

Tilbakekoblet forsterker.

1. Innledning.

Hensikten med oppgaven er at en gjennom praktiske undersøkelser skal gjøre seg fortrolig med begrepet *tilbakekopling* som er en hyppig anvendt teknikk innen de fleste områder av elektroteknikken.

Oppgaveteksten er gjort relativt fyldig for å gi en orientering om tilbakekopling generelt, og sikter således noe ut over selve den praktiske delen i denne spesielle laboratorieoppgaven.

Tilbakekopling i forsterkertechnikken gir forbedrede egenskaper på en rekke viktige punkter, bl.a.:

- a) Øket stabilitet i forsterkningen. Forsterkningen kan gjøres mer uavhengig av forsterker-elementenes parametre.
- b) Tilbakekoplingen bidrar til å redusere forvrengningen i forsterkeren.
- c) Båndbredden til forsterkeren økes.
- d) Det er lettere å oppnå de inn- og utgangsimpedanser en ønsker.

Disse fordelene oppnås på bekostning av redusert forsterkning i forhold til forsterkningen uten tilbakekopling. Stabilitet, ulineær forvrenging, bandbreddekrav og impedanstilpasning er meget sentrale begrep som inngår i en rekke problemstillinger f.eks innen telekommunikasjon.

I den praktiske delen i oppgaven skal vi se på tilbakekopling benyttet på tre forskjellige måter:

- I *Ren resistiv tilbakekopling av en operasjonsforsterker for å få 40 dB forsterkning fra DC og opp til en øvre grensefrekvens.*
- II *Tilbakekopling av en felteffekttransistor anvendt som spenningskontrollert motstand - for å bedre dennes linearitetsegenskaper.*
- III *Tilbakekopling anvendt for automatisk kontroll av utgangsnivået i forsterkeren (AGC).*

2. Tilbakekoplingen.

En tilbakekoplet forsterker kan deles opp som vist i fig. 1.1 hvis elementene oppfyller følgende krav:

- Den aktive delen (forsterkeren) overfører signal bare i forover-retning.
- Det passive tilbakekopplingsnettverket overfører signal bare i bakoverretningen.
- Tilbakekopplingsnettverkets belastning på forsterkerens inn- og utgang er neglisjerbar.

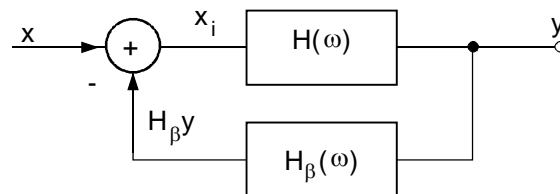


Fig. 1.1. Matematisk modell av tilbakekoplet forsterker.

Ofte er ikke disse betingelsene oppfylt. Vanligvis er punkt a) oppfylt ved at en har en stor forsterkning, mens punkt b) og c) ikke er oppfylt. Impedansforholdene på inn- og utgangen av forsterkeren er slik at tilbakekopplingsnettverket belaster forsterkeren og en har ikke lenger den ideelle oppdelingen. I slike tilfeller er det nødvendig å benytte andre metoder for å få en nøyaktig analyse av forsterkeren. Det fører for langt å ta opp dette problemet i denne oppgaven, men de som måtte ha interesse kan finne mer om dette i litteraturen, f.eks. [1], [2].

For modellen i fig. 1.1 har vi:

$$y = H(\omega)(x - H_{\beta}(\omega)y) \quad (1)$$

I det generelle tilfellet behøver ikke x og y å være størrelser av samme slag. x kan for eksempel være en strøm og y en spenning eller omvendt. Overføringsfunksjonene $H(\omega)$ og $H_{\beta}(\omega)$ kan altså representere forsterkningsfunksjoner eller impedansfunksjoner. I det tilfellet at vi betrakter spenning- eller strømforsterkning, erstatter vi vanligvis $H(\omega)$ med $A(\omega)$ (A-"amplification") og $H_{\beta}(\omega)$ med $\beta(\omega)$.

Setter vi disse størrelsene inn i (1) og løser med hensyn på forsterkningen y/x får vi:

$$A_{x \rightarrow y} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (2)$$

A er forsterkningen uten tilbakekopling (open loop gain) og $A_{x \rightarrow y}$ er forsterkningen for den tilbakekoplete forsterkeren (closed loop gain).

Vi ser av formelen at når $|\beta A| \gg 1$ får vi:

$$A_{x \rightarrow y} \approx \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} \quad (3)$$

Altså avhenger forsterkningen bare av det ytre tilbakekoplingsnettverket og forskjellige uønskede egenskaper som det aktive elementet er beheftet med - ulinearitet i amplitude og fase, variasjon i forsterkningen med tiden - blir derved eliminert ved tilbakekoplingen.

Både det aktive nettverket og tilbakekoplingsnettverket er to-porter. Avhengig av hvordan portene er koplet sammen på inn- og utgangene får vi 4 ulike koplinger som vist i fig. 1.2.

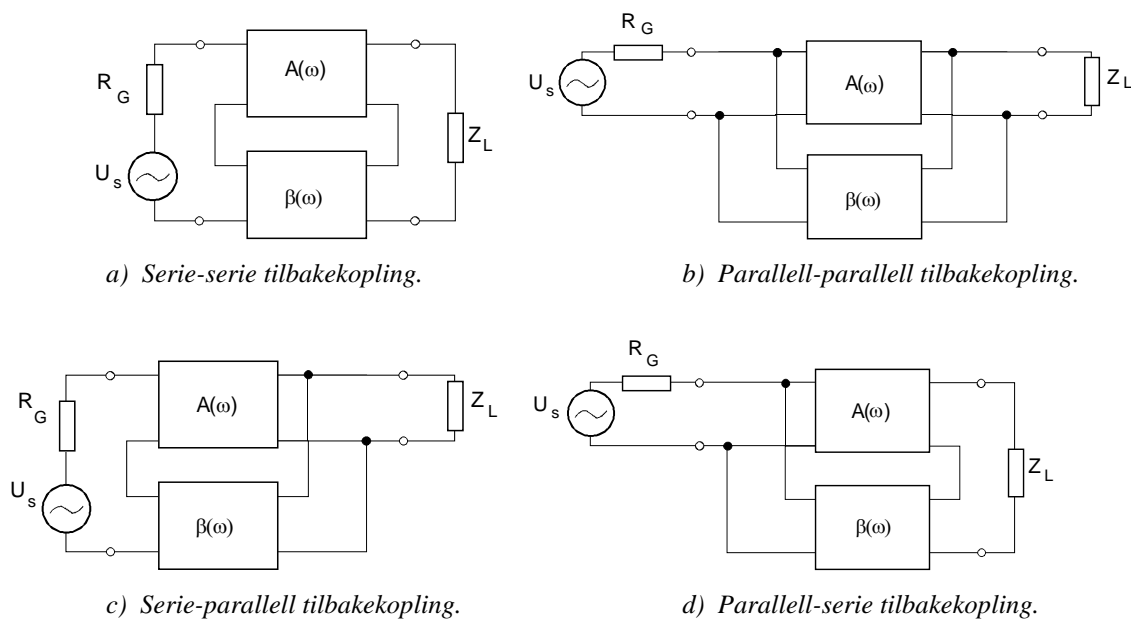


Fig. 1.2. Forskjellige tilbakekoplingsmåter.

I koplingene a) og d) har vi seriekopling på utgangen. Det tilbakekoplete signal blir proporsjonalt med strømmen i lastimpedansen. Dette kalles derfor ofte for strømtilbakekopling. Med kretsene i punkt b) og c) i fig. 1.2 har en et tilbakekoplet signal som er proporsjonalt med spenningen på utgangen, altså spenningstilbakekopling.

3. Forsterkerkoplinger med operasjonsforsterkere.

Vi skal nå se på to forsterkerkoplinger med operasjonsforsterker.

3.1. Ikke-inverterende forsterker.

Her er signalgeneratoren koplet til den ikke-inverterende inngangen som vist i fig. 1.3.

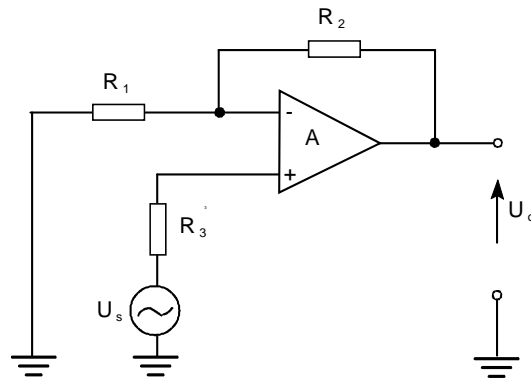


Fig. 1.3. Forsterkerkopling med operasjonsforsterker.

Kretsen kan også tegnes som vist i fig. 1.4.

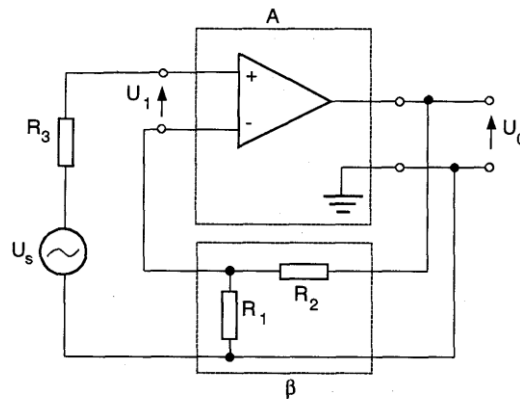


Fig. 1.4. Forsterkeren i fig. 1.3 tegnet på en annen måte.

Vi ser av figuren at denne koplingen er et eksempel på en serie-parallell-kopling. Siden operasjonsforsterkeren har meget høy inngangsimpedans i forhold til R_1 og R_2 , høy forsterkning A og lav utgangsimpedans, er alle tre betingelsene som vi satte opp for den ideelle tilbake-koblede forsterkeren oppfylt.

Med utgangspunkt i fig. 1.4 beregner vi følgende uttrykk for forsterkningen $A_u = U_o/U_s$.

$$A_u = \frac{A}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (4)$$

Hvis $|\beta A| \gg 1$ får vi:

$$A_u \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5)$$

Denne forsterkeren er såpass enkel at vi lett kan sette opp maskeligningene for kretsen og utføre fullstendige beregninger. Vi får følgende regne-ekvivalent:

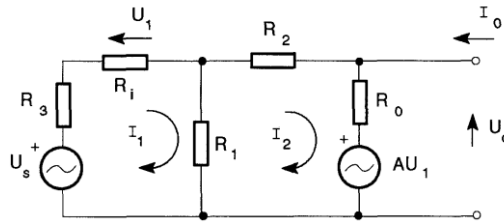


Fig. 1.5. Regne-ekvivalent for forsterkerkoplingen som er vist i fig. 1.3.

3.2. Spenningsforsterkningen.

Vi får følgende kretsligninger:

$$R_1(I_1 - I_2) + (R_i + R_3)I_1 = U_s \quad (6)$$

$$R_1(I_2 - I_1) + (R_2 + R_o)I_2 + AU_1 = 0 \quad (7)$$

R_3 inkluderer også generatormotstanden. Av hensyn til langtidsstabiliteten (stabilitet av offsetjusteringen med hensyn på temperaturvariasjoner) bør R_3 velges lik motstanden av parallellkoplingen av R_1 og R_2 . Altså:

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (8)$$

Løst med hensyn på $A_u = U_o/U_s$ finner vi:

$$A_u = \frac{AR_i(R_1 + R_2) + R_1 R_o}{AR_i R_1 + (R_1 + R_i + R_3)(R_2 + R_o) + R_1 R_i + R_3 R_1} \quad (9)$$

Dersom

$$R_i \gg R_1, R_i \gg R_3, R_1 \gg R_o \text{ og } R_2 \gg R_o \quad (10)$$

kan dette uttrykket forenkles betraktelig. Vi får:

$$A_u \approx \frac{A}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A} \quad (11)$$

Dette er samme uttrykket som vi fant i (4). Hvis vi også forutsetter at

$$|\beta A| = \left| \frac{R_1}{R_1 + R_2} A \right| \gg 1 \quad (12)$$

får vi:

$$A_u \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (13)$$

Resultatet er en spenningsforsterkning som er uavhengig av operasjonsforsterkerens egenskaper. Den er bare avhengig av de ytre komponentene.

3.3. Inngangsimpedansen.

Vi beregner denne med liten belastning på utgangen, dvs. lastmotstanden skal være mye større enn R_o . Inngangsimpedansen er definert ved:

$$Z_{in} = \frac{U_s}{I_1} \quad (14)$$

Fra (6) og (7) finner vi:

$$I_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_i + R_3} I_2 + \frac{1}{R_1 + R_i + R_3} U_s \quad (15)$$

og

$$I_2 = \frac{R_1 - AR_i}{AR_i R_1 + (R_1 + R_i + R_3)(R_2 + R_o) + R_1 R_i + R_3 R_1} U_s \quad (16)$$

Av (15) og (16) kan vi så finne Z_{in} :

$$Z_{in} = \frac{(A+1)R_i R_1 + (R_1 + R_i + R_3)(R_2 + R_o) + R_3 R_1}{R_1 + R_2 + R_o} \quad (17)$$

Dersom vi som ovenfor antar at $R_i \gg R_3$, $R_i \gg R_1$, $R_1 \gg R_o$ og $R_2 \gg R_o$ får vi:

$$Z_{in} \approx \frac{(A+1)R_i R_1 + R_i R_2}{R_1 + R_2} \quad (18)$$

Eller om vi også antar at $|A| \gg 1$ og $|A| R_1 \gg R_2$ så blir:

$$Z_{inn} \approx R_i \frac{AR_1}{R_1 + R_2} = R \frac{A}{A_u} \quad (19)$$

Inngangsimpedansen øker altså med forholdet mellom spenningsforsterkningene uten og med tilbakekopling.

Med de tilnærmelsene vi her har gjort ser vi at (15) og (16) reduseres til:

$$I_1 \approx \frac{R_1}{R_i} I_2 \quad (20)$$

$$I_2 \approx \frac{1}{R_1} U_s \quad (21)$$

Dette betyr at strømmen gjennom parallellmotstanden R_2 er bestemt av signalspenningen og motstanden R_1 . Videre betyr det at $I_1 \ll I_2$. Altså er strømmen gjennom R_1 tilnærmet like stor som strømmen gjennom R_2 .

3.4. Utgangsimpedansen.

Utgangsimpedansen er definert som:

$$Z_{ut} = \frac{U_o}{I_o} \Big|_{U_s=0} \quad (22)$$

der I_o er strømmen som går inn i kretsen når en henger på en generator på utgangen med spenning U_o . I dette tilfellet får vi relativt kompliserte uttrykk og vi skal derfor nøye oss med å beregne Z_{ut} under den forutsetningen at $R_i \gg R_1$ og $R_i \gg R_3$ slik at vi kan neglisjere strømmen I_1 sammenlignet med I_2 , og spenningen over R_3 sammenlignet med spenningen over R_i . I det tilfellet får vi:

$$U_1 \approx -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_o \quad (23)$$

og

$$I_o \approx \frac{U_o}{R_1 + R_2} + \frac{U_o - AU_1}{R_o} \quad (24)$$

Av disse løses Z_{ut} :

$$Z_{ut} \approx \frac{R_o(R_1 + R_2)}{R_o + (R_1 + R_2) + R_1 A} \quad (25)$$

Med $R_1 \gg R_o$, $R_2 \gg R_o$ og $|A| \gg 1$, reduseres (25) til:

$$Z_{ut} \approx R_o \frac{A_u}{A} \quad (26)$$

Utgangsimpedansen divideres med samme faktor som inngangsimpedansen ble multiplisert med. Tilbakekoplingen gir en betydelig reduksjon av utgangsimpedansen siden A vanligvis er mye større enn A_u .

3.5. Inverterende forsterker.

I den andre forsterkerkoplingen vi skal studere flytter vi signalgeneratoren over til den inverterende inngangen som vist i fig. 1.6. I dette tilfellet kan vi ikke direkte skille β -nettverket fra selve forsterkeren.

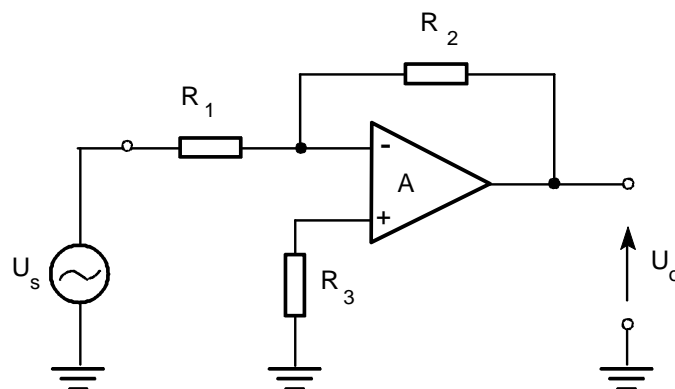


Fig. 1.6. Forsterkerkopling med signalkilden koplet til den inverterende inngangen.

Vi skal her bare ta med beregningen i det tilfelle at $R_i \gg R_1$ slik at strømmen gjennom inngangen på operasjonsforsterkeren kan neglisjeres i forhold til strømmen gjennom R_2 . I det tilfellet får vi regne ekvivalenten som vist i fig. 1.7.

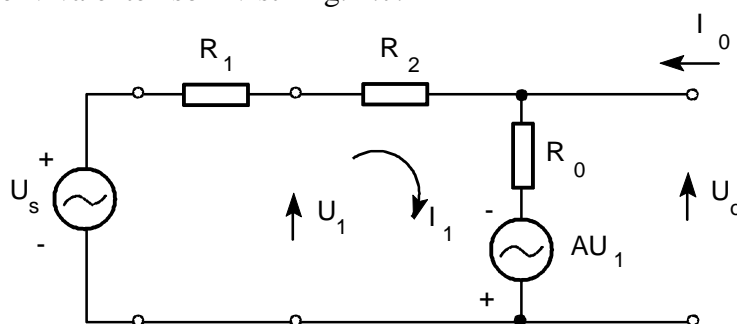


Fig. 1.7. Regne-ekvivalent for koplingen i fig. 1.6.

Ligningene for kretsen blir:

$$(R_1 + R_2 + R_o)I_1 - AU_1 - U_s = 0 \quad (27)$$

$$U_1 = U_s - R_1 I_1 \quad (28)$$

Hvis vi løser (27) og (28) med hensyn på I_1 :

$$I_1 = \frac{A + 1}{(A + 1)R_1 + R_2 + R_o} U_s \quad (29)$$

Vi finner nå utgangsspenningen U_o :

$$U_o = R_o I_1 - A(U_s - R_1 I_1) = (R_o + AR_1)I_1 - AU_s \quad (30)$$

3.6. Spenningsforsterkningen.

Fra (29) og (30) finner vi:

$$A_u = \frac{U_o}{U_s} = -\frac{R_2 A - R_o}{R_2 + R_o + (A + 1)R_1} \quad (31)$$

Nå er vanligvis $R_o \ll R_2$ slik at (31) kan reduseres til:

$$A_u = \frac{-A}{1 + \frac{R_1}{R_2}(A + 1)} \quad (32)$$

Vi får her:

$$\beta \approx \frac{R_1(1 + A)}{R_2 A} \quad (33)$$

For små A blir β avhengig av forsterkningen i forsterkeren og det er ikke mulig å foreta en oppdeling som beskrevet foran. Hvis $|A| \gg 1$, blir β uavhengig av A . Da blir:

$$\beta \approx \frac{R_1}{R_2} \quad (34)$$

Forutsetter vi videre at

$$|\beta A| \approx \left| \frac{R_1}{R_2} A \right| \gg 1 \quad (35)$$

får vi:

$$A_u \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (36)$$

3.7. Inngangsimpedansen.

På samme måte som for den andre oppkoplingen forutsetter vi at forsterkeren bare belastes lite på utgangen ($|Z_L| \gg R_o$). Da kan vi finne inngangsimpedansen direkte fra (29):

$$Z_{inn} = \frac{U_s}{I_1} = R_1 + \frac{R_2 + R_o}{A + 1} \quad (37)$$

Med $R_o \ll R_2$ og $|A| \gg 1$ blir:

$$Z_{inn} \approx R_1 + \frac{R_2}{A} = R_1 \left(1 + \frac{A_u}{A} \right) \quad (38)$$

Inngangsimpedansen blir ikke vesentlig forskjellig fra R_1 siden A_u/A vanligvis er en liten størrelse.

3.8. Utgangsimpedansen.

Fra fig. 1.6 ser vi at ($U_s = 0$):

$$I_o = \frac{U_o}{R_1 + R_2} + \frac{U_o + AU_1}{R_o} \quad (39)$$

$$\text{og } U_1 = R_1 I_1 \quad (40)$$

Kombinerer vi disse to ligningene får vi:

$$Z_{ut} = \left. \frac{U_o}{I_o} \right|_{U_s=0} \approx \frac{R_o(R_1 + R_2)}{R_o + R_1 + R_2 + AR_1} \quad (41)$$

Uttrykket reduseres til

$$Z_{ut} \approx R_o \frac{1 + A_u}{A} \quad (42)$$

hvis $R_o \ll R_1 + R_2$ og $|A| \gg |A_u|$.

Utgangsimpedansen reduseres altså ved tilbakekoplingen.

4. Elektronisk styrt forsterkning.

I den praktiske oppgaven skal vi benytte en JFET som spenningsstyrt motstand. Drain- og sourcekontaktene til denne komponenten er koblet til endene av et kanalområde av n-dopet silisium, mens gatekontakten er koblet til et p-dopet område som omgir kanalen. Når pn-overgangen mellom gate og kanal forspennes i bakoverretning så dannes et uledende såkalt depleksjonsskikt i den del av kanalområdet som grenser til det p-dopede området. Dette medfører at kanalens tverrsnitt vil minke og at resistansen R_D mellom drain og source vil øke. Ved å variere spenningen mellom gate og source kan resistansen R_D varieres. Erstatte vi R_1 i forsterkerkoplingen med en FET kan vi således styre spenningsforsterkningen elektronisk.

Som en første tilnærming antas at R_D er uavhengig av drain-source-spenningen u_{DS} . Dette gjelder for små signalamplituder. Økes amplituden vil R_D variere med u_{DS} og vi får ulineær forvrengning. Hvis vi måler i_D som funksjon av u_{DS} med konstant gate-source-spenning u_{GS} , får en kurve som vist i fig. 1.8, kurve a).

Med u_{GS} som parameter får vi en kurveskare som fig. 1.9 viser. Helningen i origo for de forskjellige kurvene viser hvordan FET virker som en variabel motstand styrt av u_{GS} (for små utsving om $i_D = 0$, $u_{DS} = 0$).

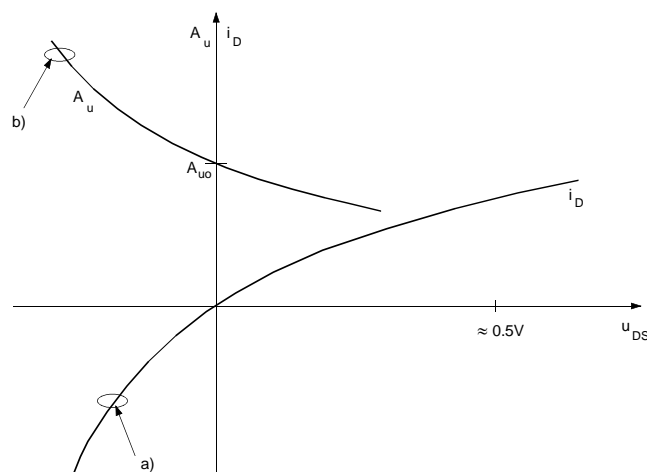


Fig. 1.8. a) Drain-strømmen i i en FET som funksjon av drain-source-spenningen, med konstant gate-source-spenning. b) Kurve for spenningsforsterkningen i fig. 1.3, når FET er benyttet i stedet for R_1 .

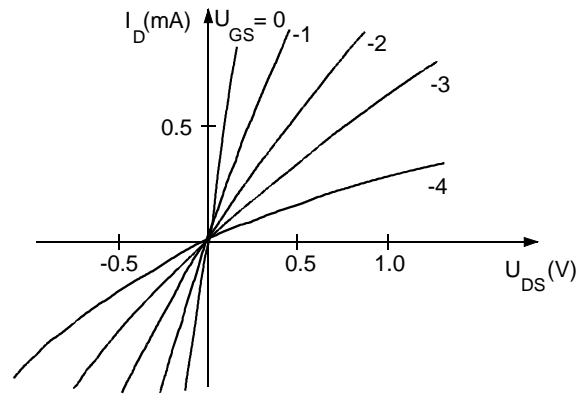


Fig. 1.9. Utgangskarakteristikk for FET omkring origo.

For i_D - u_{DS} -karakteristikkene i fig. 1.9 gjelder tilnærmet følgende analytiske uttrykk.

$$i_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \right) \frac{u_{DS}}{(-U_P)} - \left(\frac{u_{DS}}{U_P} \right)^2 \right] \quad (43)$$

I_{DSS} er gitt av metningsstrømmen med $u_{GS} = 0V$. Strypespenningen U_P , svarer til den u_{GS} hvor kanalen er sammensnørt. U_P er negativ for vår n-kanal-JFET.

Av (43) ser vi at hvis en sløyfer kvadratleddet i u_{DS} , får vi en lineær sammenheng, slik at R_D blir uavhengig av u_{DS} for små amplituder.

Lineariteten kan imidlertid tøyes til å gjelde for større amplituder ved å kople inn to like motstander R_F som vist i fig. 1.10.

I det vi husker at gate-strømmen er lik 0 blir

$$u_{GS} = \frac{u_{GG} + u_{DS}}{2} \quad (44)$$

Vi skal studere dette i den praktiske oppgaven og skal derfor se litt nærmere på forvrengningen som oppstår.

Av fig. 1.9 ser en at helningen på kurvene $i_D(u_{DS})$ i origo avtar når u_{GS} blir mere negativ, og hvis R_D erstatter R_1 i forsterkerkoplingen i fig. 1.3 (evt. fig. 1.11) vil forsterkningen ($A_u \approx R_2/R_1$) avta når u_{GS} avtar. I tillegg ser en også at kurvene er krumme.

A_u kan uttrykkes som en rekke til første orden i u_{DS} i følge:

$$A_u = A_{uo} + \alpha \cdot u_{DS}(t) \quad (45)$$

$$\text{der } \alpha = \frac{\delta A_u}{\delta u_{DS}} \Big|_{u_{DS}=0}$$

Hvis inngangssignalet er sinusformet ($u_s(t) = \hat{U}_s \sin \omega t$), vil vi også anta at $u_{DS}(t)$ er sinusformet. Vi antar videre at ω er så liten at vi kan se bort fra fasedreining i kretsen.

Utgangsspenningen blir

$$u_o(t) = A_u \cdot u_s(t) = (A_{uo} + \alpha \hat{U}_{ds} \sin \omega t) \cdot \hat{U}_s \sin \omega t \quad (46)$$

Når vi multipliserer og ordner termene får vi

$$u_o(t) = A_u u_s(t) = \frac{\alpha \hat{U}_{ds} \hat{U}_s}{2} + A_{uo} \hat{U}_s \sin \omega t - \frac{\alpha \hat{U}_{ds} \hat{U}_s}{2} \cos 2\omega t \quad (47)$$

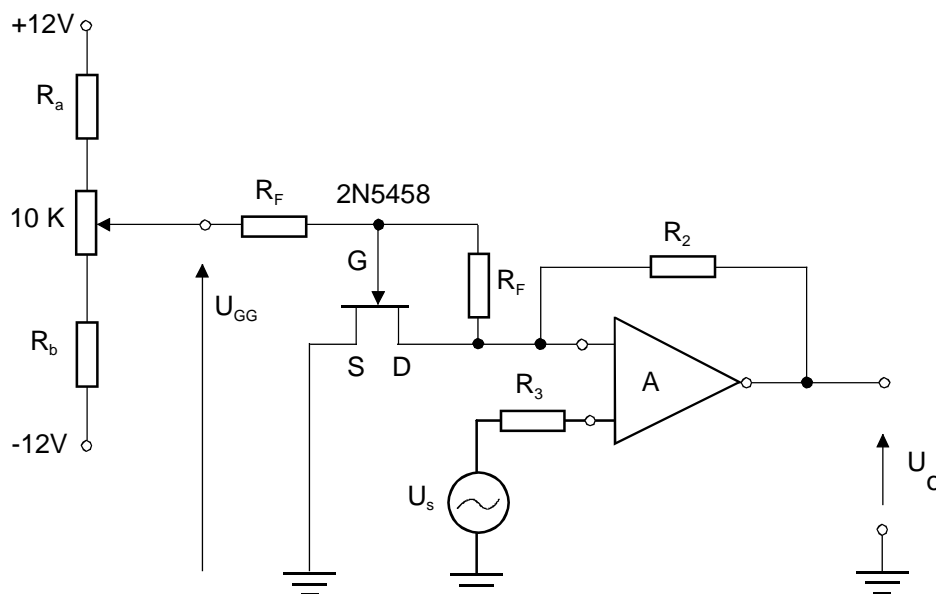


Fig. 1.10. Spenningsstyrt forsterker med tilbakekopling av felteffekt-transistoren for å redusere dens ulinearitet.

Av (47) ser vi at i tillegg til det ønskede leddet $A_{uo} \hat{U}_s \sin \omega t$ har vi fått en likespenning og en 2. harmonisk komponent, dvs en signalkomponent ved den dobbelte frekvensen, 2ω . Da $\hat{U}_{ds} \approx \hat{U}_s$ i denne koplingen ser vi at begge disse leddene øker med kvadratet av signalamplituden. (Viktig poeng.)

Som nevnt ovenfor så har kurvene i fig. 1.8 en viss krumming. Hvis vi tar hensyn til dette og inkluderer høyere ordens termene i uttrykket for A_u så vil vi finne at $u_o(t)$ vil inkludere harmoniske komponenter ut over 2. harmonisk. Disse komponentene blir kalt overharmoniske og består av signalkomponenter ved 2ω , 3ω , 4ω osv. og er uønskede komponenter for en forsterker.

5. Forarbeid.

1. Sett inn ligning (44) i ligning (43) og vis de bedrede linearitetsegenskapene.
2. Beregn verdien på resistor R_1 i forsterkeren i fig. 1.11 slik at spenningsforsterkningen U_o/U_s ved lave frekvenser blir 100 ganger (40 dB). Anta $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$. $R_3 = R_1 || R_2$.
3. Forklar virkemåten til kretsen i fig. 1.13. Anta at dioden er ideell og fungerer som kortslutning i når den er forspent i foroverretning og åpen krets når den er forspent i bakoverretning.

6. Laboppgave.

1. I den praktiske oppgaven skal vi først studere forsterkerkoplingen som er vist i fig. 1.11. Pinnenumerering er vist i figuren. **Koble opp kretsen.** NB! Bruk de utleverte potene der hvor variable motstander er nødvendig. Ellers brukes vanlige motstander.

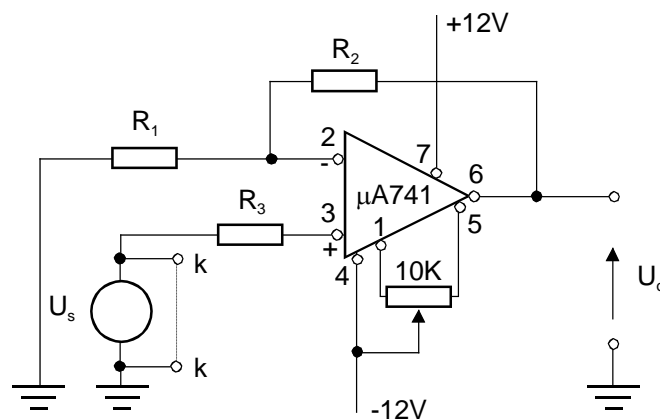


Fig. 1.11. Ikke-inverterende forsterkerkopling med operasjonsforsterker.

Koble fra generatoren, kortslutt over k-k, og juster "offset"-potensiometeret til $U_o = 0$.

Mål kretsens amplitude- og faserespons på oscilloscopet, (dvs. $|A_u| = |U_o/U_s|(\text{dB})$ og $\angle A_u$ som funksjon av frekvensen). Pass på at ikke inngangssignalet blir for stort slik at kretsen overstyres. Bruk ikke høyere påtrykk enn at amplituden ut er i størrelsesorden 5V. **Tegn den målte amplitude responsen i dB og faseresponsen i grader.**

Finn $\angle A_u$ (forsterkerens fasedreining) for:

- a) Lave frekvenser (f.eks. noen hundre Hz).
- b) Frekvensen der forsterkningen har falt 3 dB under maksimal verdi.
- c) Ved høye frekvenser. (Velg en frekvens der amplituden er falt ca. 20 dB under maksimal verdi.)

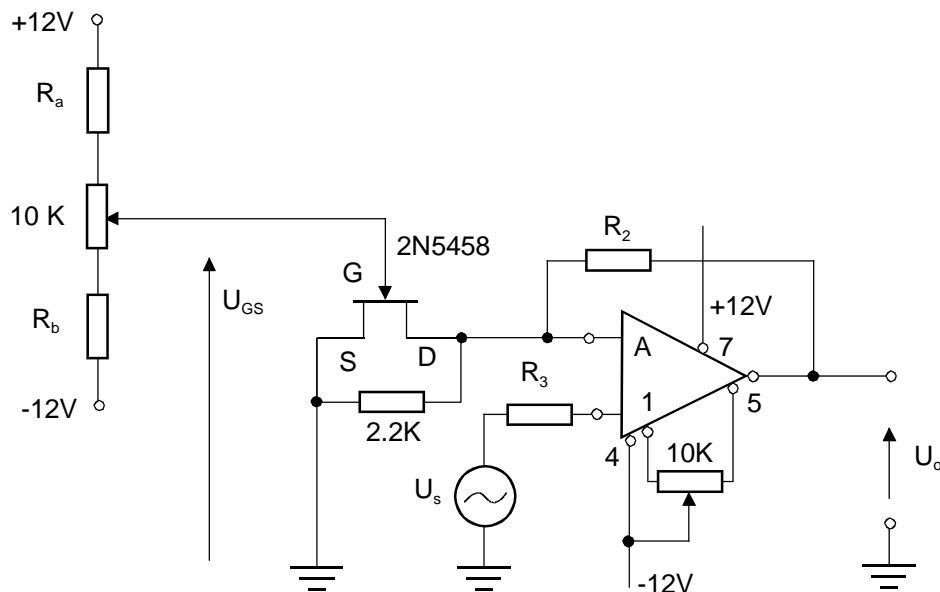


Fig. 1.12. Forsterkerkopling med elektronisk varierbar forsterkning.

For å kunne variere forsterkningen elektronisk, setter vi inn en felteffekttransistor i stedet for R_1 . Motstanden på $2,2 \text{ k}\Omega$ parallelt U_{DS} er satt inn for å gi en nedre grense på forsterkningen.

Alle målingene i resten av oppgaven gjøres ved frekvensen 1 kHz .

Velg $R_a = 15 \text{ k}\Omega$ og $R_b = 5,6 \text{ k}\Omega$ og koble opp kretsen i fig. 1.12.

2. Mål spenningsforsterkningen $A_u = U_o/U_s$ som funksjon av U_{GS} . Kontroller kurveformen på oscilloskopet. Innstill U_{GS} slik at A_u er ca. 15. Hvor stor er spenningsamplituden \hat{U}_{ds} når utgangssignalet er på grensen til klipping? Skisser dette utgangssignalet inklusive eventuell DC offset (bruk DC-kobling på scopet). Kan du ut fra teorien si noe om innholdet av overharmoniske i utsignalet.

For å se på frekvensinnholdet av signalet kan oscilloskopets FFT funksjon benyttes.

Varier nivået på inngangssignalet og se hvordan DC-nivå og bølgeform til utgangssignalet varierer. Bruk også XY-innstilling på scopet. Dvs, slå av SWEEP TIME generatoren (velg format XY i DISPLAY menyen), og plot utgangssignalet som funksjon av inngangssignalet for å undersøke linearitetsegenskapene til forsterkeren. Skisser og kommenter.

3. Sett inn motstander $R_F = 100 \text{ k}\Omega$ som vist i fig. 1.10. ($2,2 \text{ k}\Omega$ parallelt U_{DS} og offsetjustering beholdes). Innstill U_{GS} til samme forsterkning som under pkt. 2 ($A_u \approx 15$). Undersøk om en har oppnådd noen forbedring m.h.p. linearitet. Skisser kurveformen for samme \hat{U}_{ds} som under pkt. 2. Bruk også her XY-innstilling og sammenligne med resultatet i forarbeidet. Skisser.

4. Vi skal til slutt benytte vår forsterker til å illustrere en tredje form for tilbakekopling som har stor praktisk betydning - automatisk forsterkningskontroll (AGC, kompresjonskopling). AGC benyttes når vi ønsker å holde forsterkerens utgangssignal tilnærmet konstant på tross av at inngangssignalet av forskjellige grunner varierer i styrke. Vi likeretter og lavpassfilterer i dette tilfellet utgangssignalet som vist i fig. 1.13, og benytter denne langsomt varierende spenningen som styresignal til felteffekttransistoren.

Koble opp og mål utgangsspenning som funksjon av inngangsspenning for denne kretsen. Kommenter.

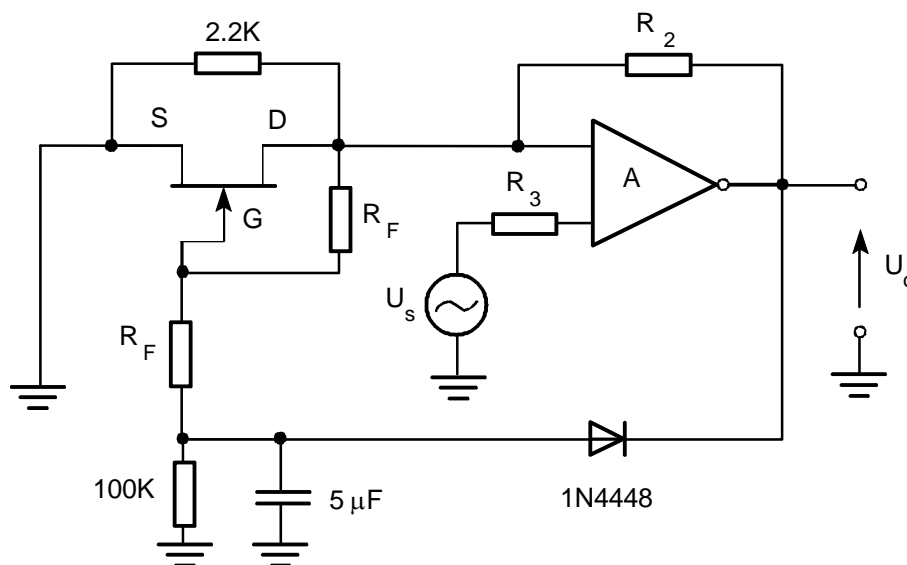


Fig. 1.13. Kompresjonsforsterker. Offset-justering er ikke med i figuren.

Erstatt 2,2 k Ω motstanden i parallell med transistoren med en på 4,7 k Ω . Mål utgangsspenning som funksjon av inngangsspenning. Kommenter.

Tilleggsoppgave

Dersom det er tid til det, klipp bort kondensatoren i lavpassfilteret. Hva skjer? Kommenter.

7. Litteratur.

- [1] J.W. Nilsson og S.A. Riedel: "Electric circuits", 7th edition, Addison-Wesley, 2004
- [2] G. Rizzoni: "Electrical Engineering", 4nd edition, McGraw-Hill, 2003