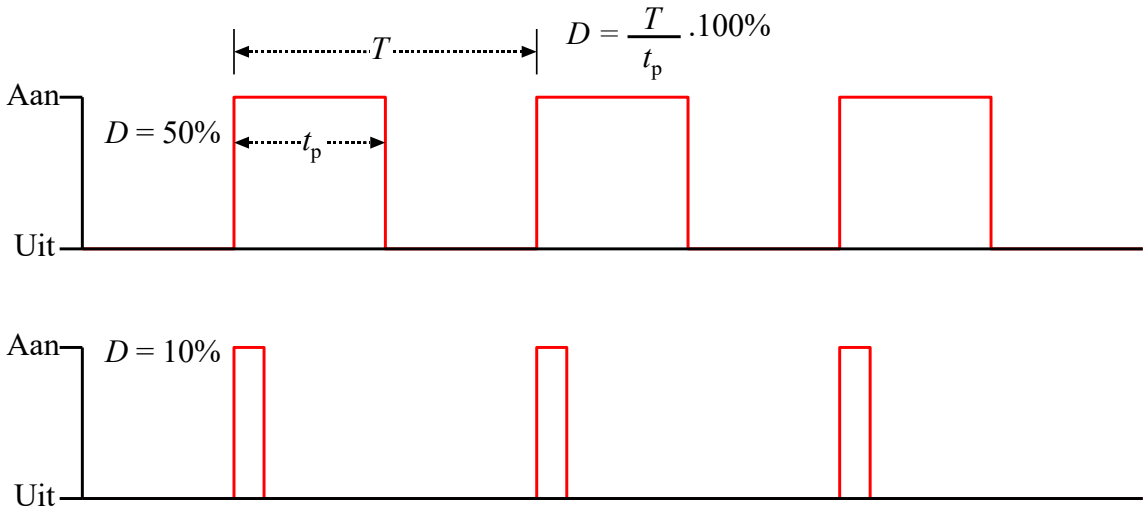
De schakeling van Figuur 10.12-2 heeft een stabilisatieregeling die nogal abrupt werkt. De oscillator is aan of uit. Dat kan mooier en soepeler met een *pulsbreedtemodulator*, meestal afgekort als *PWM* van het Engelse *Pulse Width Modulator*. Dat laatste betekent hetzelfde. In plaats van met een aan/uit regeling wordt de stabilisatie gestuurd door het variëren van pulsbreedte.

Bij pulsbreedte hoort het begrip *duty cycle*. De term is Engels, maar is ook in technisch Nederlands ingeburgerd. Het is goed, met dit begrip enigszins vertrouwd te zijn vóór we de schakelingen induiken. De duty cycle D is de verhouding tussen pulsbreedte t_p en periodeduur T. D wordt meestal uitgedrukt in procenten. In vergelijkingvorm:

$$D = \frac{t_p}{T}.100\% \qquad (10.12\text{-}1)$$

Figuur 10.12-3 laat een pulsvorm zien met een duty cycle van 50% en één met 10%. In die met 50% herkennen we de blokgolf. De maximale waarde van de spanning wordt vaak

"Aan" genoemd, de minimale "Uit". Dat hangt samen met het gebruik als spanning die een schakeling aan of uit zet, zoals in Figuur 10.12-2.



Figuur 10.12-3. Duty cycle D van een pulsvormige spanning voor D= 50% en 10%. D=50% is een blokgolf. Meestal gaat het om spanning, maar het kan ook stroom zijn.

Wie het nog eens op Internet wil bekijken, kan bijvoorbeeld terecht op de (helaas) Engelstalige site https://en.wikipedia.org/wiki/Duty_cycle. Er staat een soort filmpje in die het begrip 'duty cycle' verduidelijkt. 'Duty cycle' googelen levert meer sites op dan alleen deze. Een uitvoeriger, maar ook Engelstalige site is https://www.electronics-tutorials.ws/power/switch-mode-power-supply.html.

D is bij een PWM afhankelijk van een regelspanning. Als de regelspanning is afgeleid van de uitgangsspanning van de voeding, kan de uitgangsspanning worden geregeld met *D*. De frequentie van een PWM verandert bij veranderende regelspanning niet.

We behandelen de interne werking van een PWM niet, omdat die (ruim) buiten de exameneisen valt. Het is wel nodig, te weten wat het uitgangssignaal doet. Dat zien we in drie verschillende soorten schakelingen met een PWM.

Drie soorten stabilisatieschakelingen met een PWM

Alle drie de schakelingen zijn gebaseerd op een zelfinductie met drie verschillende functies. De schakelingen zijn:

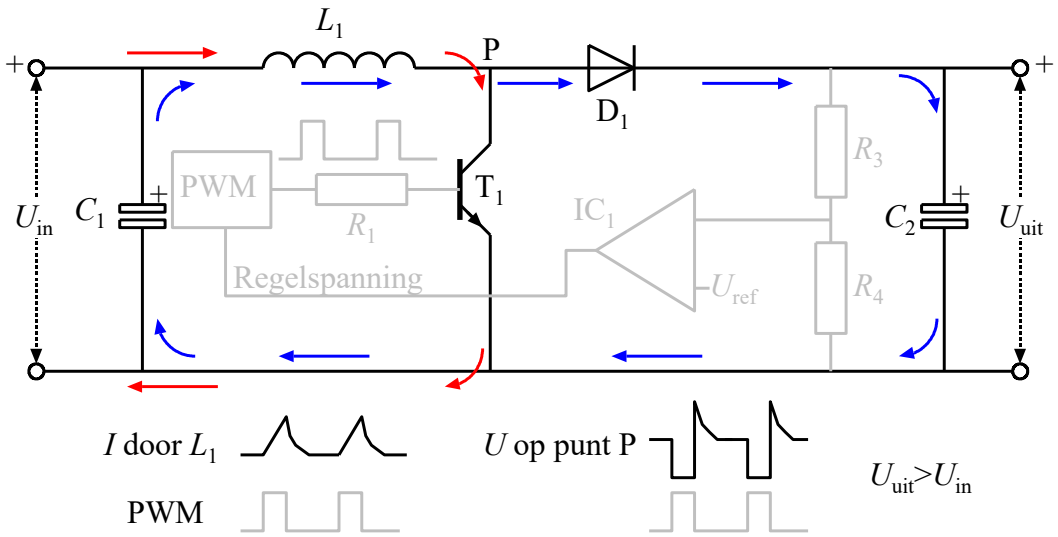
- één die de ingangsspanning omhoog brengt (*step-up)*
- één die de ingangsspanning omlaag brengt (*step-down*)
- één die de ingangsspanning omkeert. Plus wordt min of min wordt plus (*inverter*).

Op het eerste gezicht lijken de schema's wel wat op elkaar, dus op het zendexamen is het opletten geblazen, mochten ze in een vraag verwerkt zitten.

De schema's hebben enkele dingen gemeenschappelijk. Behalve een spoel zijn dat een diode, een schakeltransistor en een condensator over de uitgang. De schakeltransistor kan ook een (MOS)FET zijn.

De step-up-schakeling

Deze schakeling lijkt nogal op die van Figuur 10.12-2. Figuur 10.12-4 laat het schema zien. Het regelcircuit is weergegeven in grijs om de hoofdschakeling beter te laten uitkomen.



Figuur 10.12-4. 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.

Vergeleken met Figuur 10.12-2 is de blokgolfoscillator vervangen door een PWM. Van de aanduidingen U_{ref} en de onderdelen R_2 en D_2 is alleen U_{ref} weergegeven. De nummering van de onderdelen is verder dezelfde. De transistor T_1 kan zonder bezwaar worden vervangen door een FET of MOSFET, mits de PWM is aangepast aan de lagere afknijpspanning. De MOSFET is tegenwoordig het meest gangbaar.

Eerst de werking. We beginnen met de schakeling zelf, daarna komt het regelcircuit.

Als transistor T_1 open wordt gezet door een puls uit de PWM, volgt de stroom de route van de rode pijlen. Er bouwt zich een toenemende stroom door L_1 op. In en om L_1 ontwikkelt zich daardoor een magnetisch veld. De spanning op punt P is dan laag. Diode D_1 spert en voorkomt dat C_2 zich ontlaadt via T_1. Als de puls stopt, geleidt T_1 niet meer. Er ontstaat een spanningspiek op punt P, want het ontstane magnetische veld van L_1 probeert de stroom in stand te houden. Diode D_1 komt in geleiding en de stroom volgt nu het pad van de blauwe pijlen. Anders gezegd: de energie van het magnetisch veld van L_1 veroorzaakt een stroom door de diode naar C_2. Zo wordt de energie van het magnetisch

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

veld van de spoel omgezet in ladingsenergie in C_2 en dus in een verhoogde spanning over deze condensator.

Nu het regelcircuit.

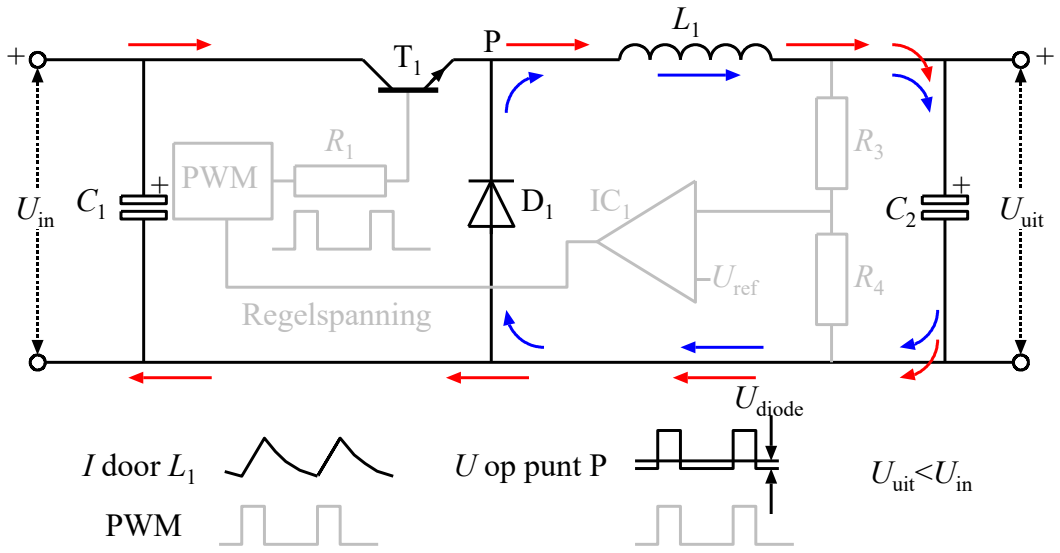
Naarmate door stijging van U_{uit} de spanning op het knooppunt van R_3 en R_4 dichter bij U_{ref} komt, verandert de regelspanning. Daardoor wordt de duty cycle van de pulsspanning kleiner. De pulsen worden dus smaller. Het gevolg is dat de opbouw van U_{uit} vertraagt. Als de spanning over R_4 groter wordt dan U_{ref}, schakelt de PWM zich uit. Daalt U_{uit} door stroomverbruik van de belasting, dan wordt de PWM weer ingeschakeld. Uiteindelijk stelt zich een duty cycle in, waarbij het verbruik door de belasting precies wordt gecompenseerd en de uitgangsspanning op peil blijft. Door de hoge frequentie van de PWM gaat dit proces snel.

De versterking van IC_1 moet niet zo groot zijn dat het ding zich gaat gedragen als een spanningsvergelijker. Dan krijgen we het abrupte aan/uit gedrag van de schakeling van Figuur 10.12-2 terug en dat was nu juist niet de bedoeling. Een beetje experimenteren doet hier wonderen, maar dat gaat (veel) te ver voor een zendcursus.

De step-down schakeling

De step-down schakeling levert een uitgangsspanning U_{uit} die kleiner is dan de ingangsspanning U_{in} De naam suggereert dat ook.

Het schema, op dezelfde manier weergegeven als dat in Figuur 10.12-4, zien we in Figuur 10.12-5. We bespreken ook van deze schakeling de werking. Het regelcircuit is hetzelfde als bij de step-up converter. Dat hoeft dus niet opnieuw te worden besproken.



Figuur 10.12-5. 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.

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

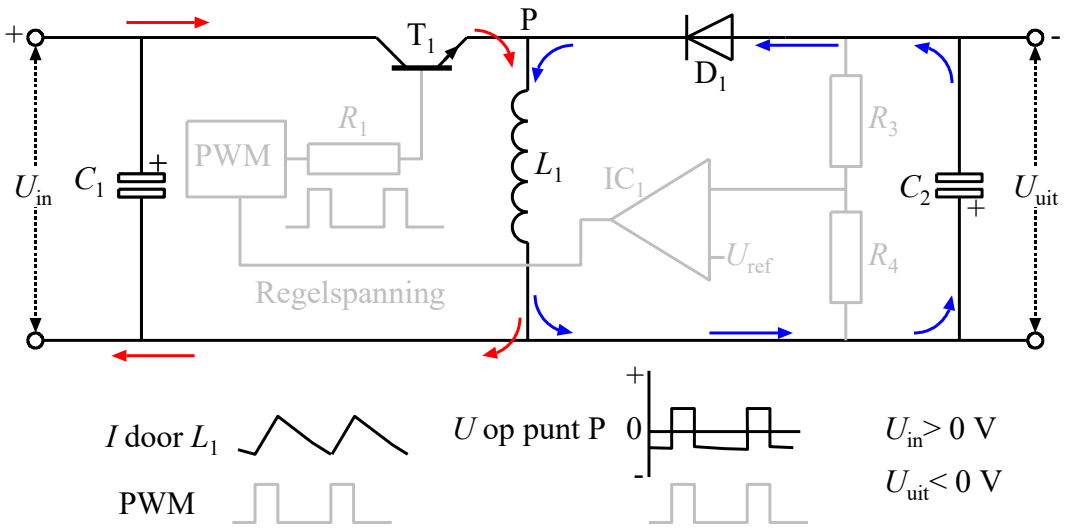
Als T_1 dicht staat, voorkomt D_1 dat de lading van C_2 weglekt. Wordt T_1 opengestuurd door een puls van de PWM, dan stijgt de spanning op punt P tot iets minder dan U_{in}. Voor het gemak gaan we ervan uit dat de spanning op P gelijk is aan U_{in}. De stroom volgt het pad van de rode pijlen. Over L_1 staat dan een spanning, gelijk aan $U_{in} - U_{uit}$. Zolang de puls duurt, zal de stroom door L_1 toenemen en C_2 opladen. Wordt T_1 aan het eind van de puls uitgeschakeld, dan blijft de laadstroom van C_2 via D_1 en L_1 doorlopen (blauwe pijlen), maar zwakt geleidelijk af. U_{uit} is altijd kleiner dan U_{in}, omdat anders tijdens een puls geen stroom door L_1 kan ontstaan.

De laagste waarde van de spanning op punt P is de drempelspanning van de diode, met een minteken ervoor. **Aangetoond kan worden dat de uitgangsspanning U_{uit} bij benadering gelijk is aan de duty cycle D_{puls} van de pulsspanning op de basis van T_1 maal ingangsspanning U_{in}:**

$$U_{uit} \approx D_{\text{puls}} . U_{in} \qquad (10.12\text{-}2)$$

De inverterende schakeling

De ingangsspanning U_{in} is positief, de uitgangsspanning U_{uit} negatief. Hoe komt dit wondertje tot stand? We bekijken daarvoor de schakeling in Figuur 10.12-6.



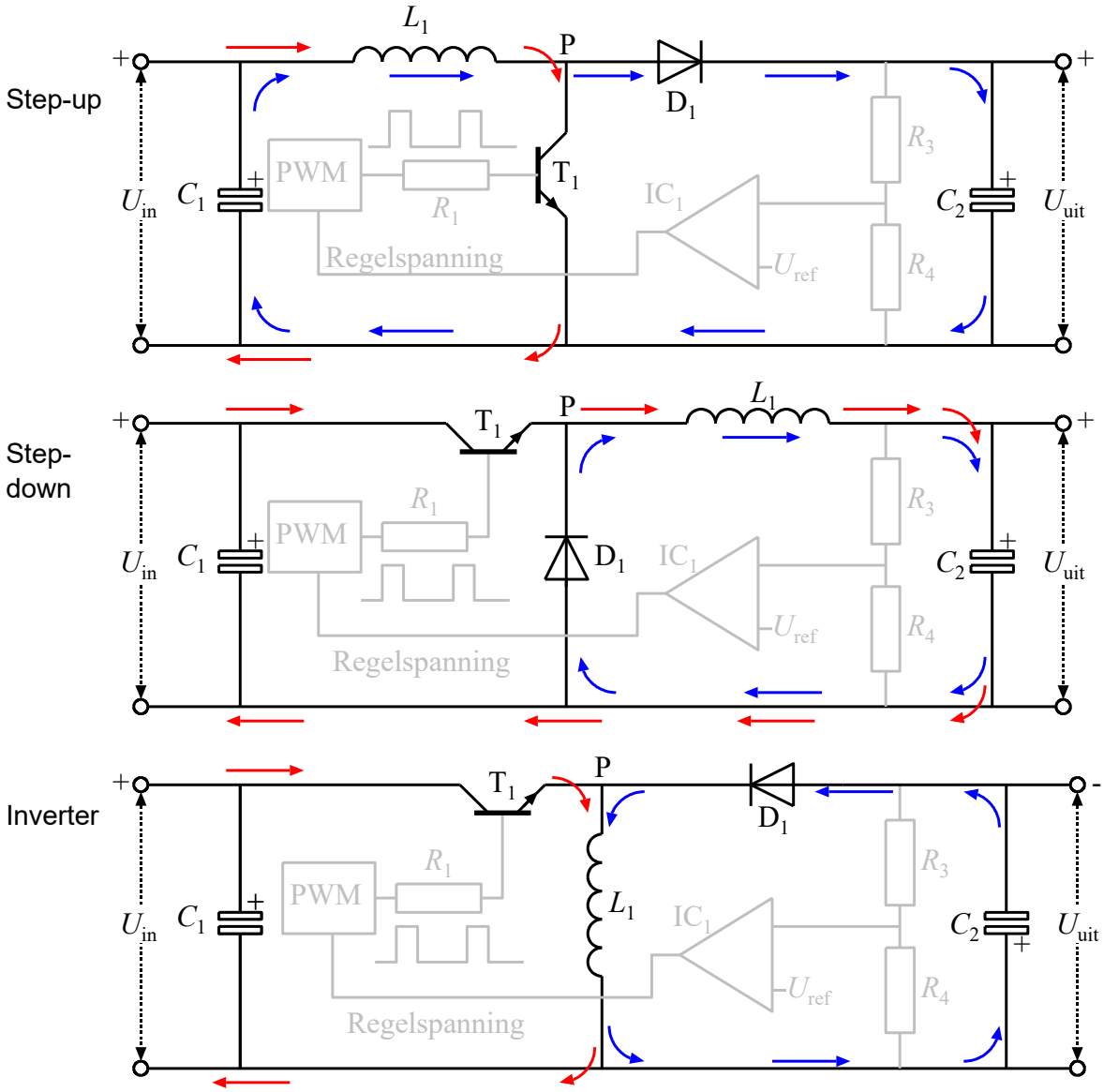
Figuur 10.12-6. Inverterschakeling. De eigenlijke schakeling in zwart, de stabilisatieschakeling in grijs. De vorm van de stroom door de spoel L_1 en die van de spanning op punt P staan schetsmatig onder het schema, samen met de pulsspanning uit de PWM; de laatste in grijs.

Als T_1 door een puls uit de PWM in geleiding wordt gestuurd, is de spanning op punt P positief. Het stroompad wordt weergegeven door de rode pijlen. Door spoel L_1 loopt een toenemende stroom. Diode D_1 spert door de positieve spanning op punt P. Als op het eind van de stuurpuls de geleiding door T_1 stopt, zal de stroom door de spoel zich proberen te handhaven via D_1 en C_2 (stroompad van de blauwe pijlen). De spanning op punt P wordt daardoor negatief en diode D_1 geleidt nu. In tegenstelling tot de schakeling van Figuur 10.12-5, wordt U_{uit} hierdoor negatief. De energie van het opgebouwde magnetische veld

van L_1 wordt zo omgezet in ladingsenergie op C_2 die zich uit in de spanning over deze condensator.

De drie PWM-schakelingen samengevat in één figuur

Om ze goed uit elkaar te kunnen houden staan de die PWM-schakelingen bij elkaar in Figuur 10.12-7. De vormen van de spanningen en stromen in de originele figuren zijn weggelaten.



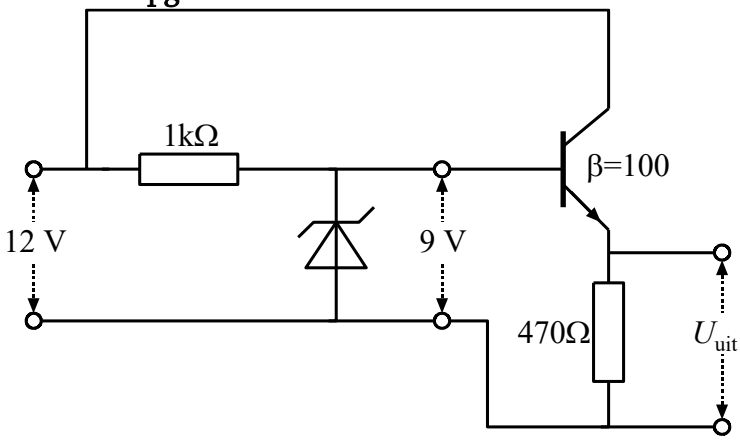
Figuur 10.12-7. De drie schakelingen met PWM bij elkaar voor een gemakkelijker vergelijking. Regelcircuit met PWM in grijs, de eigenlijke schakelingen in zwart. Stroompad bij T_1 in geleiding: rode pijlen. Stroompad bij T_1 gesperd: blauwe pijlen.

T_1 is steeds de poort die door de PWM open en dicht wordt gestuurd. L_1 is steeds de spoel die een spanningspuls maakt op de flank van de schakelpuls. D_1 is steeds de in de juiste

richting geschakelde gelijkrichtdiode die zorgt C_2 door de puls wordt opgeladen. C_1 is een ontkoppelcondensator aan de ingang van de schakeling.

10.13 Opgaven (antwoorden in 10.14)

10.13.1 Opgave 10-10.



De transistor is een siliciumtype. De spanning U_{uit} is ongeveer:

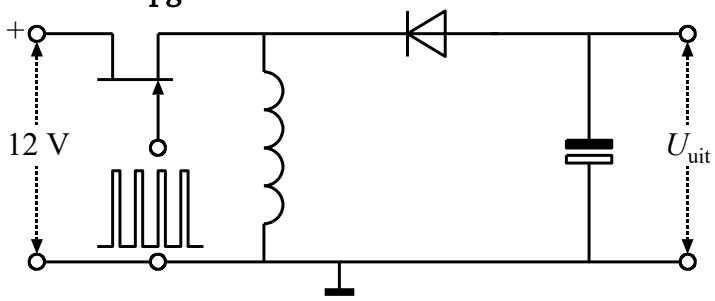
A. 12 V
B. 9,6 V
C. 9,0 V
D. 8,4 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

De nu volgende vier opgaven houden verband met elkaar. Daarom hebben ze dezelfde meerkeuzeantwoorden. Voor een maximaal leereffect is het goed, de antwoorden pas te controleren als je ze alle vier hebt beantwoord. Het is mogelijk, dit advies te negeren.

10.13.2 Opgave 10-11.

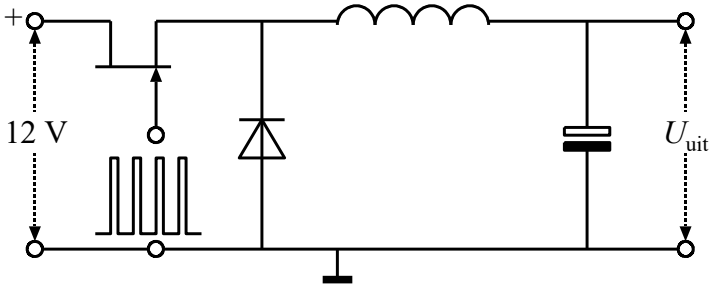


In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.13.3 Opgave 10-12.

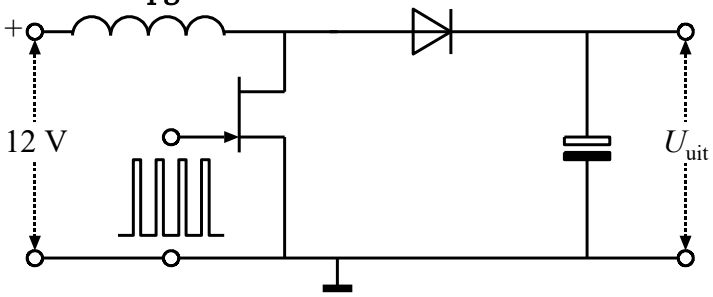


In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.13.4 Opgave 10-13.

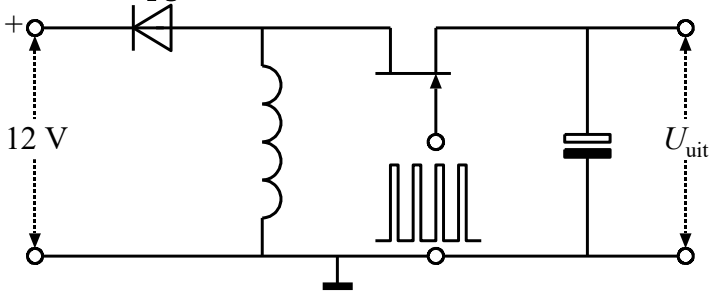


In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.13.5 Opgave 10-14.



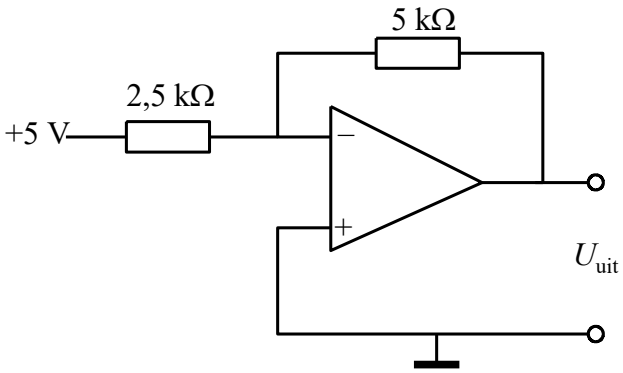
In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

10.14 Antwoorden bij de opgaven

10.14.1 Uitwerking van Opgave 10-1



De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

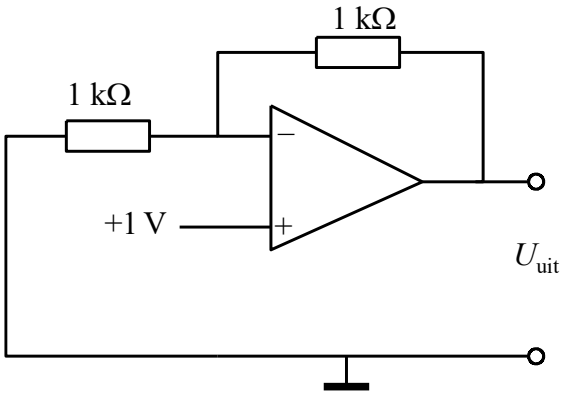
A. 10 V
B. **-10 V**
C. 2,5 V
D. -2,5 V

Uitwerking

De spanningsversterking is -5/2,5 is -2. (-2)*(+5 V) =-10 V. Antwoord B.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

10.14.2 Uitwerking van Opgave 10-2.



De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

A. 1 V
B. -1 V
C. 2 V
D. -2 V

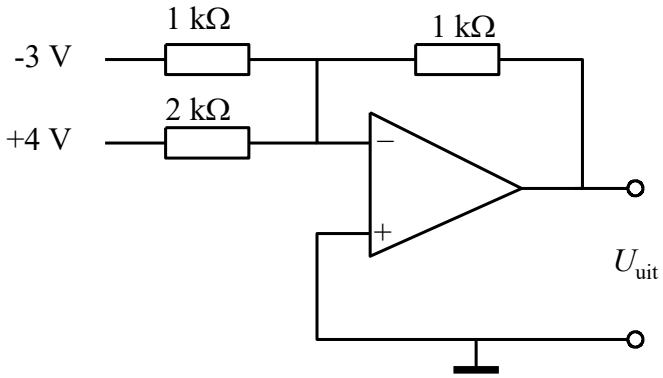
Uitwerking

De spanningsversterking via de niet-inverterende ingang is 1+1/1=2.

2*(+1 V) =2 V. Antwoord C.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

10.14.3 Uitwerking van Opgave 10-3.



De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

A. 1 V
B. -1 V
C. 5 V
D. 7 V

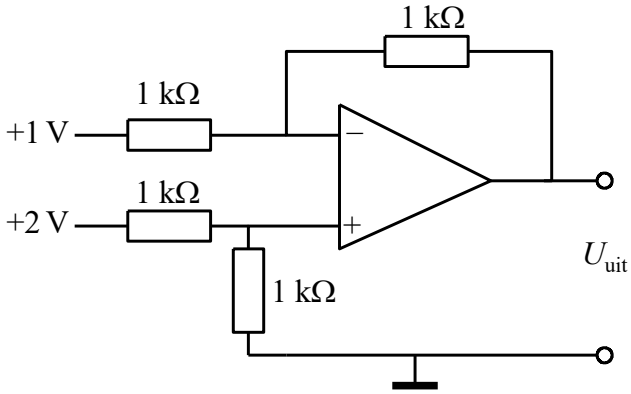
Uitwerking

In deze optelschakeling wordt de spanning van -3 V -1 maal versterkt. De spanning van +4 V wordt -½ maal versterkt.

De uitgangsspanning wordt dan (-3V)*(-1) + 4V*(-½) = 3 V – 2 V = 1 V. Antwoord A.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

10.14.4 Uitwerking van Opgave 10-4.



De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

A. 1 V
B. 2 V
C. 3 V
D. -1 V

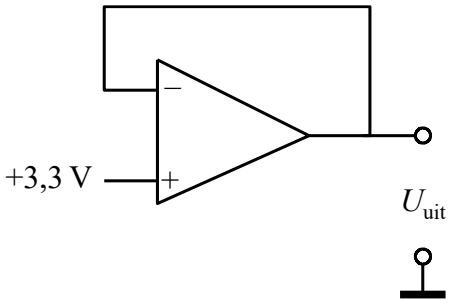
Uitwerking

Bij deze verschilversterker zijn alle weerstanden gelijk. Daarom geldt dat de uitgangsspanning U_{uit} gelijk is aan de ingangsspanning voor de niet inverterende ingang minus die voor de inverterende ingang.

2V – 1V=1V. Antwoord A.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

10.14.5 Uitwerking van Opgave 10-5.



De uitgangsspanning U_{uit} is

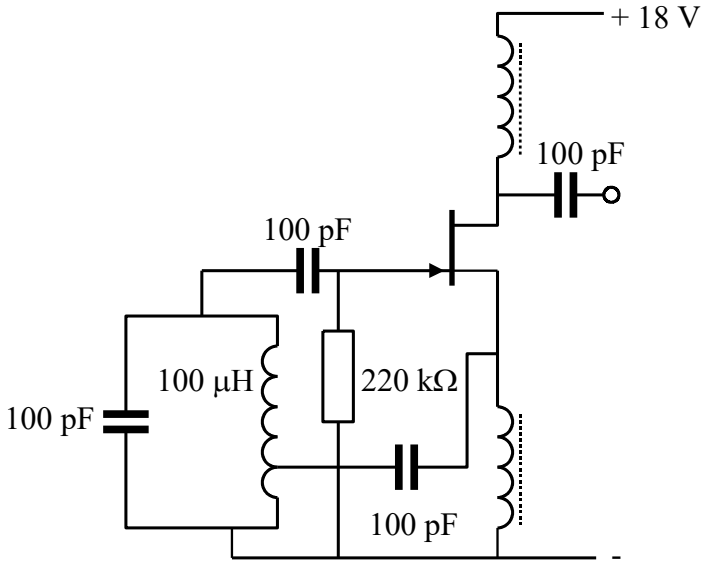
A. Niet te berekenen
B. Bij benadering oneindig
C. 2,7 V
D. 3,3 V

Uitwerking

De getoonde schakeling is een spanningsvolger. Dat is te zien aan de directe verbinding tussen uitgang en inverterende ingang. De versterking is daarom +1 en U_{uit} is gelijk aan de ingangsspanning van +3,3 V. Antwoord D

Terug naar de opgave

10.14.6 Uitwerking van Opgave 10-6.



De schakeling oscilleert

A. Niet
B. Op ongeveer 10 MHz
C. Op ongeveer 6,28 MHz
D. Op ongeveer 1,6 MHz

Uitwerking

De schakeling is een parallel gevoede Hartley-oscillator. Die hoort te werken, dus antwoord A valt af. De oscillatiefrequentie wordt bepaald door de spoel van 100 µH, dat is 10^{-4}H en de daaraan parallel geschakelde condensator van 100 pF, dat is 10^{-10} F. Toepassing van de vergelijking van Thomson (Hoofdstuk 5):

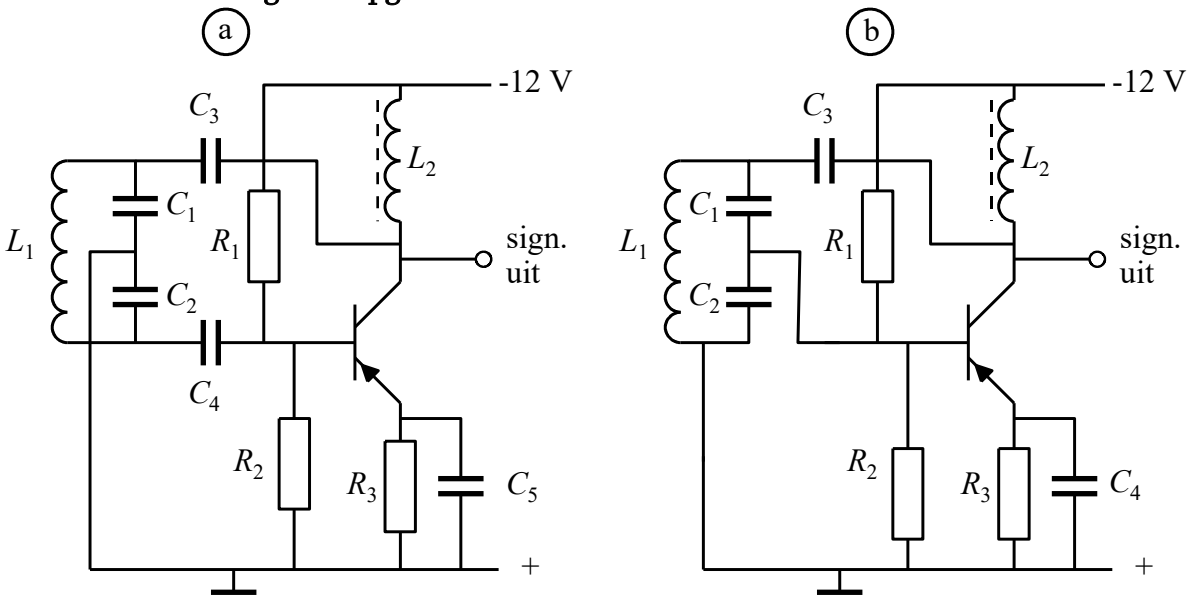
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

leidt tot een frequentie f van iets minder dan 1,6 MHz, antwoord D.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.14.7 Uitwerking van Opgave 10-7.



Welke schakeling oscilleert?

A. Schakeling a
B. Schakeling b
C. Geen van beide
D. Beide

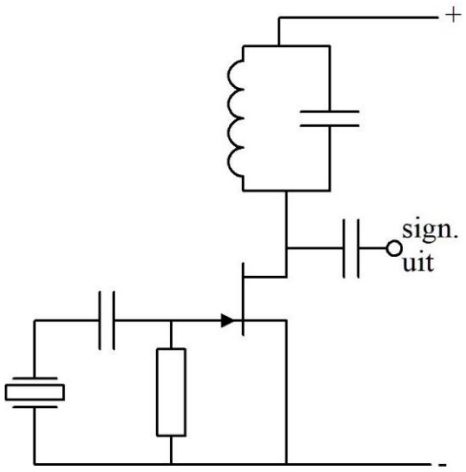
Uitwerking

Schakeling a oscilleert door de combinatie van (1) de geaarde middenaftakking op de kring beide uiteinden in tegenfase zijn (het wipwap-effect noemden we dat in de tekst) en (2) omdat de transistor in GES 180° fasedraaiing veroorzaakt. Samen is dat 360°, zodat er een positieve terugkoppeling is en de zaak oscilleert. Bij schakeling b is de middenaftakking in fase met het signaal op de collector en daarmee in tegenfase met dat op de basis van de transistor. Schakeling b kan daarom niet oscilleren en antwoord A is daarom juist.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.14.8 Uitwerking van Opgave 10-8.



Het kristal is gemaakt voor een grondfrequentie van 3 MHz. De schakeling oscilleert als de LC-kring in resonantie is op

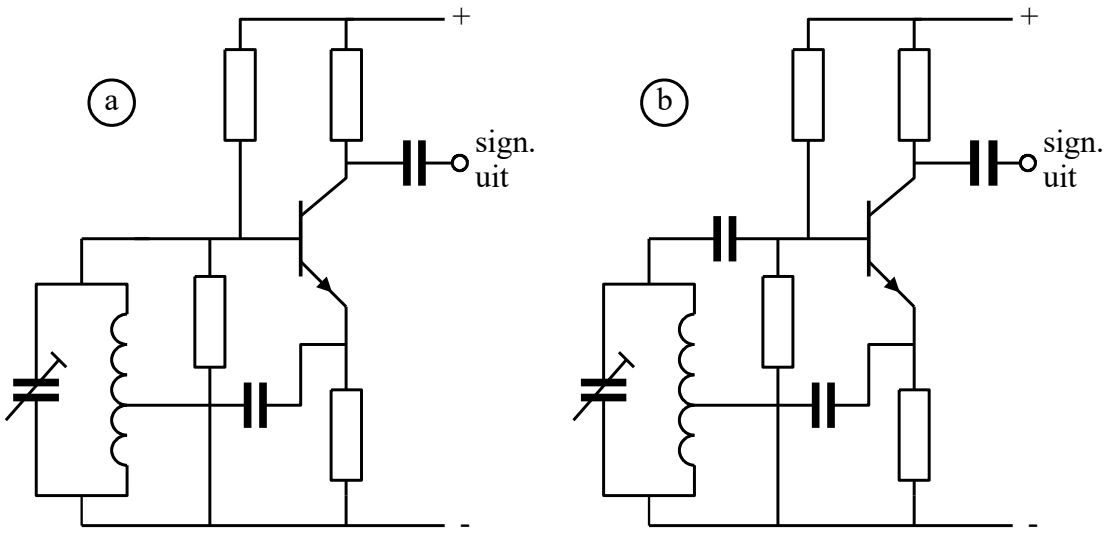
A. 1 MHz
B. 4,5 MHz
C. 7 MHz
D. 9 MHz

Uitwerking

De LC-kring moet resoneren op de grondfrequentie van het kristal of op een oneven harmonische, zodat het kristal in overtone kan resoneren. De grondfrequentie van 3 MHz staat niet in het lijstje. Een overtone wel, namelijk die van 9 MHz bij antwoord D. Dat is 'm dus.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

10.14.9 Uitwerking van Opgave 10-9.



Van de getoonde schakelingen oscilleert

A. Alleen schakeling a
B. Alleen schakeling b
C. Schakeling a en b
D. Geen van beide schakelingen

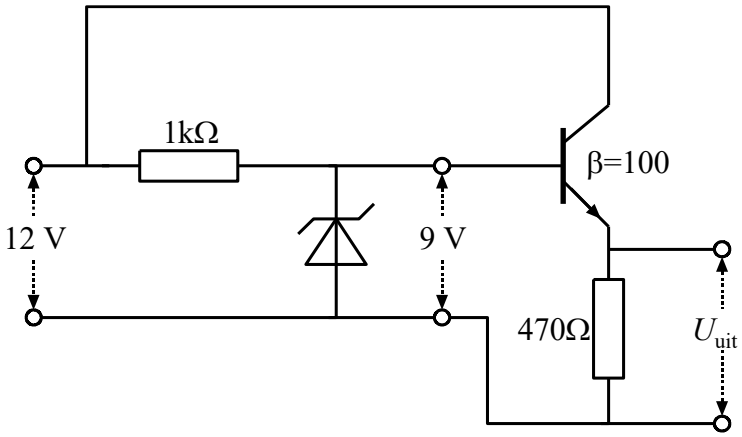
Uitwerking

In schema a ontbreekt de condensator in de basisleiding. Daardoor ligt de basisaansluiting voor gelijkspanning aan 0 V, voert de transistor geen stroom en doet dus niets.

In schema b is de condensator wel aanwezig en de schakeling is ook overigens een onberispelijke Hartley-oscillator. Dat betekent antwoord B.

Terug naar de opgave

10.14.10 Uitwerking van Opgave 10-10.



De transistor is een siliciumtype. De spanning U_{uit} is ongeveer

A. 12 V
B. 9,6 V
C. 9,0 V
D. 8,4 V

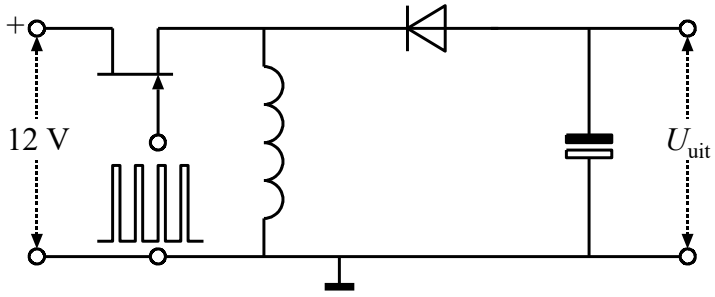
Uitwerking

Op de basis van de transistor staat de zenerspanning van 9 V. Op de basis-emitterovergang gaat daar ongeveer 0,6 V af. Er blijft dan ongeveer 8,4 V over. Antwoord D.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.14.11 Uitwerking van Opgave 10-11.



In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Uitwerking

Dit is een inverter. Let op de polariteit van de diode! De uitgangsspanning U_{uit} is daarom negatief. De enige negatieve spanning in het rijtje is antwoord D, dus die moet het zijn.

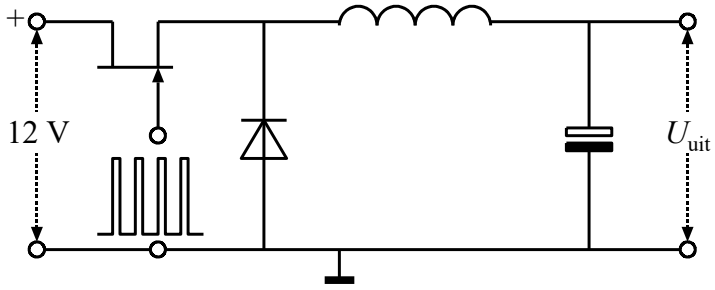
Opmerking

Wie naar de elco kijkt, ziet ook dat de spanning op de uitgang negatief moet zijn.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA

10.14.12 Uitwerking van Opgave 10-12.



In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

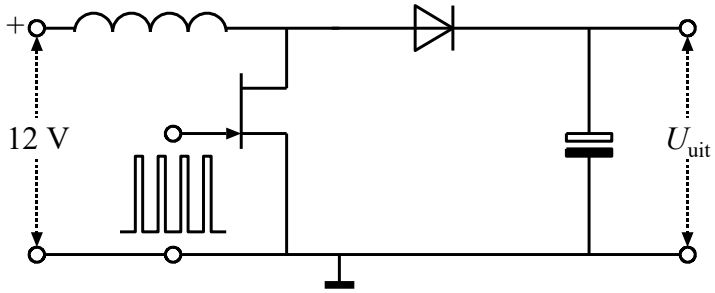
A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Uitwerking

Dit is een step-down schakeling. De uitgangsspanning U_{uit} is positief, maar lager dan de ingangsspanning. Er is maar één uitkomst in het rijtje die daaraan voldoet en dat is antwoord B.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

10.14.13 Uitwerking van Opgave 10-13.



In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

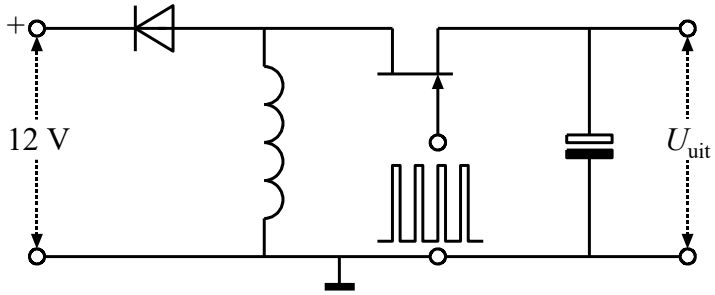
A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Uitwerking

We hebben hier te maken met een step-up schakeling. U_{uit} moet daarom groter zijn dan de ingangsspanning van 12 V en dat kan alleen maar antwoord A zijn. Bij meer antwoorden > 12 V zou de spanning afhangen van de duty-cycle, maar dat valt buiten de exameneisen.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

10.14.14 Uitwerking van Opgave 10-14.



In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

A. 18 V
B. 7,5 V
C. Niet te bepalen op basis van de gegevens
D. – 7,5 V

Uitwerking

Deze schakeling werkt niet, in elk geval niet als spanningsstabilisator. De diode op de ingang blokkeert de stroom en de FET zit ook op een verkeerde plaats. Misschien richt de gate nog wat stuurspanning gelijk. Dit is dus een nepschakeling. Het bijbehorende antwoord is dan ook C.

Terug naar de opgave

©2021, 2026 Vereniging van radiozendamateurs VRZA