

9 Inductieve sensoren

9.1 Inleiding

Inductieve sensoren benutten parameters en grootheden als inductie B , flux Φ , zelfinductantie L , wederzijdse inductie M of magnetische weerstand \mathfrak{R} , welke door een bijzondere constructie afhankelijk zijn gemaakt van een verplaatsing of kracht.

Doordat een veldgrootte betrokken is bij het inductieproces kan de inductieve sensor in principe contactloos meten. Om praktische redenen is dit voordeel niet altijd te benutten.

Er bestaan in grote lijnen drie typen inductieve sensoren:

- ♦ Hall-elementsensoren
- ♦ magnetische verplaatsingssensoren: de variabele-reluctantie- en wervelstroomsensoren
- ♦ transformatorische verplaatsingssensoren.

De Hall-elementsensoren geven een spanning uit die evenredig is met de veldsterkte B volgens het Hall-effect. Het Hall-plaatje is verwant aan het Gauss-element van de veldplaatpotentiometer.

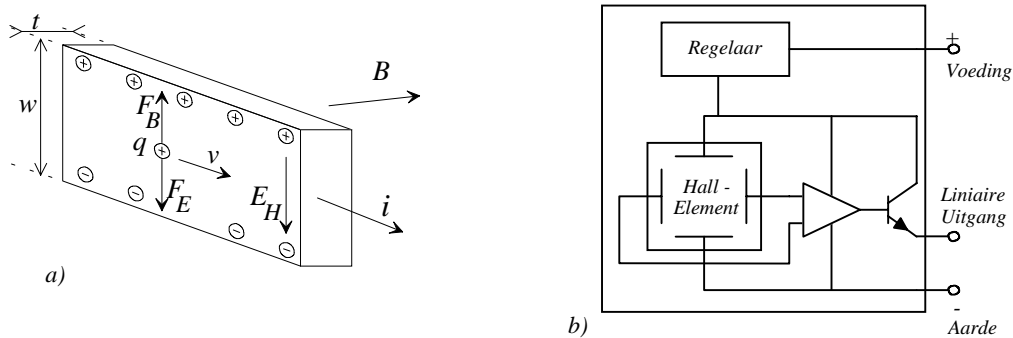
De variabele-reluctatiesensoren en de wervelstroomsensoren werken op een gelijkaardig principe: de sterkte van een magneetveld opgewekt door een permanente magneet of door een stroomvoerende spoel is afhankelijk van de afstand (van het te meten voorwerp) tot die bron. In vele gevallen wordt één en dezelfde spoel gebruikt voor het opwekken van het magneetveld en voor het meten van de wijziging van dit veld. Dit gebeurt via de wijziging van de zelfinductantie L van de spoel.

Het verschil tussen de variabele-reluctantiepositieopnemer en de wervelstroomsensor ligt nu in het gebruikte materiaal van het te detecteren voorwerp. Is het voorwerp *ferromagnetisch* dan zal bij nadering van de sensor tot dit voorwerp het magneetveld (de flux) toenemen waardoor de impedantie L van de sensor vergroot. De variabele reluctantie positie-opnemer uit paragraaf 9.3 is hier een voorbeeld van. Is het voorwerp daarentegen wel *elektrisch geleidend maar niet ferromagnetisch*, dan ontstaan er in het voorwerp bij nadering van een (veranderend) magneetveld wervelstromen die het oorspronkelijk veld tegenwerken. De sensorimpedantie L zal hier afnemen. Paragraaf 9.5 bespreekt dit principe en geeft enkele overdrachtskarakteristieken voor verschillende soorten materialen (ook ferromagnetische).

Tenslotte zijn er de transformatorische verplaatsingssensoren zoals de *Lineair Variabele Differentiële Transformator* (LVDT) en de *inductosyn* voor het meten van lineaire verplaatsingen en de *synchro* en *resolver* voor het meten van hoekverdraaiingen. Deze worden in de groep van de inductieve opnemers het meest toegepast.

9.2 Hall-effectsensoren

Wanneer een stroomgeleidende strip geplaatst wordt in een magnetisch veld dan ontstaat er een potentiaalverschil over de breedte van de strip. Dit effect staat bekend als het Hall-effect. Figuur 2.30 geeft een principeschets.



Figuur 2.30: a) Het Hall-effect en b) Principeschets elektronische opbouw van Hall-sensor.

De positieve lading q die volgens de aangegeven richting beweegt, ondervindt ten gevolge van het (uniform) magnetisch veld B (eveneens volgens de aangegeven richting) een opwaartse kracht F_B . Hierdoor ontstaat er een ophoping van positieve ladingen aan de bovenzijde van de strip en de onderzijde wordt negatief geladen. Deze ladingen wekken een elektrisch veld E_H op dat nu een tegengestelde kracht F_E uitoefent op de bewegende ladingdragers. Het evenwicht stelt zich in wanneer beide krachten in amplitude even groot zijn:

$$|F_B| = |F_E| \quad \text{of} \quad qvB = qE_H \rightarrow E_H = vB \quad \text{met } v \text{ de driftsnelheid van de ladingdragers.}$$

Het Hall-potentiaalverschil over de breedte w van de strip overeenkomstig het Hall-veld E_H is,

$$V_H = E_H w = wvB$$

en is dus evenredig met het magnetisch veld B (loodrechte component). We kunnen dit verband herschrijven als:

$$V_H = k \cdot i \cdot B \quad \text{waarbij}$$

i de stroom voorstelt doorheen het Hall-plaatje en

k een constante is die bepaald wordt door het type halfgeleider materiaal, de omgevingstemperatuur en de op het Hall-element uitgeoefende mechanische spanning.

Voor metalen is de waarde van V_H typisch enkele μV , voor halfgeleiders kan de spanning V_H in de orde grootte van enkele mV liggen.

Opmerking: Indien de stroom uit negatieve ladingdragers bestaat, die in de omgekeerde richting bewegen zal het teken van V_H omkeren. Uit de polariteit van de Hall-spanning kan bijgevolg bij gekende magnetische veldrichting en stroom bijvoorbeeld het type gedopeerd silicium (n-type of p-type) bepaald worden, de spanning is in amplitude ook afhankelijk van de graad van dopering.

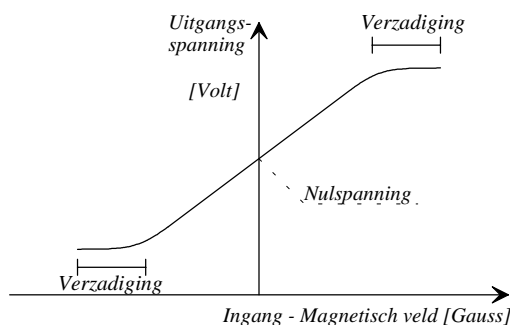
Omdat het Hall-element slechts een zwakke spanning oplevert (bijvoorbeeld 30 μV bij 1 Gauss) is het noodzakelijk extra elektronica te gebruiken om het uitgangssignaal praktisch bruikbaar te maken. Hiertoe is een versterkertrap en een regelbare voeding vereist, zoals figuur 2.30.b aangeeft.

Als versterker voldoet een verschilversterker met een laag ruisniveau, een hoge ingangsimpedantie en een gemiddelde versterkingsfactor. Dergelijke versterkers zijn snel en efficiënt te combineren met het Hall-element, via standaard bipolaire transistortechnologie.

De verschilversterker is uitgerust met een drempeldetector. Op die wijze wordt bekomen dat de uitgangsspanning zowel positief als negatief kan zijn bij respectievelijk een positief en negatief magnetisch veld. In dat geval zou namelijk zowel een positieve als een negatieve voedingspanning nodig zijn. De drempelspanning staat over de uitgang zolang er geen magnetisch veld aanwezig is en wordt aangeduid als de *nulspanning*. Bij een positief magnetisch veld stijgt de spanning tot boven de drempelspanning. Uiteraard daalt de spanning tot onder de drempelspanning bij een negatief magnetisch veld, maar ze blijft wel positief ten opzichte van de aarde.

Figuur 2.31 toont het verloop van de uitgangsspanning tussen beide verzadigingspunten die voortvloeien uit de beperkte voedingspanning van de versterker. De verzadiging treedt dus op in de versterker en niet in het Hall-element. Dit element kan dan ook niet beschadigd worden door grote magnetische velden.

Zoals de vergelijking $V_H = kiB$ aangeeft, is de Hall-spanning een functie van de ingangsstroom. De regelbare voeding uit figuur 2.30.b moet de ingangsstroom constant houden, zodat de uitgangsspanning slechts een weergave is van de sterkte van het magnetisch veld.



Figuur 2.31: Overdrachtskarakteristiek van Hall-sensor uit figuur 2.30.

Vaak zal men door toevoegen van een Schmitt-trigger overgaan van een lineair uitgangssignaal naar een digitaal signaal. Sensoren en drempelschakelaars gebaseerd op het Hall-effect kennen veelzijdige toepassingen, waaronder stroommeting in aandrijvingen ter beveiliging tegen overbelasting of drukknoppen enz.. Tabel 2.4 geeft tenslotte nog enkele eigenschappen.

	Meetbereik	Snelheid	Levensduur	Reproduceerb	T Bereik °C
Hall-sensor	ook stationair	tot 100 kHz	20.10 ⁶ schakelingen	zeer goed	-40 ... 150

Tabel 2.4: Eigenschappen Hall-sensor.

9.3 Variabele reluctantie positie-opnemer

Bij deze contactloze methode zal een verplaatsing x een verandering in magnetische weerstand van de magnetische kring bestaande uit ferromagnetisch materiaal teweeg brengen; de magnetische weerstand van de luchtspleet zal veranderen. Voor magnetische kringen gelden analoge vergelijkingen als voor elektrische kringen. Zo is de magnetische spanning (m.m.f. Eng: magnetomotive force) gelijk aan de 'magnetische stroom', zijnde de flux Φ , maal de magnetische weerstand, zijnde de reluctantie \mathfrak{R} .

$$\text{m.m.f.} = \Phi \cdot \mathfrak{R}$$

De magnetische kring moet steeds gesloten zijn en de flux in deze kring is dan ook overal gelijk (indien er slechts één lus is). De magnetische spanning wordt opgewekt door een spoel met n windingen, waardoor een stroom i vloeit.

$$\text{m.m.f.} = n \cdot i$$

De totaal (door de spoel) omwonden flux N is dan:

$$N = n\Phi = \frac{n^2 i}{\mathfrak{R}}$$

De zelfinductantie L van de spoel is gedefinieerd als de totale flux N per eenheid van stroom:

$$L = \frac{N}{i} = \frac{n^2}{\mathfrak{R}}$$

Voor de totale reluctantie van de magnetisch kring uit figuur 2.32 geldt:

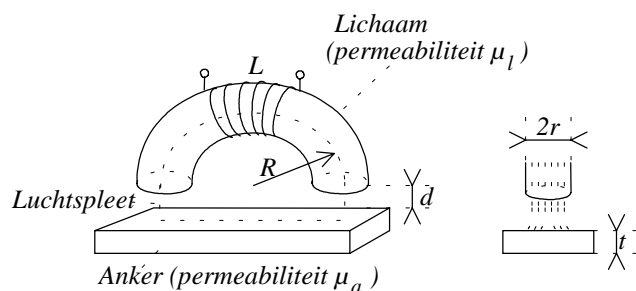
$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_{anker} + 2\mathfrak{R}_{luchtspleet} + \mathfrak{R}_{kern} \quad \text{met} \quad \mathfrak{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad \text{waarbij}$$

μ_r de relatieve permeabiliteit is

μ_0 de permeabiliteit in vacuüm ($4 \cdot 10^{-7}$ H/m)

A de doorsnede van het fluxpad

l de lengte van het fluxpad.



Figuur 2.32: De variabele reluctantie positie opnemer.

Merk op dat het anker deel uitmaakt van de machine tot dewelke de afstand gemeten wordt. Vermits de permeabiliteit van lucht ongeveer gelijk is aan 1 en deze van het lichaamsmateriaal vele duizenden malen groter is, zal de voornaamste reluctantie komen van de luchtspleet. Door de twee laatste formules te combineren krijgen we:

$$\mathfrak{R}_{\text{totaal}} = \frac{\pi R}{\mu_0 \mu_l \pi r^2} + \frac{2d}{\mu_0 \pi r^2} + \frac{2R}{\mu_0 \mu_a 2rt} = \mathfrak{R}_0 + kd$$

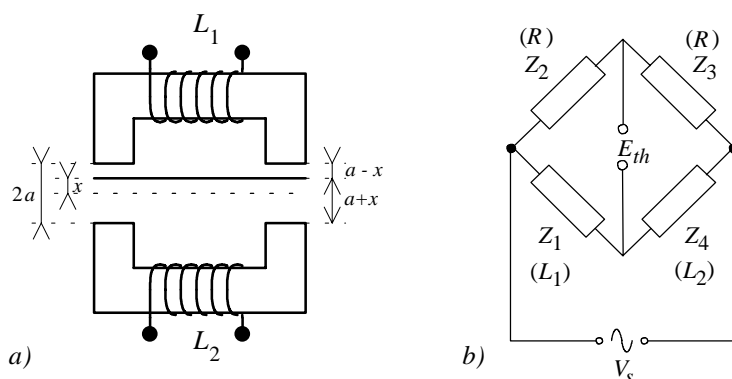
met

$$\mathfrak{R}_0 = \frac{R}{\mu_0 \mu_l r^2} + \frac{R}{\mu_0 \mu_a r t} \quad \text{en} \quad k = \frac{2}{\mu_0 \pi r^2}$$

Uiteindelijk vinden we het gezocht verband tussen de zelfinductantie L en de afstand d :

$$L = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_0 + kd}$$

Dit is geen lineair maar weerom een omgekeerd evenredig verband. We moeten dan ook dezelfde technieken gebruiken als bij de capacitieve opnemer om hiervan een lineair verband te maken. De meest gebruikte techniek is deze van de differentiële reluctantie positie opnemer. Figuur 2.33 geeft de brugschakeling en de opstelling hiervan weer.



Figuur 2.33: a) Werkingsprincipe en b) brugschakeling van de inductieve differentiële positie opnemer.

De twee variërende inductanties zijn:

$$L_1 = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_0 + k(a-x)} \quad \text{en} \quad L_2 = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_0 + k(a+x)}$$

De uitgang van de brug (E_{th}) wordt dan:

$$E_{th} = \frac{V_s k}{2(\mathfrak{R}_0 + ka)} x$$

Zo krijgen we dus weer een lineair verband tussen de gemeten grootte (E_{th}) en de te meten grootte x . De uitlezing is eveneens nul wanneer de verandering x nul is, met de gekende voordelen.

9.4 Elektromagnetische snelheidssensor (tachogenerator)

De tachogenerator is een elektromagnetische sensor die een lineaire of angulaire snelheid meet.

Een eerste mogelijke uitvoering van de tacho berust op de wet van Lenz. Indien een elektrische geleider beweegt in een magnetisch veld dan ontstaat er een spanning over deze geleider:

$$U = Blv$$

Deze spanning is evenredig met de te meten snelheid (of hoeksnelheid).

Figuur 2.34x: Voorbeeld van een tachogenerator.

Een tweede mogelijke uitvoering bestaat uit een getand wiel van ferromagnetisch materiaal dat zich bevindt op de draaiende as. Het wiel draait dicht bij de pool van een permanente magneet. Rond de permanente magneet is een spoel gewikkeld. Draait het wiel rond dan gaat de flux omwonden door de spoel veranderen in de tijd omwille van de variërende reluctantie van de luchtspleet tussen pool en tand. (Analoog aan de variabele reluctantie positieopnemer uit paragraaf 9.3). Door inductie ontstaat er een spanning over de spoel.

Beschouw voor de berekening van de geïnduceerde spanning het magnetisch circuit bestaande uit magneet, luchtspleet en (ferromagnetisch) wiel uit figuur 2.34. De m.m.f. is hier constant (permanente magneet). De reluctantie \mathfrak{R} hangt af van de grootte van de luchtspleet tussen wiel en magneet. Is de tand dicht bij de pool dan is \mathfrak{R} minimaal, verplaatst de tand zich verder dan stijgt \mathfrak{R} , staat de pool tussen twee tanden dan is \mathfrak{R} maximaal (zie figuur 2.34 die R in functie van de hoek θ weergeeft). De flux Φ is:

$$\Phi = \frac{m.m.f.}{\mathfrak{R}}$$

De totale flux N met n het aantal spoelwindingen is:

$$N = n\Phi = \frac{n.mmf}{\mathfrak{R}}$$

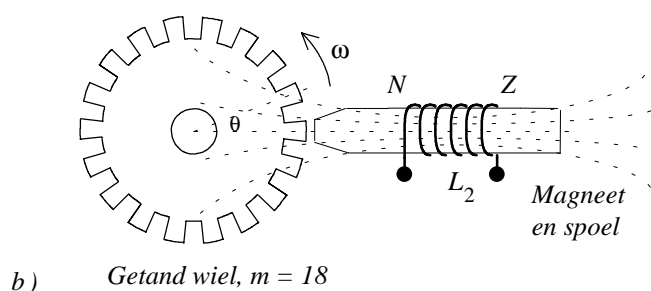
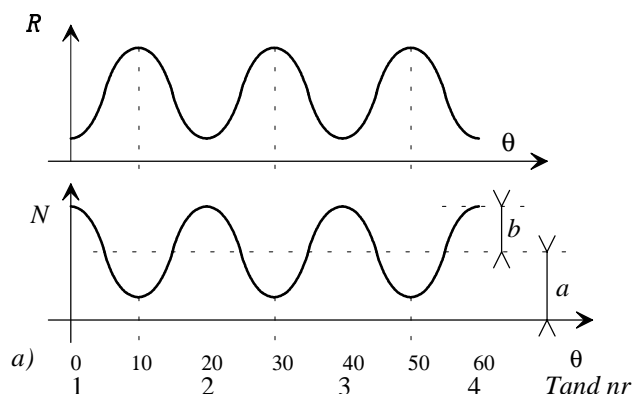
Uit figuur 2.34 blijkt dat bij m wielstanden:

$$N(\theta) \cong a + b \cos(m\theta)$$

Waaruit volgt:

$$U = -\frac{dN}{dt} = -\frac{dN}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -[-b \cdot m \cdot \sin(m\theta)] \frac{d\theta}{dt} = b \cdot m \cdot \omega \cdot \sin(m\omega t)$$

Dus zowel de amplitude als de frequentie van de uitgangsspanning U is evenredig met de angulaire snelheid ω . In de praktijk kan het meetsignaal omwille van ladingseffecten en elektrische storingen in amplitude wijzigen waardoor het 'frequentiesignaal' als meetwaarde de voorkeur krijgt. Door het tellen van het aantal cycli in een gegeven tijd ontstaat uit het frequentiesignaal op een eenvoudige wijze een digitaal signaal dat verder verwerkt kan worden. Een variabele reluctance tachogenerator wordt bijvoorbeeld toegepast in een turbine debietmeter om een nauwkeurige meting van het volumetrisch debiet of het totaal volume te geven.



Figuur 2.34: Werkingsprincipe van een elektromagnetische snelheidssensor.

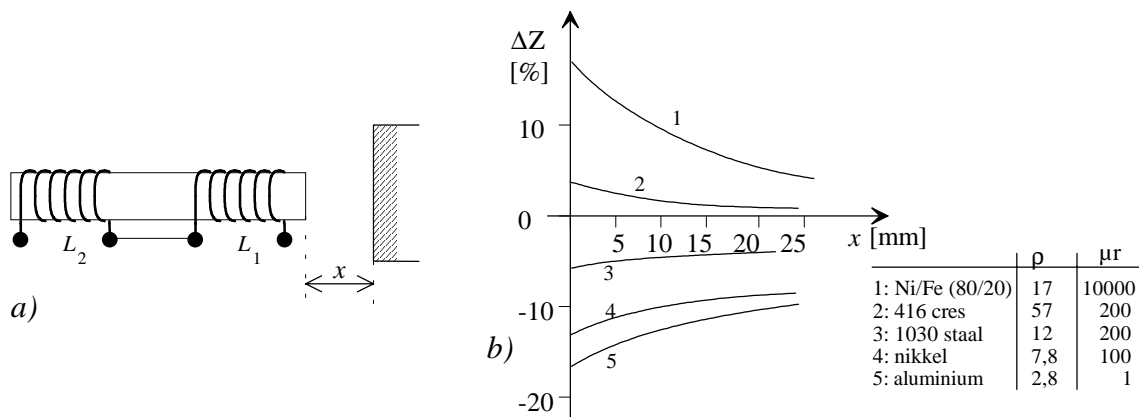
9.5 Wervelstroom verplaatsingsopnemer

Wervelstromen (*Eddy-currents*) ontstaan door het bekende inductie-effect: ladingdragers in een geleidend materiaal ondervinden krachten in een veranderend magneetveld en veroorzaken elektrische stromen in dat materiaal. Een wervelstroomopnemer benut dit effect.

De spoel 1 uit figuur 2.35.a bezit een zekere zelfinductie L , bepaald door zijn constructieve opbouw. Wanneer zich in de nabijheid van de spoel een metalen voorwerp bevindt, zullen er tengevolge van het genoemde inductie-effect stromen ontstaan in dat materiaal. Deze stromen wekken weer een magneetveld op dat tegengesteld gericht is aan het opwekkende veld. De totale flux N wordt daardoor kleiner en daarmee ook de zelfinductie L van de spoel:

$$L = \frac{N}{i}$$

Het effect is sterker naarmate de geleidbaarheid van het materiaal toeneemt. Dus: *bij nadering van een elektrisch geleidend, niet ferromagnetisch voorwerp neemt de sensorimpedantie af.*



Figuur 2.35: a) Principe van een wervelstroom of Eddy-current contactloze verplaatsingsopnemer. L_1 is de meetspoel, L_2 is de Compensatiespoel. b) Gevoeligheid van variabele reluctantie (1-2) en wervelstroom verplaatsingsopnemers (3-5).

De tweede spoel uit figuur 2.35.a dient voor temperatuurcompensatie en linearisering, en wordt in goedkopere typen weggelaten. In dit laatste geval beperkt de toepassing zich meestal tot contactloze naderings- en drempelschakelaars. Ook niet magnetische, niet geleidende materialen kunnen gedetecteerd worden door deze te voorzien van een dun laagje geleidend materiaal, bijvoorbeeld aluminiumfolie. De meetfrequentie ligt in de orde van 1 MHz.

Herinner uit paragraaf 9.3 dat voor de variabele reluctantie positie-opnemer bij nadering van een ferromagnetisch materiaal de reluctantie afneemt en bijgevolg de zelfinductie L toeneemt:

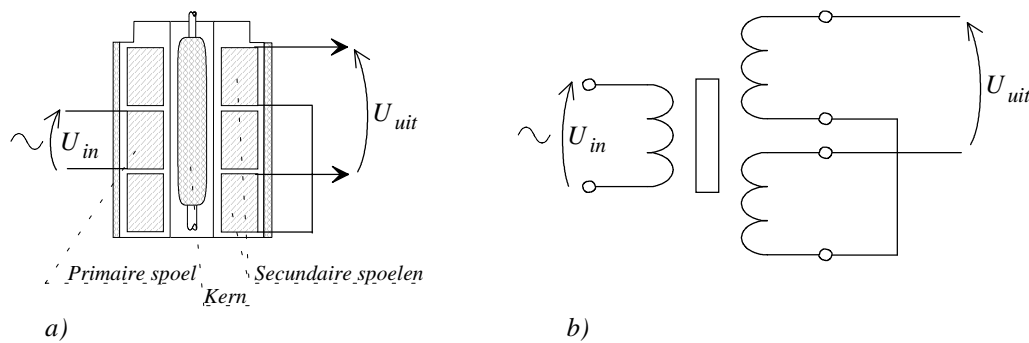
$$L = \frac{n^2}{\mathfrak{R}}$$

Dus: *bij nadering van een ferromagnetisch voorwerp neemt de sensorimpedantie toe* (en wel sterker naarmate de permeabiliteit μ_r van het materiaal groter is).

Figuur 2.35.b. geeft voor enkele materialen de gevoeligheid van de tot nog toe besproken magnetische sensoren.

9.6 De lineair variabele differentiaal-transformator (LVDT)

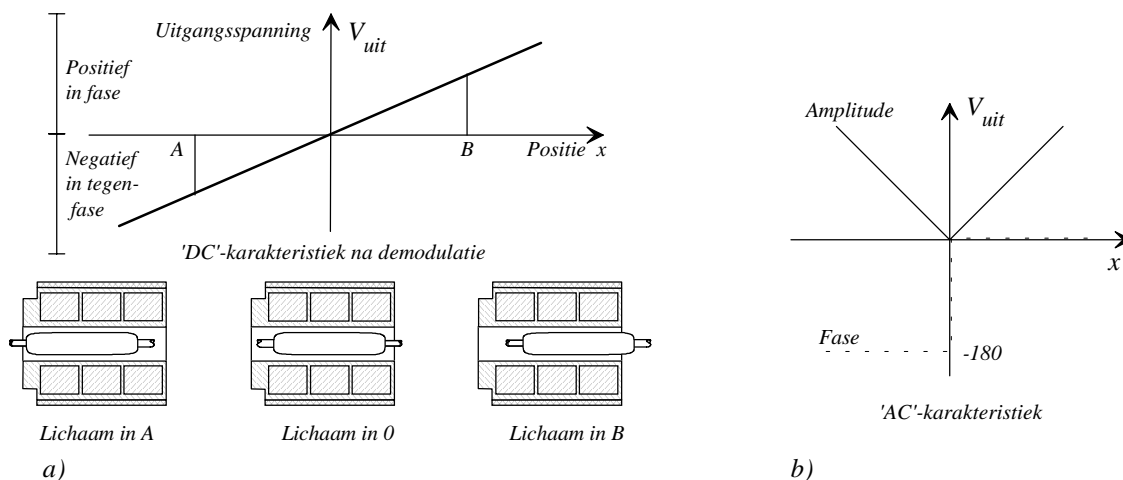
De Lineair Veranderlijke Differentiaal-Transformator (LVDT) is een elektromechanische omzetter waarvan het elektrisch uitgangssignaal rechtstreeks evenredig is met de verplaatsing van een afzonderlijk beweegbare kern. Zoals figuur 2.36.a aangeeft zijn drie spoelen op gelijke afstand van elkaar aangebracht om een holle cilinder waarin de kern axiaal kan schuiven. De kern beïnvloedt de weg van de magnetische flux tussen de spoelen.



Figuur 2.36: a) Opbouw en b) principiële schakeling van de LVDT.

Wanneer de primaire of centrale spoel gevoed wordt door een wisselspanning, dan worden spanningen geïnduceerd in de twee buitenste spoelen. Deze buitenste of secundaire spoelen worden in serie en in oppositie verbonden, zodat de twee spanningen in tegenfase zijn. De netto-uitgangsspanning van de transformator is het verschil van deze twee spanningen. Voor de centrale stand van de kern zal de uitgangsspanning nul zijn; deze stand noemt men het evenwichtspunt of de nulstand van de LVDT.

Bij verplaatsing van de kern uit de nulstand, verhoogt de geïnduceerde spanning in de spoel waarnaar de kern zich beweegt, terwijl de spanning in de andere secundaire spoel verlaagt. Dit heeft een differentiaalspanning tot gevolg welke lineair met de stand van de kern verandert. Een verplaatsing van de kern in de tegenovergestelde richting (voorbij de nulstand) geeft een gelijkaardige spanningskarakteristiek, maar met 180° faseverschuiving.



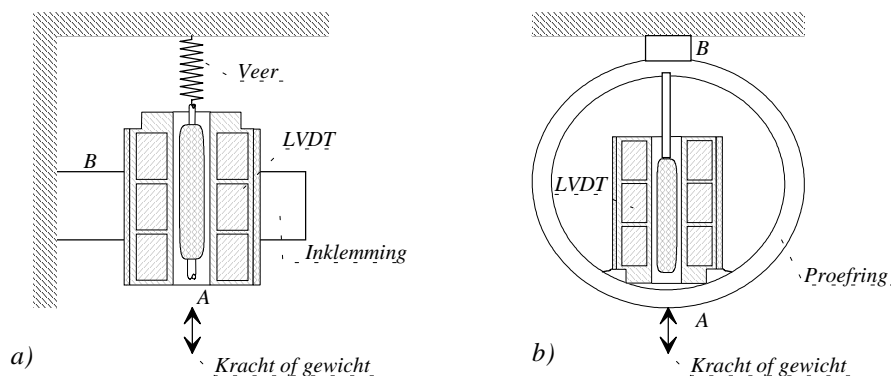
Figuur 2.37: 'DC' en 'AC' overdrachtskarakteristiek van LVDT.

Het verloop van de uitgangsspanning in functie van de stand van de kern is dus (binnen de grenzen van het lineair bereik) een rechte welke door de oorsprong gaat, bij aanduiding van tegengestelde fase met tegengestelde algebraïsche tekens. Dit geeft de curve uit figuur 2.37.a. De figuur toont eveneens de relatieve stand van de kern voor de drie vermelde situaties. Bij uitzetting van de spanning zonder inachtnaam van de fase heeft de curve een 'V-vorm', zie figuur 2.37.b.

In de praktijk gaat de uitgangsspanning niet precies door nul, omwille van kleine residuele spanningscomponenten welke elkaar niet annuleren. Dit betekent dat de 'V-vorm' van de curve uit figuur 2.37.b bij voldoende vergroting lichtjes afgerond is en niet volledig tot de oorsprong daalt. De 'nul'-uitgangsspanning is zo klein dat ze zonder betekenis is bij de meeste toepassingen. Voor de uiterst kritische toepassingen kan deze 'nul'-spanning nul gemaakt worden met behulp van eenvoudige interface schakelingen welke later aan bod zullen komen.

Toepassingen van de LVDT

Door toevoegen van een elastisch element aan de LVDT kan deze dienst doen als *krachtsensor*. De LVDT meet de stand van een punt op het elastisch element ten opzichte van een referentiepunt. Bij ijking van enkele relatieve standen bekomt men een toestel dat elke kracht of elk gewicht kan meten. Figuur 2.38 geeft twee voorbeelden. De LVDT-kern of de LVDT-mantel is verbonden met het elastisch element. Het elastisch element kan een veer, een bladveer of een proefring zijn. Door het aanbrengen van een belasting in punt A, verandert de relatieve positie van punt A ten opzichte van het stationaire punt B. De grootte van deze verandering is evenredig met de belasting volgens de wet van Hooke.

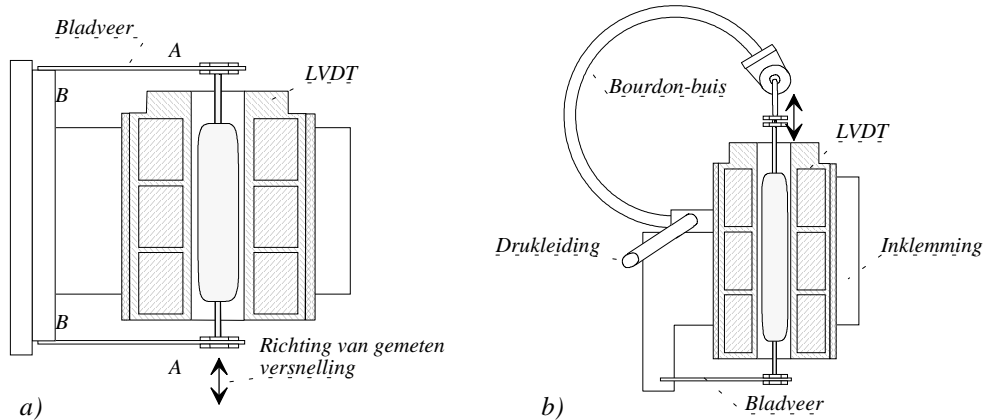


Figuur 2.38: Meten van krachten of gewichten met een LVDT.

De aangelegde kracht kan ook het resultaat zijn van een *versnelling*. In dit geval zal het totaal van de massa van het elastisch orgaan plus elke massa welke eraan bevestigd is, bepalend zijn voor de relatieve stand van punt A t.o.v. punt B bij een gegeven versnelling. Is de versnelling geen constante dan geeft de opstelling uit figuur 2.39.a de ogenblikkelijke waarde van de versnelling.

Met behulp van een Bourdon-buis, een diafragma of een balg (Eng.: Bellow), kan de LVDT ook omgebouwd worden tot een *druksensor* voor het meten van de druk in gassen en vloeistoffen. Afhankelijk van de bouwwijze meet de sensor de relatieve, de absolute of de differentiaaldruk of

hiervan afgeleide grootheden zoals vacuüm of vloeistofsnelheid. Bij elke uitvoering is de verplaatsing van het elastisch element evenredig met de te meten grootheid. Figuur 2.39.b geeft een voorbeeld van een Bourdon-buis-LVDT-druksensor.

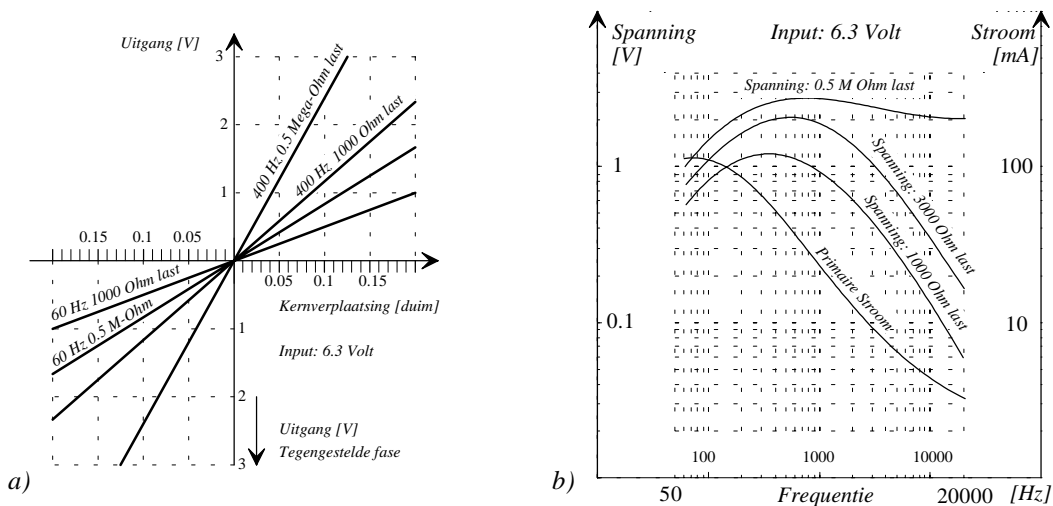


Figuur 2.39: a) Versnellingsopnemer en b) druksensor gebaseerd op een LVDT.

Elektrische eigenschappen

Voor standaard LVDT's bedraagt de niet-lineariteit $\pm 0,5\%$ of beter. Door een speciaal ontwerp of door een beperkt gebruik van het lineair bereik kan de niet-lineariteit beperkt worden tot $\pm 0,1\%$ of beter. De niet-lineariteit en het lineair bereik van de LVDT worden meestal aangeduid voor een belasting van $0,5 \text{ M}\Omega$.

In tegenstelling tot de potentiometer mag de LVDT echter aan een groot bereik van belastingimpedanties aangesloten worden, van oneindig tot een impedantie van dezelfde orde als de differentiaal-impedantie van de secundaire van de LVDT. Dit wordt voor een typische LVDT aangeduid in figuur 2.40.



Figuur 2.40: a) Overdrachtskarakteristiek van LVDT (type 100SS-L) voor verschillende belastingweerstand en frequenties. b) Gevoeligheid, weergegeven door de nominale uitgangsspanning bij 0,1 duim verplaatsing en 6,3 Volt ingangsspanning, en primaire stroom i.f.v. de frequentie.

Gevoeligheid en uitgang

De normale gevoeligheid van een LVDT wordt gewoonlijk aangeduid in mV (of volt) uitgangsspanning per 0,001 duim (Eng.: Inch) verplaatsing en per volt ingangsspanning (meestal geschreven als $mV_{uit}/0,001"/V_{in}$). In een typische toepassing zal de ingangsspanning een constante waarde hebben zodat de gevoeligheid dikwijls vereenvoudigd aangegeven wordt in mV (of volt) uitgangsspanning per 0,001" verplaatsing van de kern.

Aangezien de spanningsgevoeligheid verandert met de frequentie (uitgezonderd in sommige ontwerpen over een beperkt frequentiebereik) dient de frequentie vermeld te worden bij de aangeduide gevoeligheid. De eigenlijke uitgangsspanning voor een gegeven verplaatsing wordt bekomen door de gevoeligheid te vermenigvuldigen met de verplaatsing in duizendsten van een duim en vervolgens met de voedingsspanning in volt.

Sommige gebruikers verkiezen als aanduiding voor de gevoeligheid de uitgangsspanning bij normale ingangsspanning en bij nominale verplaatsing van de kern: dit is de *nominale volle-schaal uitgangsspanning*.

Figuur 2.40.b geeft de verandering van de uitgangsspanning en primaire stroom van een LVDT type 100SS-L in functie van de frequentie weer.

Voedingsfrequentie

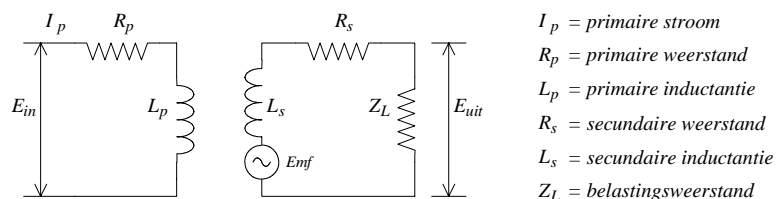
De standaard LVDT-modellen zijn ontworpen voor gebruik met een voedingsfrequentie gelegen tussen 50 Hz en 20 kHz. Uitzonderlijk kan deze ook 1 MHz bedragen of meer.

De netfrequentie van 50 Hz is over het algemeen geschikt wanneer statische of quasi-statische metingen van lineaire verplaatsingen dienen uitgevoerd te worden, welke geen frequentiecomponenten bevatten boven 5 Hz. Ook de 400 Hz welke in vliegtuigen voorhanden is, is uitstekend geschikt voor het voeden van een LVDT. (Hogere voedingsfrequenties zijn in de meeste gevallen toegelaten.)

Algemeen geldt de regel dat de voedingsfrequentie minstens 10 maal groter moet zijn dan de grootste te meten frequentie van de (mechanische) verplaatsing.

Fasekarakteristieken

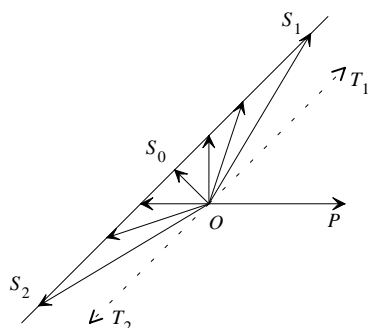
De fasehoek tussen de uitgangsspanning en de ingangsspanning kan bij gegeven belasting en voedingsfrequentie, twee waarden aannemen die 180° t.o.v. elkaar verschillen naargelang de kern zich aan de ene of aan de andere zijde van de nulstand bevindt. Merk op dat ten gevolge van de belastingweerstand de fase niet meer 0° of 180° moet zijn. Verplaatsing van de kern heeft slechts een zeer geringe verandering van de uitgangsfasehoek tot gevolg ($\pm 1^\circ$ in het lineair gebied). De bepaling van de fasehoek kan gebeuren aan de hand van de equivalente keten voor de LVDT uit figuur 2.41.



Figuur 2.41: Equivalente keten voor LVDT.

Normalerwijze, wanneer de kern door het nulpunt gaat, verandert de uitgangsfase plotseling over 180° . Nochtans, bij ongewone voorwaarden van grote minimum evenwichtsspanning (of "nul"-spanning), zoals kan voorkomen bij de aanwezigheid van een metaal massa in de onmiddellijke omgeving van de transformator, gebeurt de faseverandering over 180° niet abrupt maar neemt ze de vorm aan van een geleidelijke faseverschuiving in de omgeving van het nulpunt. Op het nulpunt zelf verschilt de fasehoek 90° van de twee fasehoeken bekomen op een zekere afstand aan weerszijden van het nulpunt.

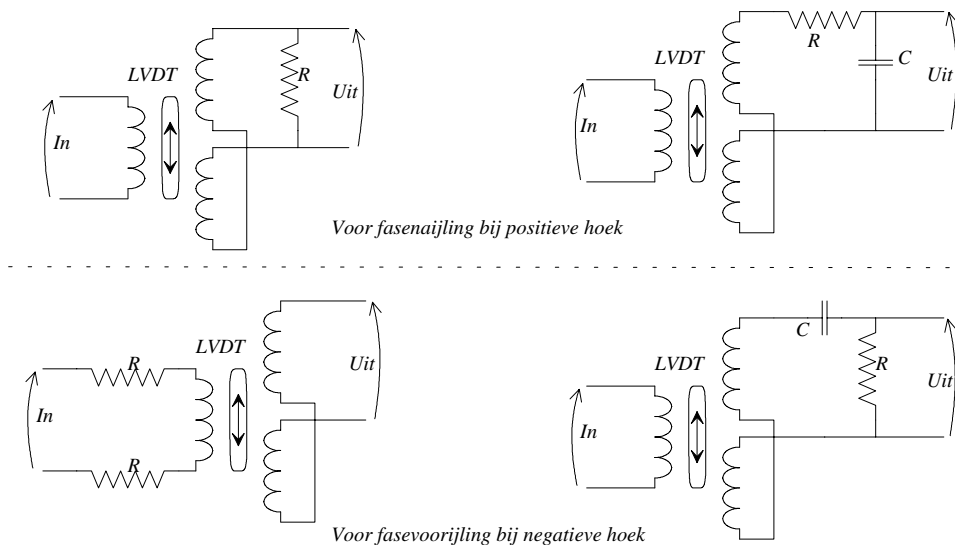
Figuur 2.42 illustreert deze faseverandering. Hierin stelt de vector OP de primaire spanning voor, stellen OS_1 en OS_2 de uitgangsspanningen op de twee tegenovergestelde uiteinden van het lineair bereik en OS_0 de minimum uitgangsspanning, die voorkomt op het "nul"-punt, voor. De overige vectoren voorgesteld door een volle lijn geven de uitgangsspanning voor tussenliggende standen aan. De grootte van de minimum spanning (OS_0) werd sterk vergroot voorgesteld om de tekening duidelijker te maken.



Figuur 2.42: Uitgangsfasehoek voor verschillende standen van de kern (de amplitude van de nulspanning werd omwille van de duidelijkheid sterk vergroot).

De stippellijn geeft de uitgang van een volmaakt in evenwicht gebrachte LVDT met nul minimum spanning, waarbij OT_1 en OT_2 de uitgangsspanningen zijn bij het uiteinde van het lineair bereik. Deze lijn gaat door het nulpunt en de fase verandert hier plots over 180° .

Figuur 2.43 geeft tenslotte enkele correctieketens om nul faseverschuiving te bekomen.



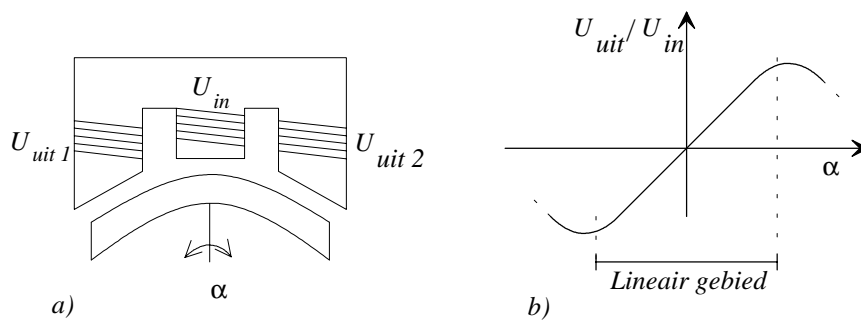
Figuur 2.43: Praktische kringen voor het verminderen van de fasehoek van een LVDT.

Opmerkingen:

- Mocht de verwerking van de wisselspanningssignalen (amplitude en polariteit) een probleem zijn, dan kunnen de (duurdere) typen met ingebouwde oscillator en detector een oplossing bieden. Deze typen staan bekend onder de naam DC-DC LVDT's: zowel de ingang als de uitgang zijn gelijkspanningen.
- LVDT's zijn uitgerust met een roestvrije stalen behuizing welke een goede bescherming garandeert tegen zowel mechanische invloeden als tegen elektrische en magnetische stoorvelden.

9.7 Roterend Veranderlijke Differentiaal-Transformator: RVDT

De RVDT is de rotationele uitvoering van de LVDT. Figuur 2.44 geeft een principiële schets. Het principe is gelijk aan dat van de LVDT, maar de constructie is anders. Het bereik is om constructieve redenen beperkt tot minder dan 180° verdraaiing. De RVDT kent toepassingen in werktuigmachines, bij het aanduiden van de stand van kleppen en kranen, bij radarantennes, scheepsroeren, enz.



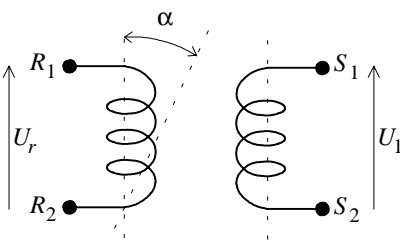
Figuur 2.44: a) Principiële uitvoering van RVDT en b) overdrachtskarakteristiek.

In tegenstelling tot een rotationele potentiometer, zijn er geen contactborstels of -lopers, is de resolutie praktisch onbegrensd, de wrijving uiterst klein (rollagers) en is het inertiemoment heel beperkt. De koppeling tussen rotor en statorspoel gebeurt zuiver elektromagnetisch. Het systeem is dus vrij van defecten te wijten aan slechte contacten.

9.8 Resolvers en Synchro's

Synchro's en resolvers bestaan uit een draaibaar opgestelde rotor en een vaste stator die magnetisch met elkaar gekoppeld zijn. Het zijn inductieve hoeksensoren met als meetbereik een volle verdraaiing (2π). Ze bestaan uit een variabele transformator met een hoekstandsafhankelijke koppeling. In tegenstelling tot de LVDT bewegen hier de spoelen ten opzichte van elkaar.

Het principe van de hoekstandsafhankelijke variabele transformator werkt als volgt: beschouw twee spoelen waarvan een vaste, de statorspoel en een roterende, de rotorspoel. De inductie van statorspoel naar rotorspoel zal afhankelijk zijn van de relatieve stand van de twee spoelen, en meer bepaald evenredig met de cosinus van het hoekverschil tussen beide spoelassen. Figuur 2.45 geeft een situatieschets.



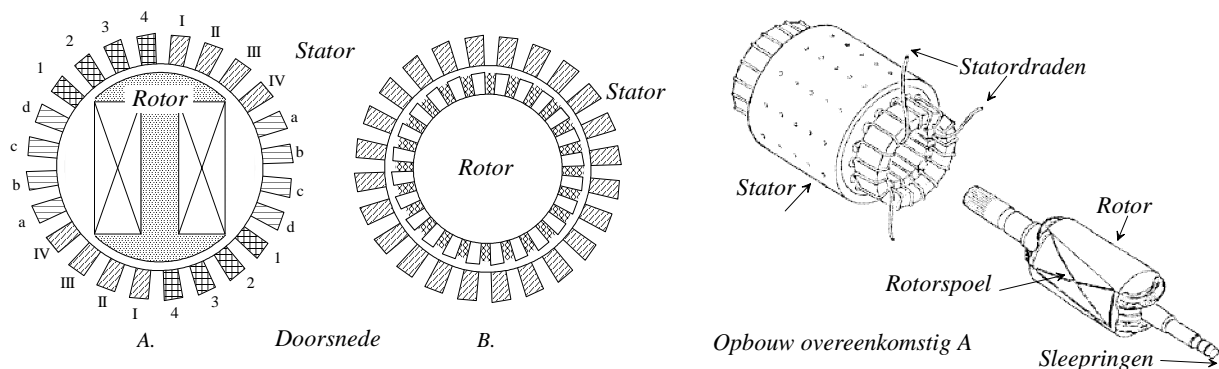
Figuur 2.45: Principe van roterende transformator.

Indien de rotorspoelas loodrecht staat op de statorspoelas is de inductie nul en zal de statorspanning eveneens nul zijn. Indien de rotorspoelas evenwijdig ligt met de statorspoelas dan is de inductie maximaal. Algemeen geldt:

$$U_1 = kU_r \sin \omega t \cos \alpha \quad \text{met}$$

U_1 de geïnduceerde statorspanning,
 k de transformator(versterkings)factor
 U_r de amplitude van de aangelegde rotorspanning
 α het hoekverschil tussen de twee spoelassen.

Figuur 2.46 geeft twee mogelijke constructies weer voor stator en rotor. De uitvoering A, een rotor in dubbele T-uitvoering, bezit geen constante reluctantie waardoor het toestel iets minder nauwkeurig werkt en wordt gebruikt in de goedkopere modellen.

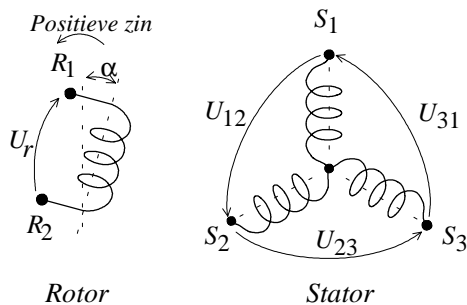


Figuur 2.46: Mogelijke uitvoeringen van resolver of synchro.

De uitvoering *B*, met constante luchtspleet en gelijkverdeelde wikkeling, is nauwkeuriger voor de meting van hoekafhankelijke signalen. Zowel rotorwikkeling als statorwikkeling kunnen uit meerdere spoelen bestaan. Het grote verschil qua constructie met de DC-motor is het ontbreken van koolstofborstels voor de commutatie die bij de synchro en de resolver niet van toepassing is. De rotorspoeluiteinden worden via slepringen naar buiten gebracht. Het verschil tussen de synchro en de resolver schuilt in het aantal statorspoelen en de ruimtelijke onderlinge ligging van deze spoelen.

Synchro

Bij de synchro bestaat de stator uit drie spoelen ruimtelijk 120° t.o.v. elkaar verschoven. In elke spoel wordt een wisselspanning opgewekt waarvan de amplitude en de polariteit afhankelijk is van de hoekstand van de rotor. Figuur 2.47 geeft de elektrische voorstelling van een synchro. Het sterpunt van de statorwikkeling is niet uitwendig bereikbaar. Typische waarden voor de voedingsfrequentie zijn 50 en 400 Hz, maar ook hogere frequenties zijn toegelaten.



Figuur 2.47: Elektrische voorstelling van een synchro.

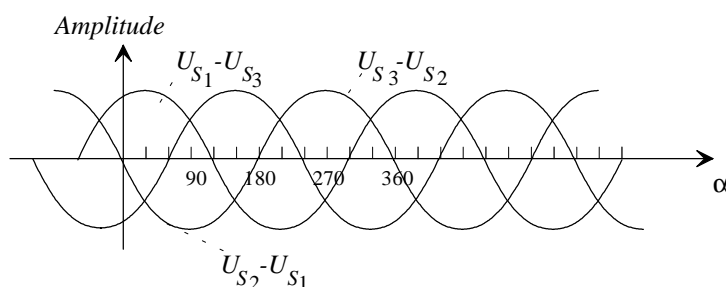
Voor de schematische voorstelling uit figuur 2.47 geldt voor $U_{\text{ref}} = U_r = A \sin \omega t$:

$$U_{S_2} - U_{S_1} = A \cdot K \sin \omega t \cdot \cos(\alpha - 150^\circ)$$

$$U_{S_3} - U_{S_2} = A \cdot K \sin \omega t \cdot \cos(\alpha - 270^\circ)$$

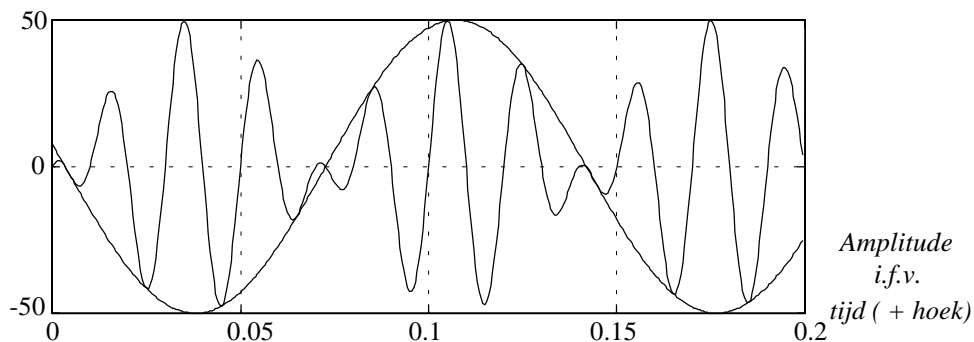
$$U_{S_1} - U_{S_3} = A \cdot K \sin \omega t \cdot \cos(\alpha - 30^\circ) \quad \text{met } K \text{ de transformatieverhouding.}$$

Deze spanningen zijn dus *gemoduleerde signalen* welke in amplitude afhankelijk zijn van de hoek. Figuur 2.48 geeft de spanningen weer in gedemoduleerde vorm en dit in functie van de hoek (vanuit een elektrisch nulpunt).



Figuur 2.48: Synchro formaat spanningen.

In gemoduleerde vorm ziet de spanning tussen S_1 en S_3 eruit als in figuur 2.49.

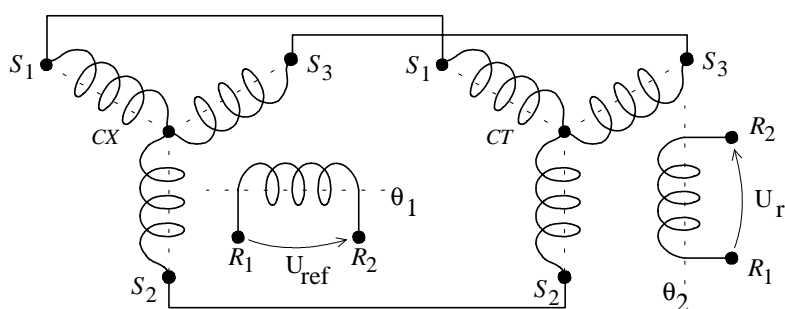


Figuur 2.49: Gemoduleerde spanning: $U_{S1} - U_{S3}$ (draaggolf 50 Hz - omhullende 433 toeren/min).

Synchro 'verschil'-schakeling

Synchro's worden gebruikt voor het meten van hoeken maar kunnen ook als onderdeel van een servomechanisme of controleketen dienst doen: hier meten en vergelijken ze de positie van een last, θ_2 , met de gewenste of opgegeven positie θ_1 . Er worden daarvoor twee synchro's gebruikt: de 'control transmitter' (CX) en de 'control transformer' (CT). In de 'control transmitter' doet de rotor dienst als primaire en de statorwikkeling als secundaire met hoekafhankelijke signalen. De 'control transformer' speelt de rol van ontvanger in de controletoepassing. De statorwikkelingen spelen de rol van primaire, de rotorwikkelingen spelen de rol van secundaire wikkeling.

De uitgang van de 'control transmitter' wordt aangelegd aan de primaire van de 'control transformer'. Deze krijgt also hoekafhankelijke ingangssignalen op de driefasige statorwikkelingen. Op de rotor wordt nu een spanning geïnduceerd welke afhankelijk is van zijn hoekstand. Zo is de rotorspanning afhankelijk van de ingangshoek (θ_1) van de 'transmitterrotor' en van de uitgangshoek (θ_2) van de 'transformerrotor'.

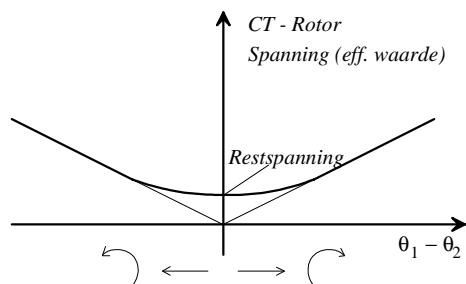


Figuur 2.50: Synchro 'verschil'-schakeling (onderdeel van synchro-controleketen).

De 'verschil'-keten uit figuur 2.50 levert een signaal op de 'transformerrotor':

$$U_r = K \cdot U_{ref} \cdot \sin(\theta_1 - \theta_2)$$

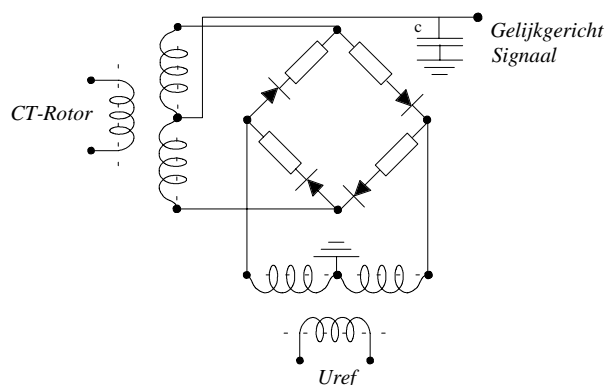
Figuur 2.51 geeft het verloop van de CT-rotorspanning bij kleine afwijking rond het punt waar de in- en uitgangshoek gelijk zijn.



Figuur 2.51: CT-rotorspanning bij kleine hoekverschillen tussen CX- en CT-rotors.

De effectieve waarde van deze spanning bereikt dus een minimum bij $\theta_1 = \theta_2$. De fase van dit signaal t.o.v. de referentiespanning U_{ref} zal bij het punt $\theta_1 = \theta_2$ omkeren.

Dit geeft een signaal dat in amplitude en 'in fase' (polariteit) afhankelijk is van het verschil tussen θ_1 en θ_2 . Bij gebruik van deze keten als comparator in een servosysteem, zal men het CT-rotorsignaal moeten demoduleren of fase-afhankelijk gelijkrichten (t.o.v. het referentiesignaal). De ringdemodulator (figuur 2.52) vervult deze rol.



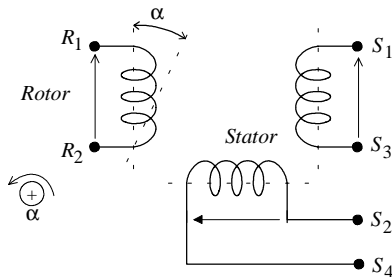
Figuur 2.52: Ringdemodulator.

Uitvoeringen van Synchro's

De diameter van een synchro varieert van 0,5 duim (inch) tot 3,7 duim. Aan een zijde van de synchro is een geïsoleerde eindblok aangebracht waarop de aansluitklemmen bevestigd zijn, het andere einde is een flens om de synchro te monteren. De uitwendige diameter van de synchro wordt gebruikt als basis voor een indeling in modellen, zo is een synchro met uitwendige diameter van 1,062 duim (2,7 cm) een model 11 synchro, een synchro met diameter 2,25 duim (5,715 cm) zal een model 23 synchro zijn.

Resolver

De resolver is een vorm van een synchro (dikwijls synchro resolver genoemd) waarbij de windingen voor de stator in de ruimte over 90° t.o.v. elkaar verplaatst zijn. Ze worden geproduceerd in dezelfde standaardmodellen (uitwendige diameter) als de synchro's. Inwendig zijn verschillende vormen van windingen en configuraties en transformatieverhoudingen mogelijk. De meest gebruikte resolver heeft een eenfasige rotor en een tweefasige stator (2 windingen 90° in de ruimte verschoven).



Figuur 2.53: Elektrische voorstelling van een resolver.

Is de rotor aangesloten op een excitatiespanning $U_{ref} = A \sin \omega t$, meestal een wisselspanning op 400 Hz, dan zijn de geïnduceerde resolververformaatspanningen (statorspanningen):

$$U_{s1-3} = K.A \sin \omega t \cdot \cos \alpha$$

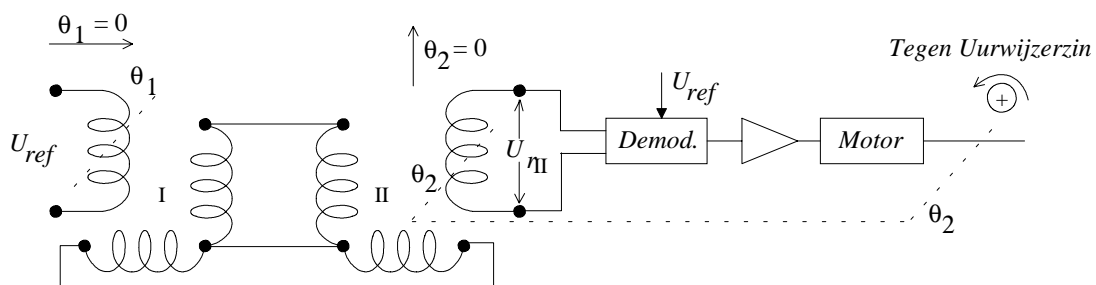
$$U_{s4-2} = K.A \sin \omega t \cdot \sin \alpha$$

Op ieder ogenblik geeft de resolver op de twee wikkelingen de sinus- en cosinuscomponenten van de hoek. Vandaar de naam 'resolver' (oplossen naar de hoek).

Toepassingen

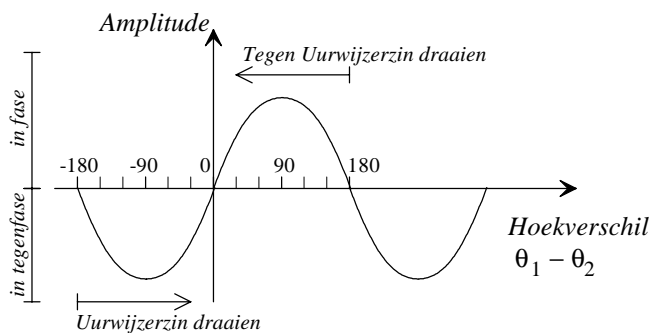
Een eerste vorm van gebruik is dus een hoekmeting door sin- en cos-componenten te bepalen, analoog aan de sinus-cosinus-potentiometer met dit verschil dat de statorspanningen in eerste instantie gemoduleerde signalen zijn.

Twee resolvers kunnen ook gekoppeld worden in een controleketen, dit analoog met de synchro controleketen (figuren 2.50 en 2.51). Het blokschema van een achtervolgingsservomechanisme kan er dan als volgt uitzien:



Figuur 2.54: Resolver-controle keten.

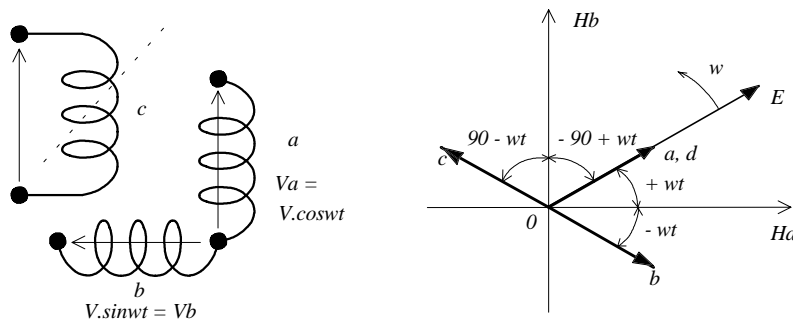
De spanning U_{rII} verloopt bij constant toerental (geen regeling en op de faseverschuiving na) als weergegeven in figuur 2.49. Na demodulatie geeft dit het verloop uit figuur 2.55.



Figuur 2.55: Gedemoduleerde rotorspanning in resolvercontroleketen.

Men zou kunnen denken dat zulk servomechanisme twee stabiele nulpunten kan hebben over een omwenteling van 360° . Dit gebrek aan eenduidigheid valt weg wanneer men bedenkt dat de amplitude op zich niet eenduidig is maar dat de fase daarentegen tegengesteld is voor twee hoeken, die dezelfde amplitude leveren aan de rotoruitgang van resolver II. Om deze reden is er ook maar één stabiel nulpunt mogelijk bij dit servomechanisme. De demodulator zal er dus voor zorgen dat de motor tegen uurwijzerzin draait bij een positieve fase en in uurwijzerzin draait bij een negatieve fase. Het nulpunt op 180° is niet stabiel. (Vergelijk met paragraaf 14.3, figuur 3.6).

Er bestaat nog een derde toepassingsmogelijkheid van de resolver. Leggen we aan de twee statorwikkelingen een tweefasige wisselspanning, dan ontstaat er in de machine een draaiveld. Dit illustreert het vectordiagram van figuur 2.56.



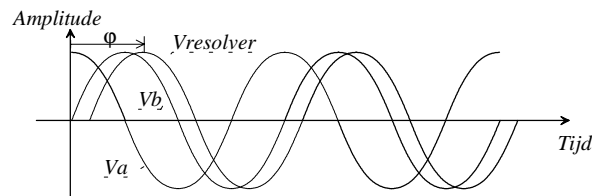
Figuur 2.56 : Vectordiagram van draaiveld in resolver.

We vertrekken van het feit dat men één pulserende vector in twee in tegengestelde zin draaiende vectoren ontbinden kan. De wikkelingen a en b liggen ruimtelijk verschoven over 90° . Verschuiven we nu de stroom in de wikkeling b over een hoek van 90° t.o.v. de stroom in de wikkeling a , dan krijgen we twee pulserende velden Ha en Hb . Ha wordt ontbonden in de vectorcomponenten Oa en Ob , terwijl Hb ontbonden wordt in Oc en Od . We zien dat op ieder moment Ob en Oc tegengesteld zijn terwijl Oa en Od samenvallen. De resulterende vector draait in de zin van de componenten Oa en Od en met een hoeksnelheid ω . Zijn nu beide velden Ha en Hb identiek dan geeft dit een cirkelvormig draaiveld. De wikkeling C van de rotor zal dus aan de

klemmen een wisselspanning afleveren waarvan de amplitude constant is, maar de fase afhangt van de rotor-hoekstand t.o.v. de nul-as. De rotorspanning is uit te drukken als:

$$V_c = K \cdot V \cos(\omega t - \varphi) \quad (\text{bij } \varphi = 0^\circ \text{ is } V_c = K \cdot V_a \text{ en bij } \varphi = 90^\circ \text{ is } V_c = K \cdot V_b).$$

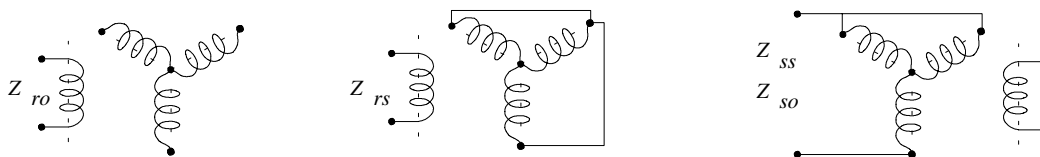
Een hoek kan nu gemeten worden door de faseverschuiving volgens figuur 2.57 te bepalen, wat mogelijk is op een numerieke manier. In deel III (o.a paragraaf 14.5) volgen nog enkele toepassingen.



Figuur 2.57: De faseverschuiving van de door het draaiveld geïnduceerde rotorspanning is gelijk aan de hoekstand van de rotor.

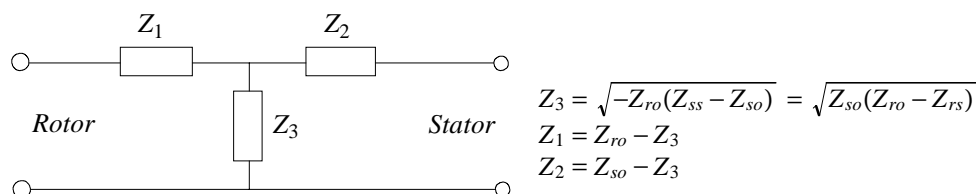
Synchro en resolver parameters

- Referentiespanning en frequenties:
Synchro's en resolvers worden bekrachtigd met wisselstroom waarvan de frequentie 50 Hz, 400 Hz tot zelfs 1000 Hz kan bedragen. Bij frequenties hoger dan 50 Hz worden de afmetingen van de machine kleiner, zodat ook het traagheidsmoment verkleint. De (referentie-) spanning bedraagt voor controle synchro's en resolvers meestal 26 V (rms) welke (meestal) een 11,8 V lijn tot lijn uitgangsspanning oplevert.
- Impedanties:
Bij synchro's worden volgende impedanties gemeten:
 Z_{ro} : rotor impedantie, stator open;
 Z_{rs} : rotor impedantie, stator kortgesloten;
 Z_{so} : stator impedantie, rotor open;
 Z_{ss} : stator impedantie, rotor kortgesloten.
- De statorimpedantie wordt steeds gemeten tussen een klem en een andere klem welke kortgesloten is met de derde klem. Zie figuur 2.58.



Figuur 2.58: Synchro impedanties.

- Een resolver is voor te stellen in een equivalent T-netwerk (figuur 2.59). De impedanties Z_1 , Z_2 en Z_3 kunnen berekend worden uit Z_{ro} , Z_{rs} , Z_{so} , Z_{ss} .



Figuur 2.59: Equivalent T-netwerk.

- Nauwkeurigheid, oplossingsvermogen: Het oplossingsvermogen hangt af van de constructie, d.w.z. de fijnheid van de gleuven en de vorm van de wikkelingen. Nauwkeurige synchro's en resolvers hebben een oplossingsvermogen van 5 tot 10 boogminuten.
- Restspanning: Bij controle synchro's en resolvers bedraagt de restspanning of de nulspanning (zie figuur 2.52) van 20 tot 50 mV.
- Faseverschuiving: De rotorspanning vertoont ten opzichte van de statorspanning een fasevoorijling. Dit geeft de resolverformaatspanningen:

$$K.A \sin(\omega t + \alpha_1) \cdot \sin\theta$$

$$K.A \sin(\omega t + \alpha_2) \cdot \cos\theta$$
 Deze verschuivingen kunnen tot 15° bedragen.

9.9 Inductosyn

De inductosyn bestaat als lineaire of als roterende inductosyn. De lineaire inductosyn is een zeer nauwkeurige verplaatsingsopnemer. Over een gebied van 250 mm is een nauwkeurigheid te bereiken van 5 tot 1 μm . In de roterende versie is een resolutie mogelijk tot 0,05 hoekseconden.

Beiden hebben ze hetzelfde werkingsprincipe. De lineaire inductosyn is eigenlijk een in een vlak gewikkelde (stator en rotor van een) resolver. De twee wikkelingen (vlakken) zijn verschuifbaar en de wikkelingen zitten niet op een ijzeren kern. De twee in een vlak gewikkelde delen zijn een lat (normaal de eenfasige rotor van een resolver) en een glijder (de stator van de resolver, dus tweefasig gewikkeld). De lat wordt vast gemonteerd (bv. op het machinebed), de glijder is gemonteerd op het te positioneren deel van de machine (bv. het machinedeel waarop het werktuig geplaatst is).

De lat bestaat uit een basismateriaal dat niet ferromagnetisch is zoals staal of aluminium, en waarvan de temperatuuruitzettingscoëfficiënt aangepast is aan deze van het machine-onderdeel waarop de lat gemonteerd is. Op dit basismateriaal is een isolatielaag en een wikkeling uit koper aangebracht. Figuur 2.60 toont de opbouw van de lineaire inductosyn.

De periodieke indeling van de wikkeling is $2p$, in het Angelsaksisch meetsysteem is $2p = 0,1$ duim, in het metrisch meetsysteem is dit 2 mm.

De glijder bestaat uit twee afzonderlijke wikkelingen, 90° of $2p/4 = 0,5$ mm t.o.v. elkaar verschoven. Er worden meerdere perioden gewikkeld op de glijder om de amplitude van de geïnduceerde spanningen te verhogen en om de afwijkingen op de lineaire verdeling uit te middelen over het aantal gebruikte perioden. De geïnduceerde spanningen kunnen verder vergroot worden door de frequentie van het referentiesignaal op te drijven.

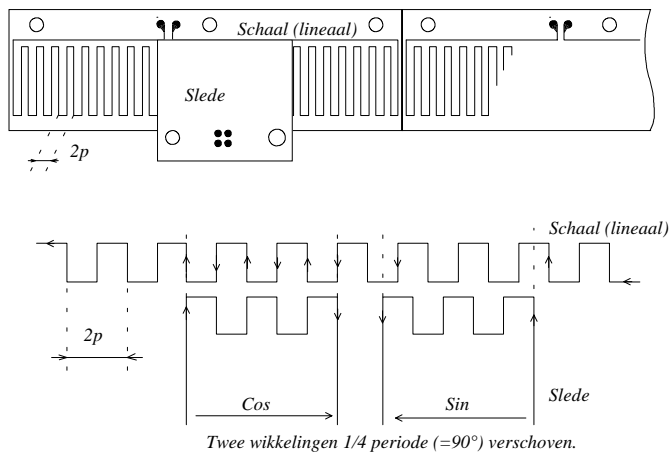
De luchtspleet tussen lat en glijder is ongeveer 0,05 mm. Op de lat wordt als excitatiespanning een wisselspanning met frequentie van 5 kHz tot 10 kHz aangelegd. Stellen we deze gelijk aan $V \sin \omega t$ dan zijn de uitgangsspanningen op de glijderwikkelingen:

$$KV \sin(\omega t) \sin(2\pi x/2p)$$

$$KV \sin(\omega t) \cos(2\pi x/2p)$$

met x de lineaire verplaatsing van de glijder t.o.v. de lat, $2p$ de wikkelperiode en K de overdrachtsfactor.

Ook de omgekeerde werking is mogelijk. Wanneer op de twee wikkelingen van de glijder twee spanningen worden aangelegd die in amplitude gelijk maar in fase 90° verschoven zijn, ontstaat op de lat een geïnduceerde spanning die in fase afhankelijk is van de positie x van de glijder. Dit principe is analoog aan de werking met constant draaiveld bij de resolver.



Figuur 2.60: Opbouw van (lineaire) inductosyn.

Voor de roterende inductosyn is de werking analoog. Is de excitatiespanning op de rotor $V \sin \omega t$, dan zijn de statorspanningen uit te drukken als:

$$V \sin(\omega t) \sin(N \theta)$$

$$V \sin(\omega t) \cos(N \theta)$$

met θ de hoekverdraaiing van de rotor t.o.v. de stator en N het aantal polen van de rotor (" $2N$ " stemt overeen met een volledige omwenteling).

9.10 Samenvatting eigenschappen

Type	Meetbereik	Gevoeligheid Resolutie	Niet-lineariteit (5% FSD)	T _{max} (°C)
Diff. Reluctantie	0,1 mm ... 20 mm	10 ... 100 mV/mm.V	0,50	
Eddy-current	0,1 mm ... 60 mm	0,1 ... 5 V/mm	0,50	300
LVDT	±0,25 mm ... ± 25 cm	1 ... 500 mV/mm.V	0,1 ... 0,5	500
RVDT	± 40 deg ± 60 deg	1 ... 10 mV/deg.V	0,5 < 3	500
Resolver/synchro	2π	enkele bgmin	0,01	
Inductosyn, lin.	absoluut: 2 mm, 0.1 duim cyclisch abs.: enkele m	0,1 μm		
Inductosyn, rot.	absoluut: ± 10 bgmin cyclisch abs.: 2π of meer	0,05 bgsec		

Tabel 2.5: Eigenschappen inductieve sensoren.