

Lad os nu vende tilbage til den oprindelige opstilling, som vi bestyrker med en ideel operationsforstærker, hvor  $A_V \rightarrow \infty$ .

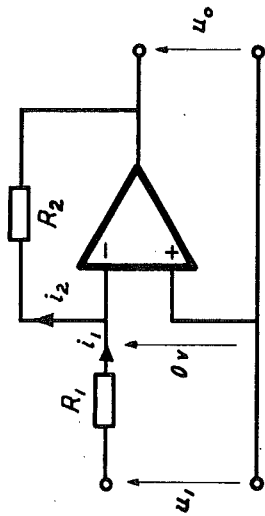


fig. 6-13

Opstillingens spændingsforstærkning defineres som  $A_V = u_o/u_1$  og bestemmes ud fra fig. 6-13.

Ovenfor er vist, at  $i_1 = i_2$ . Derfor kan skrives

$$\frac{u_1}{R_1} = \frac{u_o}{R_2}$$

Idet  $u_o/u_1$  isoleres, fås følgende udtryk for forstærkningen

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1} \quad (IC-1)$$

(IC-1) viser, at  $A_V$  kan varieres på simpel vis ved f. eks. at gøre  $R_2$  variabel.

Resultatet er, at  $R_2 = 0 \Omega$  giver  $A_V = 0$ , mens  $R_2 \rightarrow \infty$  lader  $|A_V| \rightarrow \infty$ .

Sættes  $R_1 = R_2$ , bliver  $A_V = -1$ , og opstillingen fungerer som fasevender.

Opstillingens indgangsimpedans bestemmes let v.h.a. fig. 6-11, hvor det ses, at  $R_{in} = u_1/i_1$  på grund af den lave  $R_2$  M-værdi er givet som

$$R_{in} = R_1 \quad (IC-2)$$

Udgangsimpedansen  $R_o$  vil vi vende tilbage til i et senere afsnit, hvor vi vil vise, at  $R_o$  går mod  $0 \Omega$ .

b) IKKE-INVERTERENDE GRUNDKOBLLING

I denne kobling føres indgangssignalet til +indgangen.

$R_1$  og  $R_2$  danner en modkoblings-spændingsdeler mellem udgang og -indgang.

Idet vi tænker os opstillingen bestykket med en ideel operationsforstærker med  $A_V \rightarrow \infty$ , opstilles udtryk for den modkoblede spændingsforstærkning.

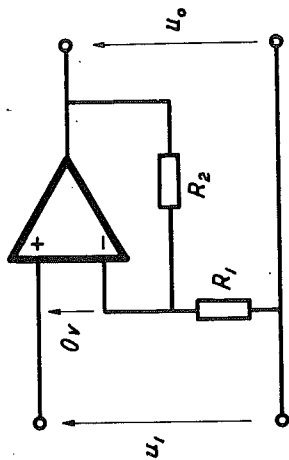


fig. 6-14

Forstærkningen defineres som  $A_V = u_o/u_1$ . Da operationsforstærkeren på grund af den meget store umodkoblede spændingsforstærkning sørger for at holde spændingen mellem + og -indgangen lig med  $0 V$ , kan vi jfr. fig. 6-14 opstille følgende simple sammenhæng mellem  $u_1$  og  $u_o$ :

$$u_1 = u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Forstærkningen opnås ved omskrivning af ovenstående

$$A_V = \frac{u_o}{u_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Normalt noteres  $A_V$  på en anden form, idet ovenstående divideres igennem med  $R_1$

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (IC-3)$$

*Aktuelle forbehold...*

I et senere modkoblings-afsnit skal vi vise, at indgangs-impedansen  $R_{in}$  går mod  $\infty$ , mens udgangsimpedansen  $R_o$  går mod  $0 \Omega$ .

En hyppigt anvendt udgave af den ikke-inverterende kobling er den såkaldte spændingsfølger, som fremkommer ved at sætte  $R_1 = \infty$  og  $R_2 = 0 \Omega$ .

Koblingen ses i fig. 6-15 sammen med dens data.

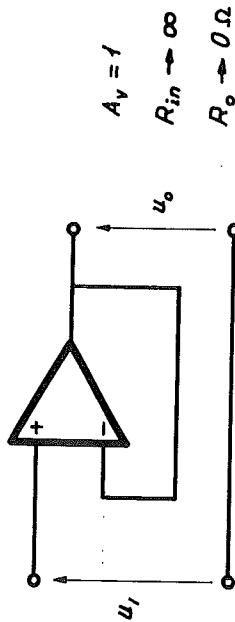
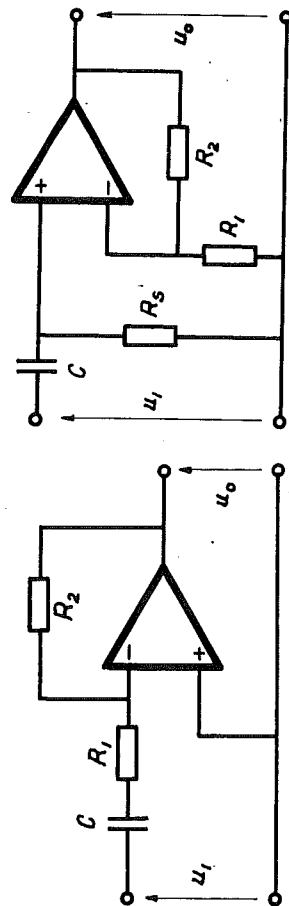


fig. 6-15

I det foregående har indgangssignalet været DC-koblet til forstærkerindgangene, således at både AC- og DC-komponenten i indgangssignalet forstærkes. Ønsker man kun AC-komponenten forstærket, indføres der overføringskondensatorer i indgangen på begge forstærkerkoblinger, som vist i fig. 6-16



Inverterende AC-forstærker

Ikke-inverterende AC-forstærker

fig. 6-16

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

I den ikke-inverterende kobling er det nødvendigt at indføre  $R_S$ , idet forstærkeren ellers ikke vil have nogen DC-referance. Indgangsimpedansen bliver nu lig med  $R_S$ .

Overføringskondensatorerne vil naturligvis give begge opstillinger en nedre grænsefrekvens  $f_n$ .

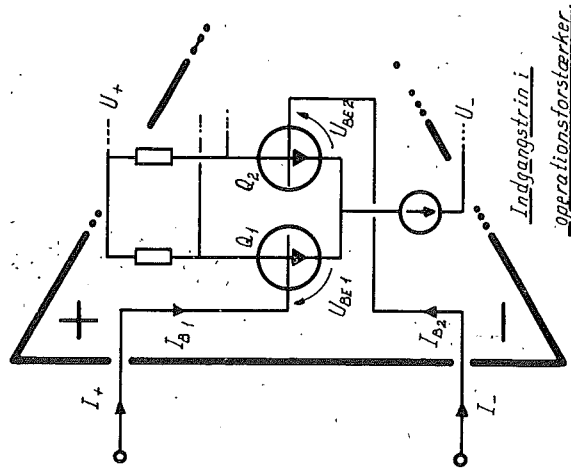
Efter præsentationen af de to grundkoblinger vil vi gå over til at se på problemerne omkring operationsforstærkerens DC-kobling.

### OPERATIONSFORSTÆRKERENS DC OFFSET

I et tidligere afsnit har vi beskæftiget os med en typisk operationsforstærkers opbygning. Af fig. 6-4 fremgår det, at indgangstrinnet er en differensforstærker. Det er ikke muligt at matche de to transistorer heri så nøje, at de to basis-emitter karakteristikker er ens.

Der vil derfor være en vis forskel på de to  $U_{BE}$  - værdier, ligesom de to basisstrømme er forskellige.

Er første trin bestyret med FET's, vil det samme være gældende for  $U_{GS}$  og gate lækstrømmene.



Indgangstrin i operationsforstærker

fig. 6-17

### STRØM TIL SPÆNDINGSCONVERTEREN

Mange transducere, eksempelvis fotodioder og visse fotoceller, er karakteriseret ved, at de afgiver en strøm, som er proportional med den aktuelle fysiske transducerpåvirkning.

Den ideelle forstærker for en sådan strøm-transducer har en indgangsimpedans, som går mod 0  $\Omega$ . Herved sikres, at transducerens kortslutningsstrøm udnyttes fuldt ud.

Denne egenskab besidder den inverterende operationsforstærker-grundkobling.

I fig. 8-1 er vist en forstærkeropstilling, hvor transduceren er en fotodiode.

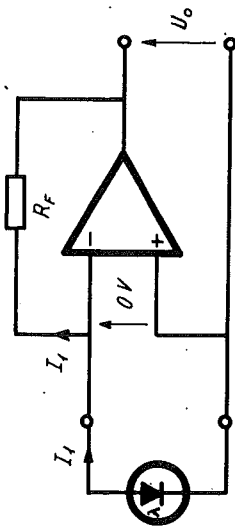


fig. 8-1

Som vi har set tidligere, er modkoblingsmodstanden  $R_F$  udset for Miller-effekten, således at opstillingens indgangsimpedans set fra transduceren bliver meget lav. Ækvivalentdiagrammet for opstillingen kan derfor tegnes som vist i fig. 8-2

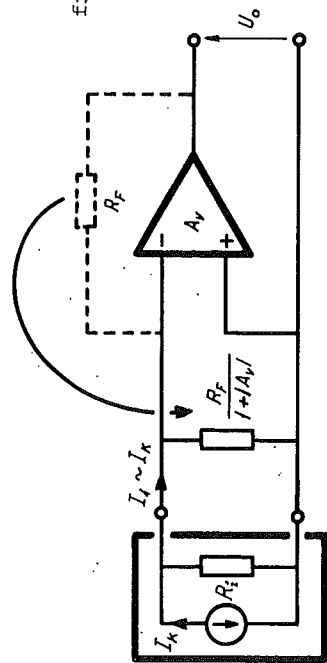


fig. 8-2

Da Miller-modstanden  $\frac{R_F}{1 + |A_V|}$  normalt vil være mindre end 1  $\Omega$  og dermed væsentlig mindre end både operationsforstærkerens indgangsmodstand og transducerens indre modstand  $R_i$ , vil indgangsstrømmen  $I_I$ , som iøvrigt svarer til transducerens kortslutningsstrøm  $I_k$ , løbe i modkoblingsmodstanden  $R_F$ . Der kan derfor jfr. fig. 8-1, opstilles følgende simple udtryk for udgangsspændingen  $U_O$ :

$$U_O = -I_I \cdot R_F \quad (\text{AK-1})$$

Vi ser, at indgangsstrømmen er konverteret til en udgangsspænding. Heraf navnet strøm til spændingsconverteren.

Lad os nu se på et andet typisk anvendelses-eksempel for strøm til spændingsconverteren.

I fig. 8-3 er vist en Digital til Analog converter (D/A converter), hvis udgangsspænding er proportional med en digital 8-bit information  $A_0$  til  $A_7$ , som tilføres den integrerede strøm D/A converter. (Motorola MC 1408 eller lignende).

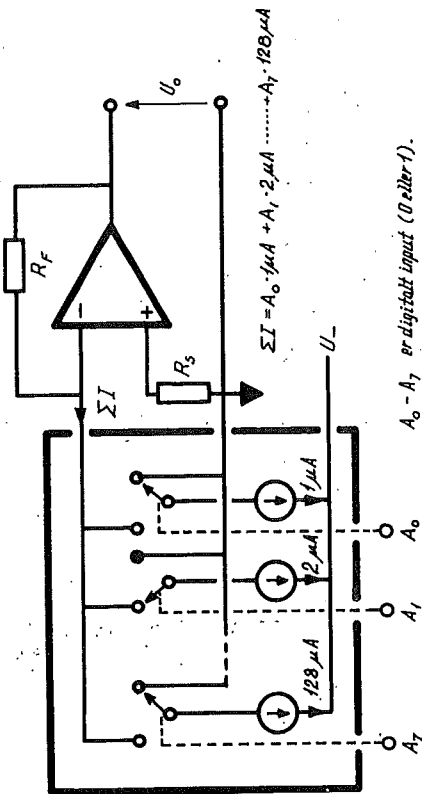


fig. 8-3

Med det formål at reducere offsetfejlen på udgangen forårsaget af operationsforstærkerens biasstrøm, er der indført DC-balance, idet  $R_S = R_F$  er tilføjet på +indgangen.

Da impedansen i strøm D/A converteren går mod  $\infty$ , er spændingsforstærkningen for offset-spændingen  $U_{OS}$  den samme som spændingsfølgerens, nemlig 1. Derfor bliver opstillingens samlede offsetfejl

$$U_{O\text{offset}} = U_{OS} + I_{OS} \cdot R_F$$

(AK-2)

### SPÆNDING TIL STRØMCONVERTEREN

I visse tilfælde kan det være ønskeligt, at et analogt kredsløb som udgangssignal har en strøm, der er proportional med indgangsspændingen

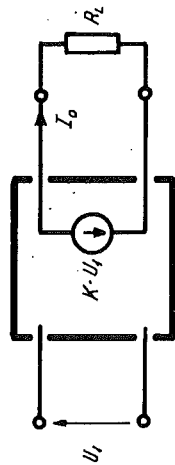


fig. 8-4

Eksempelvis kan det være fordelagtigt at konvertere signal-spændinger, som skal transmitteres via kabel over store afstande, til strømme.

Herved elimineres fejl forårsaget af kablets modstand, ligesom transmissionen bliver mere støjimmun. Et eksempel herpå er den internationale 0-10 V til 4-20 mA industristandard for overførsel af forstærkede transducer-signaler.

Vi skal i det følgende se på to operationsforstærkerkoblinger, der fungerer som næsten ideelle spænding til strøm convertere.

### U/I CONVERTER MED SVÆVENDE BELASTNING.

Fig. 8-5 viser en simpel U/I converterkobling, hvor belastningen, her vist som en ohmsk modstand  $R_L$ , skal være svævende, d.v.s. uden nogen galvanisk forbindelse til stel.

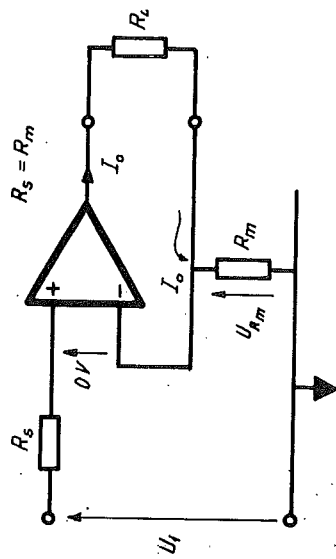


fig. 8-5

Udgangsstrømmen  $I_o$  gennemløber modkoblingsmodstanden  $R_m$ , og den resulterende spænding  $U_{Rm}$  føres til operationsforstærkerens inverterende indgang som modkoblingsspænding.

$I_o$  vil derfor altid antage en sådan værdi, at  $U_{Rm} = U_i$ . Der kan derfor opstilles følgende udtryk for udgangsstrømmen:

$$I_o = U_i \cdot \frac{1}{R_m}$$

(AK-3)

(AK-3) gælder naturligvis kun, hvis spændingsfaldene over  $R_L$  og  $R_m$  sammenlagt ikke overstiger operationsforstærkerens maksimale udgangsspænding.

Modstanden  $R_s$  giver DC-balance, således at offsetfejlen på  $I_o$  er bestemt af offsetspændingen og offsetstrømmen på følgende måde:

$$I_{o\text{offset}} = \frac{U_{os}}{R_m} + I_{os} \quad (\text{AK-4})$$

#### U/I CONVERTER MED JORDET BELASTNING

Fig. 8-6 viser en U/I converterkobling, hvor belastningen  $R_L$  har den ene side lagt til stel.

For god ordens skyld er der angivet et sæt komponentværdier, som vil resultere i en udgangsstrøm  $I_o = 1 \text{ mA}$  pr. volt indgangsspænding  $U_1$ .

Vi skal ikke her foretage analyse af koblingen, men blot henviser til resultaterne, som findes i fig. 8-6.

En ulempe ved opstillingen er, at de to modstandsforhold, som angivet i (AK-5), skal være pinligt ens. Er dette ikke tilfældet, vil  $I_o$  være afhængig af  $R_L$ , hvilket jo er en uønsket egenskab ved opstillingen.

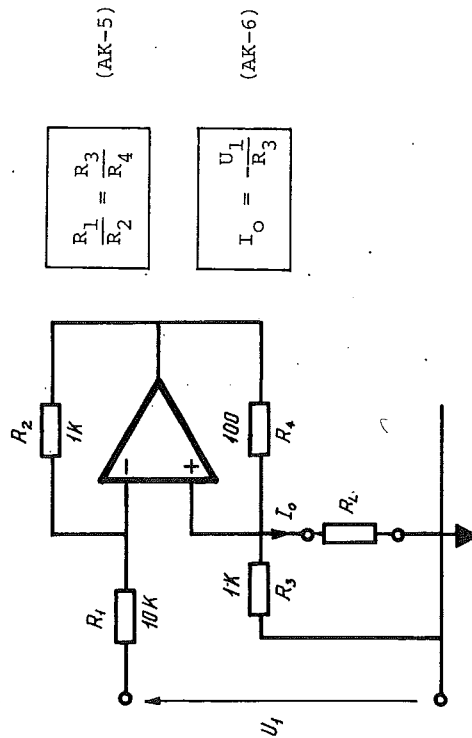


fig. 8-6

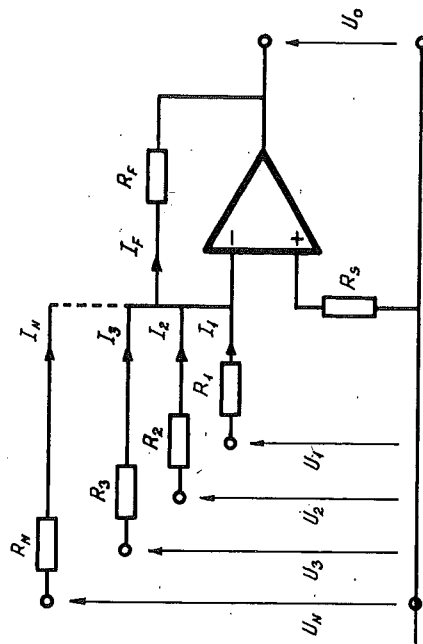
Som en afsluttende bemærkning skal nævnes, at der i halvlederfabrikanternes application notes vil kunne findes utallige andre varianter af spænding til strøm converter koblingen.

Alle er, som de her viste koblinger, karakteriseret ved, at de virker som spændingsstyrede konstantstrømsgeneratorer med udgangsimpedansen gående mod  $\infty$ .

#### DEN ANALOGUE ADDITIONSKOBLING

Vi skal i det følgende se på den analoge additionskobling, som er i stand til at foretage addition af et vilkårligt antal signal-spændinger.

Koblingen, der ses i fig. 8-7, er baseret på den inverterende operationsforstærker-grundkobling, som er udbygget med flere indgange.



$$R_s = R_1 // R_2 // R_3 // R_N // R_F$$

fig. 8-7

Som det er vist tidligere, er operationsforstærkerens inverterende indgang såkaldt "Virtuel Stel", således at indgangsmodstandene  $R_1$  til  $R_N$  har den ene side liggende på stelpotentialle.

De enkelte indgange vil derfor ikke påvirke hinanden. Da Millereffekten på  $R_F$  samtidig vil medføre, at den samlede indgangsstrøm vil løbe videre i  $R_F$ , kan vi skrive, at

$$I_F = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_N$$

Jfr. fig. 8-7 kan vi foretage følgende omskrivning:

$$-\frac{U_O}{R_F} = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \dots + \frac{U_N}{R_N}$$

Løser vi omskrivningen med hensyn til  $U_O$ , får vi

$$U_O = -\left(\frac{R_F}{R_1} U_1 + \frac{R_F}{R_2} U_2 + \frac{R_F}{R_3} U_3 + \dots + \frac{R_F}{R_N} U_N\right) \quad (AK-7)$$

Det fremgår af (AK-7), at man ved at variere  $R_1$  til  $R_N$  kan give de enkelte addender forskellige koefficienter.

Vælges modstandene, således at  $R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_N = R$ , reduceres (AK-7) til

$$U_O = -\frac{R_F}{R} (U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_N) \quad (AK-8)$$

Additionen har fået "påbygget" forstærkningen  $\frac{R_F}{R}$ .

Sættes  $R_F = R$ , bliver resultatet en simpel addition med forstærkningen 1.

Teoretisk set kan antallet af indgange udvides i det uendelige, men i praksis er antallet begrænset, idet parallelforbindelsen af  $R_1$  til  $R_N$  med mange indgange kan antage så lav en værdi, at operationsforstærkeren ikke længere er modkoblet tilstrækkeligt med reduceret båndbredde og uacceptabel offsetdrift til følge.

Lad os afslutningsvis se på et anvendelses-eksempel for additionskoblingen.

I fig. 8-8 er vist en Digital til Analog Converter, som benytter "Binary Weighted Resistor" princippet.

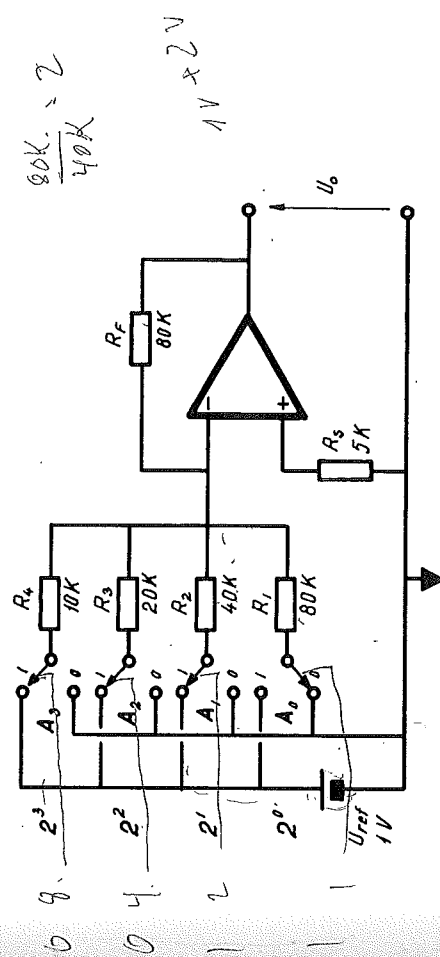


fig. 8-8

$$U_O = -U_{ref} \left( A_0 \frac{R_F}{R_1} + A_1 \frac{R_F}{R_2} + A_2 \frac{R_F}{R_3} + A_3 \frac{R_F}{R_4} \right)$$

$$U_O = -U_{ref} (A_0 \cdot 1 + A_1 \cdot 2 + A_2 \cdot 4 + A_3 \cdot 8)$$

$A_0$  til  $A_3$  kan antage værdierne 0 eller 1.

Dobbeltstillings-omskifterne er normalt FET analog - switches, som styres af det digitale kredsløb. I 0-stillingen er indgangene lagt til stel for at sikre DC-balance på operationsforstærkerens to indgange, således at offsetfejlen på  $U_O$  holdes på et minimum.

Additionskoblingens offsetfejl beregnes som vist for den inverterende grundkobling

$$U_{O \text{ offset}} = U_{Os} \left( 1 + \frac{R_F}{R_1 // R_2 // \dots // R_N} \right) + I_{Os} \cdot R_F \quad (\text{AK-9})$$

#### DIFFERENSFORSTÆRKER-KOBLINGEN

En af de hyppigst anvendte operationsforstærker-koblinger er differensforstærkeren, som er vist i fig. 8-9

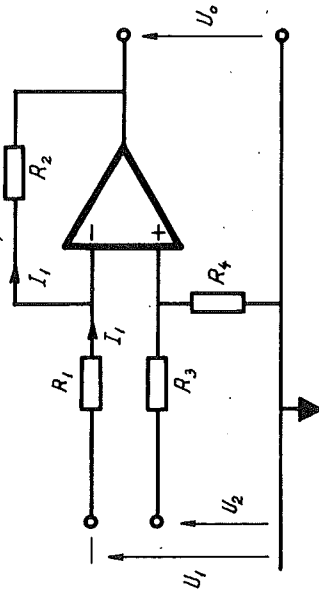


fig. 8-9

Kredsløbet er en kombination af den inverterende og ikke-inverterende grundkobling, idet  $U_1$  er indgangssignal til den inverterende indgang, mens  $U_2$  via spændingsdeleleren  $R_3$  og  $R_4$  er indgangssignal til den ikke-inverterende indgang.

Lad os opstille udtryk for udgangsspændingen  $U_0$ . Da  $R_2$  er udsat for Millereffekt, vil indgangsstrømmen  $I_1$  fortsætte gennem  $R_2$ . Vi kan derfor skrive, at

$$U_0 = U_1 - I_1 (R_1 + R_2)$$

Da spændingsforskellen mellem operationsforstærkerens indgangsterminaler går mod 0, kan  $I_1$  findes som

$$I_1 = \frac{U_1 - U_{R4}}{R_1} = \frac{U_1}{R_1} - U_2 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{1}{R_1}$$

Indsættes ovenstående i udtrykket for  $U_0$ , får vi

$$U_0 = U_1 - \left( \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) (R_1 + R_2) \quad (\text{AK-10})$$

Efter multiplikation af parenteserne og diverse omordning fremkommer det generelle udtryk for opstillingens udgangsspænding

$$U_0 = U_2 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

spændingsdeling
Ikke-inverterende forstærkning
Inverterende forstærkning

(AK-10) viser, at opstillingen udfører subtraktion, idet de to indgangsspændinger først multipliceres med hver sin koefficient.

Et hyppigt anvendt special-tilfælde fremkommer, hvis følgende lighed er indført:

$$R_1 = R_3 \quad \text{og} \quad R_2 = R_4$$

Benytter vi nu  $R_1$  og  $R_2$  i stedet for  $R_3$  og  $R_4$ , får vi opstillingen i fig. 8-10. Bemærk, at der samtidig er indført DC-balance.

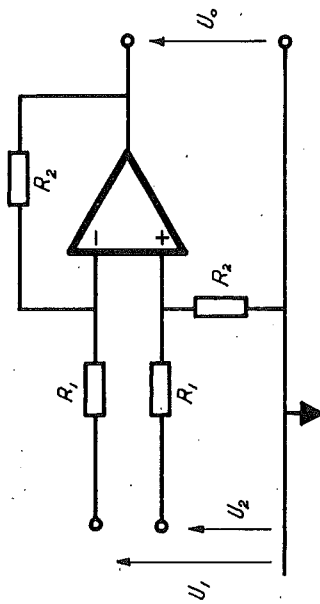


fig. 8-10

Indsætter vi nu  $R_1$  og  $R_2$  på pladserne for  $R_3$  hhv.  $R_4$  i (AK-10), får vi

$$U_o = U_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} - U_1 \frac{R_2}{R_1}$$

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

(AK-11)

(AK-11) viser, at opstillingen nu er en differensforstærker.  $U_o$  afhænger kun af differensen mellem de to indgangssignaler (som vi fremover vil kalde det differentielle indgangssignal  $U_{inD}$ ), mens et Common Mode indgangssignal

$U_{inCM}$  (et signal fælles for de to indgange) vil blive undertrykt.

Betydningen af Common Mode undertrykkelsen illustreres ved et eksempel vist i fig. 8-11.

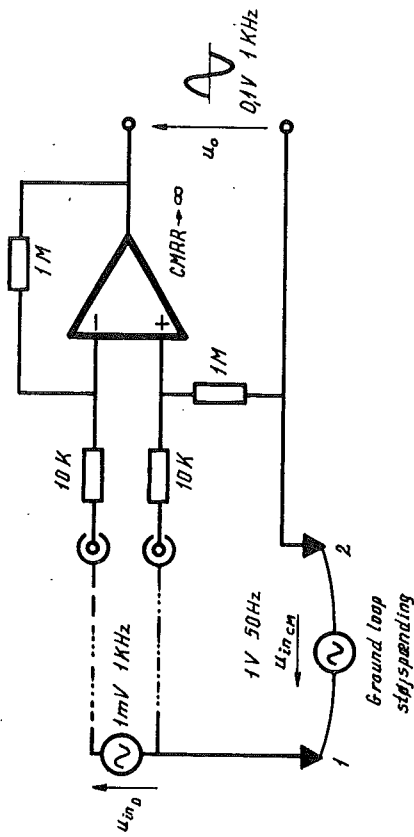


fig. 8-11

Opstillingen er en transducer-forstærker med balanceret indgang.

Signalet, som ønskes forstærket, er et 1 mV, 1 kHz transducersignal.

Transduceren er jordsluttet til jordklemme (1), mens forstærkeren er jordsluttet til jordklemme (2).

Imellem de to jordklemmer ligger en uønsket - og unngåelig - ground loop spænding på 1 V.

Forstærkeren opfatter ground loop spændingen som en Common Mode indgangsspænding, da den set fra forstærkerens sterterminal (2) vil kunne måles på begge indgangsklemmerne ( $U_{inD}$  tænkes = 0 V).

Forudsat, at operationsforstærkerens CMRR går mod  $\infty$ , og modstandstolerancerne er 0, vil der ikke være noget 50 Hz signal at finde på udgangen.

Transducer-signalet derimod er et differentielt indgangssignal og forstærkes derfor i det aktuelle tilfælde 100 gange, således at  $U_o$  bliver et 0,1 V, 1 kHz signal.

Ser vi på et praktisk tilfælde, hvor operationsforstærkeren vil have CMRR  $\neq \infty$ , vil der naturligvis eksistere en 50 Hz signalandel på udgangen hidrørende fra ground loop generatoren.