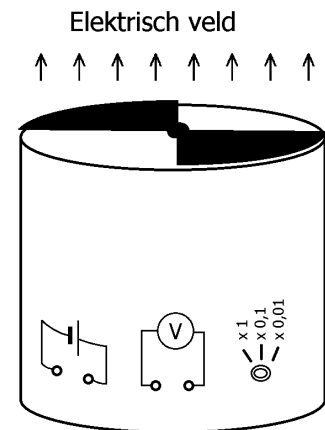


Zelf te bouwen elektrische veldsterktemeter

Veldsterktemeter

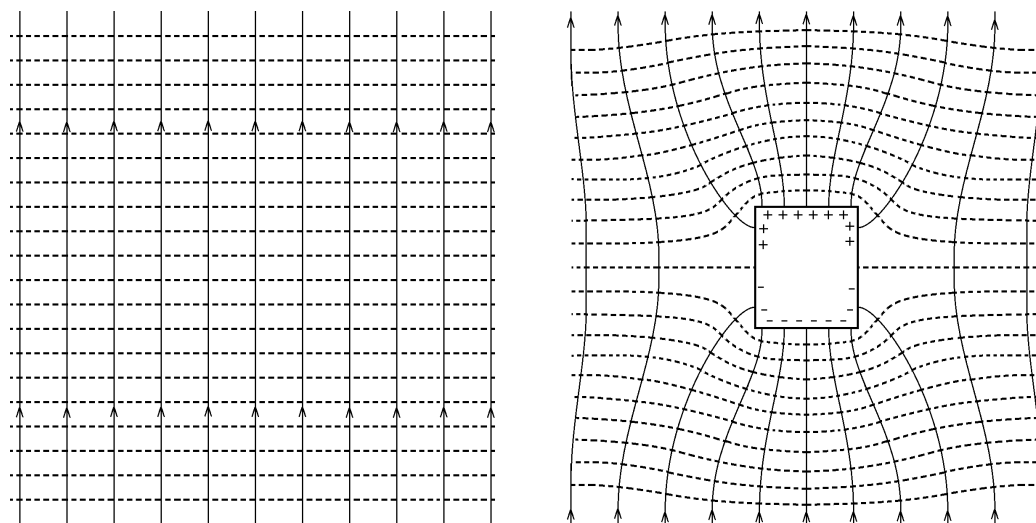
Hieronder volgt een beschrijving van een zelf te bouwen elektrische veldsterktemeter op basis van het 'field mill'-principe. Zie de schematische afbeelding hiernaast. De meter is in een leeg en ongebruikt verfblik gebouwd. Aan de bovenkant draait de sluiters, bestaande uit twee sectoren van 90°, rond. Op de zijkant van het blik zitten aansluitingen voor de voeding (zeg tot 24 V) en voor de voltmeter (gelijkspanning). De gemeten spanning is een maat voor de sterkte van het elektrische veld. Tot slot is er op het verfblik een schakelaar gemonteerd die de mogelijkheid biedt om de uitgangsspanning met een factor 10 of 100 te verzwakken.

Verzwakkingen zijn nodig bij zeer sterke velden. Hierbij valt te denken aan het veld rond een van der Graaff generator of het elektrische veld in de buitenlucht bij onweer.



Elektrisch veld rond de veldsterktemeter

Allereerst kijken we naar het elektrische veld rond de meter. We gaan er daarbij vanuit dat de meter aan de buitenkant voorzien is van een volledig gesloten metalen oppervlak. De sensor, inclusief ronddraaiende sluiters, wordt voorlopig nog even buiten beschouwing gelaten. In de onderstaande linker figuur is het elektrische veld zonder veldsterktemeter getekend. Het veld wordt verondersteld homogeen te zijn. De veldlijnen lopen van beneden naar boven. De horizontaal lopende equipotentiaalvlakken zijn gestippeld. In de onderstaande rechter figuur bevindt de veldsterktemeter zich in het elektrische veld. De meter is daarbij getekend als een geleidende bus (de sensor en sluiters zijn niet apart getekend), waarvan het oppervlak een equipotentiaalvlak vormt. Merk op dat de equipotentiaalvlakken in elk punt van de ruimte loodrecht op de veldlijnen staan. We gaan er van uit dat de bus als geheel ongeladen is.



Zoals in de rechter figuur te zien is, worden de veldlijnen door de goed geleidende bus aangetrokken. Daar waar veldlijnen eindigen op of vertrekken vanaf de bus, heerst er een oppervlaktelading aan de buitenkant van de bus. Aan de bovenkant bevindt zich pluslading en aan de onderkant minlading. Kennelijk hebben zich ladingen aan de buitenkant van de bus verplaatst onder invloed van het aanwezige elektrische veld. Overigens staan de veldlijnen ter plaatse van de bus altijd loodrecht op het (geleidende) oppervlak.

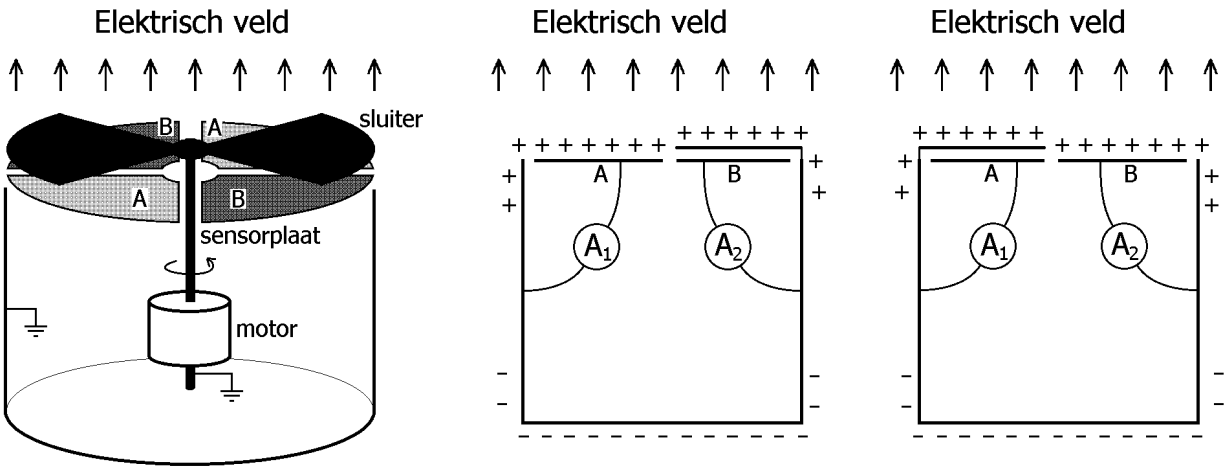
Als het niet verstoorde elektrische veld homogeen is, zijn de equipotentiaalvlakken equidistant (linker figuur). Echter, in de rechter figuur lopen de equipotentiaalvlakken, omdat ze niet op de bus mogen eindigen, bovenlangs en onderlangs de bus (uitgezonderd de middelste). Aan de boven- en onderkant is hun onderlinge afstand (en daarmee ook die van de veldlijnen) kleiner geworden ten opzichte van het niet verstoorde veld. Anders gezegd: het elektrische veld aan de boven- en onderkant van de bus is sterker geworden. Hoe langer de bus is (in de figuur is dit in verticale richting), des te meer dit geldt. Daaruit volgt omgekeerd dat de verstoring kleiner wordt naarmate de bus een kleinere hoogte krijgt. Dat is ook fysisch meteen in te zien, als we bedenken dat een oneindig dunne horizontale plaat in feite samenvalt met een equipotentiaalvlak. Daardoor zullen er in zo'n dunne plaat geen ladingen verschuiven en zal er dus ook geen verstoring van het elektrische veld optreden. Op grote horizontale en verticale afstand van de (getekende) bus vinden we natuurlijk de configuratie van het ongestoorde elektrische veld terug.

Meettechnisch gezien is de verstoring van het elektrische veld enerzijds een nadeel en anderzijds een voordeel. Het is een nadeel, omdat we een sterker elektrisch veld meten dan het oorspronkelijk aanwezige veld. We moeten dan goed over het ijken van de veldsterktemeter nadenken. Het voordeel is dat de verstoring van het veld de gevoeligheid van de meter ten goede komt.

Sensor

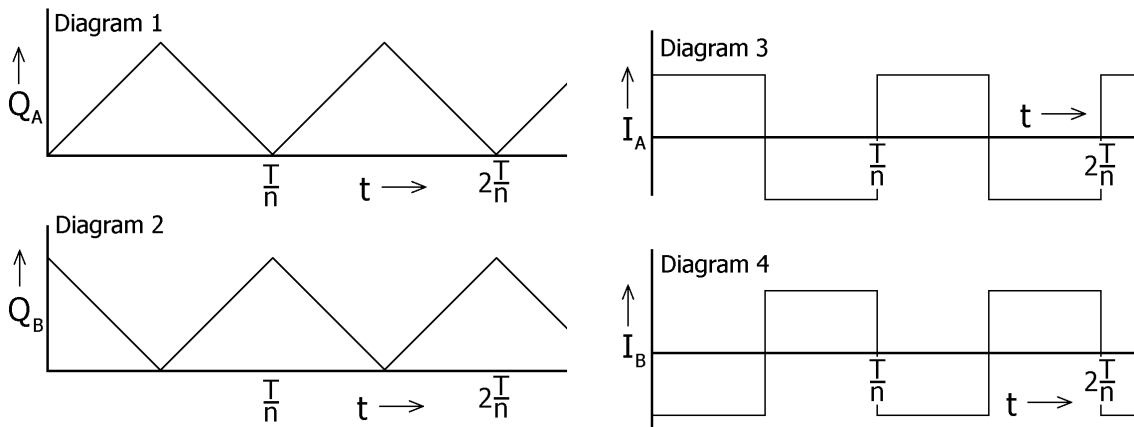
In de volgende linker figuur staat de sensor schematisch afgebeeld. De sensor bevat een door de motor aangedreven roterende sluiters en een stilstaande sensorplaat. De metalen sluiters is geleidend en bevat n sectoren. In de figuur is n gelijk aan 2. De hoek van iedere sector is $360^\circ/2n$; in de figuur is dit 90° . De sensorplaat bevat $2n$ geleidende even grote sectoren. De sectoren zijn om en om met A en B aangeduid. Alle sectoren A zijn elektrisch geleidend met elkaar verbonden en alle sectoren B zijn ook geleidend met elkaar verbonden. Op deze manier zijn er dus twee sectorgroepen A en B. Zie de aanduidingen A en B in de figuur.

De sluiters is via de (as van de) motor geleidend met de bus verbonden. De sectoren van de sensorplaat zijn via een elektronische schakeling ook met de bus verbonden. De schakeling is zodanig ontworpen, dat lading zeer makkelijk heen en weer kan bewegen tussen de bus enerzijds en elk van de sectorgroepen A en B anderzijds. In de middelste en in de rechterfiguur is dat schematisch met de ampèremeters A_1 en A_2 (met lage inwendige weerstand) aangegeven. Hieruit volgt dat de spanning tussen de sluiters en de sectoren van de sensorplaat nul is en dat de capaciteiten hiertussen geen rol spelen.



In de middelste figuur zijn de sectoren van groep B volledig door de sluiters afgeschermd waardoor zich op B geen lading bevindt. Het elektrische veld veroorzaakt op de sectoren van groep A een positieve lading. In de rechter figuur zijn de sectoren van groep A juist volledig door de sluiters afgeschermd en heerst er op de sectoren van groep B een positieve lading. Omdat de sluiters ronddraait, zal er voortdurend lading van en naar de sectorgroepen A en B stromen. De lading op een sectorgroep is evenredig met zijn niet afgeschermd oppervlakte, als we aannemen dat de veldsterkte in de ruimte constant is.

In diagram 1 hieronder is de totale lading op sectorgroep A als functie van de tijd weergegeven. Als we aannemen dat de sluiters met een constante snelheid ronddraait, zal het onafgeschermd oppervlak van sectorgroep A lineair met de tijd toenemen totdat de groep geheel onbedekt is. Daarna neemt het onafgeschermd oppervlak weer lineair met de tijd af. In het diagram is T de omlooptijd van de sluiters. Na T/n herhaalt de grafiek zich. Analoog aan diagram 1 is in diagram 2 de totale lading op sectorgroep B weergegeven. Ga na dat de maxima in diagram 1 samenvallen met de minima van diagram 2 en andersom.



In diagrammen 3 en 4 zijn de elektrische toevoerstromen naar de sectorgroepen A en B als functie van de tijd getekend. Duidelijk blijkt dat de stromen in tegenfase met elkaar zijn. Dit is logisch, want, als de onafgeschermd oppervlakte van sectorgroep A toeneemt, neemt deze van sectorgroep B af en omgekeerd.

Stroom van en naar de sectorgroepen

Als E de elektrische veldsterkte is en S de totale oppervlakte van één sectorgroep (A of B), geldt voor de maximale lading op die sectorgroep:

$$Q_{\max} = \varepsilon \cdot E \cdot S$$

Hierbij is epsilon de elektrische permittiviteit van lucht die we in goede benadering gelijk kunnen stellen aan de permittiviteit ε_0 van vacuüm. Omdat de lading lineair met de tijd toe- en afneemt en de maximale lading op de plaat gebracht wordt in een tijdsinterval $T/2n$, geldt voor de (absolute waarde van de) stroomsterkte I_S van of naar een sectorgroep dan:

$$I_S = \frac{Q_{\max}}{T/2n} = \frac{2n \cdot \varepsilon_0 \cdot E \cdot S}{T}$$

Neem het volgende getallenvoorbeeld.

Stel dat we een bus met een diameter van 10,5 cm nemen. De gehele oppervlakte van de sensorplaat is dan 86 cm^2 . De oppervlakte van een sectorgroep is dan 43 cm^2 . Neem verder aan dat de sluiters, die uit twee sectoren bestaat, ronddraait met 10 omwentelingen per seconde. Neem tenslotte aan dat de elektrische veldsterkte gelijk is aan 100 V/m. In symbolen gaan we dus van de volgende waarden uit.

$$S = 0,0043 \text{ m}^2$$

$$n = 2$$

$$T = 0,1 \text{ s}$$

$$E = 100 \text{ V/m}$$

$$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

Voor de stroom I_S geldt dan:

$$I_S = 152 \text{ pA.}$$

De periode van het signaal is $T/n = 0,1 / 2 = 0,05 \text{ s}$ (dus de frequentie is 20 Hz).

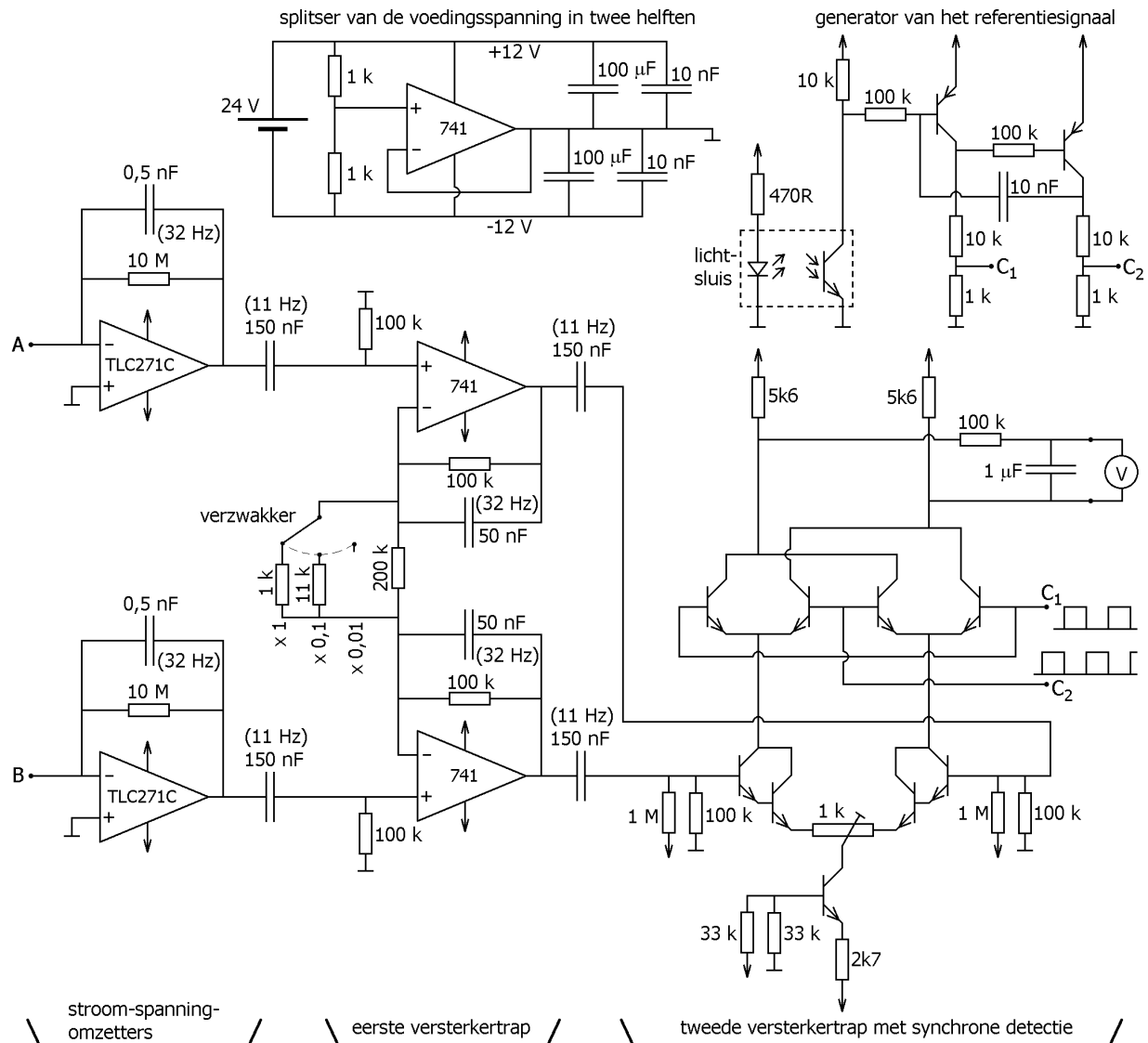
In principe zou de schakeling al kunnen functioneren, als we met één van de sectorgroepen A of B zouden werken. Ook dan ontstaat er een blokvormige wisselstroom die een maat is voor de elektrische veldsterkte. Toch heeft het werken met twee sectorgroepen twee voordelen, namelijk

- 1) een dubbele gevoeligheid voor de veldsterkte en
- 2) het beter kunnen onderdrukken van stoorsignalen.

Het tweede voordeel houdt verband met het feit dat we de schakeling symmetrisch kunnen opbouwen. Hierdoor zijn we beter in staat om het meetsignaal te onderscheiden van eventueel aanwezige stoorsignalen. Zo zal bijvoorbeeld een (in de tijd variërend) strooiveld afkomstig van de motor in beide sectorgroepen min of meer hetzelfde signaal opwekken. Daarvan hebben we dus geen last, als we het VERSCHIL tussen de signalen A en B beschouwen. Dit principe impliceert dat we bij het bouwen van de veldsterktemeter de symmetrie zoveel mogelijk moeten nastreven. Dit geldt zowel voor de ruimtelijke opbouw als voor de verwerkende elektronica.

Elektronica

De onderstaande figuur toont de schakeling die het sensorsignaal verwerkt. Uitgangspunt voor de gekozen waarden van de componenten is een voedingsspanning van 24 V, een sluiser met twee sectoren ($n = 2$) en een toerental van de sluiser van 10 Hz. De frequentie van het signaal is dan 20 Hz.



De schakeling bevat globaal vier delen namelijk:

- de splitser van de voedingsspanning in twee helften;
- generator van het referentiesignaal ten behoeve van de synchrone detectie;
- twee stroom-spanning-omzetters;
- eerste versterkertrap;
- tweede versterkertrap met synchrone detectie.

Splitsen van de voedingsspanning in twee helften

De dimensionering van de schakeling is gebaseerd op een voedingsspanning van 24 V. Deze wordt gesplitst in twee helften. Uitgaande van het midden, de aarde, krijgen we dan dus een spanning van +12 V en -12 V. Van de schakeling, die het splitsen verzorgt, wordt de uitgang van de opamp verbonden met het geleidende omhulsel van de veldsterktemeter, eerder bus genoemd. Dit is dus aarde.

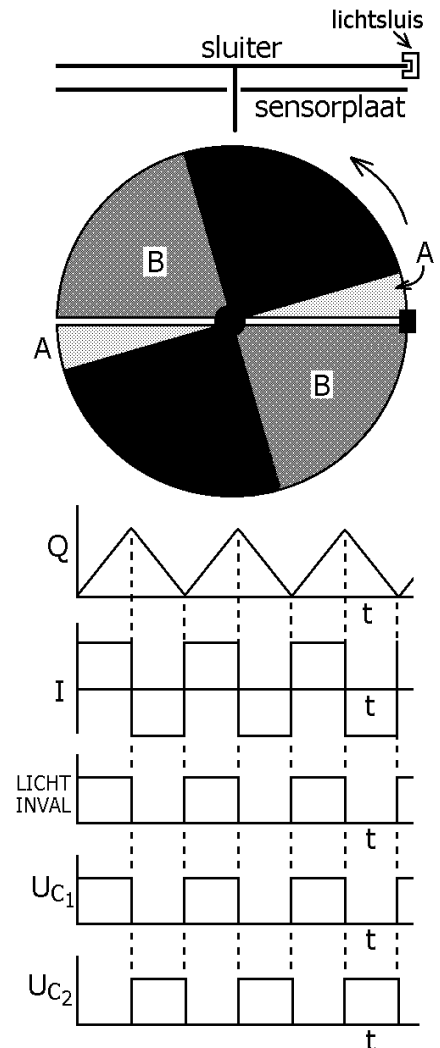
Generator van het referentiesignaal ten behoeve van de synchrone detectie

De generator van het referentiesignaal ten behoeve van de synchrone detectie bevat een lichtsluis waar de sluiters doorheen beweegt. Zie de figuren hiernaast. De lichtsluis bevat een led en een fototransistor. Het licht van de led naar de fototransistor wordt afwisselend wel en niet geblokkeerd door de sluiters.

In het bovenste diagram hiernaast is het tijdsverloop van de lading Q op de sectoren A weergegeven. In het tweede diagram is het tijdsverloop van de stroomsterkte I naar de sectorplaten A getekend. In het derde diagram is de lichtinval op de fototransistor als functie van de tijd getekend. In het vierde en vijfde diagram is het tijdsverloop van de referentiespanningen C_1 en C_2 weergegeven.

Als er licht op de fototransistor valt, gaat deze geleiden. De eerste (linker) pnp-transistor in de schakeling komt dan ook in geleiding terwijl de tweede pnp-transistor juist gaat sperren. Het gevolg is dat uitgangssignaal C_1 hoog wordt (1 V) en uitgangssignaal C_2 laag (0 V). Als er geen licht op de fototransistor valt, is C_1 juist laag (0 V) en C_2 hoog (1 V). De weerstanden zijn zodanig gekozen, dat de pnp-transistors bij geleiding verzadigd zijn.

De condensator van 10 nF dient ervoor om d.m.v. meekoppeling de flanken van de uitgangssignalen, behorend bij de schakelmomenten, steiler te laten zijn. Zodra bijvoorbeeld de eerste pnp-transistor gaat geleiden en de tweede pnp-transistor gaat sperren, daalt de potentiaal van de collector van de tweede pnp-transistor en versterkt hij via de condensator het open trekken van de eerste pnp-transistor. Een vergelijkbare vorm van meekoppeling werkt bij het gaan sperren van de eerste pnp-transistor.



Stroomspanningomzeters

De punten A en B in de schakeling worden met de sectorgroepen A en B verbonden. Als we aannemen, dat de versterking van de opamps oneindig groot is, is de spanning tussen de plusingang en miningang van elke opamp nul en is de spanning tussen de sectorgroepen en de aarde (= massa = geleidende bus) ook nul. Omdat de sluiters ook geaard is, is de spanning tussen de sectorgroepen en de sluiters ook nul. Er ontstaat dan gelukkig geen 'fantomlading' op de overlappende oppervlakken.

Als we de versterking van de opamps niet oneindig nemen maar op G stellen, vertaalt de terugkoppelweerstand van $10\text{ M}\Omega$ zich aan de ingang als een schijnbare weerstand tussen de ingangsklem en aarde die een factor G kleiner is. Nemen we bijvoorbeeld aan dat G gelijk is aan 10.000 , dan vinden we aan de ingang een weerstand van $1\text{ k}\Omega$. Deze schijnbare serieweerstand tussen elke sectorgroep en aarde is klein in vergelijking met de capaciteit tussen een sectorgroep en aarde (sluiter) want deze ligt in de orde van enkele picofarads. De tijdconstante ligt dan in de orde van nanoseconden. Deze tijdconstante is bij een wisselspanning van 20 Hz uiteraard voldoende klein. De lading kan zich dus schijnbaar zonder weerstand via de metalen bus van de ene naar de andere sectorgroep verplaatsen. In werkelijkheid loopt deze stroom I_S door de weerstand van $10\text{ M}\Omega$ en wekt derhalve aan de uitgang van de opamp een spanning op.

Deze uitgangsspanning (nul tot top) van iedere opamp is gelijk aan: $U = I_S \cdot (10\text{ M}\Omega)$. Uitgaande van $I_S = 152\text{ pA}$ geeft dit $U = 1,52\text{ mV}$. Op een oscilloscoop met een (maximale) gevoeligheid van 5 mV/div is een top-top-spanning van $3,0\text{ mV}$ al goed te zien.

Uit het voorgaande volgt dat de inverterende ingang van de opamp een laagohmig punt is ten opzichte van aarde, hetgeen de gevoeligheid van de schakeling voor stoorsignalen vermindert. Om bovendien stoorsignalen boven een bepaalde frequentie tegen te gaan, wordt parallel aan de $10\text{ M}\Omega$ een condensator gezet. Bij een capaciteit van $0,5\text{ nF}$ ligt de kantelfrequentie bij: $f = 1 / (2\pi RC) = 1 / (2\pi \cdot 10^7 \cdot 0,5 \cdot 10^{-9}) = 32\text{ Hz}$. Effecten van het lichtnet (50 Hz) worden daarbij sterk gereduceerd.

Bij meting van het uitgangssignaal van de stroomspanningomzeters meten we geen zuivere blokvormige wisselspanning meer, omdat de bandbreedte daarvoor ontoereikend is. De hogere harmonischen met een frequentie van $20 \cdot i\text{ Hz}$ ($i = 2, 3, 4 \dots$) van de blokgolf worden minder of niet meer doorgelaten, zodat de steile flanken van de blokgolf veel minder steil zullen lopen. Het signaal krijgt dan een soort driehoekig verloop. Deze vervorming is op zich niet erg, want nog steeds blijft gelden dat de amplitude van het signaal een maat is voor de elektrische veldsterkte.

Omdat de stroom I_S van en naar een sectorgroep (een paar honderd pico-ampère) zeer klein is, moet de ingangsimpedantie van de opamps zeer groot zijn. De TLC271BCP, TLC271ACP en TLC271CP zijn hiervoor geschikt. Hun ingangsimpedantie ligt in de orde van $1000\text{ G}\Omega$.

In de figuur is de schakeling volledig symmetrisch getekend voor de sectorgroepen A en B. Dat impliceert dat er bij de bouw van de schakeling voor gezorgd moet worden dat de schakeling ook daadwerkelijk symmetrisch uitgevoerd is. Met name legt dit de eis op dat de weerstanden van $10\text{ M}\Omega$ precies aan elkaar gelijk moeten zijn.

Verschilspanning en common-mode spanning

De stroom-spanning-omzetters geven twee signalen (spanningen), die onderling in tegenfase zijn, door aan de eerste versterkertrap. De bovenste stroom-spanning-omzetter levert spanning U_1 en de onderste stroom-spanning-omzetter levert spanning U_2 . Het is nu nodig om onderscheid te maken tussen de gewenste verschilspanning (differentiespanning) U_D en de ongewenste common-mode spanning U_{CM} van de spanningen U_1 en U_2 .

Voor de verschilspanning geldt: $U_D = U_1 - U_2$.

Voor de common-mode spanning geldt: $U_{CM} = (U_1 + U_2)/2$

De theoretische waarde van de common-mode spanning is nul omdat U_1 en U_2 in tegenfase met elkaar zijn. In de praktijk zal dit door allerlei redenen, waaronder ontvangen stoorsignalen, niet kloppen. De theoretische waarde van de verschilspanning (nul tot top) is gelijk aan:

$$U_D = 2 \times I_S \cdot (10 \text{ M}\Omega) = I_S \cdot (20 \text{ M}\Omega).$$

In het voorgaande rekenvoorbeeld geldt dan: $U_D = 3 \text{ mV}$.

Zowel de eerste als de tweede versterkertrap zijn symmetrisch uitgevoerd en hebben dus nog steeds twee signalen aan de uitgang. Beide trappen versterken met name de verschilspanning U_D .

Eerste versterkertrap

In de figuur hiernaast is de eerste versterkertrap getekend. Deze trap versterkt de common mode spanning met een factor 1. Als bijvoorbeeld de potentialen U_1 en U_2 met dU stijgen, stijgt de potentiaal van de miningangen ook met dU . De stroom door weerstand R_1 zal dus niet veranderen. Hetzelfde geldt dan voor de stroom door de weerstanden R_2 . Kortom, de potentialen U_3 en U_4 stijgen ook met dU .

De voortrap versterkt de verschilspanning veel meer dan een factor 1. Als bijvoorbeeld U_1 met dU stijgt, stijgt de spanning over R_1 ook met dU . De stroom door R_1 stijgt dan dU/R_1 . De stroom door de weerstanden van R_2 stijgt dan ook met deze waarde. De spanning over ieder van deze weerstanden stijgt dan met $(R_2/R_1) \cdot dU$. De spanning tussen beide uitgangen van de voortrap stijgt dan dus met

$$\frac{R_1 + 2R_2}{R_1} dU .$$

Voor de versterkingsfactor en de Common-Mode Rejection Ratio geldt dus: $1 + \frac{2R_2}{R_1}$.

Door R_1 te veranderen, kunnen de versterkingsfactor (en de CMRR) naar keuze worden ingesteld. De kleinste versterking wordt verkregen voor $R_1 = 200 \text{ k}$. Naar believen kan parallel aan deze 200 k een weerstand van 11 k of 1 k worden geschakeld. Door de weerstand van 200 k voortdurend in de schakeling te houden, worden schakelpieken vermeden.

Als $R_1 = 1 \text{ k} // 200 \text{ k}$ is de versterking gelijk aan 201.

Als $R_1 = 11 \text{ k} // 200 \text{ k}$ is de versterking gelijk aan 20,2.

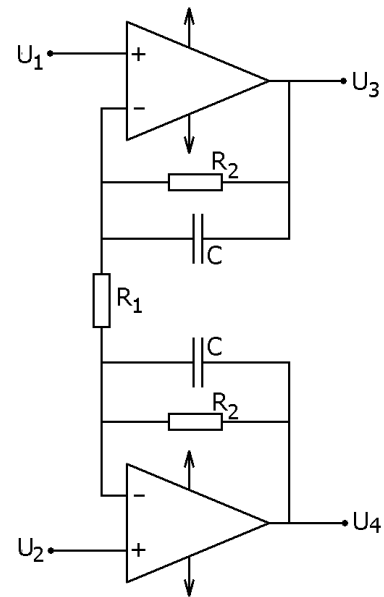
Als $R_1 = 200 \text{ k}$ is de versterking gelijk aan 2,0.

Hieruit volgt de instelbare verzwakking met een factor 10 en 100.

Net als de condensator bij de stroomspanningomzetter is ook hier een condensator C parallel geschakeld aan weerstand R_2 . Daardoor neemt de versterking af boven de kantelfrequentie. Bij $R_2 = 100 \text{ k}$ en $C = 50 \text{ nF}$ is deze kantelfrequentie:

$$f = 1 / (2\pi R_2 C) = 1 / (2\pi \cdot 10^5 \cdot 50 \cdot 10^{-9}) = 32 \text{ Hz} .$$

Deze frequentie is dus precies gelijk aan de kantelfrequentie die we eerder vonden bij de stroomspanningomzetter. Het gevolg is dat beide laagdoorlaatfilters elkaar versterken, waardoor de verzwakking voor stoorsignalen boven zeg 30 Hz sterker afneemt (12 dB per octaaf) dan bij één laagdoorlaatfilter (6 dB per octaaf) het geval zou zijn geweest. Hierdoor worden ongewenste signalen met een frequentie boven circa 30 Hz nog sterker onderdrukt. Het meetsignaal met een frequentie van 20 Hz wordt echter onverzwakt doorgelaten.



Koppelcondensatoren

Tussen de twee stroom-spanning-omzetter en de eerste versterkertrap zitten koppelcondensatoren. Deze houden de offset (gelijkspanningscomponent) van het uitgangssignaal van de stroom-spanning-omzetter tegen. Zonder koppelcondensatoren zou de voortrap het offsetverschil van de stroom-spanning-omzetter versterken, hetgeen tot ongewenst grote gelijkspanningen aan de uitgang van de schakeling zou leiden. De koppelcondensatoren werken in combinatie met de weerstanden van 100k in dit geval als hoogdoorlaatfilters. Voor de kantelfrequentie van de koppelcondensatoren geldt:

$$f = 1/(2\pi RC) = 1/(2\pi \cdot 100k \cdot 150n) = 11 \text{ Hz.}$$

Dit is voldoende laag om een frequentie van 20 Hz onverzwakt door te laten.

Tussen de eerste en de tweede versterkertrap zitten ook koppelcondensatoren. Deze hebben tot taak om de offsetverschillen in de tweede onschadelijk te maken. Voor de kantelfrequentie van de koppelcondensatoren geldt:

$$f = 1/(2\pi RC) = 1/(2\pi \cdot 100k \cdot 150n) = 11 \text{ Hz.}$$

Dit is wederom voldoende laag.

We zien dat, net als bij de eerder besproken laagdoorlaatfilters, deze hoogdoorlaatfilters dezelfde kantelfrequentie hebben van pakweg 10 Hz. Hierdoor worden stoorsignalen onder de 10 Hz (inclusief de ongewenste DC offset) sterk onderdrukt.

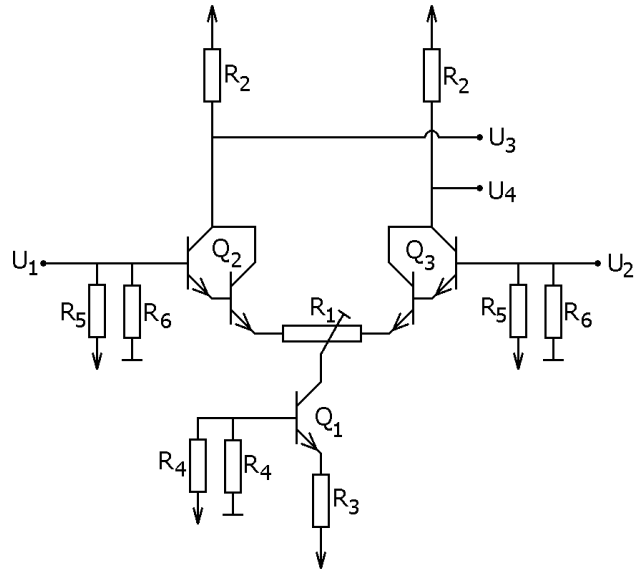
Aangezien we dus zowel laagdoorlaatfilters met een kantelfrequentie van pakweg 30 Hz als hoogdoorlaatfilters met een kantelfrequentie van pakweg 10 Hz hebben, gedraagt de gehele schakeling zich als een band doorlatend filter met een centrale frequentie van 20 Hz en een bandbreedte van ongeveer 20 Hz. Alle signalen tussen 10 en 30 Hz worden doorgelaten; alle overige frequenties, zowel boven 30 Hz als onder 10 Hz, worden onderdrukt. Dit komt de goede werking van de schakeling zeer ten goede.

Als de storingen erg groot zijn, is de werking van dit banddoorlatend filter nog niet genoeg en zouden we liefst nog smaller willen filteren; bijvoorbeeld van 19 tot 21 Hz, maar dat is op deze manier vrijwel onmogelijk te realiseren. Daarvoor is de stabiliteit van de diverse tijdconstanten en de stabiliteit van de rotatiesnelheid van de motor ontoereikend. We zullen in het vervolg zien dat we wel een dergelijk smalbandig filter kunnen realiseren door gebruik te maken van synchrone detectie.

Tweede versterkertrap

De tweede versterkertrap is hiernaast afgebeeld. Het gedeelte van de schakeling dat de synchrone detectie verzorgt (met punt C als ingang), is hierbij voor de overzichtelijkheid weggelaten. Dit weggelaten deel wordt hierna de chopperschakeling genoemd.

De onderste transistor Q_1 vormt in combinatie met de drie weerstanden R_3 en R_4 (deze laatste twee maal) een stroombron. Bij de gegeven waarden van de voedingsspanning, R_3 en R_4 is de geleverde stroom 2 mA. Nadat met potmeter R_1 de uitgangsspanning ($U_3 - U_4$) bij kortgesloten ingang op nul geregeld is, zijn de ruststromen door R_2 gelijk aan 1 mA. In de rustsituatie liggen de uitgangspotentialen U_3 en U_4 halverwege de potentiaal van de pluspool en die van aarde. Zodoende is een maximale uitsturing mogelijk.



Om de ingangen van de tweede versterkertrap hoogohmig te maken, is voor darlington's Q_2 en Q_3 gekozen. De basisstromen zijn dan extreem klein en R_5 en R_6 kunnen groot zijn. De capaciteit van de koppelcondensatoren tussen de eerste en de tweede versterkertrap hoeven dan niet groter te zijn dan $1 \mu\text{F}$. De waarden van R_5 en R_6 zijn zo gekozen, dat de potentiaal van de basis van de darlington's op ongeveer min 1 volt komt. Zodoende kan de chopperschakeling zonder problemen aan de schakeling worden toegevoegd. De potentiaal van de chopperschakeling ligt ongeveer op nul volt.

Nu kijken we naar de invloed van de ingangspotentialen U_1 en U_2 . Als zowel U_1 als U_2 met waarde dU stijgen, verandert de spanning over R_1 niet of nauwelijks. De stromen door R_2 veranderen dan niet en de common-mode versterking is dus nul.

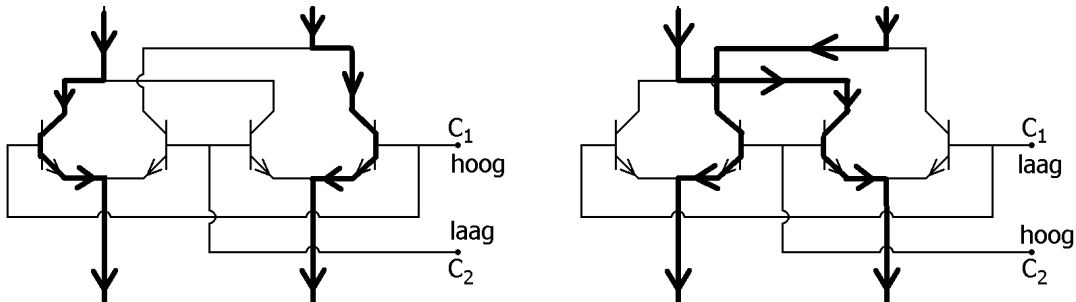
Als potentiaal U_1 stijgt met dU , neemt de spanning over R_1 bij benadering ook toe met dU . De stroom door R_1 verandert dan met dU/R_1 . De stroom door de linker R_2 neemt dan met dU/R_1 toe en de stroom door de rechter R_2 neemt dan met dU/R_1 af. Potentiaal U_3 neemt dan met $dU/(R_2/R_1)$ af en potentiaal U_4 neemt met $dU/(R_2/R_1)$ toe.

De versterking van de verschilspanning is dan dus: $\frac{2 \cdot R_2}{R_1}$

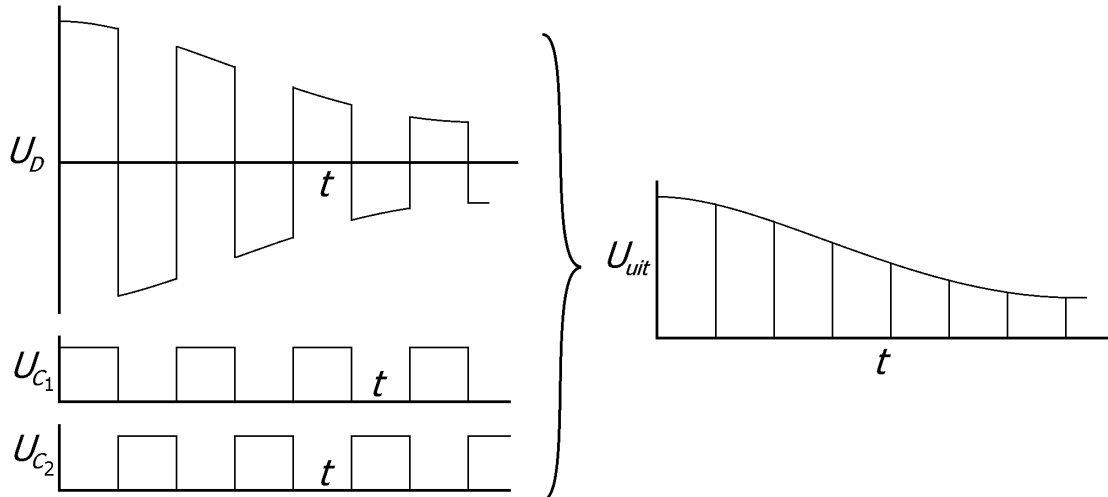
In onze schakeling is dit een waarde van 11,2

De chopper

In de onderstaande figuur wordt de werking van de chopper uitgelegd. Als de potentiaal van ingang C_1 gelijk is aan 1 volt is, zijn de buitenste twee transistors in geleiding en geven de dikke lijnen in de linker schakeling de weg van de stromen aan. Als de potentiaal van ingang C_2 gelijk is aan 1 volt is, zijn de binnenste twee transistors in geleiding en geven de dikke lijnen in de rechter schakeling de weg van de stromen aan.



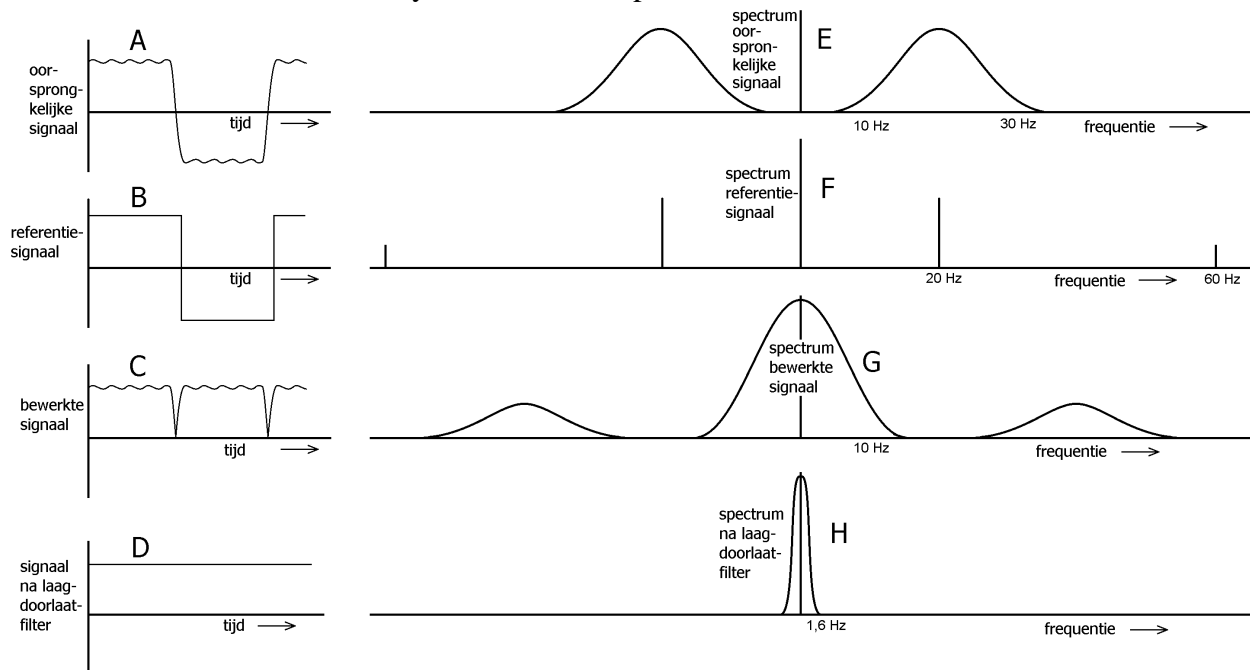
In het ideale geval maakt de chopper van een wisselspanning een (variabele) gelijkspanning. Zie de onderstaande figuur. Zonder chopper zou U_D is het uitgangssignaal zijn. Als U_C het choppersignaal is, is U_{UIT} het uiteindelijke uitgangssignaal.



Signaaltechnisch kunnen we de werking van de chopper beschrijven als een vermenigvuldiging van het oorspronkelijke signaal (in de vorige figuur met U_D aangeduid) met een blokspanning die hier met 'referentiesignaal' wordt aangeduid. Zie de onderstaande diagrammen A en B. Het resultaat van de vermenigvuldiging is in diagram C gegeven en wordt daar het bewerkte signaal genoemd. In onze schakeling doorloopt het bewerkte signaal vervolgens een laagdoorlaatfilter wat uiteindelijk resulteert in het signaal in diagram D. De kantelfrequentie van dit filter is:

$$f = 1/(2\pi RC) = 1/(2\pi \cdot 100k \cdot 1\mu) = 1,6 \text{ Hz.}$$

Het effect van de vermenigvuldiging kan ook in het frequentiedomein gevonden worden door het spectrum van het oorspronkelijke signaal te convolueren met het spectrum van het referentiesignaal. Zie de onderstaande rechter diagrammen. In deze diagrammen wordt alleen het spectrum van de amplitude weergegeven; dat van de fasehoek is achterwege gelaten. Omdat de signalen in het tijddomein reëel zijn, is het spectrum van de amplitude spiegelbeeld-symmetrisch en dat van de fasehoek radiaal-symmetrisch ten opzichte van $f = 0$ Hz.



Diagrammen E en F geven schematisch het spectrum van het oorspronkelijke signaal (dus vóór de chopper) en het spectrum van het referentiesignaal weer. Het spectrum van het bewerkte signaal (dus voorbij de chopper) is in diagram G weergegeven en het spectrum voorbij het laagdoorlaatfilter is in diagram H gegeven. Uiteindelijk blijft een zeer smalbandig signaal over! De chopperschakeling in combinatie met het laagdoorlaatfilter (1,6 Hz) is dus in staat om het relevante signaal uit te filteren in het frequentiebereik van $20-1,6 = 18,4$ Hz tot $20+1,6 = 21,6$ Hz; dus een banddoorlaatfilter met een bandbreedte van ongeveer 3 Hz! Dat is bijna een orde beter dan het banddoorlaatfilter met een bandbreedte van 20 Hz.

Uiteindelijke versterking van de schakeling

Hiervoor hebben we gezien dat de stroom-spanning-omzeters een verschilspanning leveren van:

$$U_D = I_S \cdot (20 \text{ M}\Omega) \text{ (nul tot top).}$$

De eerste trap van de schakeling levert een (afgeronde) uitgangsspanning van:

$$U_D = 200 \times I_S \cdot (20 \text{ M}\Omega) = I_S \cdot (4,0 \text{ G}\Omega) \text{ (nul tot top).}$$

De tweede trap van de schakeling levert een uitgangsspanning van:

$$U = 11 \times I_S \cdot (4,0 \text{ G}\Omega) = I_S \cdot (44 \text{ G}\Omega) \text{ (nul tot top).}$$

Hiervoor hadden we de orde van grootte van I_S ruw geschat en vonden een waarde van 152 pA.

Dit zou een spanning aan de uitgang van de instrumentatieversterker opleveren van pakweg 6,7 V.

Mal voor het maken van de sluiters en de sensorplaat

Hieronder staat de mal voor $n = 2$.

