



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)	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



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	57
10.12	Schakelende voedingen	57
10.12.1	Inleiding	57
10.12.2	De ladingspomp	59
10.12.3	Een blokvolfgestuurde gestabiliseerde schakelende voeding.....	60
10.12.4	Drie verschillende schakelingen met pulsbreedtemodulatie	61
10.13	Opgaven (antwoorden in 10.14)	66
10.13.1	Opgave 10-10.	66



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



10 Terugkoppeling, op-amps, oscillatoren, laagspanningsvoedingen

10.1 Wat leer je in dit hoofdstuk?

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

Bij de tegenkoppeling bespreken we de operationele versterker en enkele toepassingen ervan. Bij de meekoppeling komen oscillatoren aan bod. Dat zijn schakelingen die een frequentie 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:

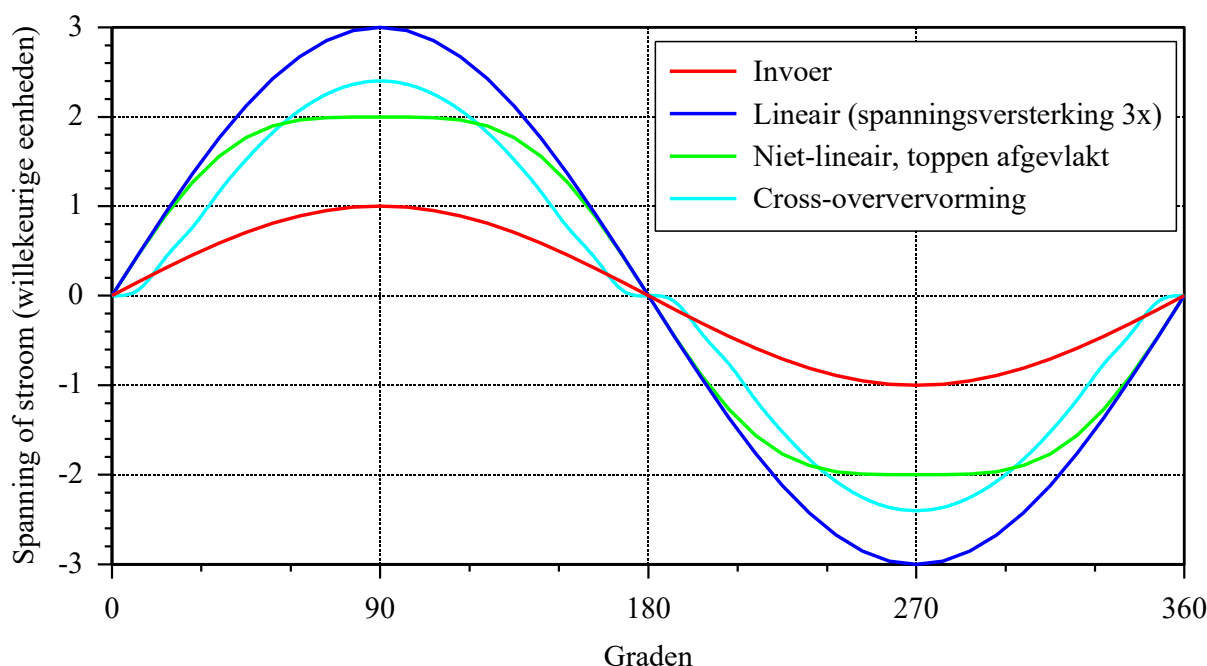
- *Negatieve terugkoppeling*. Die wordt meestal *tegenkoppeling* genoemd. Het teruggevoerde signaal is in tegenfase (dus 180° in fase verschoven) ten opzichte van het ingangssignaal. Bij gelijkspannings- of gelijkstroomschakelingen heeft het teruggekoppelde signaal omgekeerde polariteit.
- *Positieve 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, als het om meekoppeling gaat, de term *terugkoppeling* tegen. Zonder de toevoeging *positief* of *negatief* is dan niet duidelijk of mee- of tegenkoppeling wordt bedoeld. Vaak -maar niet altijd- blijkt dat dan wel uit de rest van de tekst.

10.2.2 Tegenkoppeling

Tegenkoppeling vermindert, zoals te verwachten valt, 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.

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 (in de praktijk zijn er nog heel veel andere!).



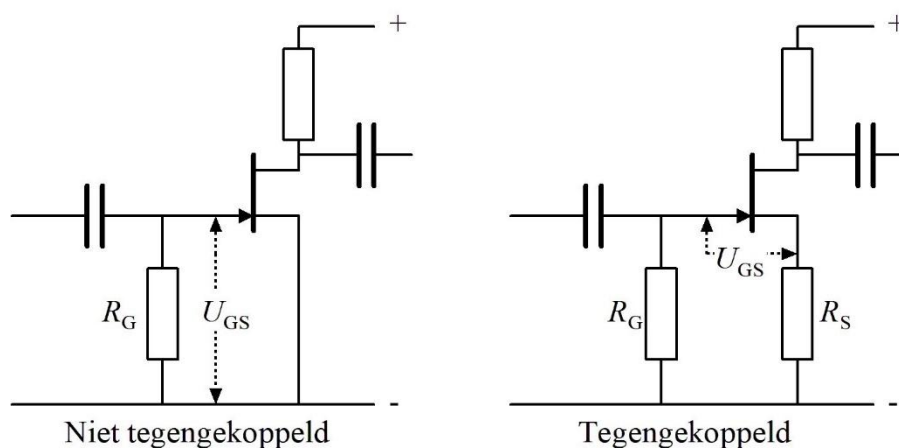
Figuur 10.2-1. Enkele voorbeelden van lineaire en niet-lineaire versterking. *Rood*: ingevoerde sinus. *Donkerblauw*: lineair versterkt (3x). *Groen*: Niet-lineair, toppen afgevlakt, bijvoorbeeld door te grote amplitude van hetingangssignaal. *Lichtblauw*: Niet-lineair door cross-oververvorming bij een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

Vervorming in een versterker is 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 ‘tegenkoppeling’ is gevallen, hebben we er al kennis mee gemaakt. Dat was de niet-ontkoppelde source-, kathode- of emitterweerstand. Figuur 10.2-2 toont twee FET-schakelingen: één zonder sourceweerstand 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 geeft aan dat S niet voor elke momentele waarde van U_{GS} even groot is. Het gevolg is enige vervorming op de uitgangswisselspanning.



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 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 dan ook 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 500 en 250 Ω . Verhouding tussen hoogste en laagste: 2:1. In serie met een sourceweerstand van 1000 Ω wordt dat 1500 en 1250 Ω , een verhouding van 1,2:1. 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 korter is. Bij tegenkoppeling gebruik je een (veel) kleiner stuk van de steilheidskarakteristiek dan zonder. Daardoor wordt de vervorming nog eens (veel) kleiner.

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.

Als een schakeling 10 keer versterkt en $1/10$ deel van het versterkte signaal wordt teruggevoerd naar de ingang, dan zou, ook als de signaaltoevoer wegvalt, het signaal zichzelf in theorie eeuwig in stand houden. 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 van dat verschijnsel gebruik gemaakt om ontvangers smalbandiger en gevoeliger te maken.

Wordt er meer 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. Denk bijvoorbeeld aan de voedingsspanning die een harde grens stelt aan de signaalamplitude. Soms trekt een schakeling zich vanzelf in klasse C, zoals we in Hoofdstuk 9 zagen en wordt maar een deel van de wisselspanning versterkt. Eigenlijk is dat een vorm van tegenkoppeling die het uit de hand lopen van het effect van meekoppeling op een natuurlijke manier voorkomt.

Bij de oscillatoren maken we kennis met de belangrijkste toepassing van meekoppeling in de praktijk van de zendamateur.

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 zullen een aantal schakelingen met deze onderdelen behandelen.

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 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 $0\ \Omega$; 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

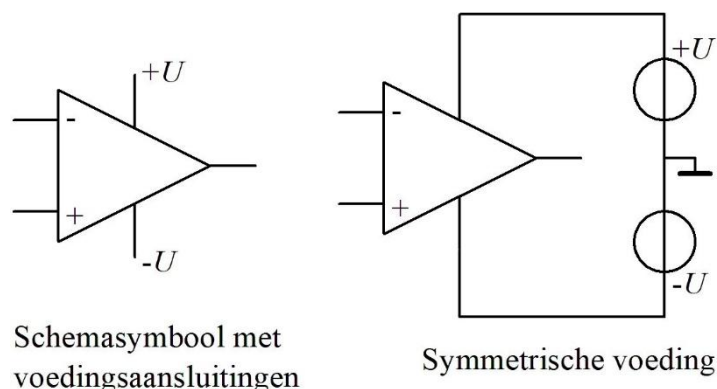
- Een zeer hoge versterking
- Een zeer hoge ingangsweerstand
- Een lage uitgangsweerstand.
- Een laag uitgangsvermogen
- Een frequentiebereik (bandbreedte) dat afhangt van de gerealiseerde versterking (bandbreedte maal gerealiseerde versterking is een vast getal dat afhangt van het type). Een opamp versterkt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

Een opamp heeft verder

- Twee ingangen. De één invertteert (=zet op de uitgang het ingangssignaal in versterkte vorm op zijn kop), de ander invertteert 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*. De 0 V zit er midden tussen. 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 heen en weer. Er is geen principieel bezwaar tegen kleinere voedingsspanningen. Bij beschikbaarheid van een enkele voedingsspanning kan de 0 V vaak via een spanningsdeler tussen de positieve (of negatieve) voedingsspanning en 0 V (massa) worden gerealiseerd.

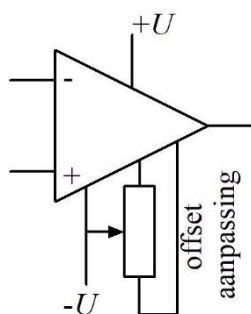
10.3.4 Schemasymbool en nulpuntsinstelling

Het schemasymbool van een opamp zien we in Figuur 10.3-1, met het schema van een symmetrisch gevoede opamp ernaast.



Figuur 10.3-1. Schemasymbool operationele versterker (opamp). De inverterende ingang is aangegeven met $-$ en de niet inverterende met $+$. In schema's vind je de min meestal boven en de plus meestal onder. De aansluitingen voor de voedingsspanning die in schema's zelden worden getekend, zijn aangegeven met $+U$ en $-U$. De aansluiting rechts op de punt van de driehoek is de signaaluitgang. Rechts een opamp met gebruikelijke symmetrische voeding.

De 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 op straffe van oververhitting van de opamp.

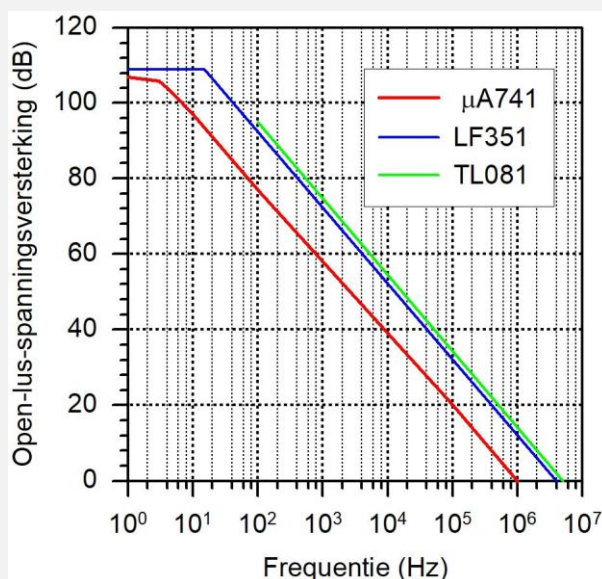
Waar al die aansluitingen zitten, vind je in databoeken en op Internet. Tik het typenummer in en je vindt het, al dan niet met enige moeite. Probeer het eens met “741”.

De spanningsversterking van een opamp ligt zonder tegenkoppeling in de orde van 10^5 tot 10^6 . Dat heet de open-lus-versterking. We zullen er het symbool A_0 voor gebruiken. 10^5 tot 10^6 is bij versterking vrijwel altijd een goede benadering van ∞ (oneindig). Die enorme versterking wordt met tegenkoppeling teruggebracht tot handzame waarden. De open-lus-versterking neemt lineair af met toenemende frequentie. Zie het kadertje hieronder.

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 $\mu A741$, de LF351 en de TL081.

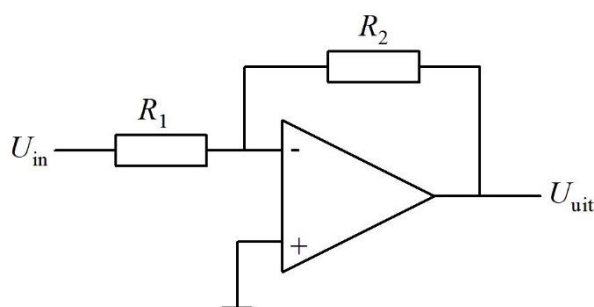


Figuur 10.3-3. Open-lusversterking en frequentie voor drie typen opamp, $\mu A741$, LF351 en TL081.

De $\mu A741$ 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 $\mu A741$ heeft een signaalingang met geïntegreerde transistoren, de andere twee hebben geïntegreerde FET's voor een extreem lage ingangsstroom. De figuur toont aan dat opamps ongeschikt zijn voor HF-toepassingen.

10.3.5 De tegengekoppelde inverterende versterker

Het schema is te zien in Figuur 10.3-4.



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

De spanning op de niet-inverterende ingang (met de +) is 0, want deze ingang ligt aan massa (0 V, zolang niet anders vermeld). 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 en staat dus in het kadertje. De uitkomst is dat wel en komt direct na het kadertje.

Voor de liefhebbers, géén examenstof!

R_1 en R_2 in Figuur 10.3-4 vormen een spanningsdelers 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

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

De open-lus-versterking A_0 maakt dat

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

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

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

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

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

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

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

De laatste vergelijking binnen het kadertje luidt:

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

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 $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ en $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ en $U_{in} = 1 \text{ V}$. Dan is $U_{uit} = -5 \text{ V}$. De vervangingsweerstand van de serieschakeling van R_1 en R_2 bedraagt $60 \text{ k}\Omega$ of korter: 60 k . De spanning erover is 1 V min -5 V is 6 V . De stroom is dan $0,1 \text{ mA}$, dus staat over R_1 een spanning van $0,1 \text{ mA} \cdot 10$

$k\Omega = 1\text{ V}$ en over R_2 $0,1\text{ mA} \cdot 50\text{ k}\Omega = 5\text{ V}$. Het sterretje * betekent “maal” en is dus een 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 gelijk.**

Hiermee komen we tot drie conclusies omtrent tegengekoppelde opamps.

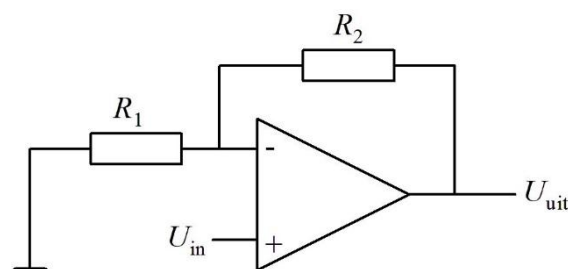
1. De spanningsversterking A_U van een tegengekoppelde operationele versterker zoals in Figuur 10.3-4, bedraagt $-R_2/R_1$.
2. De spanningen op de inverterende en de niet-inverterende ingang van een tegengekoppelde opamp zijn in de praktijk gelijk.
3. De ingangsweerstand van een tegengekoppelde operationele 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 bij 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 nog $1\times$ en dan dus niet meer versterkt. Opamps zijn dan ook niet bedoeld voor hoge frequenties, integendeel. Voor frequenties in het hoorbare gebied, dus 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 en op de niet-inverterende ingang.

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:

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

Waaruit volgt

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

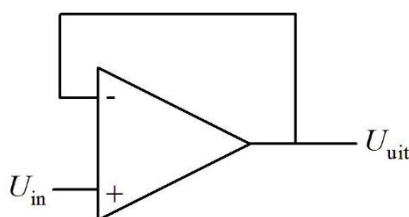
En dus geldt

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

De spanningsversterking van de schakeling is dus $1 + R_2/R_1$. Dat gaat dus net iets anders dan bij de inverterende opamp-schakeling. **Op examens kan dat een gemene 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 opampschakeling 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. Een weerstand in de tegenkoppellus is overbodig. De spanning op de inverterende ingang moet volgens conclusie 2 op pagina 12 gelijk zijn aan die op de niet-inverterende ingang. De inverterende ingang hangt aan de uitgang. Dan zijn in Figuur 10.3-6 de spanningen op beide ingangen en de uitgang gelijk.

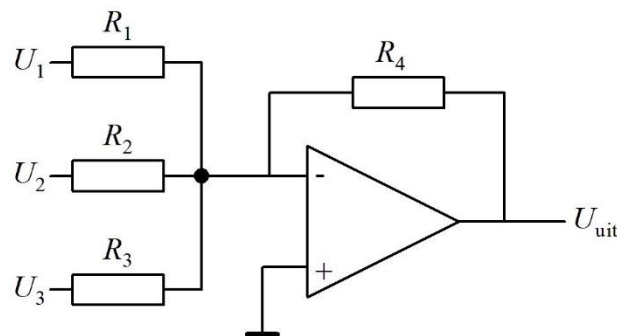
De uitgangsweerstand is extreem laag, namelijk gelijk aan de toch al lage waarde zonder tegenkoppeling, gedeeld door de volle open-lus-versterking. Voor de ingangsweerstand geldt het omgekeerde: die is gelijk aan de toch al hoge ingangsweerstand zonder tegenkoppeling maal de open-lus-versterking.

De opamp is niet voor niets een rekenversterker. Je kunt er spanningen mee optellen en hem gebruiken als verschilversterker. Er zijn nog veel meer mogelijkheden, maar die

vallen buiten de eisen van het zendexamen. We behandelen nog 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 met versterking -1 worden gehaald, maar die zullen we er niet bij tekenen. Het is voldoende dat je dit weet; meestal wordt er niet naar gevraagd of het minteken komt wel bij de antwoorden in de multiple-choice. Het schema staat in Figuur 10.3-7.



Figuur 10.3-7. Optelschakeling met een opamp.

De bijbehorende vergelijking luidt

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

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 .

Voor n spanningen $U_1 \dots U_n$ staan er n termen tussen de haakjes. Bij gelijke ingangsweerstanden, dus $R_1=R_2=\dots=R_n=R_{\text{in}}$ en R_{n+1} als tegenkoppelweerstand is de weerstand in de tegenkoppellus (dat is R_4 in Figuur 10.3-7, waarin $n=3$) geldt

$$U_{\text{uit}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n) \frac{R_{n+1}}{R_{\text{in}}} \quad (10.3-10)$$

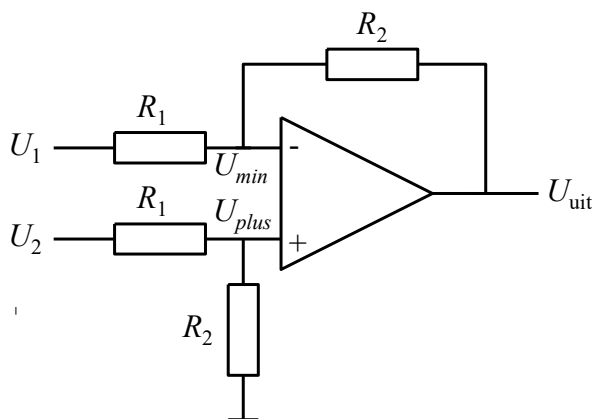
En voor $R_{n+1}=R_{\text{in}}$ geldt

$$U_{\text{uit}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n) \quad \text{mits } R_{n+1} = R_{\text{in}} \quad (10.3-11)$$

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. Dit is dan ook een lastiger schakeling dan de optelschakeling die we zojuist hebben gezien.

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



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:

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

Dat U_1 in vergelijking (10.3-12) een minteken heeft en U_2 een plus heeft, zoals gezegd, alles te maken met de versterkeringang waarmee ze zijn verbonden. De nu volgende afleiding in de gele kadertjes van vergelijking (10.3-12) is geen examenstof. Wie daarin niet geïnteresseerd is, kan de twee gele kadertjes die hieronder volgen, overslaan.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Afleiding van vergelijking (10.3-12)

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 (10.3-12). 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

$$U_{uit} = -\frac{R_2}{R_1} U_1 \quad (U_2 = 0) \quad (10.3-13)$$

Vervolg op de volgende bladzijde.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Voortzetting van de vorige bladzijde. Nu stellen we $U_1 = 0$. Volgens punt 2 op bladzijde 12 geldt voor elke tegengekoppelde opampschakeling dat $U_{min} = U_{plus}$. Volgens de vergelijking voor de spanningsdelers uit Hoofdstuk 3 geldt dan:

$$U_{plus} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2 = U_{min} \quad (U_1 = 0) \quad (10.3-14)$$

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

$$U_{min} = U_{uit} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{plus} \quad (U_1 = 0) \quad (10.3-15)$$

Uit (10.3-14) en (10.3-15) volgt dan

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

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

$$U_{uit} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2 \rightarrow U_{uit} = \frac{R_2}{R_1} U_2 \quad (U_1 = 0) \quad (10.3-17)$$

Door optellen van de uitkomsten van de vergelijkingen (10.3-13) en (10.3-17) ontstaat vergelijking (10.3-12) die geldt voor alle waarden van U_1 en U_2 :

$$U_{uit} = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

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

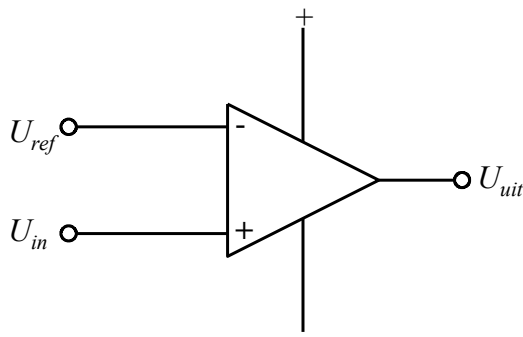
$$U_{uit} = U_2 - U_1 \quad (10.3-18)$$

Hier past nog wel een opmerking met het oog op de praktische toepassing. De waarden van de 2 stuks weerstanden R_1 en van de twee weerstanden R_2 moeten onderling zo min mogelijk verschillen. 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.



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 krijgen we het tegengestelde verhaal.

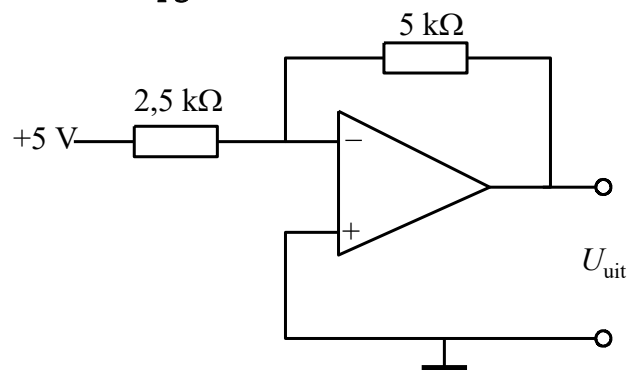
De toepassing ligt vooral bij de overgang tussen analoge en digitale delen van schakelingen. Digitale schakelingen behandelen we verderop in deze cursus. Analooog is alles wat we tot nu toe hebben behandeld.

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)

De tekst van een opgave is nooit over twee bladzijden verdeeld. De uitwerkingen staan in paragraaf 10.14. Onder elke opgave staat een link 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.

10.4.1 Opgave 10-1.



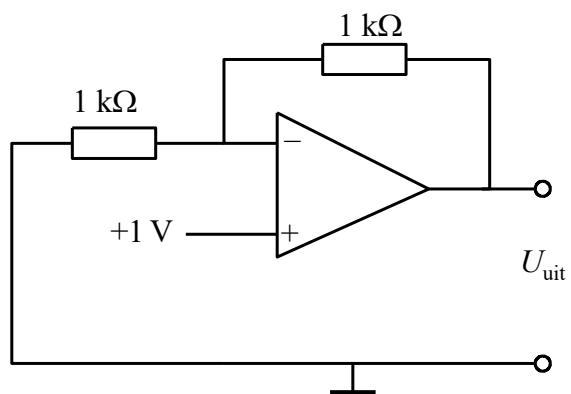
De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

- 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.



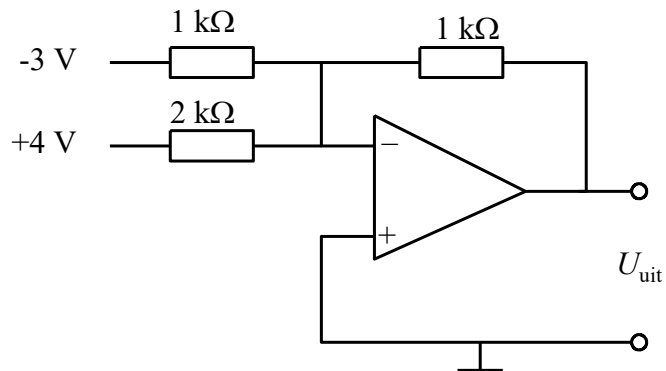
De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

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

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



10.4.3 Opgave 10-3.



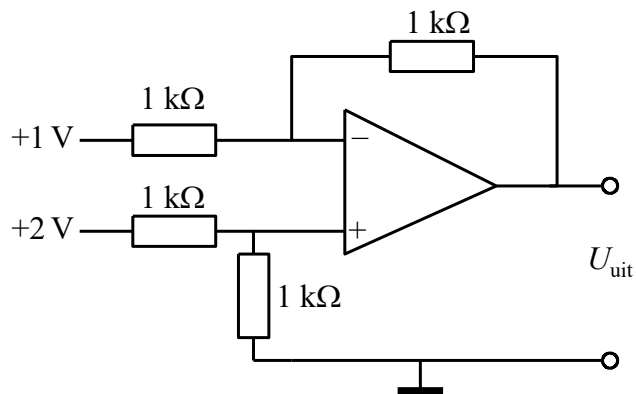
De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

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

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



10.4.4 Opgave 10-4.



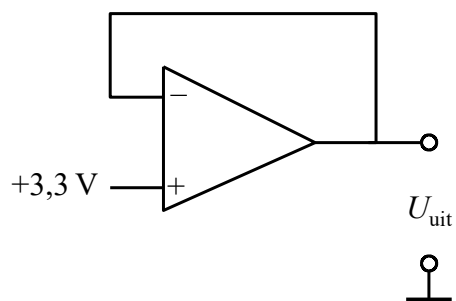
De uitgangsspanning U_{uit} bedraagt

- 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 *oscillator*.

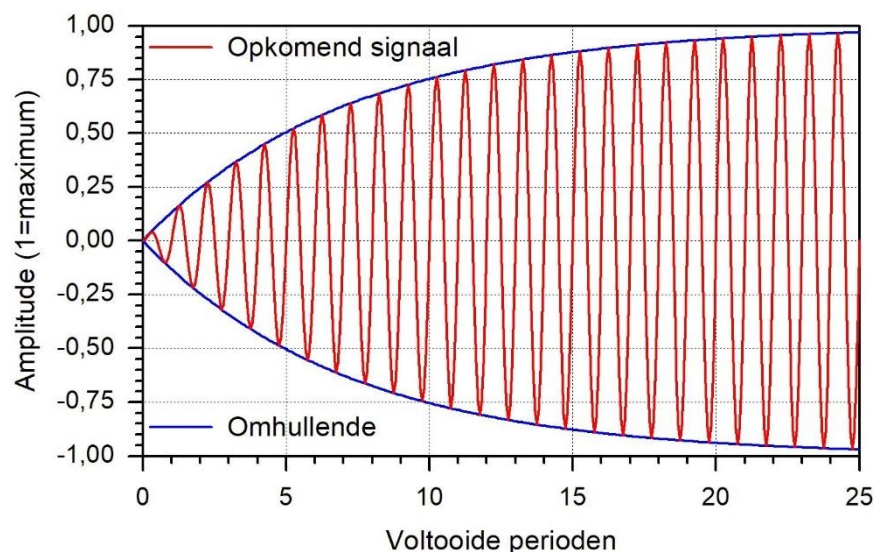
Voor een oscillator zijn drie ingrediënten nodig:

- 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.

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 een rem op de groei wordt. Maar meestal '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; het is vaak ook genoeg als een versterkend element zich door dit effect instelt op een laag punt van de steilheidskarakteristiek waar de helling kleiner wordt en de versterking dus lager. Een (berekend) voorbeeld van een oscillator die op gang komt, zien we in Figuur 10.5-1.



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

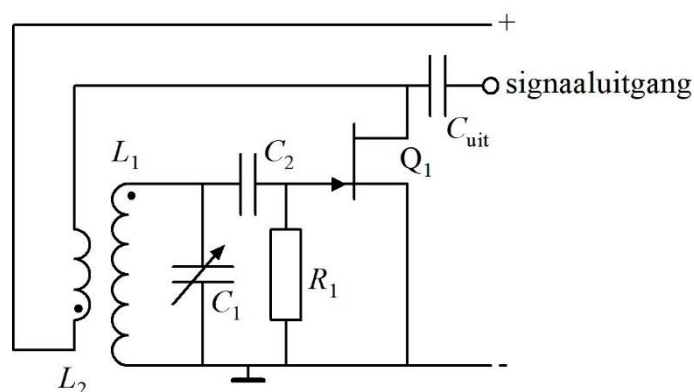
De sinusgolf is rood getekend. De blauwe kromme verbindt de toppen van de sinussen. Deze kromme wordt *omhullende* (Engels: *envelope*) genoemd. Met omhullenden maken we in een volgend hoofdstuk nader kennis als de amplitudemodulatie aan de orde komt.

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 en de LC's in schakelingen voor hogere frequenties. LR-schakelingen zijn in theorie ook mogelijk. Doordat oscillatorschakelingen met weerstanden over het algemeen in de lagere frequenties worden gebruikt, worden spoelen dan al gauw onhandzaam groot. We behandelen in deze cursus van dit grote gezelschap de LC-oscillatoren. Die zijn voor de praktijk van de zendamateur van groot belang en daarom examenstof. Daarnaast leren we kristaloscillatoren kennen. Daarin staan bijzondere eigenschappen van kwartskristallen centraal. Ook maken we kennis met LC-oscillatoren waarin (een deel van) de capaciteit in de LC-kring wordt gevormd door capaciteitsdioden (Hoofdstuk 7), waardoor hun oscillatiefrequentie met behulp van een spanning kan worden veranderd.

10.5.3 Een eenvoudige oscillator met inductieve koppeling

We beginnen met een (hopelijk) gemakkelijk te begrijpen oscillator (Figuur 10.5-2). Het is waarschijnlijk 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.



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. In dit geval is die 180° .

De FET is via de gate en C_2 verbonden met de afstembare LC-kring van L_1 en C_1 . C_1 is variabel. Zo is de frequentie van de oscillator instelbaar. Met een vaste C_1 werkt de oscillator op een vaste frequentie.

De drain van FET Q_1 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. Dat zijn de uiteinden van de spoelen die onderling in fase zijn.

Het oscillatorsignaal kan via C_{uit} worden afgenomen. C_{uit} kan ook worden verbonden met een aftakking op L_2 of een derde inductief met de kring gekoppelde wikkeling.

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 en de spanning over de condensator knijpt de FET zover af, dat de rondgaande versterking precies 1 wordt. C_2 heeft daarmee 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. Dat is meestal de rem.

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 precies 1 is. Bij een vergroting van de amplitude gebeurt dat ook, maar 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 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.

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 FETs in oscillatoren beter dan bipolaire transistoren. Een onhebbelijkheid van buizen is dat de hete kathode ze verwarmt en zo de inwendige capaciteiten beïnvloedt.



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 door minstens twee in serie geschakelde condensatoren 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 alle LC-oscillatoren is de LC-kring het frequentiebepalende element. De oscillator oscilleert op de resonantiefrequentie ervan. Voor de resonantiefrequentie f_{res} geldt de vergelijking van Thomson (Hoofdstuk 5):

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

De kring kan zijn opgenomen in alle drie de basisschakelingen, zoals besproken in Hoofdstuk 8. Ook kunnen alle drie de versterkende elementen zijn toegepast die in datzelfde hoofdstuk zijn behandeld. Dat betekent dus drie elementen in drie basisschakelingen. Dat zijn $3 \times 3 = 9$ mogelijkheden. Dan hebben we nog de mogelijkheden van inductieve of capacitieve aftakking zoals die hiervoor in 10.5.4 kort aan de orde kwamen. Dat brengt het aantal mogelijkheden op $2 \times 9 = 18$. Daarop zijn nog weer verschillende variaties 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 bij het versterkende element terugkomen**. Bekijk schema's met dit principe in het achterhoofd. Je hoeft op het examen geen schema's te ontwerpen, maar je moet wel kunnen beoordelen wat wel en wat niet kan werken.

We ordenen de oscillatortypen in:

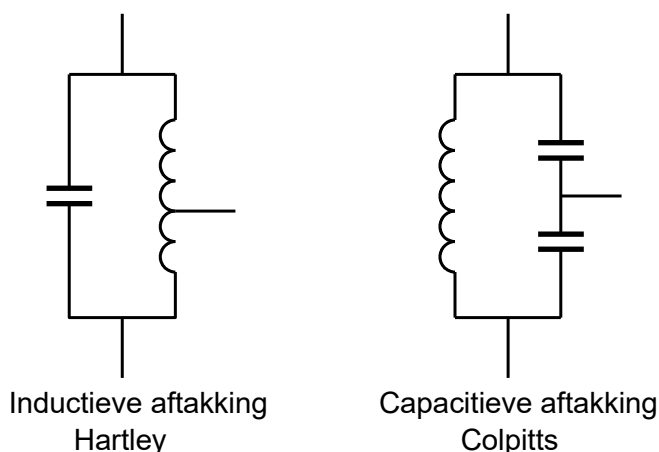
- Gemeenschappelijke drain-, collector- en anodeschakeling (GDS, GCS, GAS)
- Gemeenschappelijke gate-, basis- en roosterschakeling (GGS, GBS, GRS)
- Gemeenschappelijke source-, emitter- en kathodeschakeling (GSS, GES, GKS)

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

De oscillator met capacitieve aftakking is ook van een Amerikaan, ook uit 1915, uitvinder Edwin H. Colpitts. Beide zijn dus genoemd naar hun geestelijke vaders. Figuur 10.5-3 laat

de opbouw van de twee afgestemde kringen zien. De horizontale lijn in beide schakelingen is de aftakking.

Dat brengt ons meteen bij een ezelsbruggetje om Colpitts en Hartley uit elkaar te houden: **Colpitts begint met de C van capaciteit; Hartley met de H van Henry, de eenheid van zelfinductie.**

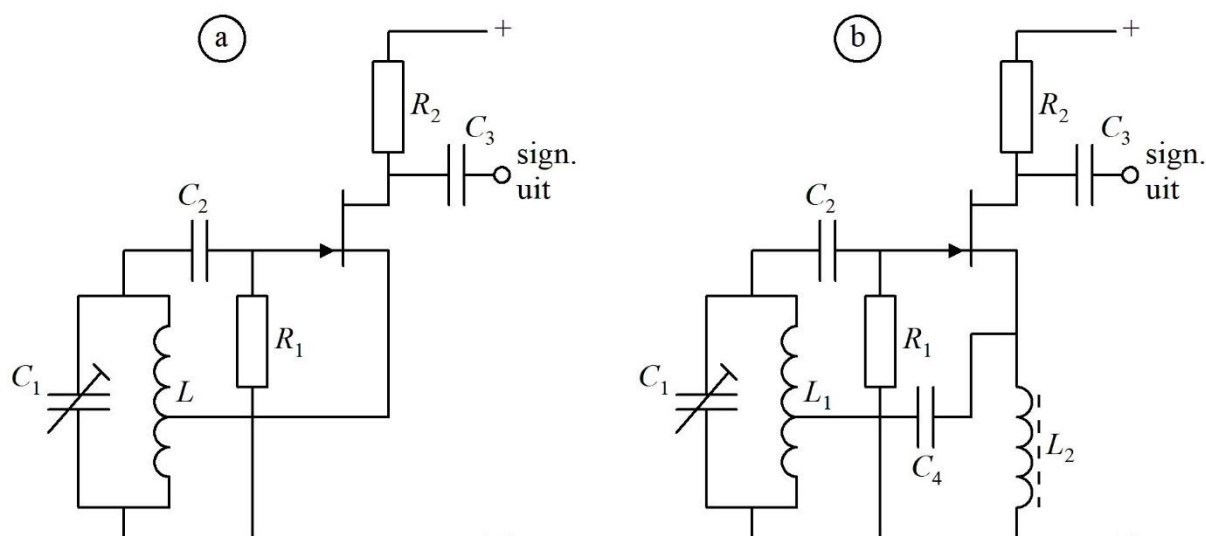


Figuur 10.5-3. Kringen met aftakking van de twee hoofdtypen LC-oscillatoren. Links het type Hartley met inductieve aftakking; rechts het type Colpitts met capacitieve aftakking.

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. Dan 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.



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

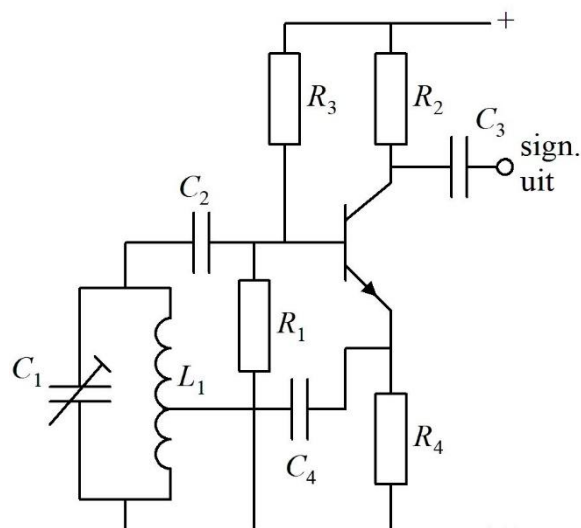
Voor de uitleg nemen we variant (a). De oscillatie wordt opgewekt tussen gate en source. Uit hoofdstuk 8 weten we dat de sourcevolger geen spanning versterkt, maar wel vermogen. Het afstemdeel bestaat uit L en C_1 . De sourcestroom passeert een deel van L . De wisselspanning van de oscillatiefrequentie wordt in de spoel opgetransformeerd (autotrafo!) 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 k Ω tot 1 M Ω - en veroorzaakt dan ook verwaarloosbare 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 een eigen route hebben. De gelijkstroom loopt via de smoorspoel L_2 , de wisselstroom via koppelcondensator C_4 .

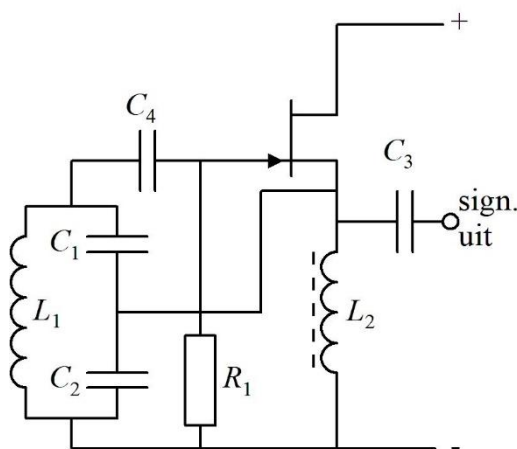
In beide gevallen wordt het opgewekte signaal afgenomen van de drain via het systeemtype R_2 en C_3 . Vreemd bij een GDS? Nee, ook door een gemeenschappelijke drain loopt een onzuivere wisselstroom waarvan je een wisselspanning kunt maken. Het signaal afnemen via een met L_1 inductief gekoppelde spoel 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 vervangen door weerstand R_4 om de gelijkstroominstelling van de transistor in de hand te houden en op de basis staat de bekende spanningsdeler (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.

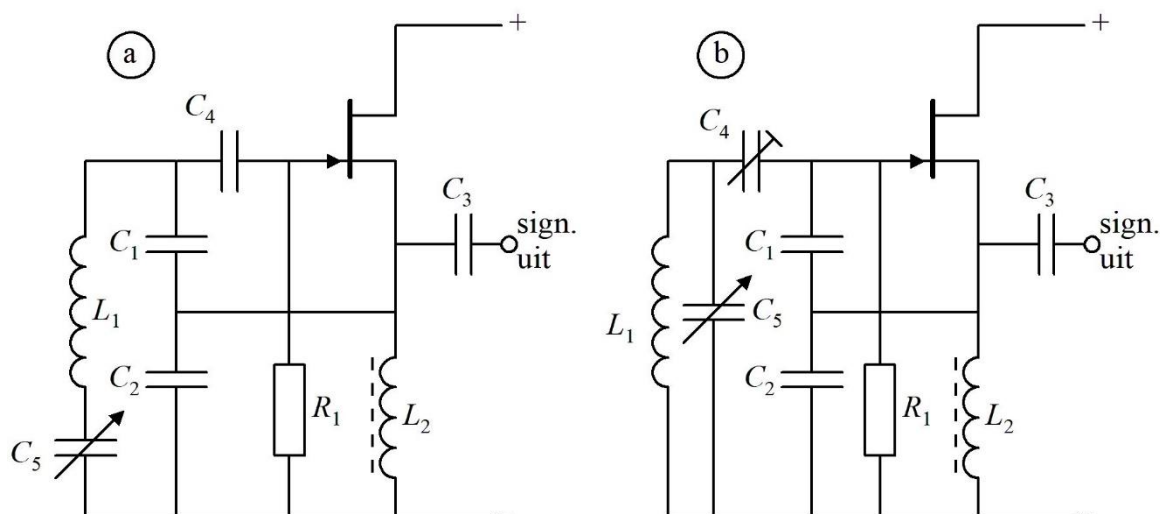
Bij een Colpitts is er geen sprake van serievoeding om de eenvoudige reden dat een capacitieve aftakking nu eenmaal geen gelijkstroom doorlaat. In Figuur 10.5-6 staat een voorbeeld van een Colpittsoscillator in GDS.



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 kern. Wat de uitvoering betreft is dat zelden praktisch.

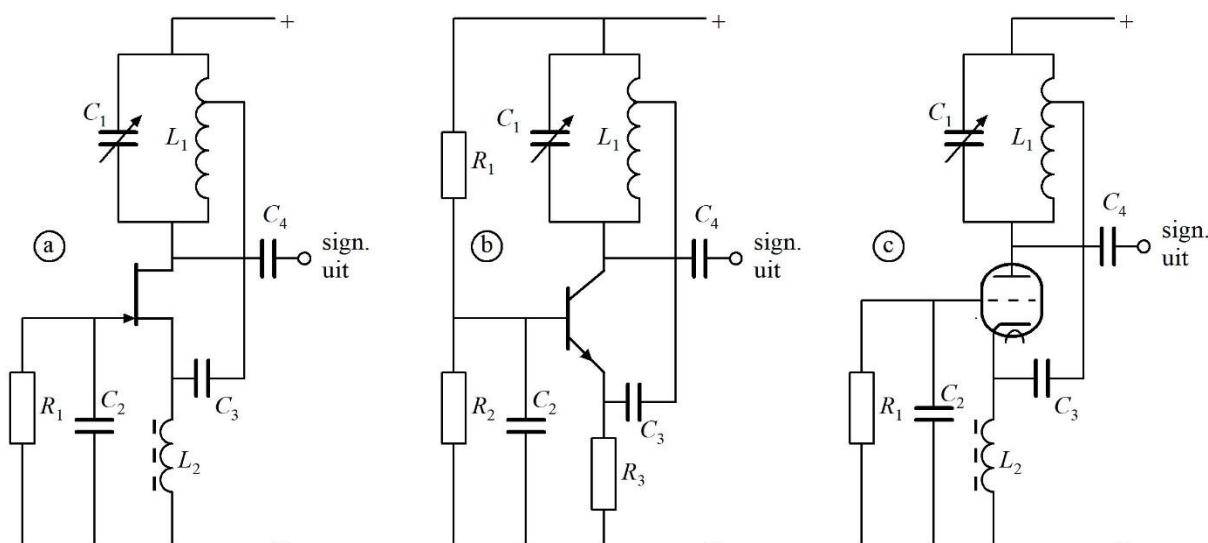
C_5 zit meestal tussen spoel en aarde (massa). Dan kan de (metalen) as met de nulspanning (massa) worden verbonden. Zo wordt voorkomen dat de degene die de schakeling bedient, capacitief wordt verbonden met de kring. Dat geeft allerlei ongewenste effecten. Het verschijnsel staat bekend onder de naam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

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 kring 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.

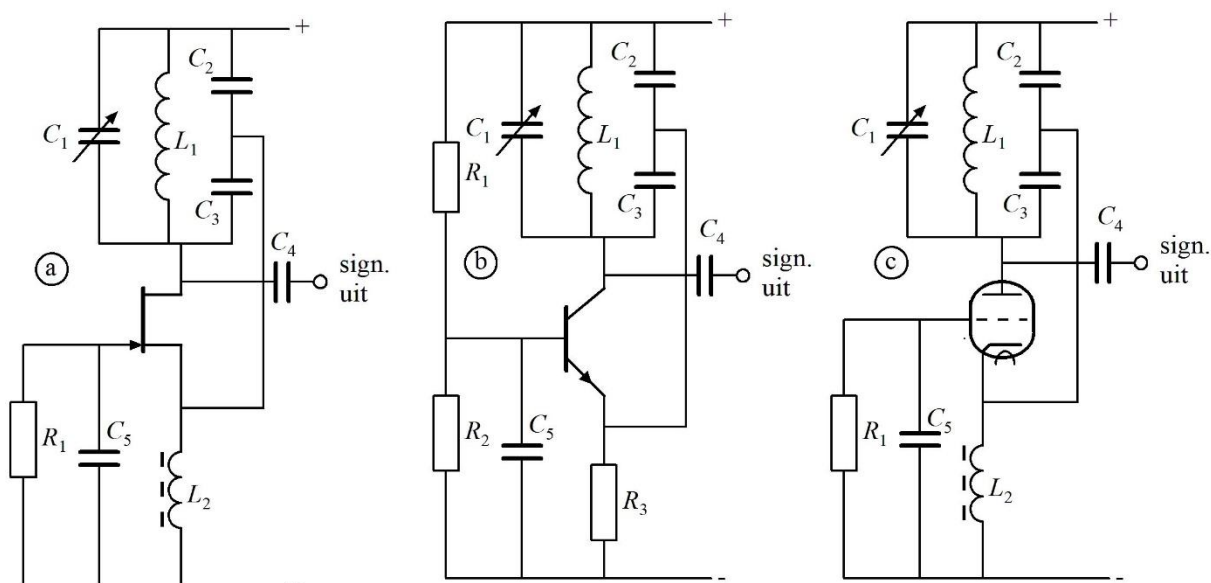


Figuur 10.5-8. Hartley-oscillator in GGS met N-FET (a), in GBS met NPN-transistor (b) en in GRS met triode (c).

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 de laagohmige signaalingang.

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).



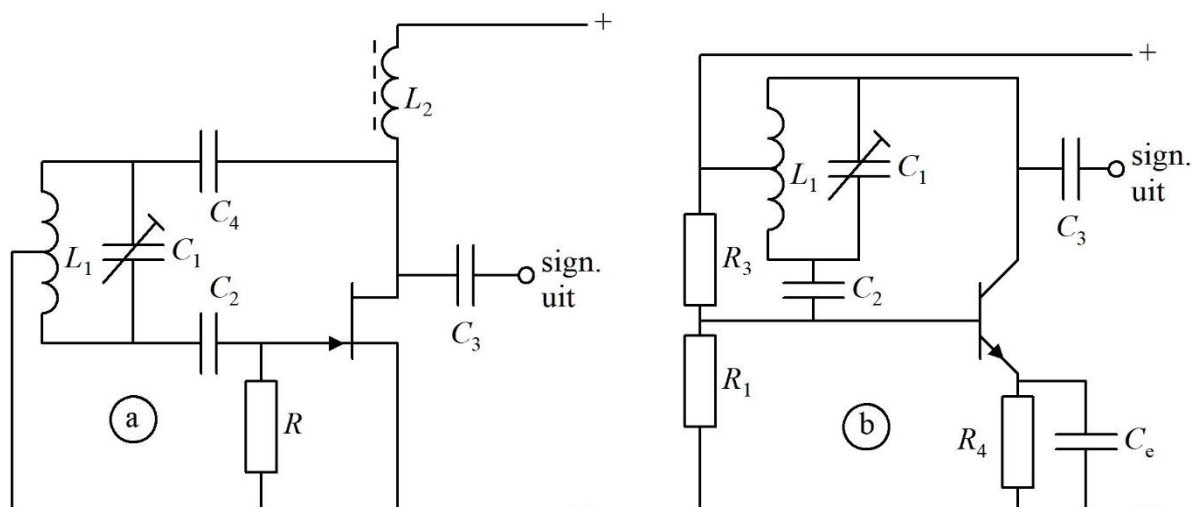
Figuur 10.5-9. Colpitts-oscillator in GGS met N-FET (a), in GBS met NPN-transistor (b) en in GRS met triode (c). Schakelingen verder als die in Figuur 10.5-8.

Ook hier is een laagohmige verbinding van 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 $5 \cdot 5 = 25$ keer.

10.5.8 Oscillatoren in GSS, GES en GKS

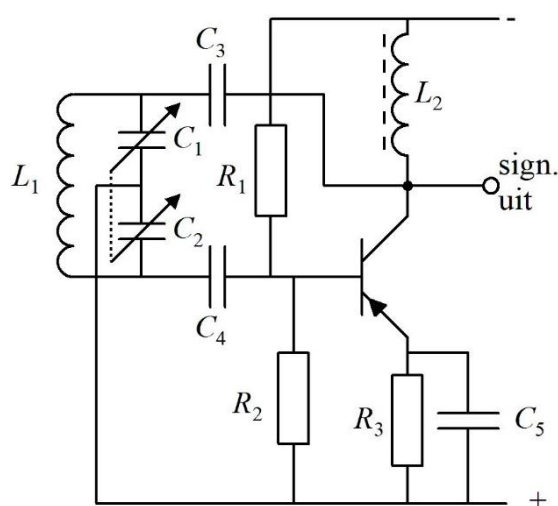
Deze drie basisschakelingen geven een fasedraaiing van 180° tussen signaalingang en -uitgang. Dat betekent tegenkoppeling en dan oscilleert er niets. Er moet daarom onderweg nog een fasedraaiing van 180° optreden om de schakeling aan het oscilleren te krijgen.

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 die 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.



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 'rem' op de oscillatie (een dubbelrol voor C_2 dus, net als in de voorgaande schakelingen) en L_2 en C_3 zorgen voor doorgave van het uitgangssignaal. In het seriegevoede voorbeeld in (b) ontbreekt natuurlijk C_4 . Net als in Figuur 10.5-5 is R_4 de emitterweerstand. In de figuur is hij ontkoppeld met C_e . Zonder ont koppeling werkt de schakeling ook als de versterking groot genoeg is. Figuur 10.5-11 geeft de Colpitts-versie.



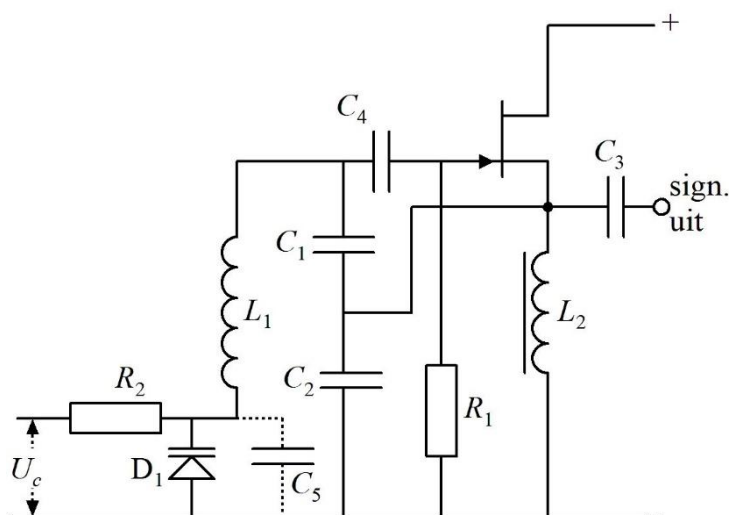
Figuur 10.5-11. Colpitts-oscillator met afstemkring tussen basis en collector van een PNP-transistor.

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 wip-wap die we voor dit doel ook al bij de Hartley tegenkwamen. Door de gearde 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 toegepast. Elektronische in plaats van handmatige 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 een nieuwe 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 voldoende hoog zijn om de Q van de kring niet te bederven. Om de gedachten te bepalen: 100 k Ω 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. Druk het kristal de andere kant op en de polariteit keert om. De vervormingen zijn te klein om ze met het blote oog te zien.

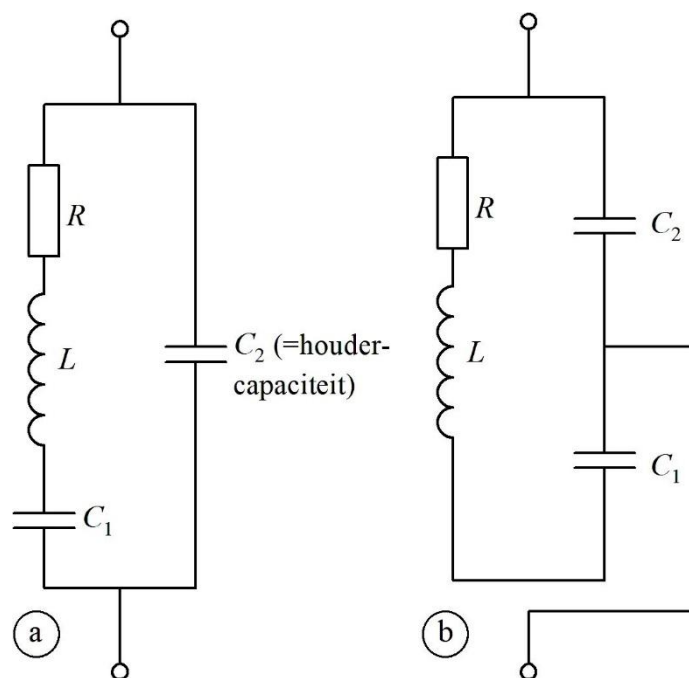
Omgekeerd vervormt het kristalplaatje iets als er tussen beide vlakken een spanning komt te staan. Dat betekent dat elektrische energie door een kwarskristal in vervorming kan worden omgezet en vervorming in elektrische energie.

Dit laatste is belangrijk, want daardoor kun je met een kwarskristalschijfje 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 kwarskristal. In deze cursus gebruiken we het symbool links (met open rechthoek). In andere teksten kun je ook het rechter symbool (met zwarte rechthoek) tegenkomen.

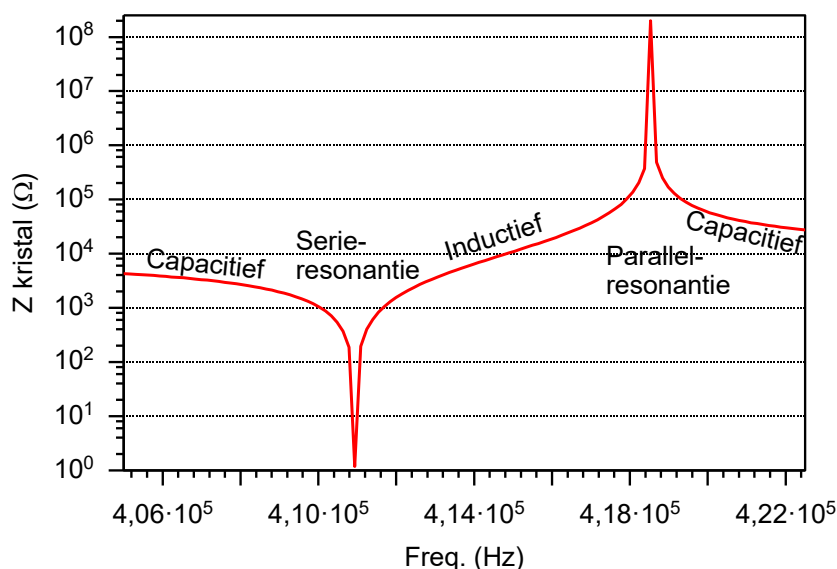
Het vervangingsschema van een kwarskristal met houder staat in Figuur 10.6-2.



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

Je kunt een kwarskristal zien als serie- en als parallelkring. In Figuur 10.6-2 lijken ze misschien op het eerste gezicht verschillend, maar ze zijn het niet. 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.

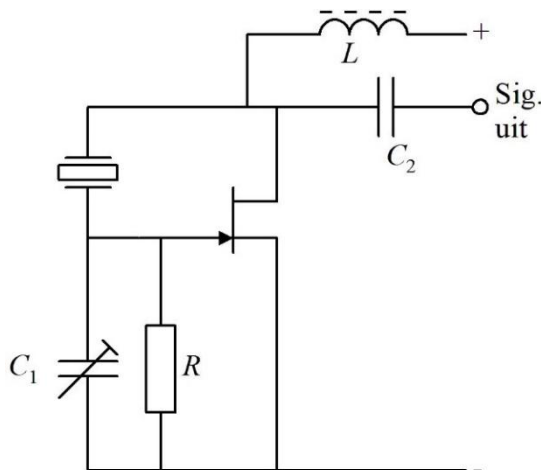


Figuur 10.6-3. Impedantie van een kwartskristal voor ruim 400 kHz als functie van de frequentie.

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 serieresonantie punt de reactantie van C_1 het hoogst; op het resonantie punt zijn de reactanties van C_1 en L gelijk en daar voorbij is de reactantie van L het hoogst. Op het tweede resonantie punt, 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.

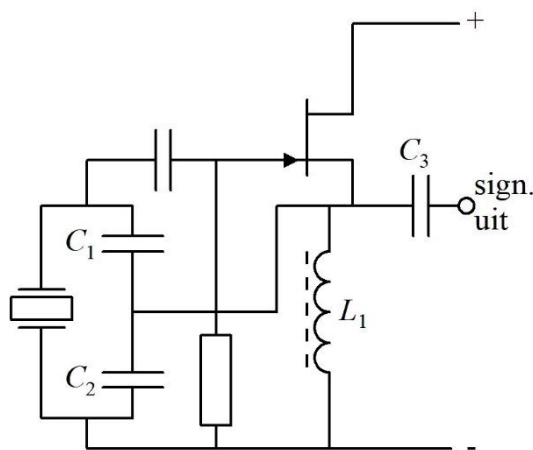


Figuur 10.6-4. Pierce-oscillator.

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

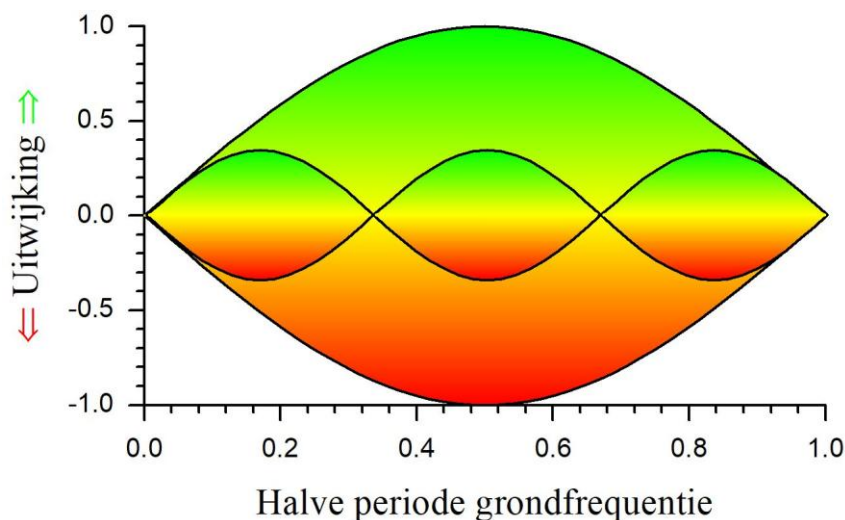


Figuur 10.6-5. Colpitts-oscillator met een kristal in plaats van een afgestemde LC-kring

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

10.6.4 De overtone oscillator

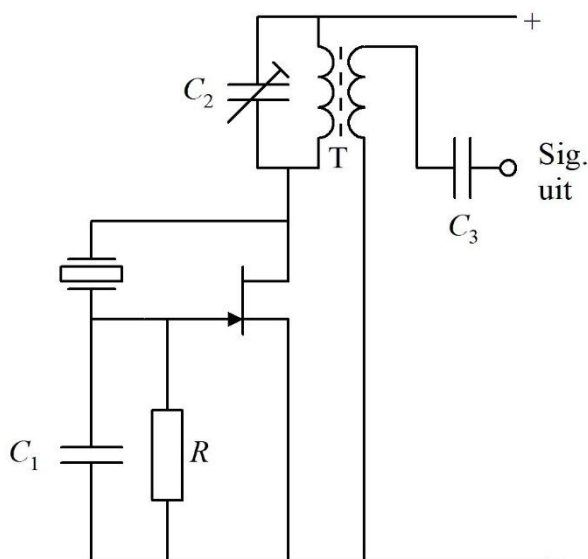
De overtone oscillator laat een kristal op een **oneven harmonische** van de grondfrequentie oscilleren. Meestal is dat de 3e harmonische, maar de 5e wordt ook toegepast; nog hogere harmonischen zelden. Reden: hoe hoger de harmonische, des te lastiger is de schakeling in oscillatie te krijgen. Vergelijkbaar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



Figuur 10.6-6. Trilling van een snaar in grond- en derde boventoon, 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).



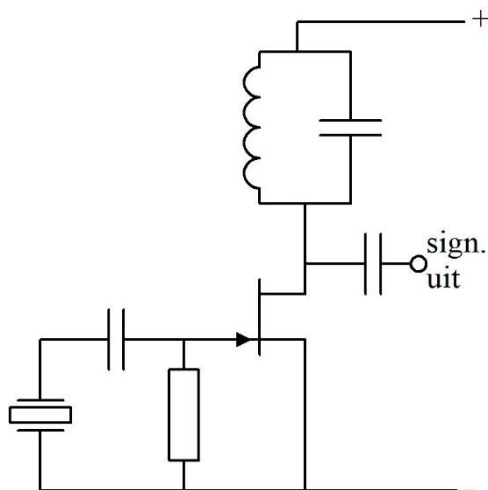
Figuur 10.6-7. Pierce-oscillator voor overtone-oscillatie.

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

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, 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.



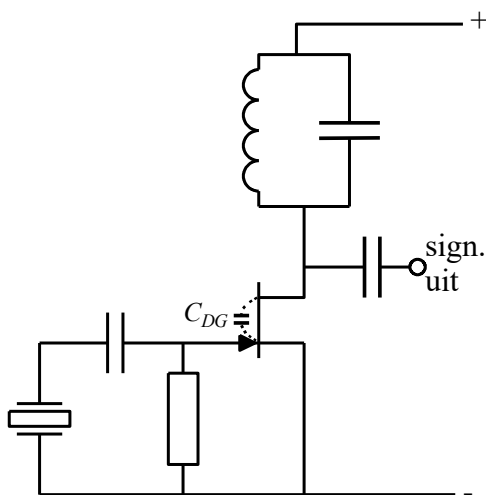
Figuur 10.6-8. De Miller-oscillator.

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 resonatiefrequentie 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.

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).

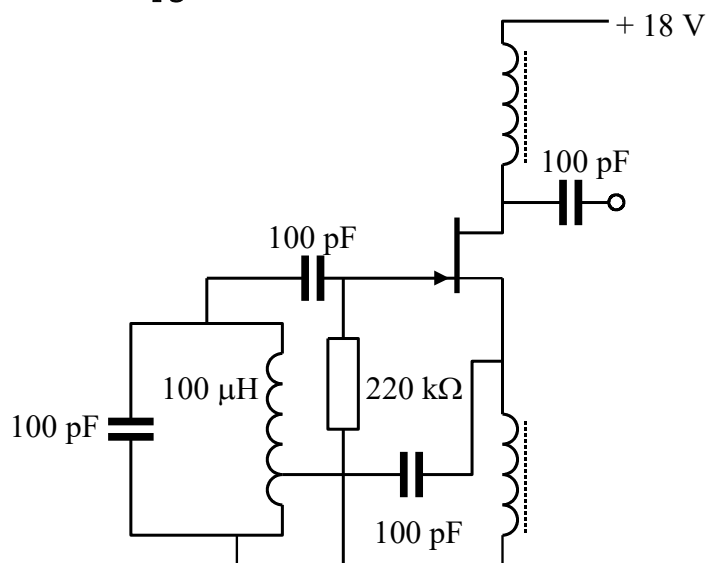
Voor de liefhebbers, géén examenstof! Het Miller-effect (vervolg).

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 daarom alleen bedoeld voor de liefhebbers!

10.7 Opgaven (antwoorden in 10.14)

10.7.1 Opgave 10-6.



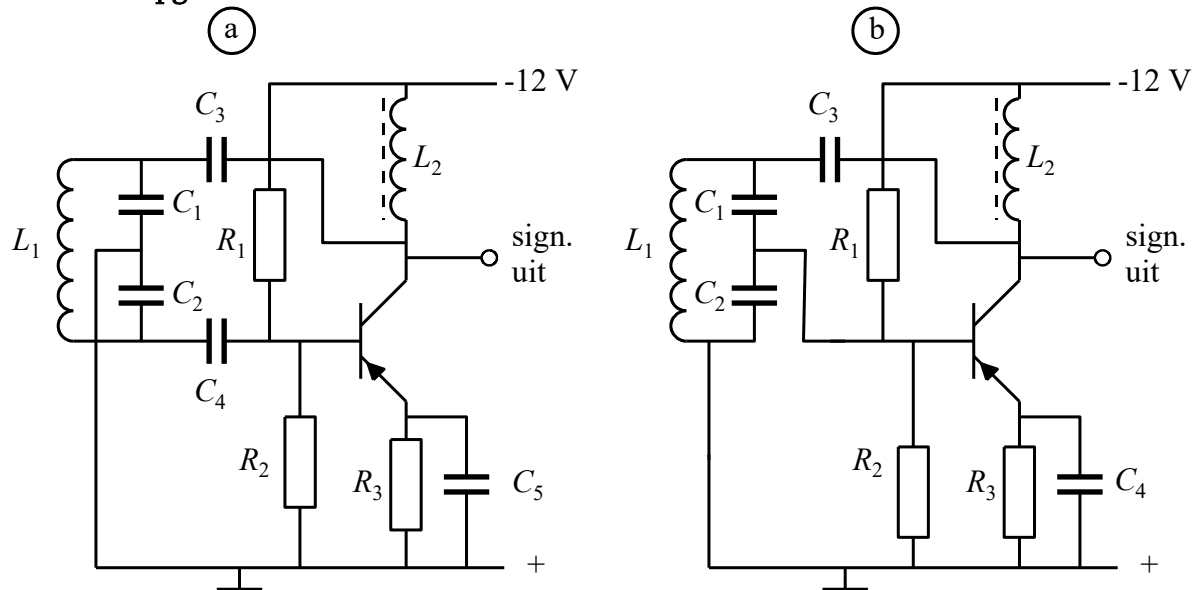
De schakeling oscilleert

- 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.



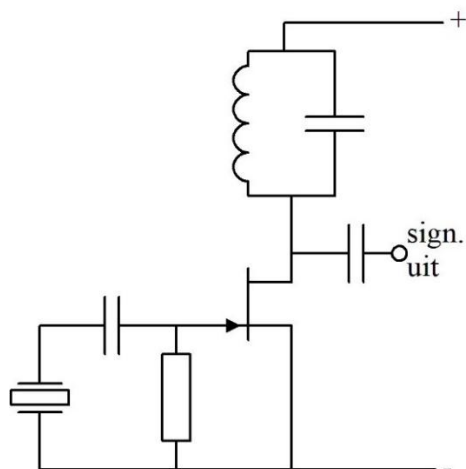
Welke schakeling oscilleert?

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

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



10.7.3 Opgave 10-8.

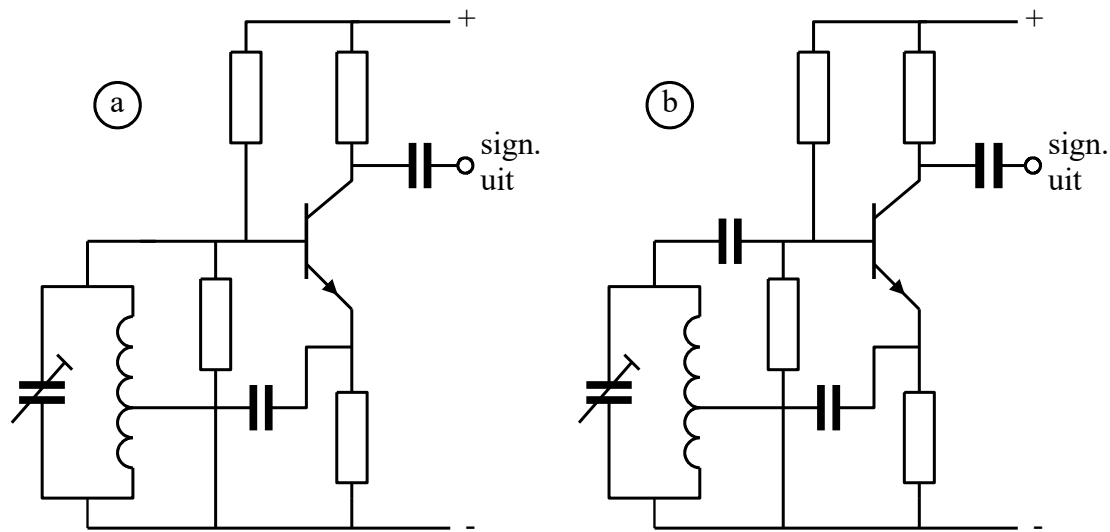


Het kristal is gemaakt voor een grondfrequentie van 3 MHz. De schakeling oscilleert als de LC-kring in resonantie is op

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

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

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





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:

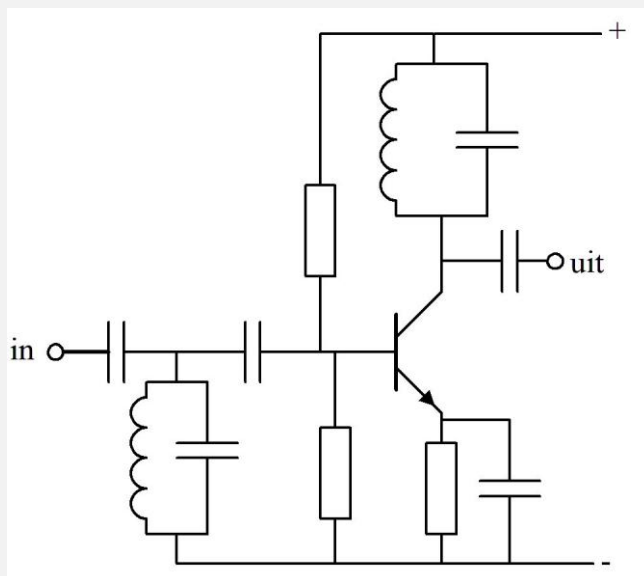
- Versterk niet meer dan nodig is, bijvoorbeeld door toepassing van tegenkoppeling;
- Organiseer de bedrading van de schakeling zo, dat zo min mogelijk koppeling tussen signaalvoerende leidingen optreedt. Leg ze niet parallel en scherm opeenvolgende versterkertrappen en vooral hun signaalin- en -uitgangen 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!

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 dus 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



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 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

1. Versterking maal teruggekoppeld vermogen $\geq$ oorspronkelijk vermogen en
2. Beide 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.

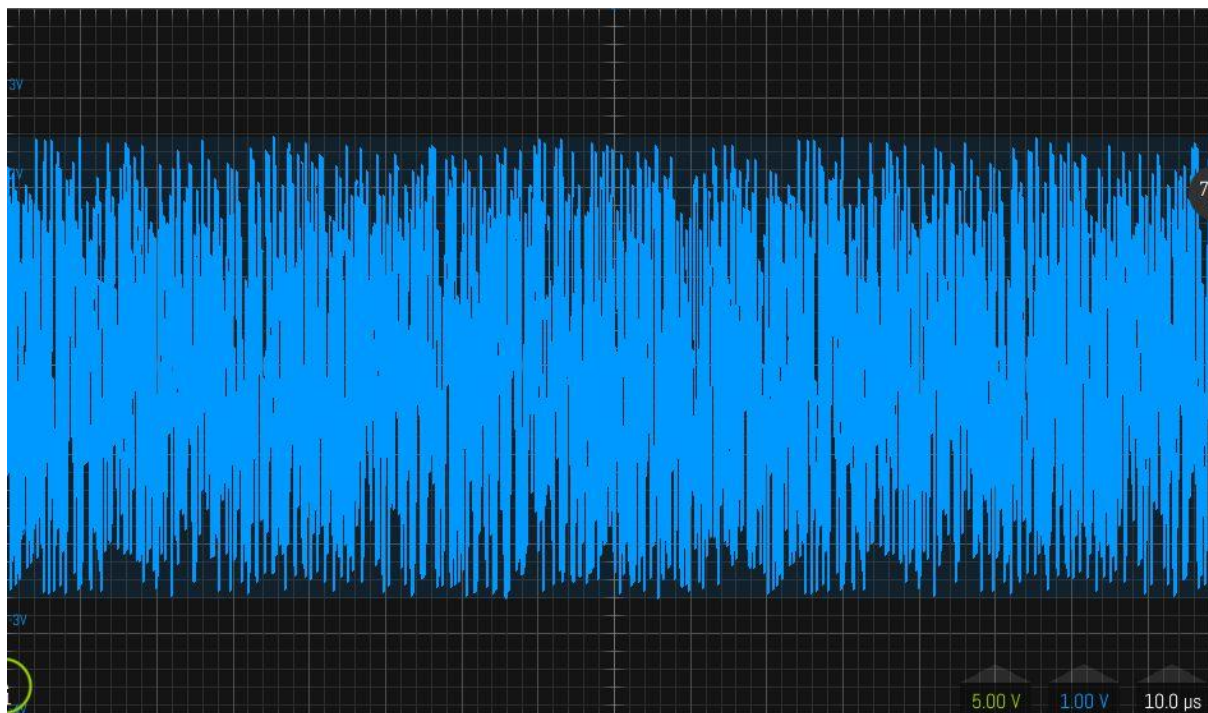


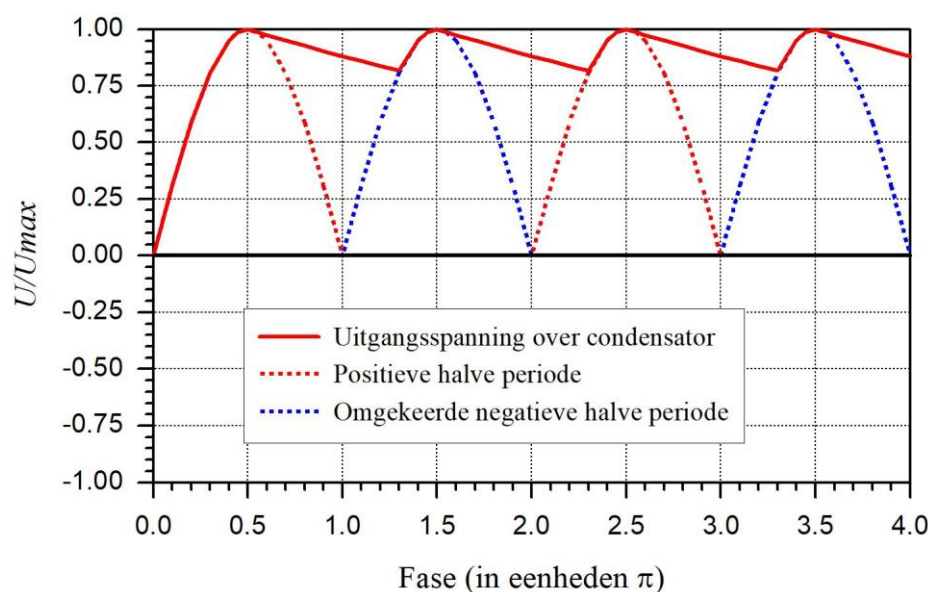
Foto 10.10-1. Zo ziet ruis eruit op een oscilloscoopscherm. De amplitude is op dit plaatje erg groot (1 V per schaaldeel), maar het signaal is dan ook afkomstig van een ruisgenerator.

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.

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 min of meer 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 in 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 bij schakelingen die niet precies in klasse A staan, kan de voedingsspanning daardoor voor een kleiner of groter deel met de te versterken frequentie 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

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

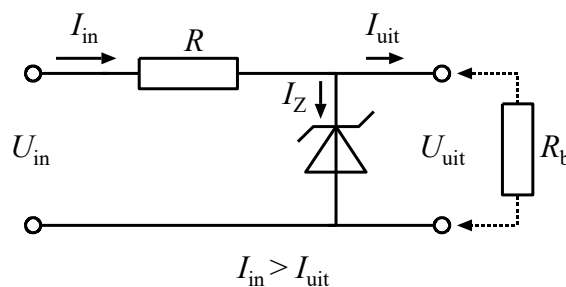
Dat begint met het maken van een referentiespanning met behulp van een zenerdiode. Daarna komt het vergroten van de stroomcapaciteit van zo'n schakeling door middel van transistoren aan de beurt. Pas daarna bespreken we het gebruik van tegenkoppeling voor stabilisatie van de spanning. Dit soort voedingsschakelingen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

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. Die schakelingen behandelen we in deze paragraaf als laatste.

10.11.2 De zenerdiode als stabilisator

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

De spanning U_{in} links kan bijvoorbeeld een onzuivere wisselspanning zijn, zoals 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 $I_Z + I_{uit}$.

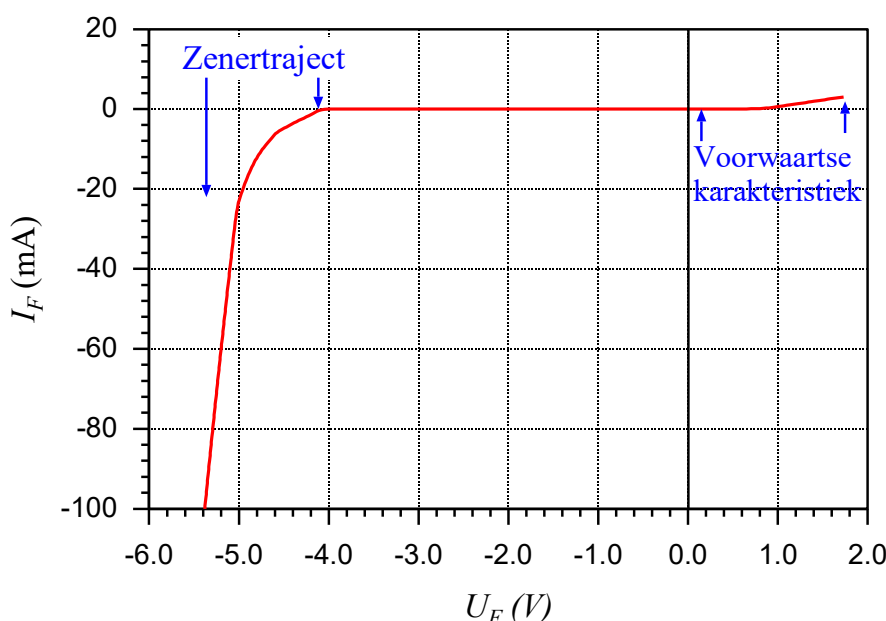


Figuur 10.11-2. Eenvoudige spanningsstabilisatie met een weerstand en een zenerdiode.

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 is dan de zenerspanning, werkt de zenerdiode niet meer. Die spert dan. De schakeling wordt dan een gewone spanningsdelers die bestaat uit R en R_b . Als de schakeling werkt, geldt daarom de voorwaarde $I_{in} > I_{uit}$. Laat stroom over 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).



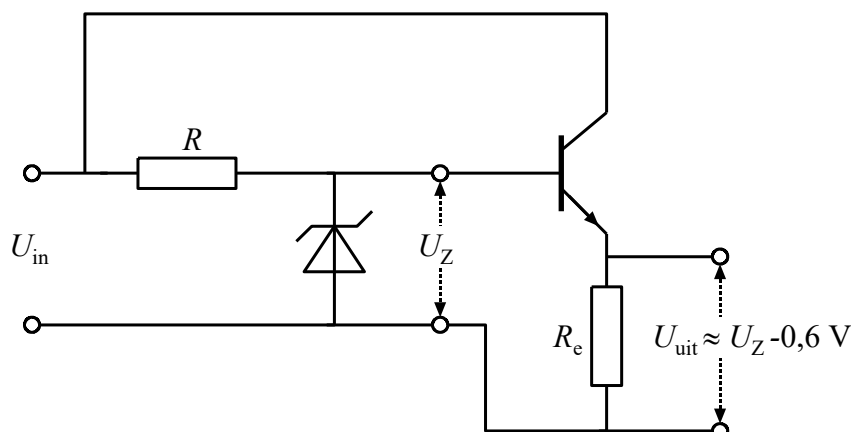
Figuur 10.11-3. Karakteristiek van een zenerdiode voor 5,1 V uit de BZX-79-serie (naar data van Philips). U_F is spanning in voorwaartse richting (=geleidingsrichting van een “normale” diode), I_F is de stroom in dezelfde richting. De voorwaartse karakteristiek zit rechts van de verticale 0V-lijn, de 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 $0,4 \text{ V} / (100 - 20) \text{ mA} \approx 5 \Omega$. In het overgangstraject tussen -20 en 0 mA neemt de weerstand toe. Stel dat $R = 100 \Omega$, 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 dichterbij 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 eenvoudig af te leiden uit Figuur 10.11-2. Dan ontstaat Figuur 10.11-4.

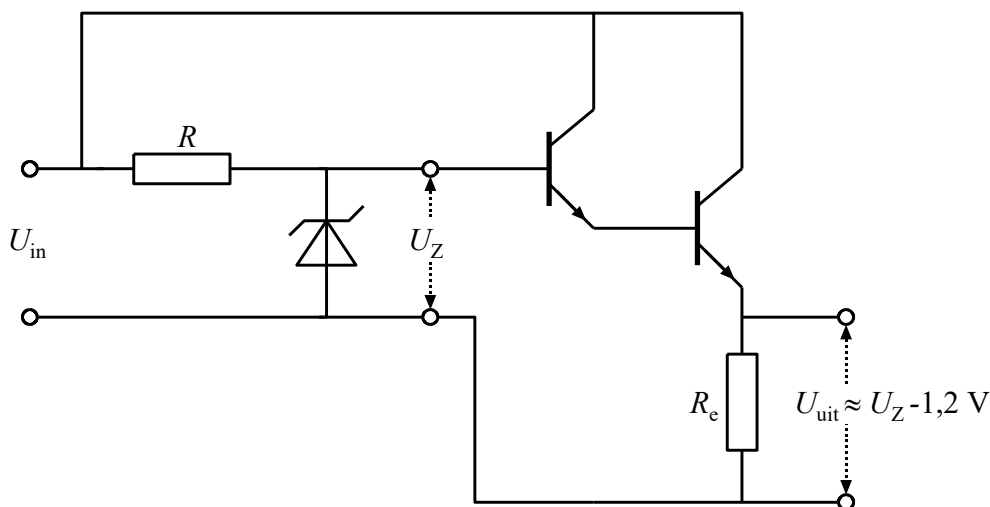


Figuur 10.11-4. Spanningsstabilisatie met zenerdiode en siliciumemittervolger. De uitgangsspanning is ten opzichte van de zenerspanning ongeveer 0,6 V (de basis-emitterspanning) lager.

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 die stroom aan kan, $100 \cdot 10 \text{ mA} = 1 \text{ A}$ 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.

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

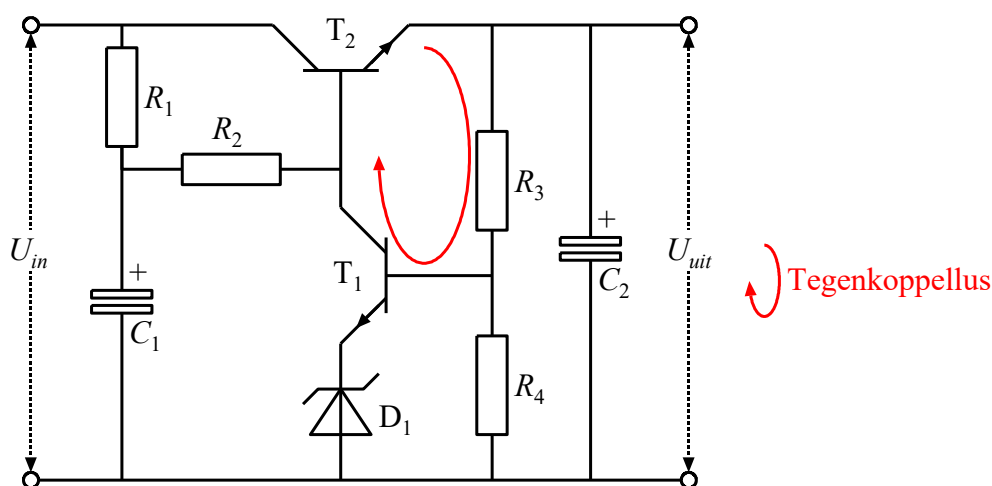
Hiermee is het probleem van voldoende uitgangsstroom voor het overgrote deel van de mogelijke toepassingen wel opgelost. Wat blijft, is het stroomafhankelijke gedrag van de zenerdiode dat vrijwel volledig op de uitgangsspanning wordt doorgegeven. Daar komt de (kleine) weerstand van de basis-emitterovergangen 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 geschakeld als emittervolger en via de basisspanning wordt de uitgangsspanning gereguleerd. Dat gaat als volgt in zijn werk.

- Over de uitgang staat een spanningsdeler
- De spanning op het knooppunt van de spanningsdeler wordt in een transistorschakeling of een opamp-spanningsvergelijker vergeleken met de spanning over een zenerdiode die een tamelijk constante stroom te verwerken krijgt.
- Is de spanning op het knooppunt hoger dan de zenerspanning, dan krijgt de basis van de transistor een lagere spanning, zodat de uitgangsspanning wordt verlaagd. Is de spanning op het knooppunt lager dan de zenerspanning, dan gebeurt het omgekeerde.

In Figuur 10.11-6) zien we een voorbeeldschema van zo'n schakeling.



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

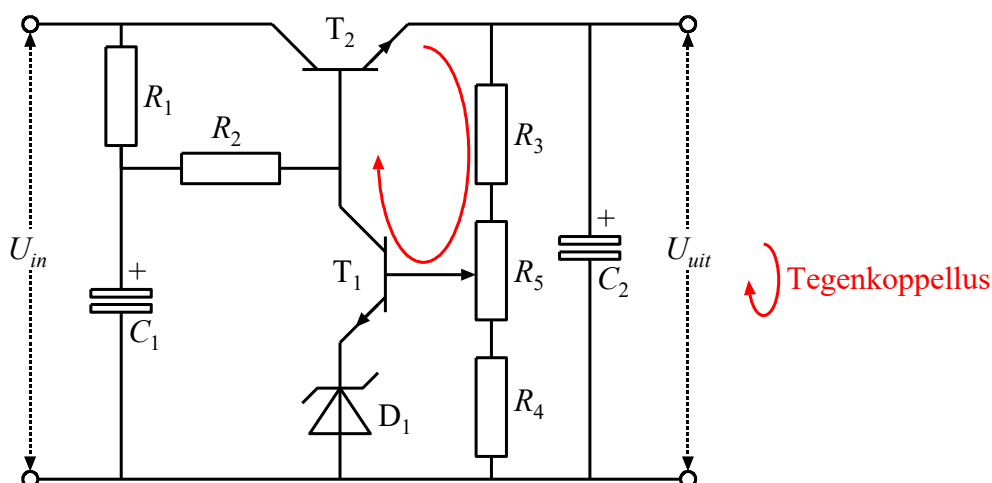
Links de ingangsspanning U_{in} , rechts de uitgangsspanning U_{uit} . We kijken van rechts naar links, dus tegen de richting van de gebeurtenissen in.

Het knooppunt van de spanningsdeler R_3 en R_4 is verbonden met de basis van transistor T_1 . In de emitterleiding van de transistor vinden we zenerdiode D_1 . De collector van T_1 is

verbonden met de basis van transistor T_2 . De weerstanden R_1 en R_2 hebben een dubbelfunctie. Ze zijn collectorweerstand van T_1 en basisweerstand van T_2 . De ontkoppelco C_1 op hun knooppunt voorkomt dat een wisselspanningsrimpel op U_{in} de basis van T_2 bereikt.

Nu de werking. De spanning op de basis van T_1 bepaalt in combinatie met D_1 de stroom door T_1 . T_1 staat in GES (gemeenschappelijke emitterschakeling). Een hogere spanning op de basis betekent een lagere collectorspanning → lagere basisspanning op T_2 → lagere U_{uit} → lagere basisspanning op T_1 . Ziedaar de tegenkoppellus, in rood aangegeven in de figuur.

De lus houdt U_{uit} op een spanning die wordt bepaald door de verhouding R_3/R_4 , de zenerspanning van D_1 en R_1+R_2 . Als de spanningsdelers R_3 en R_4 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 T_1 in geleiding blijft, anders wordt de tegenkoppellus verbroken.



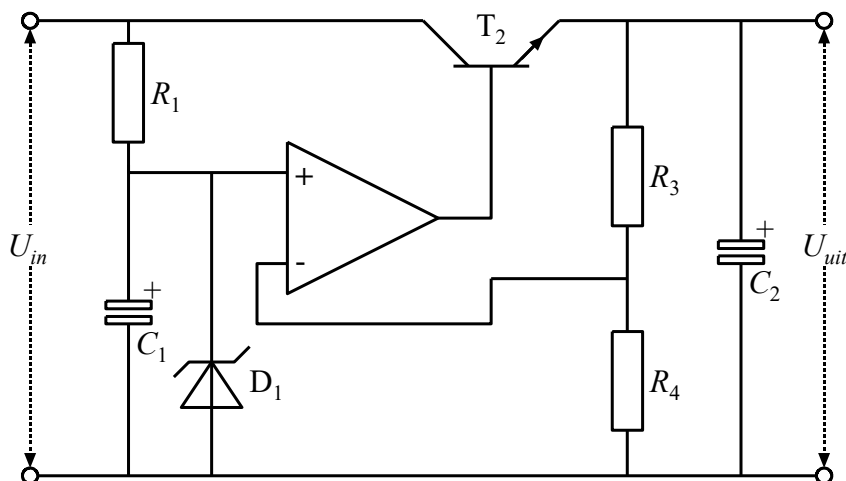
Figuur 10.11-7. Dezelfde schakeling als in Figuur 10.11-6, maar nu regelbaar met potentiometer R_5 .

In deze schakeling krijgt de zenerdiode D_1 een tamelijk constante stroom. D_1 levert daardoor ook een redelijk vaste referentiespanning. Door de tegenkoppeling levert de schakeling een stabiele spanning. Wel moet die altijd groter zijn dan de referentiespanning, omdat anders de tegenkoppellus niet werkt. Bovendien hangt de grootte van de afgeleverde spanning U_{uit} af van de verhouding van de weerstanden R_3 en R_4 (Figuur 10.11-6). De spanning is praktisch onafhankelijk van de belasting. En dat was de bedoeling.

De condensator C_2 over de uitgang heeft vooral tot doel, het tegenkoppelcircuit te vrijwaren van gevolgen van (te) snelle belastingsveranderingen. C_2 is niet van belang voor het begrip van de werking.

De maximale stroom kan worden opgevoerd door T_2 te vervangen door een Darlingtongschakeling.

Het kan nog iets fraaier door de tegenkoppellus via een als spanningsvergelijker geschakelde 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.

De tegenkoppellus van Figuur 10.11-8 met T_1 is vervangen door een lus met een opamp als spanningsvergelijker. De referentiespanning, gevormd door R_1 en C_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 10.11-8.

Een kritische opmerking is hier op zijn plaats. Zoals de opamp in de figuur 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 deingangsspanning 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 daardoor als warmte, zodat meestal een (flinke) koelplaat nodig is. Van een uitgangsspanning die hoger is dan die aan de ingang is al helemaal geen sprake. Daar is natuurlijk weer iets op 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.

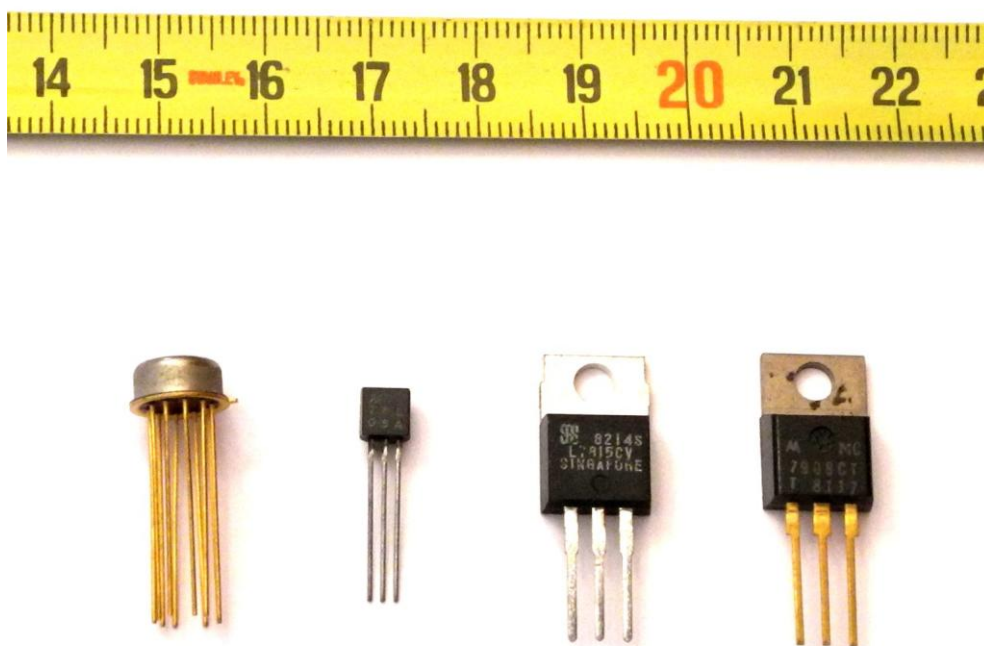


Foto 10.11-1. Enkele uitvoeringen van spanningsstabilisatoren. Van links naar rechts: een stabilisator voor klein vermogen met instelmogelijkheid van spanning (vandaar het aantal aansluitingen), een stabilisator voor vaste spanning voor klein vermogen, een stabilisator voor +15 V en een stroom van ongeveer 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, maar wel als 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 behoren dus niet tot de lineaire voedingen die we zojuist hebben behandeld.

Over de vraag, hoe de 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.

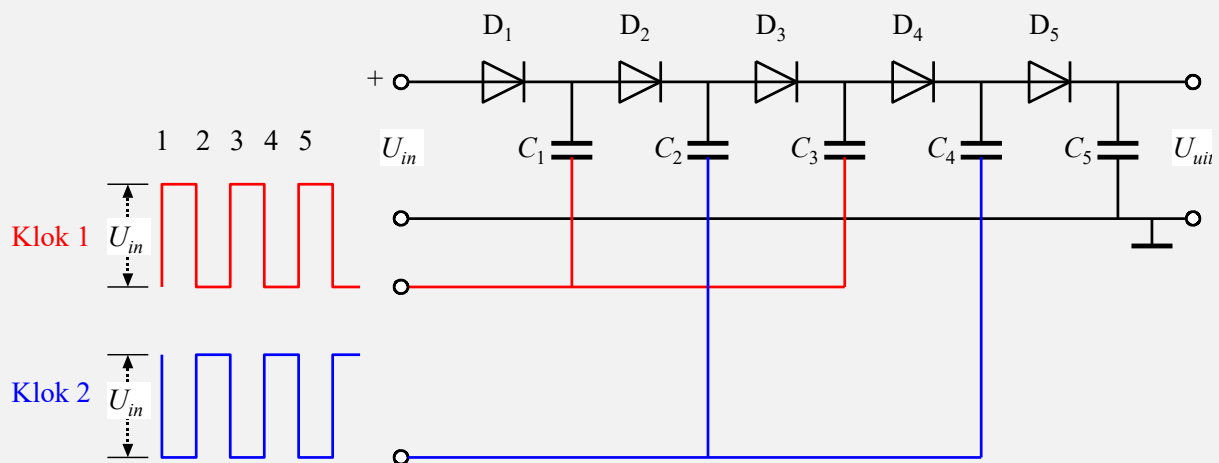
Veiligheidshalve nemen we de leerstof iets ruimer dan de examenstof die we tot nu toe op examens hebben gezien. We behandelen achtereenvolgens

- 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. (Voorlopig) 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 blokvolven.

We zien een rij diodes $D_1 \dots D_5$ in serie, een rij condensatoren $C_1 \dots C_5$ en twee blokvolven die onderling in tegenfase zijn, beide met U_{in} als verschil tussen hoogste en laagste spanning. Het zijn klok 1 (rood) en klok 2 (blauw).

We verwaarlozen de voorwaartse spanning over de diodes. Als klok 1 laag is, 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 ketting oneindig doorgaan.

De oplettende lezer zal een referentiespanning en 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.

Vervolg op de volgende bladzijde.

Vervolg van de vorige bladzijde. Géén examenstof!

Nu nog enkele opmerkingen.

De voorwaartse spanning van de dioden is verwaarloosd, maar speelt in de praktijk zijn 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.

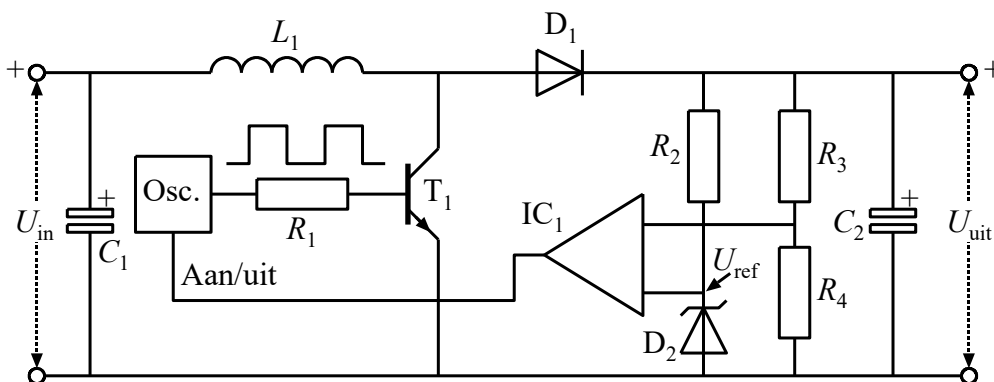
De ladingsoverdracht naar de volgende schakel is per klokperiode nooit 100% omdat niet alleen buiten, maar ook binnen een condensator weerstand een rol speelt. Zie bijvoorbeeld de laad- en ontlaadcurven van een RC -combinatie in hoofdstuk 4.

In elke bedrading bestaat capaciteit naar massa. Die capaciteit vormt met de condensatoren in de schakeling spanningsdelers, waardoor enig spanningsverlies ontstaat; meer 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 regeltcircuit via de spanningsvergelijker IC_1 .

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 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 dezelfde als 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 $U_{uit} > U_{in}$. 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

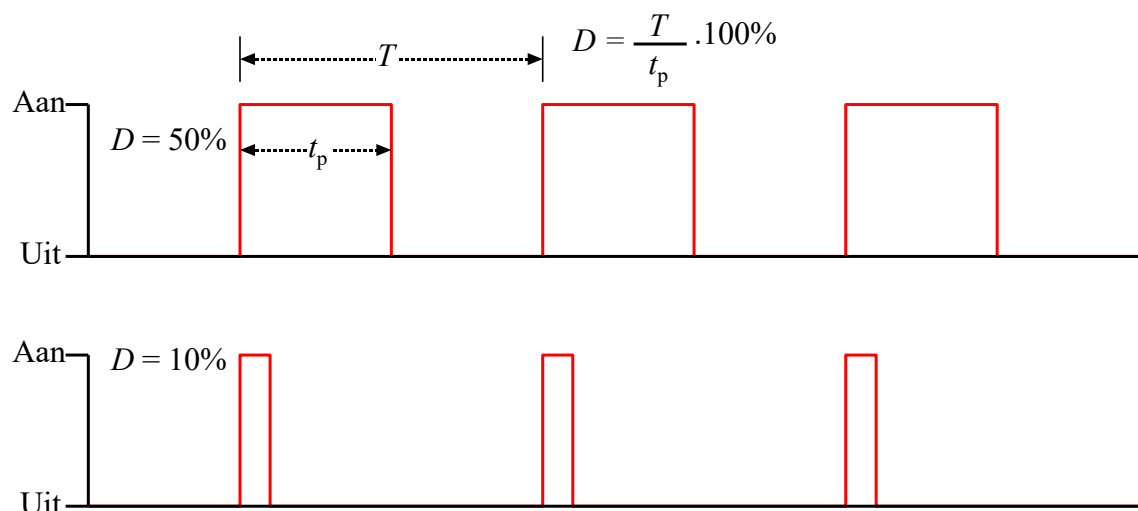
Pulsbreedtemodulatie

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 een aan/uit regeling wordt de stabilisatie gestuurd door het variëren van de 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 voor 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:

$$D = \frac{t_p}{T} \cdot 100\% \quad (10.12-1)$$

Figuur 10.12-3 laat een pulsvorm zien met een duty cycle van 50% en één van 10%. In die van 50% herkennen we een blokgolf. De maximale waarde van de spanning wordt vaak “Aan” genoemd, de minimale “Uit”. Dat hangt samen met het gebruik als schakelspanning 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. '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 (ver) 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.

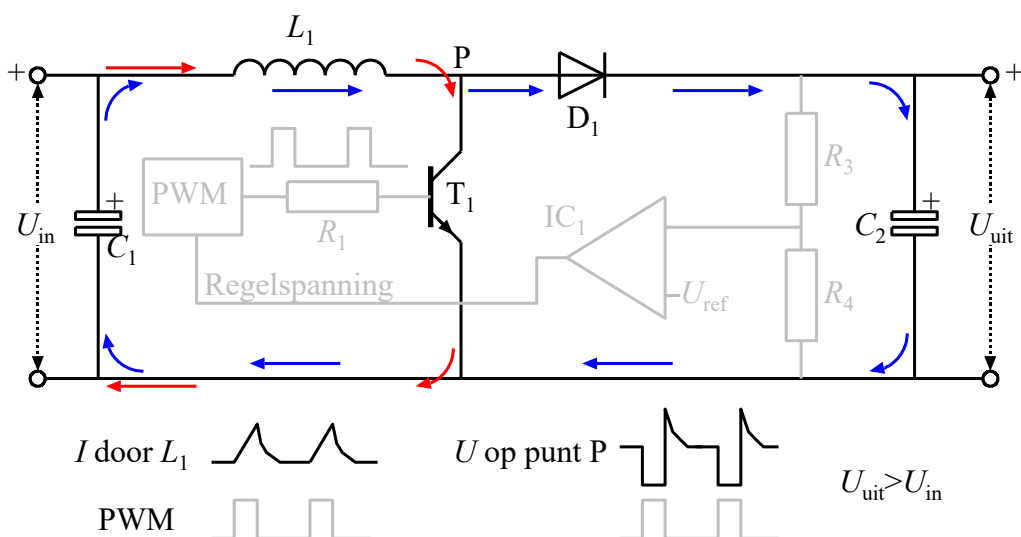
- één die de ingangsspanning omhoog brengt (*step-up*)
- één die de ingangsspanning omlaag brengt (*step-down*)
- één die de ingangsspanning invertiert. Plus wordt min of min wordt plus (*inverter*).

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

Nu het regelcircuit.

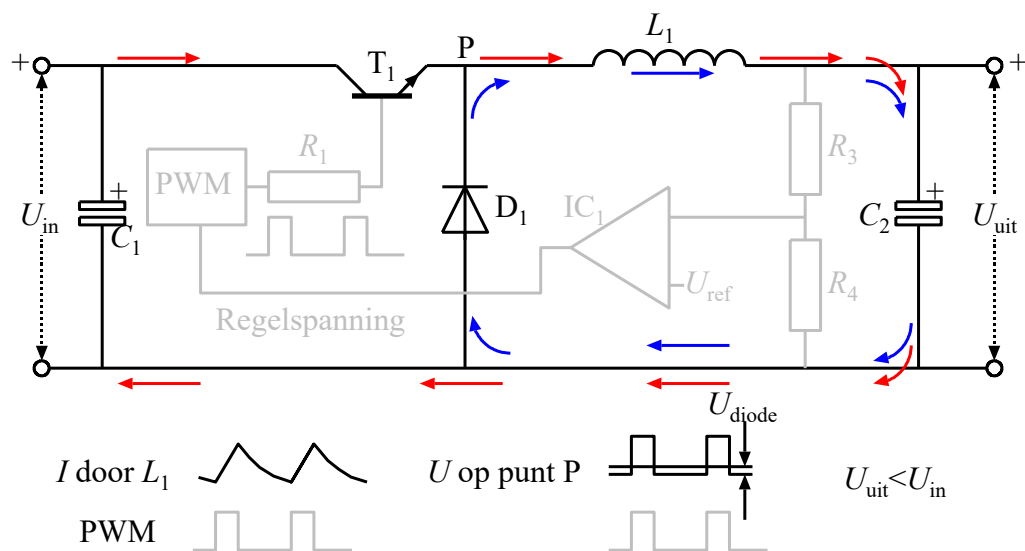
Naarmate door stijging van U_{uit} de spanning op het knooppunt van R_3 en R_4 dichterbij U_{ref} komt, verandert de regelspanning. Daardoor wordt de duty cycle van de pulsspanning kleiner. De pulsen worden dus smaller. Het gevolg is dat de opbouw van U_{uit} vertraagt. Als de spanning over R_4 groter 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.

Als T_1 dicht staat, voorkomt D_1 dat de lading van C_2 weglekt. Wordt T_1 open gestuurd 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 $U_{\text{in}} - U_{\text{uit}}$. Zolang de puls

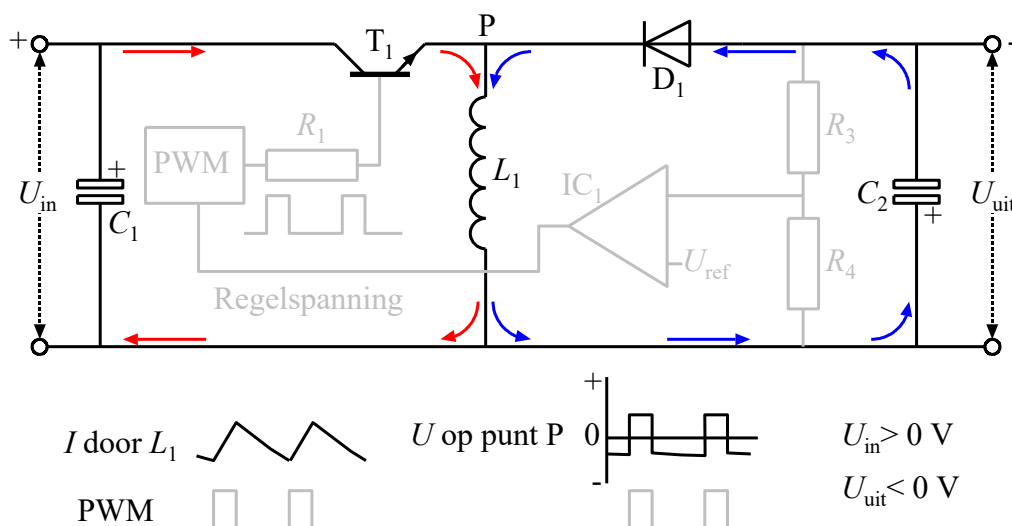
duurt, zal de stroom door L_1 toenemen en C_2 opladen. Wordt T_1 aan het eind van de puls uitgeschakeld, dan blijft de laadstroom van C_2 via D_1 en L_1 doorlopen (blauwe pijlen), maar zwakt geleidelijk af. U_{uit} is altijd kleiner dan U_{in} , omdat anders tijdens een puls geen stroom door L_1 kan 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} :**

$$U_{uit} \approx D_{puls} \cdot U_{in} \quad (10.12-2)$$

De inverterende schakeling

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

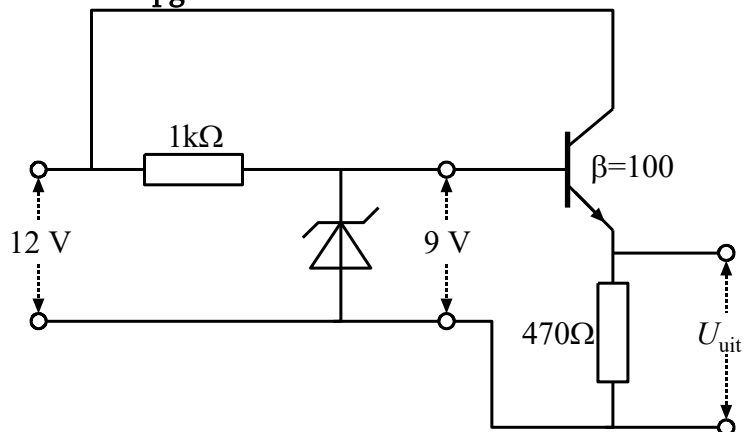


Figuur 10.12-6. Inverterschakeling. De eigenlijke schakeling in zwart, de stabilisatieschakeling in grijs. De vorm van de stroom door de spoel L_1 en die van de spanning op punt P staan schetsmatig onder het schema, samen met de pulsspanning uit de PWM; de laatste in grijs.

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.

10.13 Opgaven (antwoorden in 10.14)

10.13.1 Opgave 10-10.



De spanning U_{uit} is

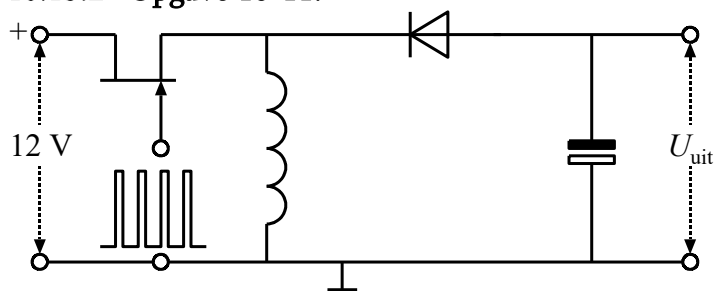
- A. 12 V
- B. 9,6 V
- C. 9,0 V
- D. 8,4 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



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.



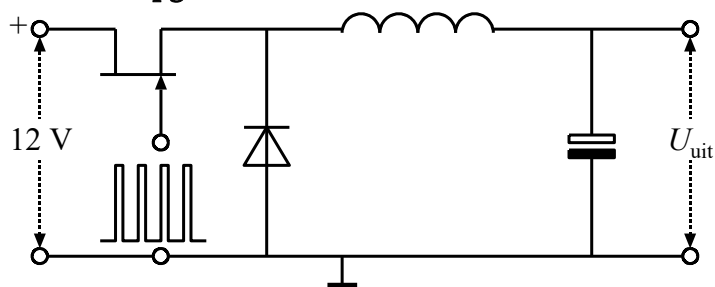
In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

- 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.

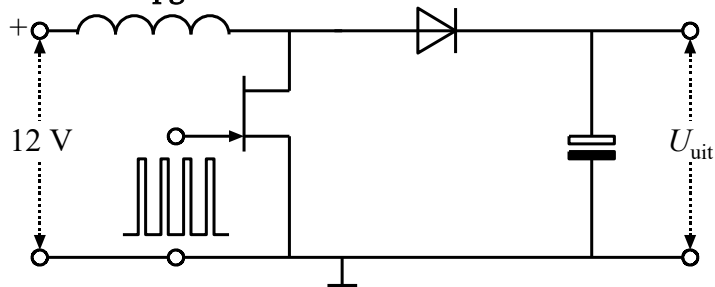


In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

- 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.

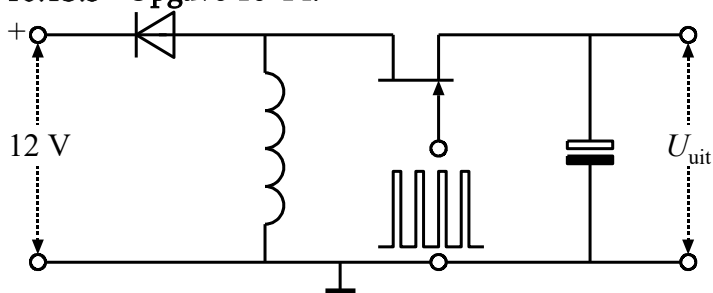


In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

- 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.



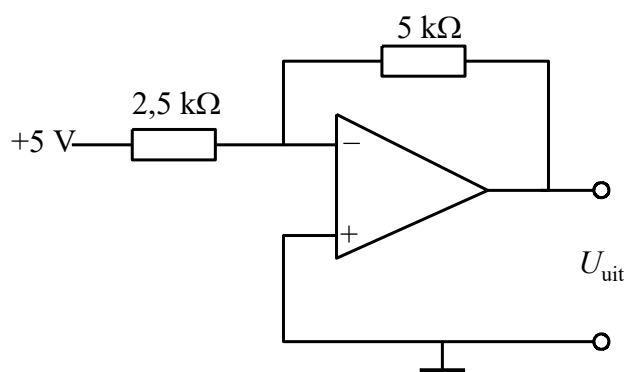
In dit schema is de stabilisatieschakeling niet getekend. Een mogelijke waarde van U_{uit} is

- 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 versterking is $-5/2,5$ is -2 . $(-2) \cdot (+5 \text{ V}) = -10 \text{ V}$. Antwoord B.

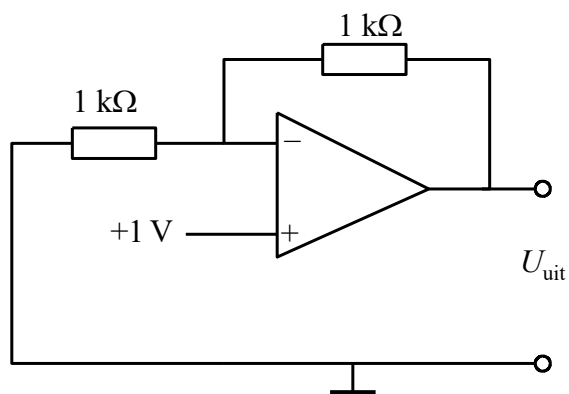


Terug naar de opgave

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 versterking is $1+1/1=2$.

$2 \cdot (+1 \text{ V}) = 2 \text{ V}$. Antwoord C.

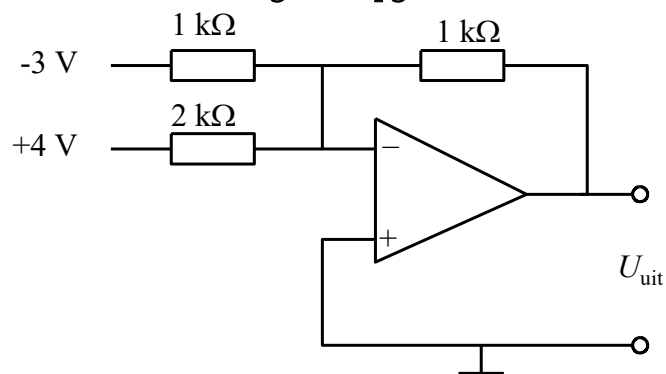


Terug naar de opgave

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 $-\frac{1}{2}$ maal versterkt.

De uitgangsspanning wordt dan $(-3\text{V}) \cdot (-1) + 4\text{V} \cdot (-\frac{1}{2}) = 3\text{ V} - 2\text{ V} = 1\text{ V}$. Antwoord A.

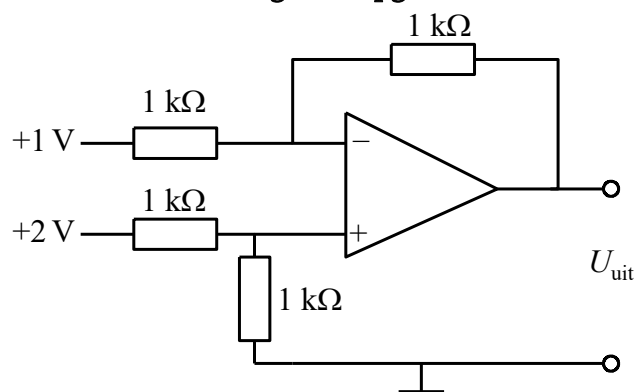


Terug naar de opgave

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 op de niet inverterende ingang minus die op de inverterende ingang.

$2V - 1V = 1V$. Antwoord A.

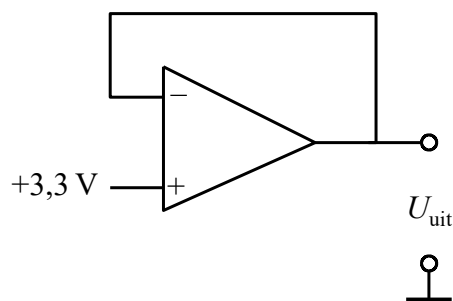


Terug naar de opgave

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

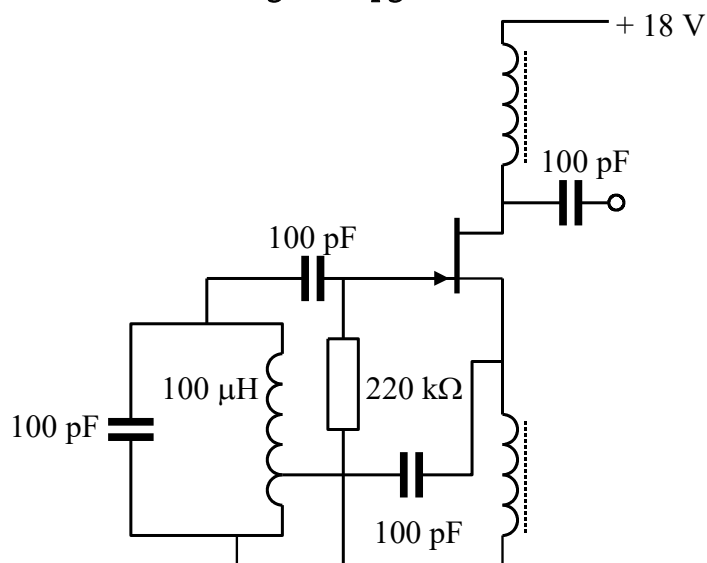
Uitwerking

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 de 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 10⁻⁴H 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.

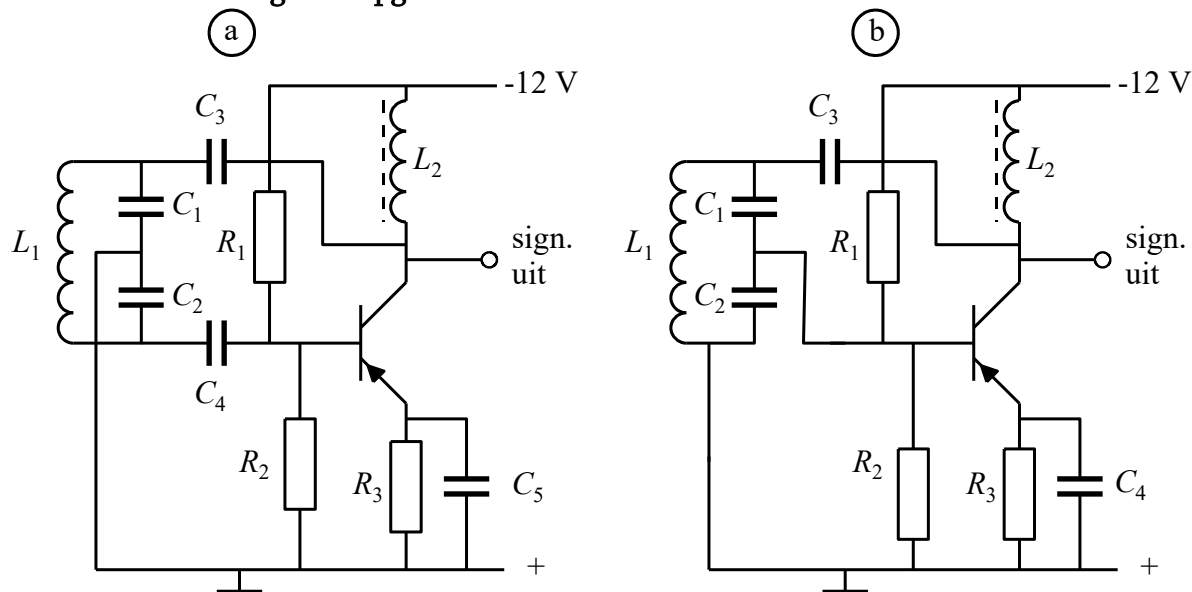


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



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 juist.

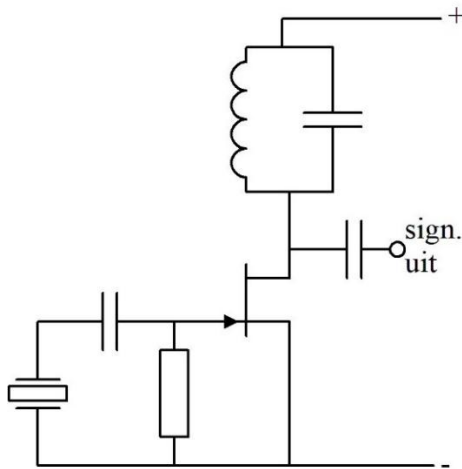


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



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.

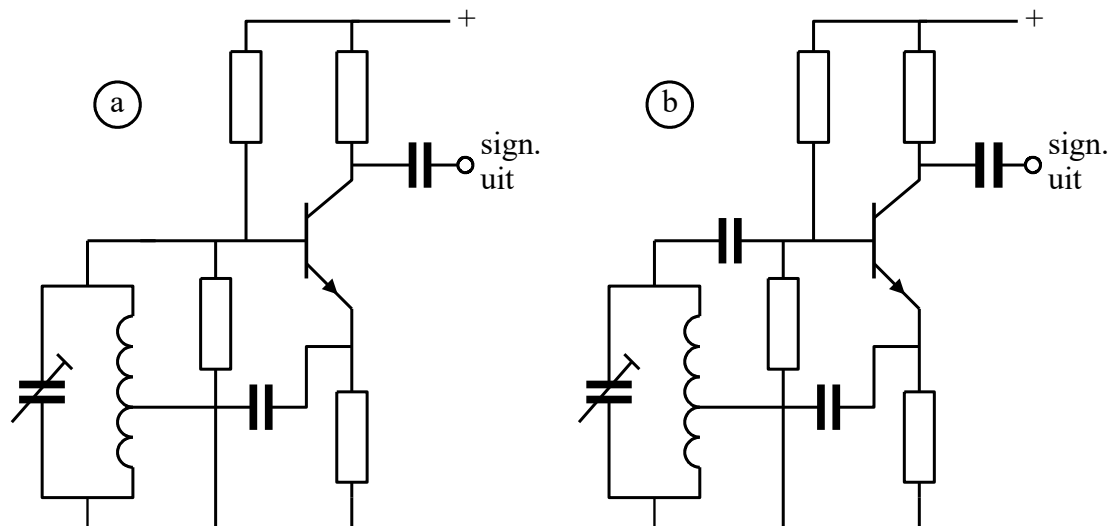


Terug naar de opgave

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

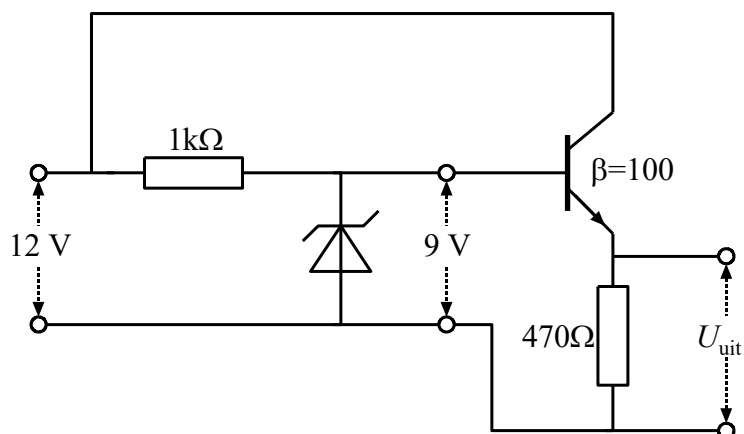
In schema a ontbreekt de condensator in de basisleiding. Daardoor ligt de basisaansluiting voor gelijkspanning aan 0 V, voert de transistor geen stroom en doet dus niets.

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

- 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.

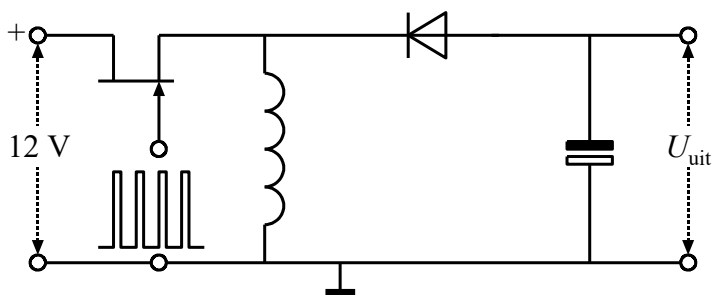


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



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.

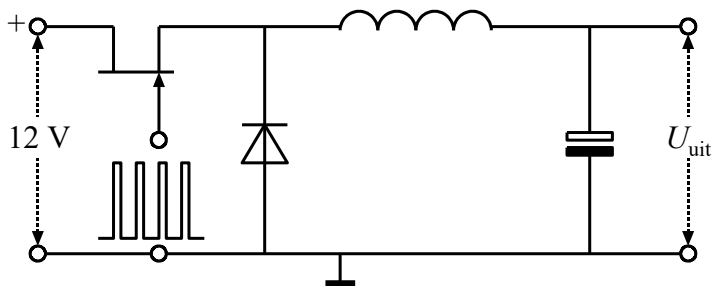


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



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.

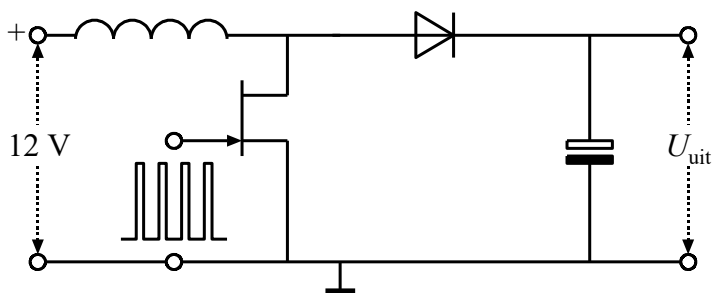


Terug naar de opgave

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.

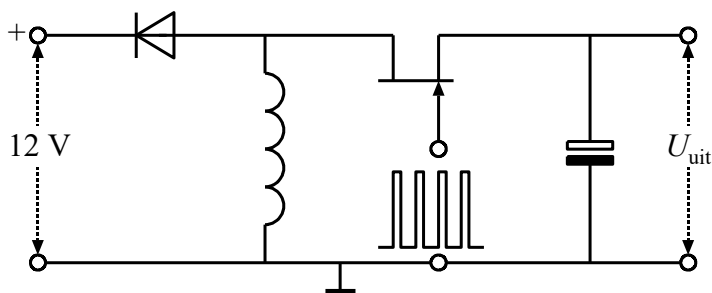


Terug naar de opgave

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

%%%%%%%%%