Forstærkningen for det differentielle indgangssignal er givet som $A_D = \frac{U_{D_2}}{U_{in_D}} = (1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1})$, mens Common Mode spændingsforstærkningen givet som $A_{CM} = \frac{U_{CM_2}}{U_{in_{CM}}} = 1$.

Opstillingens samlede differentielle forstærkning bliver derfor

$$\boxed{A_{V_D} = \frac{U_o}{U_{in_D}} = (1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}) \cdot \frac{R_4}{R_3}} \qquad \text{(AK-13)}$$

Det fremgår af (AK-13), at A_{V_D} kan reguleres v.h.a. den ene modstand R_1. Under differentiel udstyring vil midtpunktet på R_1 ligge signalmæssigt på stelniveau, således at kun $1/2 \cdot R_1$ er aktiv som bundmodstand i modkoblingsnetværket for A_1 hhv. A_2. Derfor er der multipliceret en faktor 2 på R_2 i (AK-13).

Normalt vil man dimensionere opstillingen, således at den differentielle forstærkning i A_1 og A_2 bliver størst mulig, således at det differentielle indgangssignal til A_3 er det størst mulige.
Forstærkningen i A_3 kan derfor gøres lav, f.eks. = 1.
Common Mode forstærkningen i A_3 bliver tilsvarende lav, og når vi samtidig husker, at Common Mode forstærkningen i A_1 og A_2 er 1, kan vi se, at Common Mode undertrykkelsen bliver meget stor, idet den ækvivalente Common Mode fejlspænding på A_3's +indgang skal forstærkes med den lave forstærkning i A_3.
Lad os illustrere dette med eksemplet i fig. 8-12, hvor u_{in_D} er 1 mV og $u_{in_{CM}}$ er 1 V.
Lad os benytte samme operationsforstærkertype i instrumentationsforstærkeren som i opstillingen i fig. 8-12, d.v.s. med CMRR = 80 dB. R_3 og R_4 kan passende vælges til 10 KΩ, således at A_D i A_3 er 1.

Forstærkningen i A_1 og A_2 skal derfor være 100 gange, således at vi får samme forstærkning som i fig. 8-12.
R_2 kan passende vælges til 10 KΩ. R_1 bliver derfor jfr. (AK-13) 202 Ω.

$u_{in_{CM}}$ genfindes som u_{CM_2} = 1 V på udgangene af A_1 og A_2. u_{CM_2} halveres ved spændingsdeling i R_3 og R_4, før den genfindes som et 0,5 V CM signal på A_3's indgange.

Den ækvivalente CM fejlspænding u_{ECM} i serie med +indgangen er CMRR gange mindre, altså 50 µV.
Denne spænding forstærker med ikke-inverterende forstærkning i A_3, her 2 gange, således at CM signalet på udgangen bliver er 100 µV støjsignal med frekvensen 50 Hz.
Differensforstærkeren i fig. 8-12 gav under samme betingelser en støjspænding på 10 mV.
Vi kan således konstatere en markant forbedring i Common Mode undertrykkelsen ved overgangen til instrumentationsforstærker, idet støjen nu ligger 60 dB under det ønskede 1 kHz signal, hvor den i opstillingen i fig. 8-12 kun lå 20 dB under.

INTEGRATOR - KOBLINGEN

Integratoren er en vigtig og hyppigt anvendt analog kobling, som man eksempelvis kan finde som vigtigste delkredsløb i forbindelse med Analog til Digital Convertering (Dual Slope A/D converteren) og signal-generering (Funktionsgeneratoren) samt naturligvis i Analog Computere.

I fig. 8-15 ses integratoren i sin simpleste form.
Vi skal vise, at udgangsspændingen er lig med tidsintegralet af indgangsspændingen.
Reset-kontakten placeret over kondensatoren C anvendes her til at fjerne ladningen fra kondensatoren umiddelbart før påbegyndelsen af en integrationsperiode.

Kontakten er iøvrigt langtfra nødvendig i alle anvendelses-tilfælde.

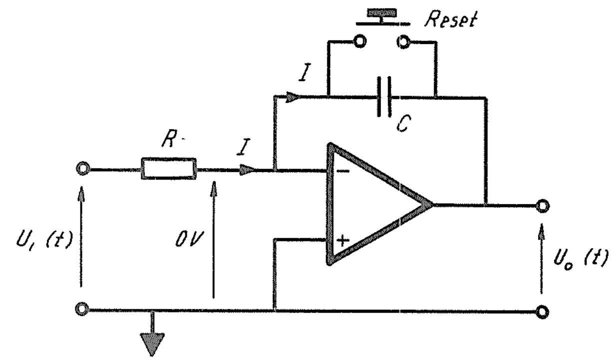

fig. 8-15

Da der er tale om den inverterende grundkobling, vil operationsforstærkerens inverterende indgang være "Virtuel Stel".
Hele indgangsstrømmen I vil derfor løbe til feedback-kondensatoren C. Vi kan derfor nemt opstille udtrykket for udgangsspændingen U_o.

Reset-kontakten aktiveres og åbnes til tidspunktet t = 0.

Til en vilkårlig tid t_1 vil spændingen over kondensatoren være

$$U_{o_{t_1}} = \frac{Q_{t_1}}{C} = \frac{1}{C}\int_{t=0}^{t=t_1} I(t)\,dt$$

hvor I er indgangsstrømmen, der jfr. fig. 8-15 kan bestemmes som

$$I = \frac{U_1}{R_1}$$

Indsættes denne i integralet, samtidig med at der tages hensyn til spændingernes og strømmens polaritet i fig. 8-15, bliver resultatet

$$U_{o_{t_1}} = -\frac{1}{RC}\int_{t=0}^{t=t_1} U_1(t)\,dt$$

Var kondensatoren ikke blevet afladet af reset-kontakten til tiden t = 0, ville den muligvis have en ladning fra den foregående integration, som vil give en begyndelsesspænding $U_{o_{to}}$, ud fra hvilken den nye integration vil påbegyndes.
$U_{o_{to}}$ svarer til den fra matematikken kendte integrationskonstant. Skal vi derfor skrive et generelt udtryk for integratorens udgangsspænding, må $U_{o_{to}}$ medtages.

$$\boxed{U_{o_{t_1}} = -\frac{1}{RC}\int_{t=0}^{t=t_1} U_1(t)\,dt + U_{o_{to}}} \qquad \text{(AK-14)}$$

For at anskueliggøre den praktiske anvendelse af (AK-14), vil vi se på et simpelt eksempel. I fig. 8-16 tilføres en integrator en firkant-puls på indgangen. Lad os finde U_o til det tidspunkt, hvor indgangsspændingen returnerer til 0, d.v.s. til tiden t = 5 sec.

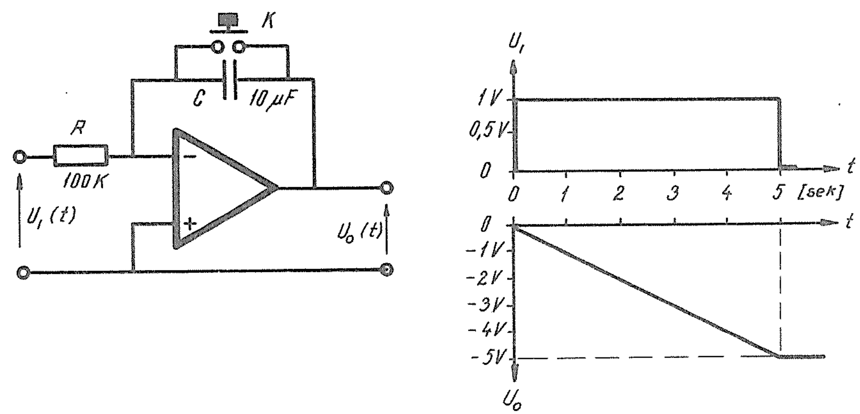

fig. 8-16

Indgangssignalets funktion er den simplest tænkelige, idet den for $0 < t < 5$ sec lyder $U_1(t) = 1$ V.

Vi skal altså integrere en konstant. Vi kan med det samme integrere over tidsintervallet 0 - 5 sec, da U_1 er konstant her.

Idet reset-kontakten K åbnes til t = 0, er $U_{o_{to}} = 0$

$$U_{o_{t=5sec}} = \frac{-1}{100K \cdot 10\mu} \int_0^5 1\, dt + 0$$

$$U_{o_{t=5sec}} = -\frac{1}{1} \cdot 1 \cdot \int_0^{5sec} dt + 0 = -1 \cdot t \Big|_{t\,=\,0sec}^{t\,=\,5sec} + 0$$

$$U_{o_{t=5sec}} = -1(5 - 0) = \underline{-5\ V}$$

Resultatet ses i fig. 8-16, hvor $U_o(t)$ genkendes som en lineær rampespænding.

Udgangsspændingens slutværdi stemmer iøvrigt overens med resultatet, vi vil få ved at foretage en simpel arealberegning på indgangsspændingen $U_1(t)$:

$$\text{Areal} = U_{max} \cdot t_{puls} = 1 \cdot 5 = 5\ [\text{Vsec}]$$

Bemærk iøvrigt, at for $t > 5$ sec (hvor $U_1 = 0$ V), bliver U_o liggende på værdien -5 V.

Her forbliver den, indtil der igen tilføres en indgangsspænding, eller reset-kontakten aktiveres.

Lad os tilføre integratoren et mere komplekst indgangssignal, f.eks. en sinusspænding, som vist i fig. 8-17.

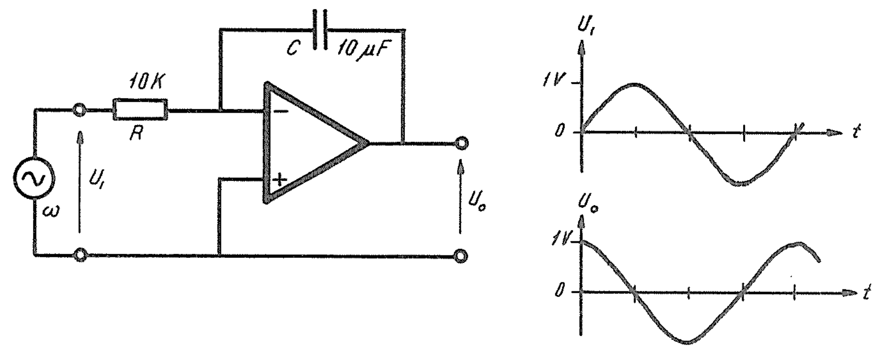

fig. 8-17

$U_{1\ max} = 1$ V, $\omega = 10$ rad/sec

$U_1(t) = U_{1\ max} \cdot \sin \omega t$

$U_1(t) = 1 \cdot \sin 10 t$

Kondensatoren C antages at være uden begyndelsesladning til t = 0. Derfor bliver $U_o(t)$, idet der integreres uden integrationsgrænser

$$U_o(t) = -\frac{1}{RC}\int U_{1max} \sin \omega t\, dt = -\frac{1}{RC}\frac{U_{1max}}{\omega}\int \sin \omega t\, d\omega t$$

$$U_o(t) = -\frac{1}{RC}\frac{U_{1max}}{\omega}(-\cos\omega t) = U_{1max}\frac{1}{\omega \cdot RC} \cos\omega t$$

$$U_o(t) = 1 \cdot \frac{1}{10 \cdot 10K \cdot 10\mu} \cos 10 t = \underline{1 \cdot \cos 10 t}$$

U_o er således et cosinus-signal, altså et signal, som er faseforskudt 90° i forhold til indgangssignalet, uafhængig af signalfrekvensen. Dette er en karakteristisk egenskab ved den ideelle integrator. (I virkeligheden bør det være -90°, men da der er tale om en inverterende kobling, får vi +90°).

Som et sidste eksempel vil vi prøve at integrere en såkaldt ikke-kontinuerlig funktion, nemlig en firkantspænding.
I fig. 8-18 er vist et eksempel. Vi antager, at kondensatoren ved starttidspunktet t_0 har en passende begyndelsesladning; i eksemplet resulterer den i $U_{o_{to}} = +5$ V.

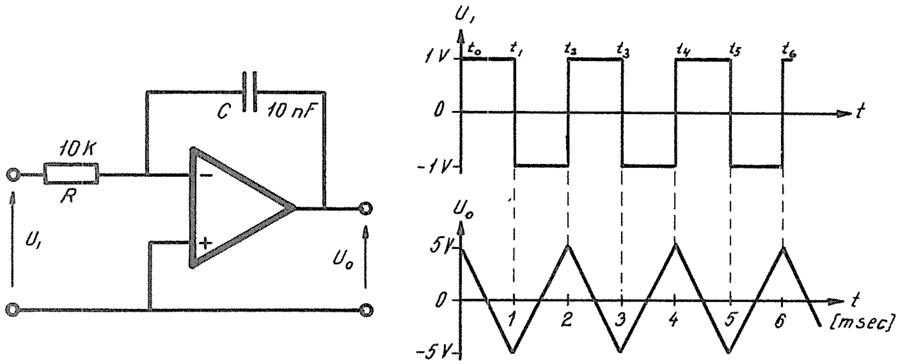

fig. 8-18

I stedet for at udføre integrationen her, skal vi nøjes med at fastslå, at der nødvendigvis må integreres over tidsintervallerne $t_0 - t_1$, $t_1 - t_2$, $t_2 - t_3$ o.s.v., indenfor hvilke $U_1(t)$ er monoton.

Resultatet af hvert interval er begyndelses-spænding for næste del-integral.
Prøv selv at gennemføre integrationen.

OFFSETFEJL

Vi har hidtil kun beskæftiget os med den ideelle integratorkobling, hvor operationsforstærkeren var betragtet som værende ideel.

I det praktiske liv er dennes offsetstørrelser en alvorlig fejlkilde, idet integratoren vil integrere sin egen offset-spænding U_{os} og biasstrøm I_B.

For at reducere fejlen, forårsaget af biasstrømmen, bør der indføres DC-balance, som vist i fig. 8-19.
Herved sikres, at vi i stedet for I_B skal benytte den noget mindre offsetstrøm ved beregning af offsetfejlen.

$$I_- - I_+ = I_{os}$$

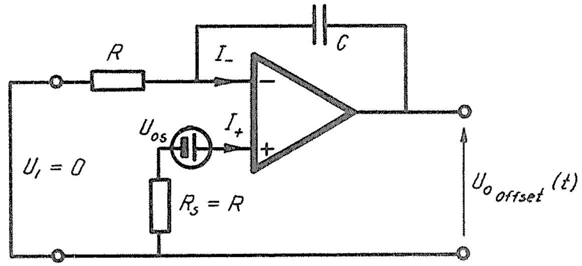

fig. 8-19

Offsetfejlen $U_{o_{offset}}$ til en given tid t_1 kan beregnes som vist nedenfor, idet vi antager, at $U_{o_{to}} = 0$ V.

$$U_{o_{offset_{t=t_1}}} = \frac{1}{RC}\int_0^{t_1} U_{os}\,dt + \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_{os}\,dt$$

Der er ikke regnet med fortegn, da polariteten på U_{os} og I_{os} normalt er uforudsigelig. Da U_{os} og I_{os} er at betragte som konstanter, kan vi skrive $U_{o_{offset_{t_1}}}$ som

$$\boxed{U_{o_{offset_{t=t_1}}} = \frac{U_{os}}{RC} \cdot t_1 + \frac{I_{os}}{C} \cdot t_1} \qquad \text{(AK-15)}$$

Er der ikke indført DC-balance i opstillingen, d.v.s. $R_S = 0\ \Omega$, skal inverterende indgangs biasstrøm, der i værste tilfælde tidligere er bestemt som $I_B + \frac{I_{OS}}{2}$, indsættes i stedet for I_{OS} i (AK-15).

DC FORSTÆRKNINGS-BEGRÆNSNING

Som det fremgår af (AK-15), vil det kun være et spørgsmål om tid, før offsetfejlen får integratorens udgang til at gå i mætning nær enten den positive eller negative forsyningsspænding.
En mulig løsning på dette problem er at placere en modstand parallelt med C, som vist i fig. 8-20.

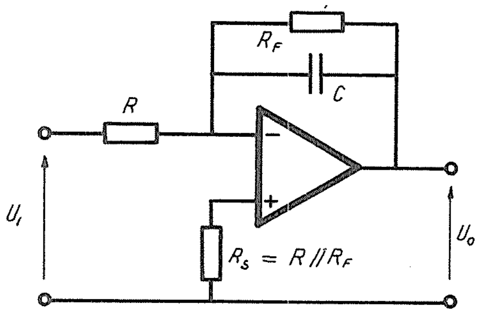

fig. 8-20

Integratoren i fig. 8-20 vil antage en fast udgangs-offsetfejl lig med den inverterende forstærkers offsetfejl.
Løsningen medfører desværre, at integratorens brugbare frekvensområde begrænses, som vist i fig. 8-21.
Den ideelle integrators frekvenskarakteristik har roll off -20 dB/dec for $0 < f < \rightarrow \infty$. Uden R_F begrænses den praktiske integrators frekvensområde nedadtil til ca. $10 \cdot f_1$, hvor f_1 er skæringsfrekvensen for open loop karakteristikken og den ideelle integrator-karakteristik.
Med R_F isat får vi en højere begrænsningsfrekvens, som er ca. $10 \cdot f_2$, hvor f_2 er skæringsfrekvensen for linien givet som 20 log (RF/R) og integrator-karakteristikken.

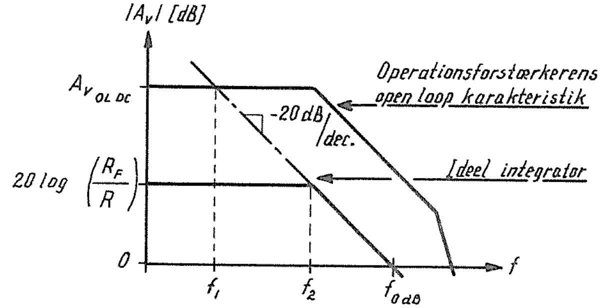

fig. 8-21

Af fig. 8-21 fremgår en karakteristisk frekvens for integratorkoblingen, nemlig $f_{o\ dB}$, hvor forstærkningen er $|A_V| = 1$.
Denne må eksistere, hvor $|X_C| = R$ og er derfor givet som

$$f_{o\ dB} = \frac{1}{2\ \pi\ RC}$$

Ved valg af R_F kommer man nemt ud i en konfliktsituation, idet kravet om stort frekvensområde medfører, at R_F skal være stor, mens kravet om en lille offsetfejl giver en lille R_F. Det må derfor komme til et kompromis, når R_F vælges.

DIFFERENTIATOR - KOBLINGEN

Ombyttes integratorkoblingens kondensator og modstand, har man differentiatorkoblingen.
Af årsager, som vi vender tilbage til senere, er det yderst vanskeligt at realisere en praktisk differentiator. Men for god ordens skyld præsenteres koblingen i fig. 8-22.
Her er også givet udtrykket for udgangsspændingen. Man når frem til dette efter samme princip, som vist for integratoren.

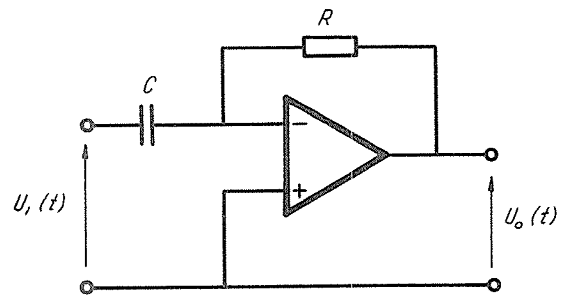

fig. 8-22

$$U_{o(t)} = -RC\,\frac{dU_1}{dt} \qquad \text{(AK-16)}$$

(AK-16) viser, at udgangspændingen er proportional med indgangssignalets differentialkvotient eller ændringshastighed.

Koblingen er derfor velegnet til overvågning af størrelsen af signal-ændringer i f.eks. regulerings-kredsløb. Virkemåden illustreres praktisk ved hjælp af et eksempel.

I fig. 8-23 ses en trekantspænding, som tilføres en differentiator.

Ikke helt overraskende bliver udgangssignalet en firkantspænding.

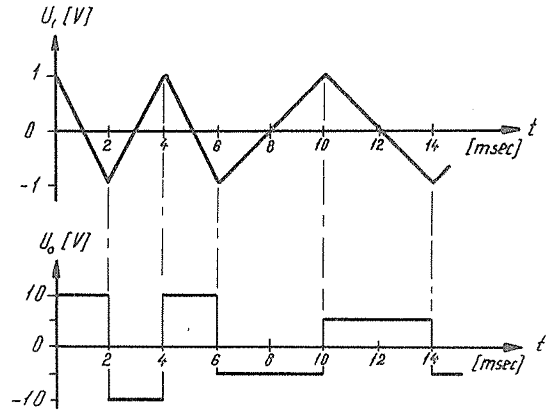

fig. 8-23

R = 100 KΩ C = 0,1 μF

R · C = 100 K · 0,1 μ = 0,01 sec

$$U_{o(0-2m)} = -0{,}01 \cdot \frac{-1-1}{2m-0} = 10\ V$$

$$U_{o(2m-4m)} = -0{,}01 \cdot \frac{1-(-1)}{4m-2m} = -10\ V$$

$$U_{o(4m-6m)} = -0{,}01 \cdot \frac{-1-1}{6m-4m} = 10\ V$$

$$U_{o(6m-10m)} = -0{,}01 \cdot \frac{1-(-1)}{10m-6m} = 5\ V$$

o. s. v.

Som tidligere nævnt er der visse ting, som gør differentiatoren vanskelig at realisere. Disse er:

1) Ved høje frekvenser går reaktansen af C mod 0 Ω. Der er derfor ingen modkobling tilstede. Operationsforstærkerens egenstøj forstærkes med open loop forstærkningen med et uacceptabelt udgangsstøjniveau til følge.

2) Opstillingens indgangsimpedans går mod 0 Ω, da operationsforstærkerens -indgang er "virtuel stel".

3) De fleste differentiatorer vil være fødte oscillatorer.
Dette vises nemmest i et Bodeplot, hvor operationsforstærkerens open loop karakteristik og differentiatorens karakteristik indtegnes. Sidstnævnte er en ret linie med hældningen +20 dB/dec.

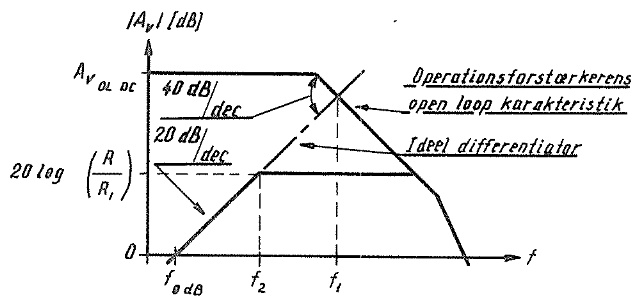

fig. 8-24

$$f_{o\ dB} = \frac{1}{2\ \pi\ RC}$$

Fig. 8-24 viser, at open loop - og differentiatorkarakteristikken skærer hinanden med en roll off forskel på 40 dB, hvilket ifølge Bodes stabilitetskriterium for modkoblede kredsløb kan bevirke selvoscillation.

Løsningen på ovenstående problemer er at indføre forstærkningsbegrænsning ved høje frekvenser.
Dette gøres ved at placere en modstand R_1 i serie med C, som vist i fig. 8-25.

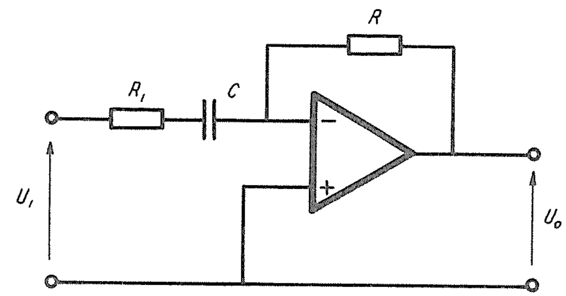

fig. 8-25

Den resulterende frekvenskarakteristik er vist i fig. 8-24, hvor det ses, at opstillingen for $f > f_2$ virker som normal inverterende forstærker med den nummeriske forstærkning R/R_1.

Desværre begrænses samtidig det brugbare frekvensområde som differentiator til ca. $0{,}1 \cdot f_2$, mens frekvensområdet uden R_1 går til ca. $0{,}1 \cdot f_1$.