

RESISTIVE OG INDUKTIVE GIVERE

RESISTIVE GIVERE

Læringsmål for dette kapittlet er:

- Å bli kjent med hvordan resistive givere (strekkgiver) kan brukes, og eksempler på anvendelseområder.

STREKKGIVER - STRAIN GAUGES

Resistive givere hører til de enkleste givene, og har vært brukt i lang tid som såkalte strekkgiver, engelsk: *strain gauges*. De bygger på et enkelt prinsipp: resistansen for et trådformet material endrer seg hvis tråden strekkes.

Applikasjonseksempler

I byggindustrien kan strekkgiver brukes for å måle hvordan bygningselement utvider seg, se Fig. 1



Fig. 1 Installerte givere under en bru

En digital vekt bruker en bjelkeformet fjær, og så brukes strekkgiver for å måle hvor mye fjæren utvider seg (konstruksjonen med bjelke og strekkgiver kalles "*load cell*"), se Fig. 2.

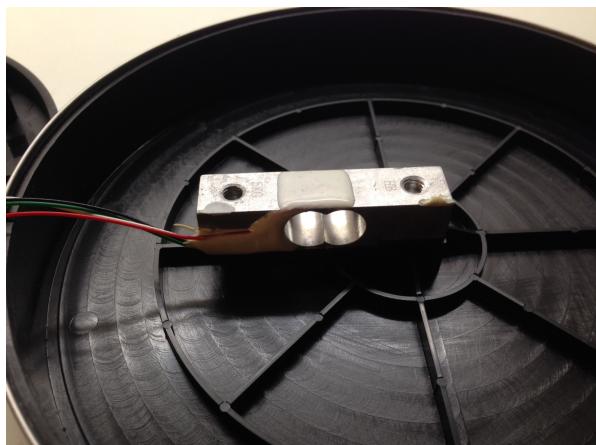


Fig. 2 Kjøkkenvekt; med en "load cell" under platen hvor det som skal veies plasseres. Man kan se aluminiumbjelken med hull, og med en strekkgiver limet på.

En trykkfølsom trackpad kan også bruke fjærroppheng med strekkgiver på for å måle hvordan en slik trykkplate beveger seg, se Fig. 3.

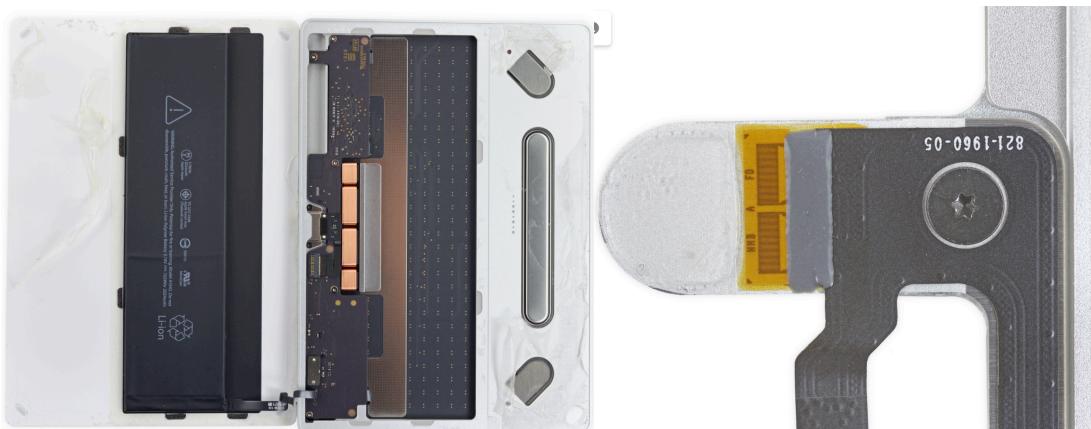


Fig. 3 En *trackpad* hvor man til høyre kan se to rundete metallfjærer på skrå. (bilder fra ifixit.org).

Forstørret bilde av metallfjæren, med pålimet folie-strekkgiver.

Grunnprinsipp

Vi ser på grunnelementet i en strekkgiver: en tråd med lengde L og tverrsnittsareal A , se Fig. 4.

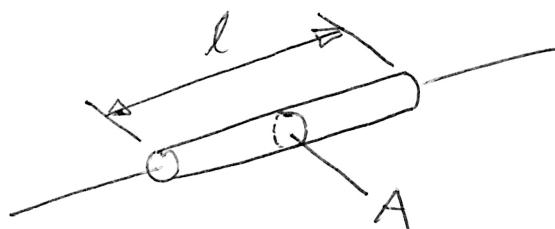


Fig. 4 En trådformet resistans med lengde L og tverrsnittsareal A .

Resistansen R for en slik tråd er en funksjon av materiale, størrelse, temperatur (vi viser ikke temperaturavhengigheten her):

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (1)$$

hvor ρ er såkalt resistivitet med enheten [Ωm].

Når tråden strekkes, så kommer l og A å endres, og resistansen endres da også. Formen på tråden lages på mange forskjellige måter, se fig. 5.

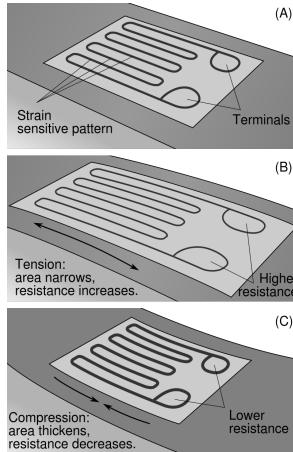


Fig. 5 Illustrasjon av en strekk giver (fra Wikipedia artikkelen om *strain gauge*; under CC0 lisens).

Resistiviteten er i sin tur bl.a avhengig av temperatur, og det må man ta hensyn til. Vi prøver å utlede hvor stor endringen i resistans blir, når disse faktorene L , A og ρ endres. Fra tidligere leksjoner husker vi feilen/usikkerheten for sammensatte forhold:

$$\left| \Delta f \right|_{x_0, y_0} \approx \left| \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_0} \Delta x + \left| \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{y_0} \Delta y + \dots \Rightarrow \left| \Delta R \right| = \left| \frac{\partial R}{\partial \rho} \Delta \rho \right| + \left| \frac{\partial R}{\partial L} \Delta L \right| + \left| \frac{\partial R}{\partial A} \Delta A \right|$$

Her vil vi dog ta hensyn til at endringene i l og A ikke er uavhengig, så da må vi ta hensyn til fortegn:

$$\Delta R = \frac{\partial R}{\partial \rho} \Delta \rho + \frac{\partial R}{\partial L} \Delta L + \frac{\partial R}{\partial A} \Delta A$$

Partialderivataene er enkle i det her fallet:

$$\Delta R = \frac{L}{A} \Delta \rho + \frac{\rho}{A} \Delta L - \frac{\rho L}{A^2} \Delta A = \frac{\rho L}{A} \left(\frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta A}{A} \right) = R \left(\frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta A}{A} \right) \Rightarrow$$

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - \frac{dA}{A} \quad (2)$$

Hvordan henger endringen i L og A sammen? Jo, via Poisson's tall, μ , som beskriver forholdet mellom strekk på tvers og strekk på lengs med et stykke materiale. Hvis diametern for tråden er D , så gir Poisson's tall forholdet:

$$\frac{dD}{D} = -\mu \frac{dL}{L} \quad (3)$$

Tallet μ er rundt 0,3 for mange metaller. Vi var jo mer intressert i forholdet mellom endringer i L og i A , så vi utleider dette via forholdet mellom areal og diameter

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \Rightarrow \frac{dA}{dD} = \frac{2\pi D}{4} = \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{2}{D} \Rightarrow \frac{dA}{A} = 2 \frac{dD}{D} = \left\{ \text{lign. (3)} \right\} = -2\mu \frac{dL}{L} \quad (4)$$

Dette forholdet bruker vi da i ekv. (2):

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} + 2\mu \frac{dL}{L} = \frac{d\rho}{\rho} + (2\mu + 1) \frac{dL}{L}$$

Strekket, dL/L , som jo er den relative lengdendringen, betegnes med ε , og da er den relative endringen i resistansen

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + (2\mu + 1) \frac{dL}{L} = \frac{d\rho}{\rho} + (2\mu + 1) \varepsilon = \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{d\rho}{\rho} + 2\mu + 1 \right) \varepsilon = k\varepsilon$$

Konstanten k er den giverfaktor som angis i datablad for strekkgiver. Et vanligt material er metallen konstantan (nikkel/kobber-legering), som har $k \approx 2.1$: en endring av lengden på 1% gir altså en endring i resistans på 2.1%. Den første termen, $\frac{d\rho}{\rho}$, er et mål på den såkalte *piezoresistive* effekten. For konstantan-strekkgiver står den første termen for rundt 20% av giverfaktoren, men for andre materialer kan den første termen være mye høyere. Maksimalt strekk, ε , kan typisk være 30000 - 50000 $\mu\text{m}/\text{m}$, dvs 3-5%.

Da trenger vi kun å lage en elektrisk krets som gir en utspenning som er proporsjonal med ε . Det kommer ikke å fungere så bra å direkte bruke spenningen over resistansen R , fordi endringen i resistans, og da også i spenning, er meget liten. En meget effektiv måte å gjøre dette er isteden med en bru-kobling, en såkalt Wheatstone-bru. Denne koblingen ble utviklet i midten på 1800-tallet!

Wheatstone-bru

Med en kobling som i fig. 6, hvor resistansene A , B og R er konstant, og R_x er variabel, så gir spenningsdeling at

$$V_{out} = V_0 \left(\frac{B}{A+B} - \frac{R}{R+R_x} \right) = V_0 \left(\frac{1}{1+\frac{B}{A}} - \frac{1}{1+\frac{R_x}{R}} \right) \quad (5)$$

Man designar en brygge slik at utspenningen, V_{out} , er null når strekkgiveren ikke er strekkt, dvs da $R_x = R_{x,0}$

$$\frac{A}{B} = \frac{R_{x,0}}{R} \Rightarrow V_{out} = 0$$

Forholdet mellom disse resistansene betegnes med Q :

$$Q = \frac{A}{B} = \frac{R_{x,0}}{R}$$

En liten endring i R_x , ΔR_x gir da en endring i utspenning ΔV_{out} :

$$\frac{dV_{out}}{dR_x} = V_0 \frac{\frac{1}{R}}{(1 + \frac{R_x}{R})^2} \Rightarrow \Delta V_{out} = V_0 \frac{\Delta R_x}{R_x} \frac{\frac{R_x}{R}}{(1 + \frac{R_x}{R})^2} = V_0 \frac{\Delta R_x}{R_x} \frac{Q}{(1 + Q)^2}$$

Normalt sett velges $Q = 1$ (fordi ΔV_{out} er maksimal for $Q=1$!), og da er altså

$$\Delta V_{out} = V_0 \frac{1}{4} \frac{\Delta R_x}{R_x}$$

En kompliserende faktor er at resistansen også er temperaturavhengig, og endret temperatur kommer da å gi endring i resistans uten at det er noe strekk. Dette kan kompenseres for ved å feste en kompensasjonsgiver, en helt lik strekkgiver, på et sted som påvirkes av samme temperatur, men som ikke strekkes. I fig. 6 kan da R være en helt lik strekkgiver som R_x , men montert vinkelrett mot R_x slik at R ikke strekkes, men begge to blir utsatt for samme endring grunnet temperaturendring! Den kalles en kompensasjonsgiver. Hvis man i (5) setter inn

$$R_x = R_{x,0} + \Delta R_{x,\epsilon} + \Delta R_{x,T}$$

$$R = R_0 + \Delta R_T$$

med antakelsen at $R_0 = R_{x,0}$ og $\Delta R_T = \Delta R_{x,T}$, så finner man at ΔV_{out} innholder kun $\Delta R_{x,\epsilon}$ (+ andre ordens termer av typen ΔR_T^2).

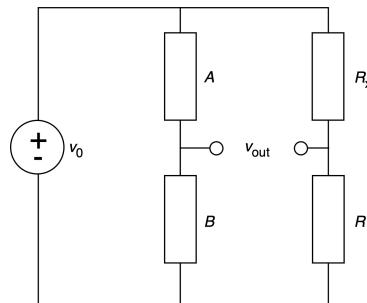


Fig. 6 En Wheatstone bru, med hvilken endringen i en resistans, R_x , kan måles.

Det er mulig å få høyere følsomhet med å bruke to eller fire strekkgivere som arrangeres slik at noen får positivt strekk samtidig som en annen får negativt strekk, se fig. 7.

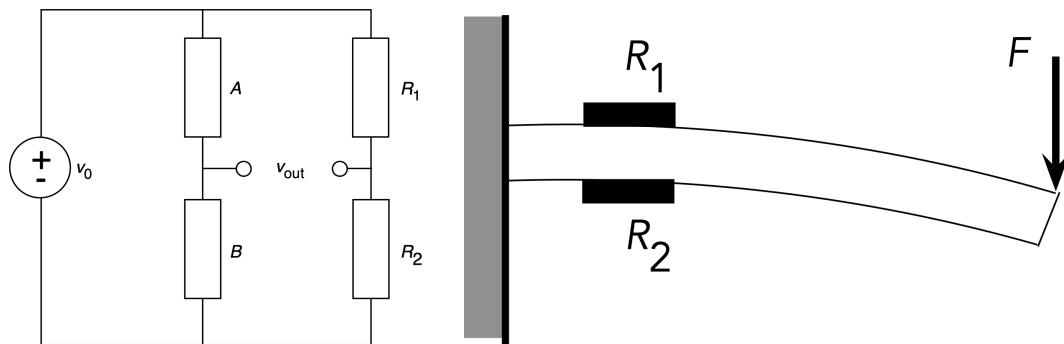


Fig. 7 To strekkgivere, R_1 og R_2 , kan brukes for å doble følsomheten.

Med to givere som i figur 7 økes følsomheten med en faktor 2 til

$$\Delta V_{out} = V_0 \frac{1}{2} \frac{\Delta R_x}{R_x}$$

Fire givere kan også brukes, ved å erstatte A og B i figur 6, og gi enn høyere følsomhet:

$$\Delta V_{out} = V_0 \frac{\Delta R_x}{R_x}$$

Da strekket, ε , typisk måste være mindre enn 5%, og strekkgiveren kan ha en giverfaktor på 2, så blir det ganske svake utsignaler

$$\Delta V_{out,max} = 0,1 \cdot V_0$$

Man kan jo da øke styrken på utsignalet ved å øke matningsspenningen V_0 , men det kan være upraktisk (hvis annen elektronikk bruker standardspenninger), og i tillegg gir en høyere matningsspenning større oppvarmingseffekter.

Noen form av forsterker er nødvendig før AD-omvandleren, og i tillegg trenges tilstrekkelig mange bits oppløsning i AD-omvandleren.

Eksempel:

En digital kjøkkenvekt kan veie inntill 3000 g, med 1 g oppløsning. Hvor mange bits oppløsning måste AD-omvandleren minst ha?

Da $2^{12} = 4096$ (og $2^{11} = 2048$) så burde 12 bits oppløsning være et minimum for å kunne gi 3000 diskrete utverdier. Vi finner verdien 12 slik:

Antallet bits som trenges for å beskrive alle heltall fra 0 til X er

$$N_{bits}(X) = \left\lceil \frac{\ln(X)}{\ln(2)} \right\rceil = \left\lceil \frac{\log(X)}{\log(2)} \right\rceil \Rightarrow N_{bits}(3000) = \left\lceil \frac{\log(3000)}{\log(2)} \right\rceil = \left\lceil 11,55 \right\rceil = 12$$

hvor $\lceil Y \rceil$ betyr det heltall som er Y avrundet oppover.

Mekaniske aspekter

Den såkalte "*load cell*" sensorn, vist i fig. 8, er altså en bjelke, og den har hull gjennom for å lage to tynnere seksjoner hvor strekket blir større enn om det hadde vært en solid bjelke (fra Wikimedia commons):



Fig. 8 En såkalt "*load cell*" som brukes i digitale vekter. Bilde fra Wikipedia-artikkelen om *load cell*, under CC BY-SA 2.5 license.

Så lenge et material med elastiske/fjærende egenskaper utsettes for små strekk, så oppfører det seg meget lineært, som en fjær – den følger «Hooke's lov». Det betyr at mange forskjellige størrelser vil variere lineært med pålagt kraft: utsvinget i enden av bjelken; strekket i overflaten osv.

En bestemt *load cell* vil ha en maksimal last, hvilket gir et maksimalt strekk på noen få %. Den pålimte strekkgiveren må da også klare tilsvarende maksimalt strekk. Den analoge utspenningen fra giveren kommer å variere ganske så lineært med utsvinget, og oppløsningen, dvs hvor små trinn som kan detekteres, er avhengig av det analoge signalets styrke i forhold til analoge støysignaler. Som siste trinn vil AD-omvandlingen endelig avgjøre minimum oppløsing.

INDUKTIVE SENSORER

Læringsmål med denne forelesningen er:

- Kjenne til prinsippene for noen typer av induktive sensorer, og hvordan de kan brukes.
- Forstå hvordan frekvensresponsen ser ut, skjematiske, for *moving-coil* omvandlere

INDUCTIVE PROXIMITY SWITCHES

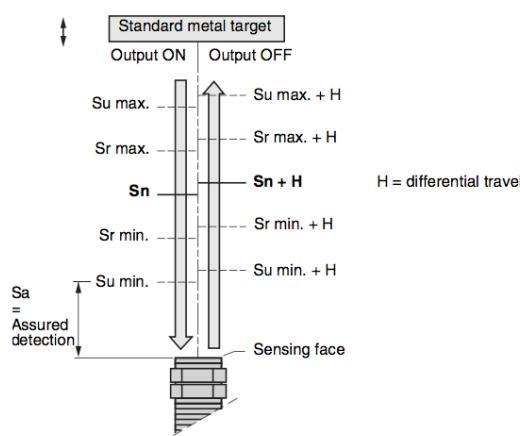
Induktive givere uten bevegelige deler brukes som "*proximity switches*", for å detektere om et metallforemål kommer i nærheten av sensorn. Slike givere er meget vanlig i industrielle sammenheng, se fig. 8.



Fig. 8 En induktiv «*proximity switch*» (fra indiamart.com).

De brukes som en bryter, som svitsjer mellom "*object detected*" eller "*object not detected*" (= normal posisjon). De finnes i "Normally open" og "Normally closed" versjoner, og slipper gjennom matespenningen (eller bryter den) hvis et objekt kommer i nærheten.

Kan man snakke om målefeil/måleusikkerhet her? Ja, fordi en slik giver skal svitsje når objektet kommer innen et kjent avstand. Dette finnes da beskrevet i datablad, som vise4s i Fig. 9. Vi ser at en internasjonal standard er nevnt, IEC.

Sensing distance**Definitions**

In order to ensure that customers can make reliable product comparisons and selection, the standard IEC 60947-5-2 defines various sensing distances, such as:

■ Nominal sensing distance (Sn)

The rated operating distance for which the sensor is designed. It does not take into account any variations (manufacturing tolerances, temperature, voltage).

■ Real sensing distance (Sr)

The real sensing distance is measured at the rated voltage (U_n) and the rated ambient temperature (T_n). It must be between 90% and 110% of the nominal sensing distance (Sn): $0.9 Sn \leq Sr \leq 1.1 Sn$.

■ Usable sensing distance (Su)

The usable sensing distance is measured at the limits of the permissible variations in the ambient temperature (T_a) and the supply voltage (U_b). It must be between 90% and 110% of the real sensing distance: $0.9 Sr \leq Su \leq 1.1 Sr$.

■ Assured sensing distance (Sa)

This is the operating zone of the sensor. The assured operating distance is between 0 and 81% of the nominal sensing distance (Sn): $0 \leq Sa \leq 0.9 \times 0.9 \times Sn$

Correction of the sensing distance of a sensor

Sensor with nominal sensing distance $Sn = 15$ mm.

Ambient temperature variation 0 to + 20 °C.

Object material and size: steel, 30 x 30 x 1 mm thick.

The assured operating distance **Sa** is determined using the formula:

$$Sa = Sn \times Kq \times Km \times Kd \times Kt = 15 \times 0.98 \times 1 \times 0.95 \times 0.9$$

i.e. $Sa = 12.5$ mm.

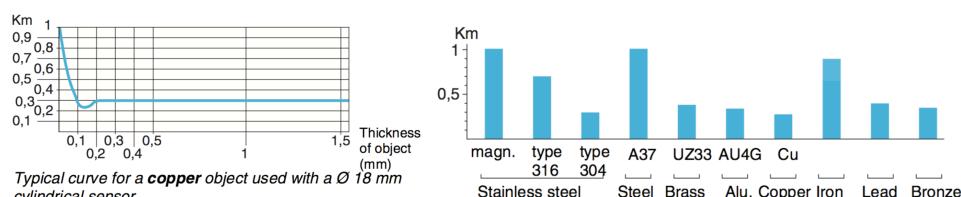
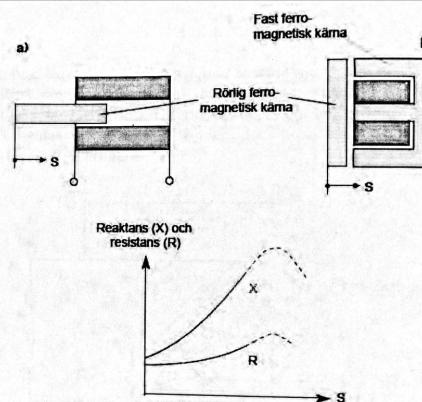


Fig. 9 Datablad for en induktiv *proximity switch*, fra Telemecanique.

Hva er det fysiske prinsippet bak denne sensoren? Inne i sensoren sitter en spole, nært den detekterende overflaten. En liten elektrisk krets sender en vekselstrøm, typisk med noen kHz frekvens, gjennom spolen. Den effektive induktansen vil bli påvirket av metallobjekt i nærheten, og påvirke den elektriske kretsen, se fig. 10. Den effektive resistansen vil også bli påvirket gjennom endrete tap i den magnetiske kretsen.



Figur 5.7: Induktiv givare med en spole. Konstruktionen i a) ger större mätområde, medan b) ger större känslighet för den mätta storheten s .

Fig. 10 Illustrasjon av funksjonsprinsippet for en induktiv giver. Fra kompendiet «Mätteknik», Chalmers Tekniska Högskola.

Sensoren innholder en LC-oscillator og en krets som detekterer endret amplitude eller frekvens - med en liten men viktig detalje: en hysteres-funksjon slik at det er et fysisk avstand mellom svitsjens åpning og lukking.

Sensorene som beskrives over er følsomme for objekter på korte avstand, men variasjoner med flere spoler kan øke følsomheten og detektere metall på lengre avstand - som i metalldetektorer.

INDUKTIV GIVERE MED SIGNAL PROP. MOT POSISJON

Induktive givere kan også lages slik at utsignalet er proporsjonalt mot posisjonen til en bevegelig kjerne, som i figur 10, til venstre, eller fig. 11.

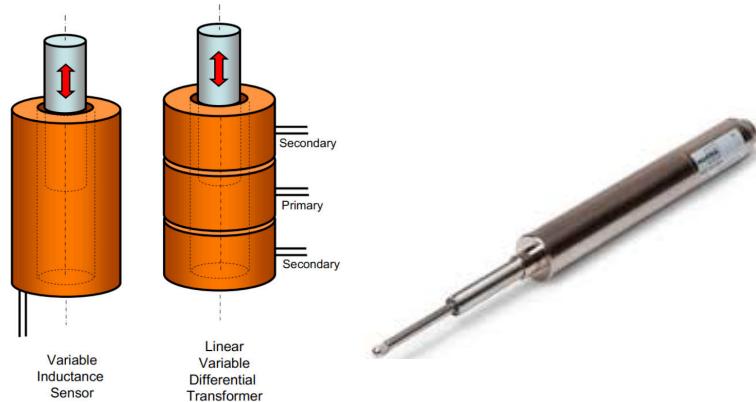
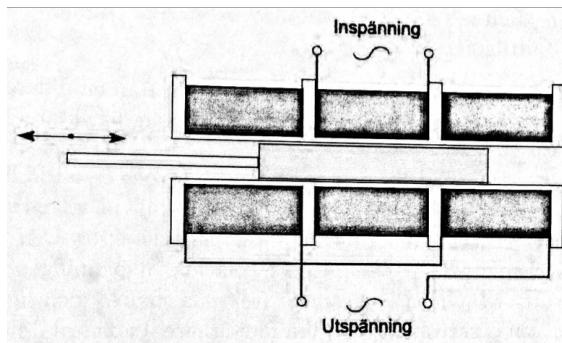


Fig. 11 En induktiv giver som gir et utsignal som er proporsjonal mot posisjonen til en bevegelig del. (fra zettlex.com og fra Direct Industry Inc.)



Figur 5.9: Differentialtransformator.

Fig. 12 Tilkoblingen av en differentialtransformator. Fra «Mätteknik».

Den vanligste typen av slik induktiv givere bruker en differentialtransformator, se Fig. 11 og 12. Denne typen kalles *Linear Variable Differential Transformer*, og den har altså en stang som festes ved objektet som skal måles. Primærlindningen mates med en sinusformet spenning av konstant amplitude. De två sekundærindningene er lindet i motsatt retning hvilket betyr at ved en symmetrisk mittposisjon så vil (idealt) utspenningen være null. Signalene fra de to sekundærindningene kan behandles som AC eller DC signaler, hvilket gir forskjellig mulighet til å detektere retning:

Hvis utspenningen er en direkte differanse mellom de to sekundærspenningene = to sinussignaler, så vil utspeningens rms-(eller topp-)verdi fortelle om man er i symmetrisk posisjon eller ikke – men man vet ikke i hvilken retning transformatorkjernen beveger seg!

Hvis de to sekundærspenningene først omformes til rms-verdier, og utspenningen er en differanse mellom de to rms-verdiene, så går det å detektere retningen!

MOVING COIL - INDUKTIV GIVERE MED SIGNAL PROP. MOT HASTIGHET

Såkalte **geofoner** er givere som brukes for å måle markvibrasjoner, se fig. 13.

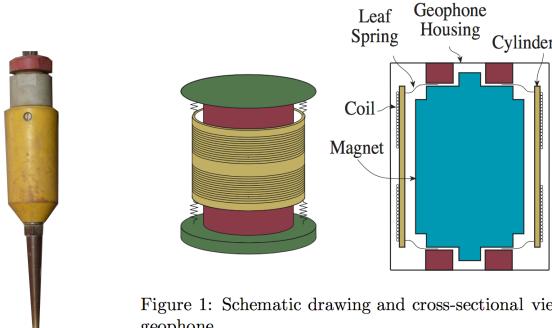


Figure 1: Schematic drawing and cross-sectional view of a geophone

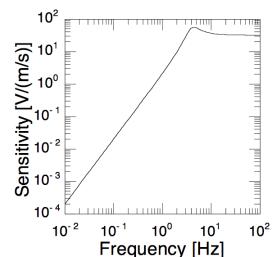


Figure 3: Predicted sensitivity of an OYO Geospace 4.5 Hz GS-11D geophone to velocity

Fig. 13 Illustrasjon av såkalt geofon, med frekvensresponsen for en slik. Fra Wikipedia, og datablad fra OYO Geospace.

De har altså en fast magnet, og så en cylinder med en spole. En vibrasjonshastighet for spolen, u_{coil} , relativt magneten, vil ge et elektrisk utsignal som er prop. mot differansen i vibrasjonshastighetene til spolen, u_{coil} , og magneten/sensorutsiden/marken, u_{ground}

$$e_{out} = BI \cdot (u_{coil} - u_{ground})$$

I dette uttrykket er B = styrken på magnetfeltet hvor spolen beveger seg (B er magnetisk flukstetthet, med enheten Tesla) og I = er lengden på spolen som beveger seg i magnetfeltet (lengde i meter). Utsignalet for denne sensorn får en frekvensrespons som i figur 13, til høyre. Arbeidsområdet for sensorn er over en gitt frekvens, rundt 5 Hz. Dette er en mekanisk resonansfrekvens som gis av masse- og fjæregenskapene til konstruksjonen.

Hvis spolen har en masse m_{coil} , og fjærroppenget har en stivhet på $k_{\text{suspension}}$, så viser det seg at vibrasjonshastigheten for spolen er (hvis vi ser bort fra tapene i fjærroppenget)

$$u_{coil} = u_{ground} \frac{1}{1 - \omega^2 \frac{m_{coil}}{k_{suspension}}}$$

og utsignalet blir da:

$$e_{out} = Bl \frac{1}{\frac{k_{suspension}}{\omega^2 m_{coil}} - 1} u_{ground}$$

og e_{out} / u_{ground} får da en slik frekvensrespons som vi ser over (Denne ligningen vil gi uendelig utsignalamplitude like ved resonansfrekvensen fordi vi har ikke inkludert tap i ligningene over). Det er altså over en resonansfrekvens (typisk noen få Hz) som en slik geofon gir et utsignal som er prop. mot markvibrasjonens hastighet. De brukes for eksempel for å måle vibrasjoner som orsakes av byggvirksomhet, sprengning mm.

Samme omvandlingsprinsipp ("moving coil") som for geofonen brukes i den **dynamiske mikrofonen** se fig. 14.

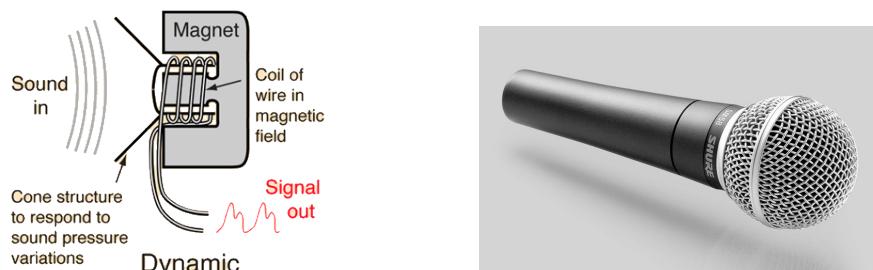


Fig. 14 En dynamisk mikrofon; konstruksjonsprinsipp (fra hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/Audio/mic.html) og eksempel på kommersielt produkt: Shure SM58 (Shure.com).

Her kan man anta at vibrasjonshastigheten til magneten/utsiden av mikrofonen er null og da blir

$$e_{out} = Bl \cdot u_{coil}$$

Videre er det slik at mikrofonen brukes for å måle et lydtrykk, $p_{at\ membrane}$, som treffer mikrofonens membran, og et slikt lydtrykk gir en kraft som virker på membranet (som har areal $S_{membrane}$):

$$F_{membrane} = p_{at\ membrane} \cdot S_{membrane}$$

Vibrasjonshastigheten til membranet blir bestemt av masse-fjæregenskapene til membranet (med en fjæreffekt i opphenget av membranet, med stivheten $k_{suspension}$; massen til membranet, $m_{membrane}$; og viskøse tapene i fjærroppenget, $R_{suspension}$):

$$u_{coil} = u_{membrane} = \frac{F_{membrane}}{\frac{k_{suspension}}{j\omega} + R_{suspension} + j\omega m_{membrane}}$$

Setter vi dette sammen så ser vi at

$$e_{out} = \frac{BI \cdot S_{membrane}}{\frac{k_{suspension}}{j\omega} + R_{suspension} + j\omega m_{membrane}} p_{at\ membrane}$$

En utfordring for den dynamiske mikrofontypen er at en flat frekvensrespons krever at det er store tap i opphevet slik at $R_{suspension}$ dominerer nevneren over. Dette gjør det vanskelig å få en veldig flat frekvensrespons over et stort område. Et mye vanligere prinsipp for mikrofoner er kapasitivt omvandlerprinsipp, se neste kapittel.

Frekvensresponsen til mikrofonen som vises over, Shure SM58, kan se ut som i figur 15.

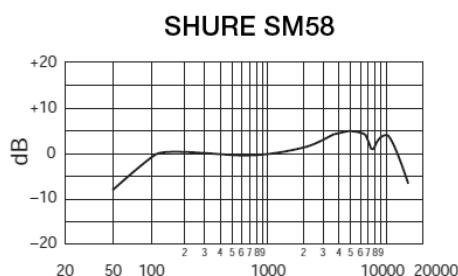


Fig. 15 Frekvensrespons for en Shure SM58 mikrofon (fra datablad, Shure.com).

Denne mikrofontypen brukes vanligvis til sang og da er den noe begrensete frekvensresponsen OK.

Ennå en variant av detsamme omvandlerprinsippet er en **moving coil pickup** for vinylplatespiller, illustrert i fig. 16. Når nålspissen (lengst til høyre, peker oppover), som følger vinylplatens overflate, beveger seg i to ortogonale retninger: opp-ned, og/eller inn-ut vinkelrett mot bildeflaten, så kommer det å gis uavhengige elektriske spenninger i de to motsatte spolparene.

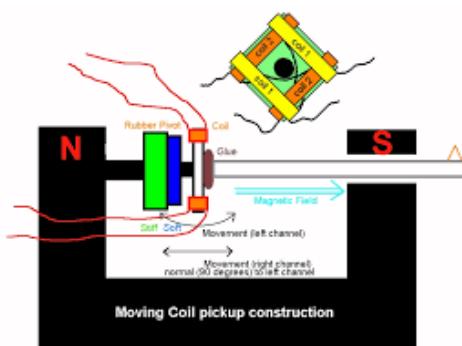


Fig. 16 Illustrasjon av en moving coil pickup (fra Wikipedia artikkel om *Magnetic cartridge*)

Utsignalet blir da, i hver av de to kanalene, hvis den lille armen kan ses som idealt stiv,

$$e_{out} = Bl \cdot u_{coil} = \text{constant} \cdot Bl \cdot u_{needle}$$

Dette betyr at det er vibrasjonshastigheten til spåret på vinylplaten som er proporsjonalt med, dvs representerer, musikksignalet. Dette betyr dog at utsvinget til spåret, x_{track} , blir stor for de lave frekvensene i musikken; spesielt for musikk med sterkt bassinhold. Omvendt blir utsvingene mikroskopiske ved høye frekvenser.

$$u_{track} \propto e_{music} \Rightarrow x_{track} = \frac{u_{track}}{j\omega} \propto \frac{e_{music}}{j\omega}$$

For å minne det store utsvingsområdet ble man enig om en korreksjonskurve, det såkalte RIAA-filtret som skulle brukes ved graving av en vinylplate ("pre-emphasis filter") og et omvendt filter som skal brukes ved oppspeling av en vinylplate ("de-emphasis filter"). Det ser ut som i fig. 17.

slik (Wikimedia commons):

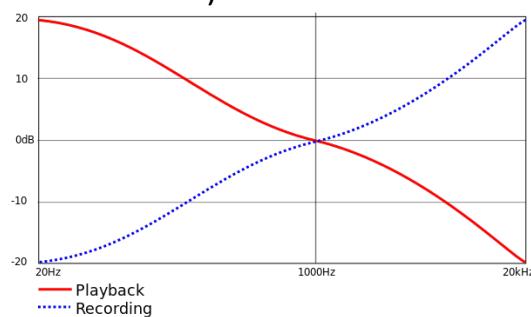


Fig. 17 Den standardiserte RIAA-kurven for pre-emphasis (ved recording) og de-emphasis, ved avspilling. Fra Wikipedia artikkel om *Emphasis (telecommunications)*.

Utsignalet fra en pickup er meget svakt, og i tillegg er det dynamiske området i musikk meget stort, hvilket gjør at forsterkeren til en pickup må være laget med meget gode signal-støyegenskaper.

MOVING COIL - INDUKTIV AKTUATOR

Vi skal også se på det motsatte til en sensor: en aktuator. *Moving coil* prinsippet er det som brukes i praktisk talt alle høyttalerer. Det fungerer som en omvendt dynamisk mikrofon, se fig. 18.

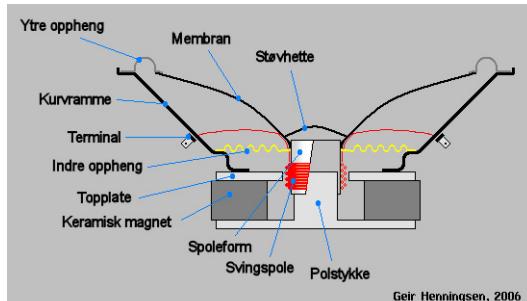


Fig. 18 Illustrasjon av en elektrodynamisk høyttaler (fra den norske Wikipedia-artikkelen om Høyttaler)

Når en slik omvandler brukes "den andre veien" så blir omvandlerprinsippet

$$F_{coil} = BI \cdot i_{coil}$$

dvs når en strøm i_{coil} sendes gjennom spolen, så virker en kraft F_{coil} på spolen. Retningen på kraften blir gitt av høyrehåndsregeln med vektorstørrelser: $\vec{F}_{coil} = \vec{B}I \otimes \vec{i}_{coil}$. Da spolen er lindet på en sylinder som er limet til høyttalerkonen ("diaphragm") så virker altså densamme kraften på høyttalerkonen. På samme måte som for mikrofonen, så får man et masse-fjærssystem, slik at vibrasjonshastigheten til høyttalerkonen blir

$$\begin{aligned} u_{\text{loudspeaker cone}} &= \frac{F_{\text{loudspeaker cone}}}{k_{\text{suspension}} + R_{\text{suspension}} + j\omega m_{\text{loudspeaker cone}}} = \\ &= \frac{BI \cdot i_{coil}}{k_{\text{suspension}} + R_{\text{suspension}} + j\omega m_{\text{loudspeaker cone}}} \end{aligned}$$

Nå er det slik at lydtrykket i en avstand fra en høyttaler er proporsjonalt med akselerasjonen til høyttalerkonen¹,

¹ I disse ligningene ser det ut som om det er strømmen inn til høyttaleren som "bærer informasjonen", dvs som er proporsjonal mot musikksignalet. Da ville vi jo også trenge en strømforsterker og ikke en spenningsforsterker? Men, vi bruker faktisk spenningsforsterker til høyttalerer, og det er den elektriske spenningen inn til høyttaleren som bærer informasjonen. Strømmen

$$i_{coil} = e_{\text{amplifier}} / Z_{E,\text{loudspeaker}} \approx e_{\text{amplifier}} / R_{DC,coil}$$

$$p_{far-field} \propto a_{loudspeaker\ cone} = j\omega u_{loudspeaker\ cone} = \frac{j\omega Bl \cdot i_{coil}}{\frac{k_{suspension}}{j\omega} + R_{suspension} + j\omega m_{loudspeaker\ cone}}$$

Da ser vi at vi får en flat frekvensrespons for $p_{far-field} / i_{coil}$ over en resonansfrekvens, slik at mass-termen dominerer nevneren! En frekvensrespons kan se ut som i fig. 19 (for en meget god høyttaler). Vi kan se en resonansfrekvens rundt 50 Hz.

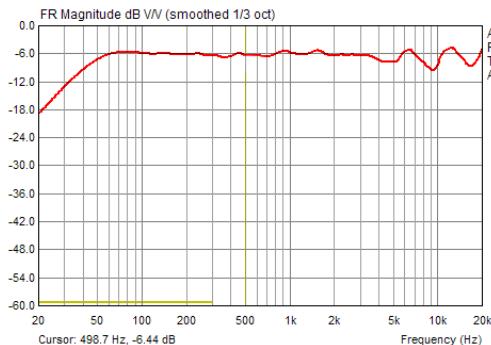


Fig. 19 Et eksempel på en frekvensrespons for en elektrodynamisk høyttaler.

For mikrofoner og høyttaler har lineæritetten til omvandleren stor betydning. Spesielt for høyttaleren er dette en begrensende faktor, og det viser seg i at Bl -faktoren i ligningene over, som antas å være en konstant, slett ikke er konstant når spolen beveger seg. Diagrammet i fig. 20 viser at den faktoren naturlig nok minsker for store utsving på spolen

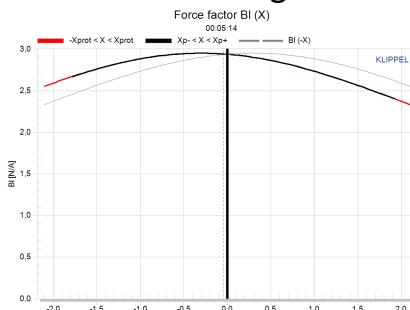


Fig. 20 Diagram som viser hvordan Bl -faktoren endrer seg når spolen i et elektrodynamisk høyttalerelement beveger seg (fra klippele.de).

Hva blir konsekvensen av at Bl -faktoren ikke er konstant? Det leder til harmonisk distorsjon: når innsignalet (strømmen i_{coil}) er en rein sinustone så kommer kraften, og da vibrasjonshastigheten, og da utstrålt lydtrykk, også å innholde harmoniske overtoner. Det kan eksemplifieres med en ikke-lineær overføringsfunksjon. Hvis vi ser på en frekvens over resonansfrekvensen så kan høyttalerens ideale overføringsfunksjon beskrives som en lineær skalering, med en skaleringskonstant C_1

$$\text{Ideal lineær: } p_{far-field} = C_1 i_{coil}$$

Men, når en ikke-lineæritet er til stede, så kan vi beskrive det med en rekkeutvikling,

$$p_{far-field} = C_1 i_{coil} + C_2 i_{coil}^2 + C_3 i_{coil}^3 + \dots$$

Forhåpentligvis er konstantene C_2, C_3, \dots små. Hvis nå innsignalet er en sinustone,

$$i_{coil} = Ae^{j\omega t}$$

så får vi

$$p_{far-field} = C_1 Ae^{j\omega t} + C_2 A^2 e^{j2\omega t} + C_3 A^3 e^{j3\omega t} + \dots$$

dvs vi har generert dobbel frekvensen, tredobbel frekvensen, osv. Det viser seg at størrelsen på disse harmonisk-distorsjonskomponentene blir ganske så frekvensavhengig, fordi det er utsvinget som avgjører hvor allvorlig den ikke-konstante Bl -faktorn er, og høyttaleren får større utsving ved lave frekvenser.

Kurvene i fig. 21 viser målte verdier for "andre, tredje og femte harmoniske overtonene" for et høyttalerelement. Vi ser at distorsjonen er betraktelig høyere ved lave frekvenser - fordi utsvinget er høyere der (ved samme amplitude på det elektriske innsignalet).

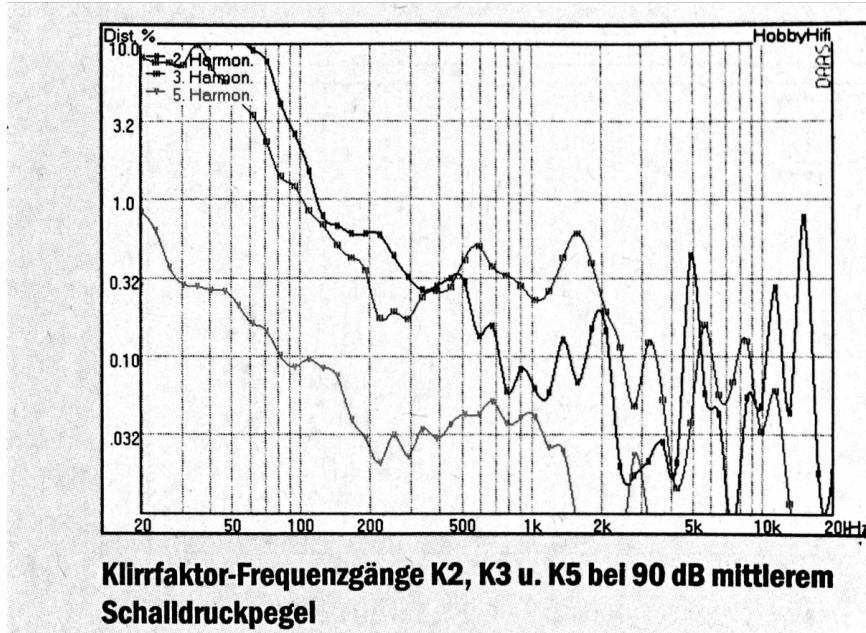


Fig. 21 Eksempel på målte verdier på harmonisk distorsjon (= *Klirrfaktor* på tysk). Fra *Hobby-Hifi*.

Disse ikke-lineæritetseffektene såg vi også, men i andre former, for induktive givere over: når kjernen beveger seg inn og ut ur en spole så kommer man å få ikke-ideale forhold hva gjelder magnetfeltets endringer.