

Laboratorieoppgaver i PHYS220, vår 2004.

Oppgave 1, transistorkretser.

Felles emitter kobling	- side 3
Kaskodekoblet forsterker	- side 11
Sourcefølger	- side 12

Oppgaven pluss beskrivelse av oppgaven består av 16 sider.

Oppgave 2, operasjonsforsterkere - side 19

Her er det fire obligatoriske oppgaver pluss 2 som kan velges fritt fra et utvalg.

De obligatoriske er: Ikke inverterende forsterker, Inverterende forsterker, Summasjonsforsterker, Subtraksjonsforsterker.

De to øvrige kan velges fra: Komparator, Schmitt-trigger, Astabil multivibrator, Integrator, Differensiator (derivering av signal)

Wien-bro osillator, Funksjonsgenerator. Pulsbreddemodulator.

Oppgave pluss beskrivelse av oppgaven består av 20 sider.

Oppgave 3, digital/analog (DAC) - side 39, (analog/digital (ADC) omformere), Sample/Hold - side 48.

Analog /digital omformere (ADC) er ikke pensum.

Oppgaven omtaler de vanligste omformerne. En fire bits DAC og en sample/hold krets skal kobles opp og testes på lab'en.

Oppgaven pluss beskrivelse av oppgaven består av 14 sider.

Lærebok: Microelectronic circuits, fourth edition. Sedra / Smith. ISBN: 0-19-511690-9.

Øystein Olsen, 20 februar 2006

English text.

Lab exercises for PHYS 220, spring 2004.

Exercise 1, Transistor Circuits.

Common emitter amplifier	- page 3
Cascode connected amplifier	- page 11
Source follower	- page 12

The exercise and its description consist of 16 pages.

Exercise 2, Operational amplifiers- page 19

There are altogether six exercises, four compulsory and 2 that may be chosen freely from a list of 7.

The compulsory exercises are: Non-inverting, Inverting, Summation and subtraction amplifiers.

The last two is a selection from the following: Comparator, Schmitt-trigger, Free running multivibrator, Integrator, Differentiator, Wien-Bridge oscillator, Function generator/Pulsewidth modulator.

The exercise and its description consist of 20 pages.

Exercise 3, Digital/Analogue (DAC) - page 39, (Analogue/Digital (ADC) converters), Sample/Hold - page 48.

Analogue/Digital converters, (ADC) is not in the curriculum.

The exercise mentions the most common converters. A four bit DAC and a sample/hold circuit are to be connected and tested in the lab.

The exercise and its description consist of 14 pages.

Textbook: Microelectronic circuits, fourth edition. Sedra / Smith. ISBN: 0-19-511690-9.

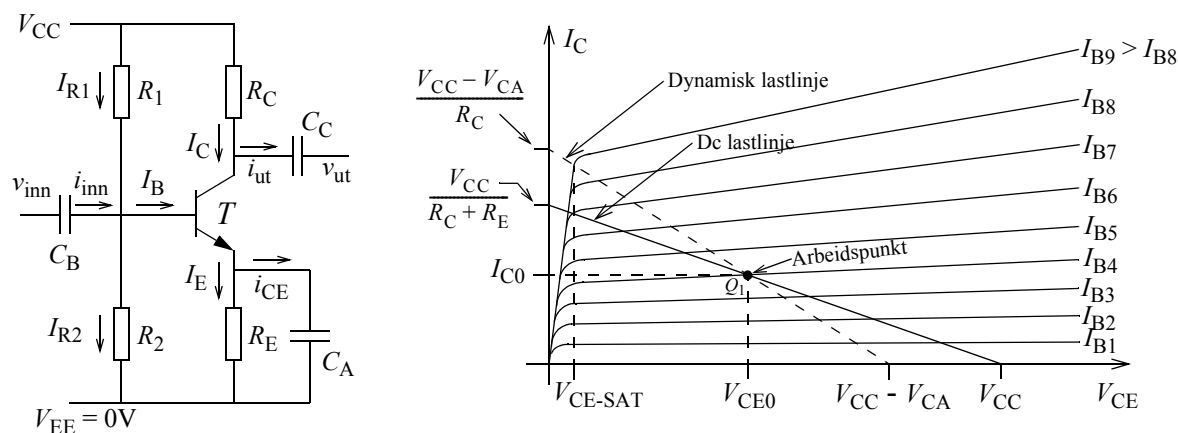
Øystein Olsen, 20. february 2006

PHYS 220. Oppgave 1 - Transistorkretser.

Lærebok: Microelectronic circuits, fourth edition. Sedra / Smith. ISBN: 0-19-511690-9.

Transistor i felles-emitter kobling. Som standard vil bli brukt at likestrømmer og likespenninger skrives med store bokstaver mens det blir brukt små bokstaver på vekselstrømmer og vekselspenninger og blanding av veksel og likestrøm, dvs på signal med en vilkårlig karakter.

Figur 1.1



Felles-emitterkoblingen er den vanligste transistorforsterkerkoblingen. Figur 1.1 viser koblingen. Her er en NPN transistor brukt (transistoren, T har kretssymbolet for en NPN transistor). V_{CC} er da større enn V_{EE} .

Til høyre i figuren er vist transistorens karakteristikkfelt. Dette viser hvordan kollektorstrømmen avhenger av kollektor-emitter spenningen for forskjellige verdier av basestrømmen. Om det antas at $I_C \gg I_B$ gjelder etter Ohms lov følgende sammenheng mellom dc-kollektorstrømmen, I_C og dc-spenningen, V_{CE} , over transistoren:

$$I_C = (V_{CC} - V_{CE}) / (R_C + R_E) \quad (1)$$

Dette er en rett linje med stigningstall: $-1 / (R_C + R_E)$. Linjen skjærer V_{CE} -aksen i V_{CC} og I_C -aksen i $V_{CC} / (R_C + R_E)$, den heltrukne linjen betegnet med *dc lastlinje* i figur 1.1. Linjen gir de mulige kombinasjonene av likespenning over og likestrøm gjennom transistoren. Kombinasjonene får vi ved å velge forskjellige basestrømmer.

Når en forsterker skal lages velges først forsterking og arbeidspunkt. Arbeidspunktet gir kombinasjonen av strøm og spenning for transistoren når forsterkeren ikke har noe signal. I figuren er vilkårlig (symbolsk) valgt arbeidspunktet (V_{CE0} , I_{C0}) slik at (ved innsetting i (1)):

$$I_{C0} = (V_{CC} - V_{CE0}) / (R_C + R_E) \quad (2)$$

Er kapasitansen parallell med R_E , dvs C_A lik 0, gjelder belastningslinjen óg for vekselstrøm-signaler.

Kobles kondensatoren C_A inn og kapasitansen er tilstrekkelig stor blir spenningen over den, V_{CA} tilnærmet konstant og lik $I_{E0}R_E \approx I_{C0}R_E$ der I_{E0} er emitterhvilstrømmen. Dette er relativt enkelt å vise. Vi har generelt:

$Q_{CA} = C_A V_{CA}$ der Q_{CA} er ladningen på C_A . Når koblingen fungerer som forsterker går det en varierende strøm gjennom kondensatoren, denne strømmen fører til at ladningen Q_{CA} og der-

med V_{CA} varierer. Om vi lar ΔQ representere variasjonen i Q_{CA} og ΔV variasjonen i V_{CA} kan følgende skrives:

$$Q_{CA0} + \Delta Q = C_A(V_{CA0} + \Delta V) \quad (3)$$

der ΔQ og ΔV representerer variasjonen omkring hvilepunktet. Siden $Q_{CA0} = C_A V_{CA0}$ får vi:

$$\Delta V = \Delta Q / C_A \quad (4)$$

Dette uttrykket viser at om C_A gjøres tilstrekkelig stor kan ΔV gjøres vilkårlig liten. Uttrykket viser òg at om C_A holdes konstant som jo vil være tilfellet i en forsterkerkrets, så vil ΔV likevel kunne gjøres vilkårlig stor om vi fyller tilstrekkelig stor ladning på C_A . Dette kan gjøres ved å la strømmen gjennom C_A flyte tilstrekkelig lenge i én retning, enten mot emitter eller fra emitter. I det første tilfellet vil vi gjerne si at strømretningen er negativ, mens den vil bli betegnet som positiv i det andre tilfellet.

Fra disse overlegningene kan det konkluderes at om forsterkerens påtrykte signal er tilstrekkelig lavfrekvent, dvs strømmen i C_A har samme retning lenge selv om den skulle variere i styrke, så vil spenningen over C_A ikke lenger kunne betraktes som konstant. For en audioforsterker bør f.eks. V_{CA} variere lite for sinusformede bølger med frekvens over ca 20Hz om R_E skal kunne sees bort fra når det gjelder signaler som varierer med tiden. For slike signaler må den dynamiske belastningslinjen brukes. Dette er den strekede linjen i figur 1.1.

Den dynamiske belastningslinjen fåes på samme måte som dc-lastlinjen, men den tilgjengelige strømforsyningsspenningen er mindre siden det konstante spenningsfallet over C_A gjør det tilgjengelige spenningssvinget over transistoren mindre.

Normalt vil en forsterker som skal ta seg av signaler større enn ca 1mV konstrueres slik at det tilgjengelige spenningssvinget på kollektor er like stort til begge sider for arbeidspunktet. Forsterkerens dynamiske område maksimaliseres da (det dynamiske området er forholdet mellom det største og minste signalet forsterkeren kan brukes på uten at enten signal til støy forholdet blir for dårlig eller at forsterkeren lager uakseptabel forvrengning på signalet).

Av figur 1.1 sees at spenningen over transistoren må svinge mellom $V_{CC} - V_{CA}$ og V_{CE-SAT} . Prøver vi å drive transistoren utenfor dette området er den enten i cut-off eller i metning og signalet klippes i begge tilfeller rett av, dvs det er en begrensning på den oppnåelige spenningsamplituden slik at topp til topp spenningen maksimalt kan være: $V_{CC} - V_{CA} - V_{CE-SAT}$. Skal spenningssvinget være like stort til begge sider for arbeidspunktet må arbeidspunktet velges på følgende måte:

$$V_{C0} = V_{CA} + (V_{CC} - V_{CA} - V_{CE-SAT})/2 = (V_{CC} + V_{CA} - V_{CE-SAT})/2 \quad (5)$$

der V_{C0} er kollektorhvilespenningen. Kollektorhvilestrømmen blir da

$$I_{C0} = (V_{CC} - V_{CA} + V_{CE-SAT})/2R_C \quad (6)$$

Dette er som sagt den vanligste måten å forspenne en felles emitter forsterker som skal ta seg av relativt store signaler. Er signalene små (mindre enn ca 1mV) vil forsterkeren normalt dimensjoneres for best mulig signal til støy forhold, hvilespenningen over transistoren, V_{CE0} skal da være relativt liten, hvilestrømmen skal heller ikke være for stor (i alle fall ikke når det gjelder kretser som skal forsterke lavfrekvente signaler, f.eks. audiosignaler).

Måling lavfrekvens-forsterkerparametre.

De viktigste parametrene er forsterkingen A , inngangsmotstanden R_i , og utgangsmotstanden R_o . Egentlig er motstandene impedanser (impedans er motstand overfor sinusformete bølger) siden vi har kapasitanser i kretsen, men ved en frekvens på ca 1kHz og med det komponentvalget som blir gjort kan disse kapasitansene neglisjeres i småsignalmodellene.

Teoretiske beregninger.

Det skal lages en fellesemitter-forsterker med forsterking $A = 10$ ved lave frekvenser. Bruk koblingen med $C_A = 0$.

Beregn først forsterkingen teoretisk. Bruk *strømkontrollert-strømkilde* småsignalmodellen (fig 4.26b i utgave 4 av læreboken) for transistoren og beregn: v_{ut}/v_{inn} i figur 1.1. Anta at alle kapasitanser (unntatt C_A) er så store at de kan sees på som kortslutninger.

Det vil fremgå av beregningen at så lenge β er tilstrekkelig stor er forsterkingen A uavhengig av β og noenlunde lik $-R_C/R_E$. Jo større β er jo nærmere vil forsterkingen være denne verdien.

Beregn inngangsmotstanden, R_i og utgangsmotstanden, R_o . Beregn dessuten motstanden sett inn i transistorens base. Kommenter.

Praktiske beregninger.

Finn motstandsverdier for R_C og R_E som plasserer arbeidspunktet slik at v_{ut} klippes noenlunde symmetrisk samtidig som kollektorstrømmen i arbeidspunktet er ca 1mA og V_{CC} er ca 10V.

Anta så at spenningsforskjellen mellom base og emitter er 0.6V og beregn R_1 og R_2 slik at inngangsmotstanden blir ca 10K. Omtrent hvor stor er utgangsmotstanden?

For å stabilisere arbeidspunktet godt mot temperaturvariasjoner er det viktig at strømmen i R_2 er vesentlig større enn hvilepunktstrømmen i basen.

Motstandsverdiene blir: $R_1 = 100K$, $R_2 = 12K$, $R_C = 4.7K$, $R_E = 470\Omega$. La dessuten: $C_B = 2.2\mu F$. Komponentverdiene her er standardverdier. Det er ikke mulig å velge vilkårlige verdier.

Oppkobling og måling.

Kretsen skal nå kobles opp og testes (se side 8 for aktuell krets). *Noter først hvilepunktspenningsene.* Mål så parametrene:

Spenningsforsterking, A

Inngangsmotstand, R_i

Utgangsmotstand, R_o

Det skal og sjekkes at klipping skjer noenlunde symmetrisk.

Kommentar.

Spenningsforsterkingen kan måles med multimeteret ved å la v_{inn} være en sinusformet bølge med frekvens lik ca 1kHz og så finne forholdet $v_{ut-rms}/v_{inn-rms}$. Osilloskopet må hele tiden være koblet til signalet ut slik at det er mulig å se om det er forvrengt. Det skal ikke være synlig forvrengning på signalet ut når forsterkingen måles. Multimeteret (Fluke 8010A) kan brukes til å måle rms-verdien (noenlunde nøyaktig) av sinusformete spenninger med frekvens opp til ca 10kHz.

Inngangsmotstanden kan måles ved å koble en motstand, R_S , i serie med signalkilden og så måle spenningsfallet over denne motstanden. Strømmen i_{inn} er da denne spenningen delt på motstandsverdien og inngangsmotstanden er gitt ved:

$$R_i = v_{inn}/i_{inn} = R_S v_{inn}/(v_{gen} - v_{inn}) \quad (7)$$

der v_{gen} er spenningen kilden gir ut.

Hvordan bør R_S velges om R_i skal kunne beregnes fra (7) med rimelig nøyaktighet?

Mål på lignende måte motstanden sett inn i transistorens base (sett nå motstanden inn mellom noden i forbindelsespunktet R_1 - R_2 og transistorens base). Sammenlign med de teoretiske verdiene, kommenter.

NB! mål ikke spenningen direkte over motstanden, men mål v_{inn} og v_{gen} og ta differansen. Forsterkeren kan bli ustabil om ledninger kobles direkte på transistorens base uten noen referanse til 0V.

Utgangsmotstanden kan måles etter følgende prinsipp: mål spennigen v_{ut} uten belastning. Belast så forsterkeren med en passende motstand, R_l og mål v_{ut} igjen. Spenningen er nå lavere. Forskjellen mellom spenningene er spenningsfallet over den indre motstanden, R_o . Bruk dette til å finne R_o . Hvordan bør R_l velges om R_o skal kunne beregnes med rimelig nøyaktighet?

Er det mulig å si hvor stor R_o må være uten å gjøre målinger og/eller beregninger?

Kommentar.

Ved alle målingene, kontroller med osilloskopet at signalet ikke er synlig forvrengt, er det tilfellet er ikke kretsen lenger lineær og teorien som er brukt ved utledningene ugyldig. Når det gjelder forvrengning er det to typer: *lineær forvrengning* og *ulineær forvrengning*.

For lineær forvrengning gjelder fremdeles superposisjonsprinsippet, men forskjellige signalfrekvenser forsterkes ulike slik at signalet på utgangen kan se annerledes ut enn signalet inn. Sinusformete bølger som vi bruker her endrer imidlertid ikke form. Det skyldes at alle lineære tidsinvariante systemer kan beskrives ved lineære differensialligninger med konstante koeffisienter og at sinus og cosinus (egentlig den komplekse eksponensialfunksjonen) er egenfunksjoner til slike systemer slik at en sinusformet bølge inn gir en sinusformet bølge ut, frekvensen vil være den samme, bølgene kan ha en frekvensavhengig fasedreining (kalt faseresponsen) i forhold til hverandre og et frekvensavhengig amplitydeforhold (amplityderesponsen), men bølgeformen beholdes gjennom systemet.

Ved ulineær forvrengning gjelder ikke superposisjonsprinsippet. Kretser som kvadrerer et signal og likerettere er eksempler på ulineære system. Felles emitterforsterkeren blir og ulineær når den klipper signalet, forsterkingen blir da 'plutselig' null siden en økning i signalet inn ikke lenger gir noen endring i signalet ut.

Måling av forsterkerens båndbredde.

For alle forsterkere gjelder at det er en grense for hvor høye frekvenser som kan forsterkes. Siden en *frekvens* i denne sammenheng er en sinusformet bølge med den aktuelle frekvensen måles det brukbare frekvensområdet med sinusformete bølger. Dette frekvensområdet kalles forsterkerens *båndbredde* og er definert som frekvensavstanden mellom punktene der effekttapet i en eventuell last R , er falt til halvparten av effekttapet ved frekvensen der forsterkingen er maksimal. Siden effekttapet i en motstand er $P = U^2/R$ vil det og si at spenningen over lastmotstanden R er falt til $1/\sqrt{2}$ av spenningen ved maksimumpunktet eller med ca 3dB. Det vil ofte være to -3dB frekvenser, f.eks. f_l og f_h , båndbredden B (den blir og benevnt med W i mange bøker) blir da:

$$B = f_h - f_l \quad (8)$$

Frekvensene f_l og f_h kalles *cut-off* frekvenser (engelsk).

Båndbredden er avhengig av størrelsen på kondensatorene som forekommer i kretsen. Ved lave frekvenser er det kapasitans i serie med signalvegen som er av betydning, mens parallellkapasitans begrenser forsterkingen ved høye frekvenser. Det er som regel mulig å beregne f_l noenlunde i enhver krets, mens f_h kan være vanskeligere siden denne normalt er avhengig av strøkapasitanser i kretsen som det ikke er like lett, i alle fall på et koblingsbrett, å ha kontroll på. I oppgaven er det derfor ikke nødvendig å beregne f_h , men den skal måles.

La C_B og C_C begge være lik $2.2\mu\text{F}$ og beregn f_l for kretsen (tips: bruk inngangsmotstanden R_i som allerede er målt).

Når forsterkerutgangen ikke er belastet, betyr da størrelsen av C_C noe?

Mål så f_h med osilloskopet. Vær oppmerksom på at multimeteret som tidligere nevnt ikke kan brukes med særlig nøyaktighet på frekvenser over ca 10kHz.

Lag en tabell som inneholder amplitydeforsterking som funksjon av frekvens for et skjønnsomt utvalg av frekvenser slik at det er like mange målepunkter i hver frekvensdekade. Noter og forsterkingen i dB.

Plott så forsterking i dB som funksjon av frekvens i et semilogaritmisk plott (logaritmisk frekvensskala), dette kalles et *Bodeplott*.

Felles emitterforsterkeren med C_A innkoblet.

Hensikten med å koble C_A parallell med emittermotstanden R_E er å kortslutte denne AC-messig. Kondensatoren må ha en impedans som i absoluttverdi er større enn motstanden sett inn i emitter på transistoren i det frekvensområdet vi vil bruke forsterkeren. Siden denne motstanden normalt er relativt liten - ca $(r_\pi + \text{den totale motstanden koblet til basen, dvs. Thévenin ekvivalentmotstanden})/\beta$ blir C_A relativt stor. Har vi f.eks. en generator med indre motstand $R_g = 1\text{K}$ mens $r_\pi = 3\text{K}$ og $\beta = 100$ (forspeningsnettverket er sett bort fra) blir motstanden sett inn i emitter lik:

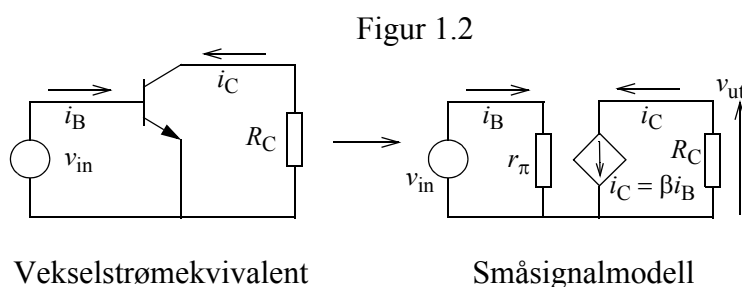
$$R_{\text{emitter}} = (R_g + r_\pi)/(\beta + 1) \approx (R_g + r_\pi)/\beta = 4000/100 = 40[\Omega] \quad (9)$$

Skal forsterkeren brukes på signalfrekvenser ned mot 20Hz som er typisk for audioforsterkere, må vi ha:

$$1/\omega C_A < R_{\text{emitter}} \Rightarrow C_A > 1/(2\pi \times 20 \times 40) = 200[\mu\text{F}] \quad (10)$$

En tommelfingerregel som kan brukes om man ikke kobler C_A inn i kretsen er at $R_E \gg R_{\text{emitter}}$ om forsterkingen skal bli noenlunde lik $-R_C/R_E$. Se første del av oppgaven.

Det er mulig omtrentlig å beregne forsterkingen når C_A er så stor at vi kan regne at R_E er kortsluttet.



Strømkontrollert-strømkilde modellen er her brukt til å modellere felles emitter forsterkeren. I vekselstrømekvivalenten er alle kondensatorene regnet som kortslutninger.

Forsterkingen er gitt som:

$$A = v_{ut}/v_{in} = -\frac{R_C I_C}{r_{\pi} I_B} = -\frac{\beta R_C}{r_{\pi}} \quad (11)$$

r_{π} kan finnes ved å bruke diodeligningen: $v_{in} = v_T \ln(i_B/i_0)$ og derivere v_{in} mhp i_B dette gir:

$r_{\pi} = \beta v_T / I_C$. Her er I_C kollektorhvilestrømmen. Settes dette inn i (11) blir forsterkingen:

$$A = -R_C I_C / v_T \quad (12)$$

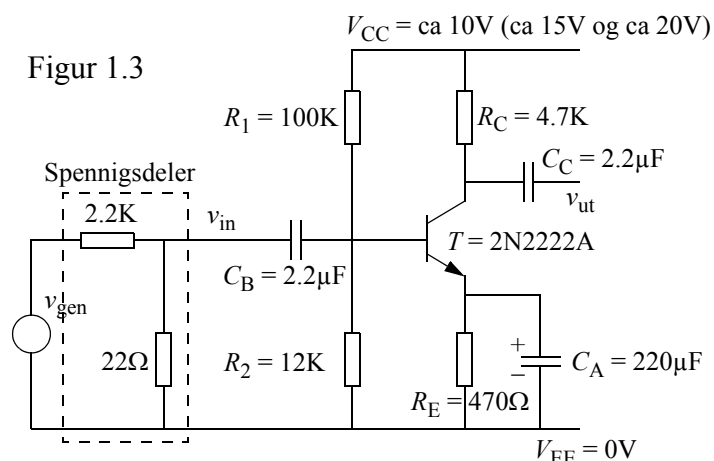
$v_T = kT/q$ er den termiske spenningen. k er Boltzmanns konstant, T de absolutte temperaturen og q elektronladningen. v_T er ca 24mV ved $T = 293K = 20^\circ C$, $i_0 \approx 10^{-13} A$ for en silisiumdiode, men og avhengig av diodetype (signaldiode, likeretterdiode).

Kommentar.

I disse formlene er det regnet at β som egentlig er strømforsterkingen for små strømvariasjoner omkring hvilepunktet er den samme som forholdet mellom kollektorhvilestrømmen og basehvilestrømmen. Disse er normalt noe forskjellige, men forskjellen er ikke større enn at de i en tilnærmet analyse kan settes lik hverandre.

Forsterkingen avhenger altså av kollektormotstanden ganget med kollektorhvilestrømmen, altså spenningen over R_C når transistoren ikke har noe signal. Forsterkingen er og temperaturavhengig. Det er vanligvis ikke gunstig å bruke transistoren som forsterker i denne koblingen. Normalt vil bare en del av emittermotstanden være avkoblet med en kondensator, forsterkingen blir da tilnærmet det negative av forholdet mellom kollektormotstanden og delen av R_E som ikke er kortsluttet av kondensatoren. Dette gjør forsterkingen temperaturuavhengig og i tillegg uavhengig av kollektorhvilestrømmen.

Praktisk test av kretsen.



Figuren viser den praktiske oppkoblingen. Siden forsterkingen denne kretsen gir er større enn 100 er det satt inn en spenningsdeler i inngangen (2.2K, 22Ω) som reduserer generatorspenningen til 1/101, dvs til ca hundreparten. Motstanden kretsen ser mot generatorsiden blir da ca 22Ω. Kretsens forsterking blir:

$$A = v_{ut}/v_{in} = 101 v_{ut}/v_{gen} \quad (13)$$

siden kretsens inngangsmotstand er mye større enn 22Ω.

Kretsen skal først testes med $V_{CC} = \text{ca } 10V$.

Med $V_{CC} = 10V$ blir hvilespenningen V_{RC} over R_C lik ca 5V. Forsterkingen var gitt som:

$$A = -V_{RC}/v_T \quad (14)$$

Med Boltzmanns konstant $k = 1.38054 \times 10^{-23}$ og elektronladningen $q = 1.6021 \times 10^{-19}$ får vi:

$V_T = 0.8168 \times 10^{-4} \times T = 0.8168 \times 10^{-4} \times 303 = 0.025 \text{ V}$ ved $T = 303 \text{ K}$ (30°C). Forsterkingen blir:

$$A = -5 \text{ V} / 0.025 \text{ V} = -200$$

Praktiske målinger.

Velg en sinusformet bølge med frekvens lik ca 2kHz og amplitude slik at forsterkerinngangen får en spenning på 4mVp-p (p-p = *peak to peak* eller forskjellen mellom den største og den minste verdien spenningsutsvinget i signalet har).

Sjekk at hvilespenningene er de samme som ble målt i første del av oppgaven er det forskjell, noter de nye spenningene. Finn forventet forsterking fra (12).

Mål så spenningen v_{ut} , ut fra kretsen og finn forsterkingen. Multimeteret kan brukes til å måle rmsverdien av signalene, (13) kan så brukes til å finne forsterkingen. Sjekk hele tiden med osilloskopet at sinusbølgen v_{ut} ikke har synlig forvrengning.

La $V_{CC} = \text{ca } 15 \text{ V}$ og så lik ca 20V. Mål spenningsforsterkingen igjen og sammenlign med (12). Kommenter.

Kommentarer.

Når V_{CC} økes er ikke lenger transistoren forspent slik at kollektormotstanden R_C og transistoren får samme spenningsfall. Med komponentverdiene som er valgt vil imidlertid spenningen over transistoren holde seg noenlunde konstant (4 - 5V) mens spenningen over R_C og dermed forsterkingen øker.

Multimeteret kan ikke brukes til å måle signaler med frekvens over ca 10kHz, de målte verdiene blir da for unøyaktige.

Den målte forsterkingen blir noe mindre enn det (12) tilsier, det skyldes at modellen som brukes for transistoren er kraftig forenklet og også forholdet som er nevnt i kommentaren etter ligning (12).

Det er viktig at signalet inn på forsterkeren ikke får for stor amplitude. Siden signalet nå anvendes direkte mellom base og emitter og basestrømmen er en eksponensialfunksjon av spenningen mellom base og emitter får vi synlig forvrengning på kollektorstrømsignalet om spenningen inn overstiger ca 5mVp-p.

Sammenhengen mellom base-emitter spenningen og basestrømmen er gitt ved diodeligningen:

$$i_B = i_0 e^{v_{BE}/v_T} \text{ der parametrene } i_0 \text{ og } v_T \text{ er forklart i forbindelse med (12)} \quad (15)$$

v_{BE} kan skrives som $v_{BE} = v_{in} + v_{BIAS} = V_0 \cos(\omega t) + v_{BIAS}$ slik at kollektorstrømmen blir:

$$i_C = \beta i_0 e^{(V_0 \cos(\omega t) + v_{BIAS})/v_T} = \beta i_0 e^{v_{BIAS}/v_T} e^{V_0 \cos(\omega t)/v_T} = I_{C0} e^{V_0 \cos(\omega t)/v_T} \quad (16)$$

Her er $I_{C0} = \beta i_0 e^{v_{BIAS}/v_T}$ kollektorhvilestrømmen. Er $V_0/v_T \ll 1$ (dvs $V_0 \ll 25 \text{ mV}$) kan eksponensialfunksjonen tilnærmes med de to første leddene i Taylorutviklingen og kollektorstrømmen kan skrives:

$$i_C \approx I_{C0} + I_{C0} \frac{V_0}{v_T} \cos(\omega t) \quad (17)$$

Siden denne strømmen går gjennom kollektormotstanden R_C er spenningsforsterkingen av vekselspenningskomponenten gitt ved:

$$A = -R_C I_{C0} / v_T \text{ som tidligere utledet, men med en enklere modell.}$$

Det sees nå hvorfor $v_{in} = V_0 \cos(\omega t)$ velges så liten som 4mVp-p (dvs: $V_0 = 2\text{mV}$).

Måling av "forvrengningsgrense".

La $V_{CC} = 10\text{V}$ og la v_{in} være en trekantbølge (still generatoren over på denne bølgeformen) med frekvens 5kHz. Varier amplituden. Prøv å bestemme noenlunde ved hvilken p-p verdi de rette linjestykkene bølgen består av begynner å krumme. Forsterkeren lager da synlig forvrengning på signalet. Kommenter.

Måling av båndbredden.

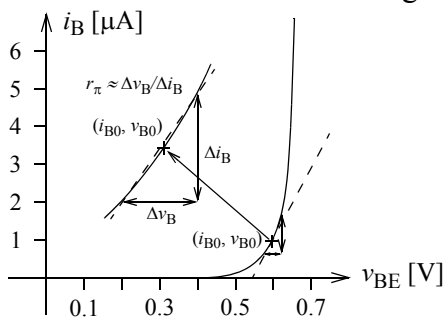
La $V_{CC} = 10\text{V}$ og varier signalfrekvensen fra generatoren på lignende måte som i første del av oppgaven.

Lag tabell og Bodeplott over målingene.

Måling av r_π og β .

r_π er motstanden mellom transistorens base og emitter. r_π kan beregnes vha diodeligningen. Dette ble gjort i forbindelse med ligning (12). Her ble r_π beregnet til: $r_\pi = v_T/i_B = \beta v_T/i_C$.

Vi ser at r_π er avhengig av basestrømmen (omvendt proporsjonal). r_π skal måles for en hvilekollektorstrøm på ca 1mA.



Figur 1.4

Figuren viser bakgrunnen for målemetoden som brukes til å bestemme r_π . Base - emitter påtrykkes to forskjellige spenninger v_{BE1} og v_{BE2} . Disse spennin-gene gir basestrømmene i_{B1} og i_{B2} respektive (disse størrelsene er ikke vist i figuren). Differansen: $v_{BE2} - v_{BE1}$ kalles Δv_B vist i figuren og $i_{B2} - i_{B1}$ kalles Δi_B , óg vist i figuren.

Er Δv_B tilstrekkelig liten vil r_π være gitt ved:

$$r_\pi = (v_{BE2} - v_{BE1})/(i_{B2} - i_{B1}) = \Delta v_B/\Delta i_B \quad (18)$$

$$\text{ved hvilestrømmen: } i_{B0} = (i_{B1} + i_{B2})/2 \text{ og} \\ \text{hvilespenningen: } v_{B0} = (v_{BE1} + v_{BE2})/2 \quad (19)$$

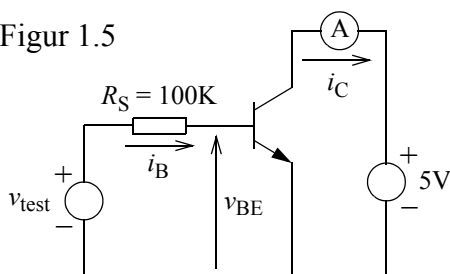
β kan måles ved å måle sammenhørende verdier av basestrøm og kollektorstrøm, (i_{B1}, i_{C1}) og (i_{B2}, i_{C2}) , β er da tilnærmet gitt ved:

$$\beta \approx (i_{C2} - i_{C1})/(i_{B2} - i_{B1}) = \Delta i_C/\Delta i_B \quad (20)$$

$$\text{med kollektorhvilestrøm: } i_{C0} = (i_{C2} + i_{C1})/2 \quad (21)$$

Transistorens kollektor-emitter forspenning skal være konstant under målingene.

Figur 1.5



Eksperimentell oppstilling til måling av r_π og β . Parametrene skal måles ved en kollektor-emitterspenning på ca 5V og en kollektorstrøm, i_C på ca 1mA. v_{test} justeres til ampèremeteret, A viser ca 1mA. Måleprosedyren beskrevet i figur 1.4 og (18), (19), (20) og (21) brukes så til å bestemme r_π og β . Strømmene i_{B1} og i_{B2} finnes ved:

$$i_B = (v_{test} - v_{BE})/R_S \quad (22)$$

Velg i_{C1} lik ca 1mA og i_{C2} lik ca 2mA. Spenningsforskjellen $v_{BE2} - v_{BE1}$ vil bli størrelsesorden 10mV slik at usikkerheten blir ganske stor her. Prøv å bestemme usikkerheten (instrumentusikkerheten er angitt på baksiden av multimeteret). Bruk (22) til å beregne basestrømmen ved de to kollektorstrømmene og bruk (20) til å bestemme β . r_{π} bestemmes vha (18). Usikkerheter for β og r_{π} skal og fastlegges.

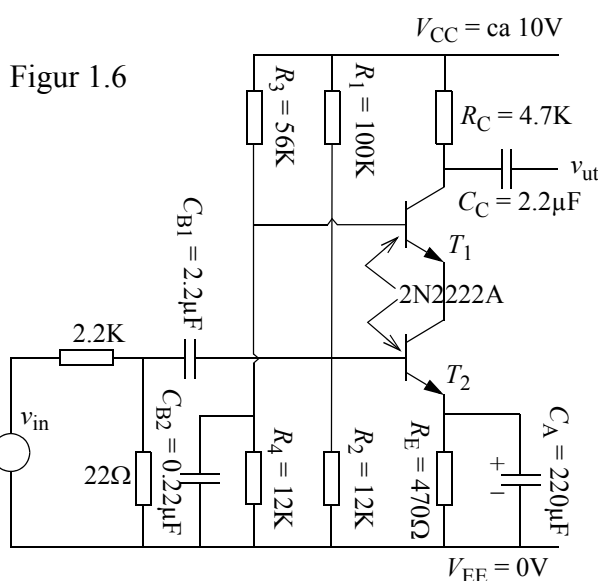
Kontroller at den målte verdien av r_{π} stemmer noenlunde overens med den teoretiske, dvs: $r_{\pi} = v_T / i_B = \beta v_T / i_C$.

Kommentar.

Transistoren er en sterkt temperaturavhengig komponent, det er derfor viktig at temperaturen i transistoren er konstant (noenlunde) ved måling av parametrene r_{π} og β . For at effektapet i transistoren skal være relativt lite under målingene er det derfor valgt en kollektorspenning på 5V og en kollektorstrøm på 1mA - 2mA. Effekttapet blir da bare 5mW - 10 mW. Dette fører ikke til særlig oppvarming av komponenten. Skal parametrene måles med rimelig nøyaktighet ved større strømmer og spenninger må andre teknikker enn den som er forslått her brukes.

Kaskodekoblet forsterker.

Forsterkeren i figur 1.3 lider av et problem som begrenser bruksområdet. Koblingen blir drevet av en generator med svært lav indre motstand, ca 22Ω . Om den indre motstanden er vesentlig større, noe den normalt er om forsterkeren skal brukes til noe praktisk formål, vil båndbredden bli mye mindre enn det som ble målt i forbindelse med fellesemitterforsterkeren der C_A var innkoblet. Dette skyldes den parasittiske kapasitansen som forekommer mellom transistorens kollektor og base. Siden base og kollektor svinger i motfase vil strømmen som kobles tilbake gjennom denne kapasitansen motvirke den påtrykte strømmen og redusere spenningen inn på basen. Dette forholdet blir verre jo høyere frekvensen er. Fenomenet kalles *Miller effekten* (side 615 - 616 i læreboken). Er kildens motstand liten vil vi ikke observere noen Miller effekt siden den tilbakekoblede strømmen nå blir kortsluttet i generatorens lave indre motstand. Vi kan si at generatoren har full kontroll over spenningen inn, den fungerer mer eller mindre som en ideell spenningsgenerator.



Kaskodekoblet forsterker. Signalstrømmene i T_1 og T_2 er omtrent like. T_2 er en fellesemitterforsterker. Kollektorstrømmen til denne forsterkeren driver emitter på T_1 som er en fellesbaseforsterker. Signalet tas ut på fellesbaseforsterkerens kollektor. Siden spenningsvinget på emitter til T_1 er svært lite (siden basen ligger på en fast spenning) vil vi ikke få noe signal koblet tilbake fra kollektor på T_2 til denne transistorens base. Miller effekten elimineres derved for T_2 s vedkommende. Fellesbaseforsterkeren har ingen Miller effekt siden base her ligger på en fast spenning og ethvert tilbakekoblede signal kortsluttes til null volt gjennom C_{B2} .

En kaskodekoblet forsterker løser dette problemet. Det trengs da to transistorer i koblingen. Den ene er koblet i en fellesemitter konfigurasjon, men kollektor er nå koblet til emitter på en

fellesbasekoblet transistor. Det forsterkede signalet tas ut over kollektor på fellesbasekoblingen. Siden det nesten ikke er noe spenningsving på fellesbase transistorens emitter kan felles-emitter transistoren operere med relativt lav V_{CE} , ca 1V er nok, hele spenningsvinget ligger da på fellesbase transistorens kollektor. For å teste forskjellen på koblingene i figur 1.3 og figur 1.6 kobles en motstand på 1K i serie med generatorutgangen. Vi får da en generator med en indre motstand på ca 1000Ω. Den tilbakekoblede strømmen som forårsaker Miller effekten blir nå ikke lenger kortsluttet gjennom generatorens lave indre motstand. Fellesemitterforsterkeren i figur 1.3 får da betydelig lavere båndbredde enn den kaskodekoblede forsterkeren i figur 1.6.

Mål båndbredden på samme måte som ble gjort for fellesemitterforsterkeren .
Kommenter.

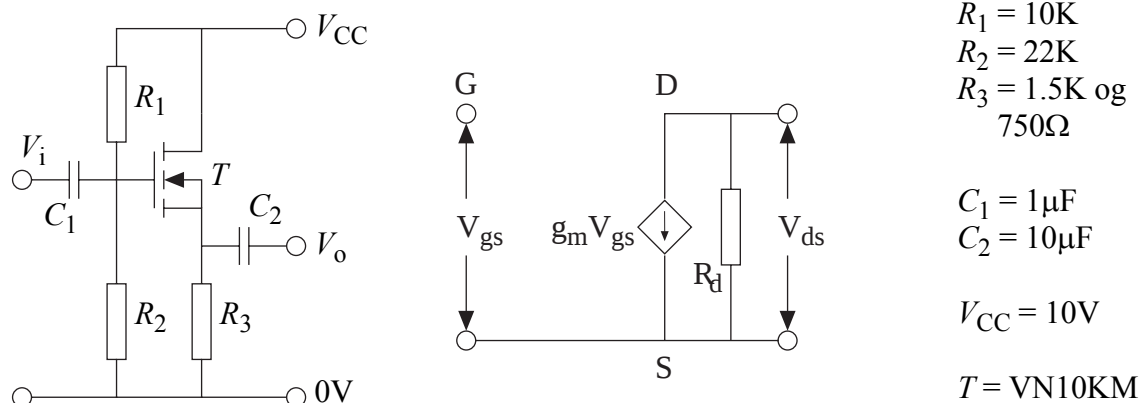
Kommentar. Fellesbaseforsterkeren har stor båndbredde (siden Miller effekten er eliminert) og stor forsterking. Ulempen med fellebaseforsterkeren er at den har svært lav inngangsmotstand, med en kollektorstrøm på 1mA er den normalt mindre enn 20 - 30 Ohm. Om vi vil unngå forvrengning på de forsterkede signalet gjelder og de samme overlegninger som ble gjort i forbindelse med fellesemitterforsterkeren der emittermotstanden var avkoblet med en stor kondensator på 220μF siden signalet anvendes direkte mellom emitter og base også på fellesbaseforsterkeren.

Fellesbasedelen i den kaskodekoblede forsterkeren drives imidlertid av en strømgenerator (motstanden sett inn i kollektor på T_1 er svært stor), dette eliminerer problemene nevnt over.

Den kaskodekoblede forsterkeren brukes som regel når man trenger stor forsterking over et stort frekvensområde dvs. i *bredbåndsførsterkere*.

Sourcefølger (fellesdrainkobling).

side 416 - 419 i læreboken.



Figur 1.7 Typisk 'source' følgerkobling med forenklet AC-ekvivalentdiagram for felt-effekttransistoren.

De tre grunnkoblingene for FET'en som svarer til felles base, felles emitter og felles kollektor (emitterfølger), er felles gate, felles source og felles drain (sourcefølger). Sourcefølgeren er ekvivalent med emitterfølgerkoblingen, men BJT'en er byttet ut med en FET. Vi skal studere sourcefølgeren her, men omtaler først forskjeller mellom FET og BJT.

Hovedforskjellen mellom en FET og en BJT er FET'ens meget store gateimpedans. Base/emitter motstanden for en BJT er 1K - 10K, for en FET er denne motstanden $10^9\Omega$ - $10^{12}\Omega$ slik at gaten for de fleste praktiske formål er isolert fra resten av transistoren (ved høye frekvenser vil kapasitanser gjøre impedansen mindre).

Pga FETens store gateimpedans er det ikke praktisk å snakke om strømforsterking. Den ville være tilnærmet uendelig. Istedet brukes en transkonduktansparameter, g_m , som angir hvor mye drainstrømmen øker for hver Volt gate-source spenningen øker. Parameteren g_m kan typisk variere fra under 1mA/V for småsignal FET til over 10A/V for effekt FET (VMOS). Transkonduktansen er imidlertid en funksjon av gate/source spenningen og øker når denne spenningen øker. Enheten A/V blir og kalt S (Siemens).

En annen forskjell som snart vil merkes om man forsøker direkte å erstatte en BJT med en FET er at den gate/source forspenning som skal til for at FET'en skal begynne å lede strøm kan variere ganske mye fra komponent til komponent. (Fra negative spenninger og opp til 3 - 4 Volt for enkelte effektt transistorer. For en BJT var denne spenningen ca 0.6 Volt, uavhengig av transistortype).

Det er derfor ikke like lett å beregne arbeidspunktet for de forskjellige transistorene i en kobling med felteffektt transistorer som i en kobling med vanlige transistorer. Det trengs som regel noen likespenningsdata for en FET om forspenningsnettverk skal kunne beregnes korrekt. Disse kan finnes i databøker eller de kan måles direkte på den aktuelle transistoren.

Drainstrømmen, I_D , i en FET er ved moderate strømmer en kvadratisk funksjon av gate-source spenningen, V_{GS} , i metningsområdet, se side 367 - 370 i læreboken.

$$\begin{aligned} I_D &= 0.5 \cdot k \cdot (V_{GS} - V_T)^2 & V_{DS} > V_{GS} - V_T \\ I_D &= 0 & V_{GS} < V_T \end{aligned} \quad (23)$$

der V_T er den såkalte terskelspenningen og parameteren k , sier noe om transistorens transkonduktans.

Vi merker oss at den kvadratiske sammenhengen gjelder når drain/source spenningen er større enn $V_{GS} - V_T$. I_D er da tilnærmet uavhengig av spenningen mellom drain og source. Drain terminalen kan derfor betraktes som en ideell strømkilde. Som vi har sett gjelder lignende for kollektor på en transistor. Det er imidlertid en forskjell her. Mens det skal svært liten spenningsforskjell til mellom kollektor og emitter på en BJT (størrelsesorden $< 0.5V$) før kollektor kan betraktes som en ideell strømkilde må drain-source spenningen på en FET være større enn gate-source spenningen minus terskelspenningen for at det samme skal være tilfelle her. Det betyr at det som regel må være en spenning på flere volt mellom drain og source for at I_D skal være uavhengig av V_{DS} .

Vi kan beregne inngangsimpedansen, Z_i , spenningsforsterkingen A_v , og utgangsimpedansen Z_o for kretsen i figur 1.7. Da impedansen inn på FETens gate er tilnærmet uendelig blir:

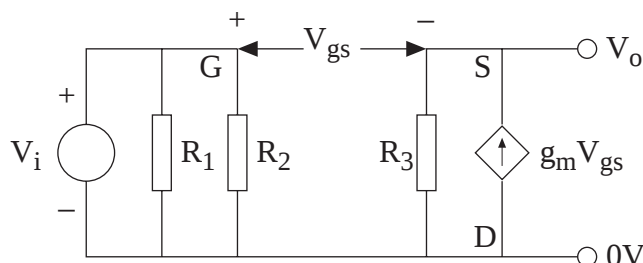
$$Z_i = R_p \quad R_p = R_1 \parallel R_2 \quad (C_1 \text{ er sett bort fra.})$$

Fra ekvivalentkretsen i figur 1.8 kan A_v og Z_o beregnes (R_d er satt lik ∞).

$$V_{gs} = V_i - V_o, \quad V_o = R_3 \cdot g_m \cdot V_{gs} \Rightarrow$$

$$V_o = V_i \frac{g_m R_3}{1 + g_m R_3} = V_i \frac{1}{1 + 1/g_m R_3} \Rightarrow A_v = \frac{1}{1 + 1/g_m R_3} \quad (24)$$

Som for emitterfølgeren er spenningsforsterkingen omtrent lik 1. Jo større produktet $g_m R_3$ er jo nærmere er A_v til 1.



Figur 1.8 Vekselstrømekvivalentkrets for 'source'følgeren i figur 1.7.

Utgangsimpedansen, Z_o , er den ubelastede utspenningen (R_3 uendelig stor) delt med kortslutningsstrømmen ($R_3 = 0$).

$$\Rightarrow Z_o = \frac{V_o(R_3 = \infty)}{I_{\text{SOURCE}}(R_3 = 0)} = \frac{V_i}{g_m \cdot V_i} = 1/g_m \quad (25)$$

siden $V_{gs} = V_i$ når $R_3 = 0$.

Utgangsimpedansen kan også beregnes ved å benytte at dersom belastningen velges lik Z_o , vil utgangens EMS (EMS = ElektroMotorisk Spenning) deles likt mellom den indre motstanden og belastningen.

$$\Rightarrow \begin{aligned} V_o(R_3 = \infty)/2 &= V_o(R_3 = Z_o) \quad \text{og} \\ V_i/2 &= V_i/(1 + 1/[g_m Z_o]) \Rightarrow Z_o = 1/g_m \end{aligned} \quad (26)$$

Dette vil være impedansen sett inn i transistorens source (i praksis kan vi selvfølgelig ikke sette R_3 lik Z_o da dette fullstendig ville forrykke kretsens hvilestrøm).

For småsignalFET varierer g_m vanligvis mellom ca 0.5mA/V og 10mA/V når drainstrømmen er større enn ca 1mA. Det betyr at Z_o vanligvis ligger mellom 100Ω og 2K. Dette er atskillig større enn for emitterfølgeren der $Z_o = r_\pi/(\beta + 1)$. Med r_π typisk lik 2K og β typisk lik 200 er Z_o bare 10Ω. Z_o er imidlertid her avhengig av impedansen til generatoren som driver emitterfølgeren. Dette er ikke tilfelle for sourcefølgeren ved lave frekvenser.

Transistoren som er valgt for denne oppgaven er en effektFET og denne har større transkonduktans enn FETene som er omtalt over. Typisk er $g_m > 10\text{mA/V}$ når drainstrømmen er større enn et par mA.

OPPGAVE

I tillegg til komponentverdiene som er gitt i figur 1.7, kopl en motstand på 330Ω i serie med transistorens gate (koblingen vil ellers kunne bli ustabil).

Mål amplitydeforsterkingen som funksjon av frekvensen.

Mål så inngangsmotstanden og utgangsmotstanden. Bruk en frekvens på 2kHz. Ved måling av utgangsmotstanden, la R_L være 330Ω og generatorspenningen være $0.6 V_{P-P}$.

Gjenta målingen av utgangsmotstanden, men bruk den andre verdien for R_3 (750Ω) som er oppgitt i figur 1.7. Blir utgangsmotstanden større eller mindre når sourcestrømmen (= drainstrømmen) øker? Kommenter.

Vi har her målt utgangsimpedansen til "source"følgeren inkludert motstanden R_3 . R_3 er parallell med $Z_o = 1/g_m$ som er beregnet i lign. (25). Finn impedansen, Z_o , sett inn i FETens source og derav transkonduktansen, g_m , til FET'en for de to forskjellige drainstrømmene som er brukt i målingene.

Det er og mulig å beregne g_m ved å anta at når R_3 er uendelig stor så er $V_1 = V_o = V_i$. Se lign. (24). Lar vi R_3 så ha en endelig verdi og måler $V_o = V_2$ så er $Z_o = R_3(V_1/V_2 - 1)$.

Presenter målingene i denne oppgaven på en passende måte.

OPPSUMMERING AV SOURCEFØLGERENS EGENSKAPER

Forsterking omtrent lik 1.

Høy inngangsimpedans. Inngangsimpedansen er uavhengig av belastningen. Den er kun avhengig av forspenningsnettverket.

Lav utgangsimpedans. Utgangsimpedansen er uavhengig av generatorimpedansen. Den er endel større enn utgangsimpedansen til en fornuftig dimensjonert emitterfølger.

$$Z_o = 1/g_m$$

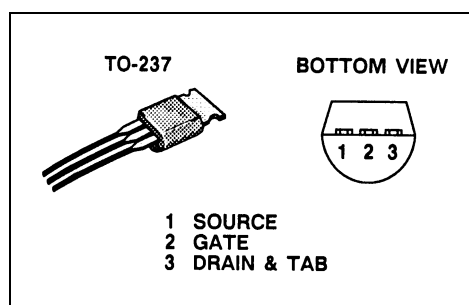
der g_m er transkonduktansen.

Stor båndbredde. Omtrent som for emitterfølgeren.

Data for VMOS-transistoren VN10KM.

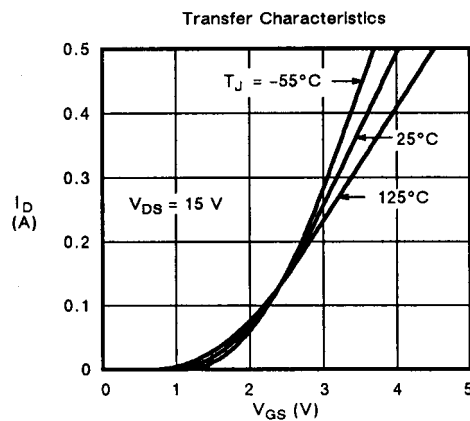
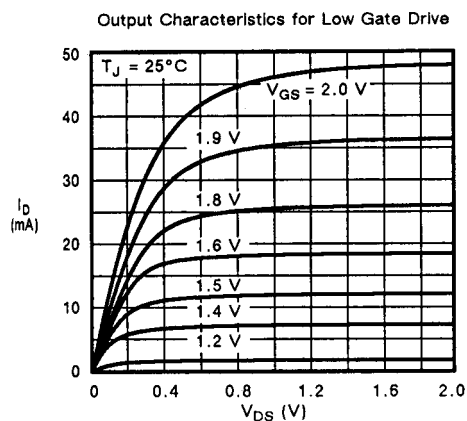
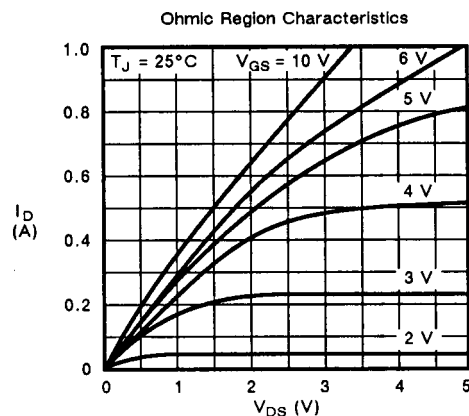
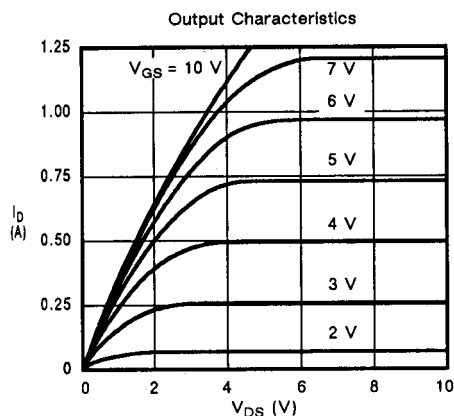
ABSOLUTTE MAKSIMUM-VERDIER

V_{DS} (Drain-Source spenning)	= 60 V
V_{DG} (Drain-Gate spenning)	= 60 V
V_{GS} (Gate-Source spenning)	= -0.3V – +15V
I_D (<u>Kontinuerlig</u> Drainstrøm)	= 0.31A når $T_A = 25^\circ\text{C}$ og 0.2A når $T_A = 100^\circ\text{C}$
P_D (Effekttap = $I_D V_{DS}$)	= 1W når $T_A = 25^\circ\text{C}$ og 0.4W når $T_A = 100^\circ\text{C}$
T_J (Arbeidstemperatur)	= -55°C til $+150^\circ\text{C}$



Pinnkonfigurasjon for VN10KM

Noen typiske elektriske data for VN10KM. Figur d) under viser at drainstrømmen har negativ temperaturkoeffisient når den er større en ca 0.12A. Dette er meget gunstig og forhindrer sekundært sammenbrudd som er et problem i vanlige transistorer (BJT).



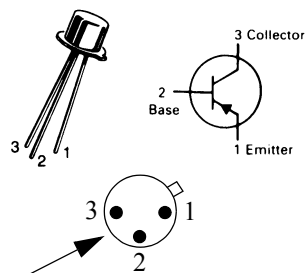
Data for 2N2222A

...transistoren er beregnet brukt som 'switch' og som forsterker fra audiofrekvenser opp til VHF frekvenser. Følgende parametre er garanterte:

- * DC Strømforsterkning spesifisert fra 1mA - 500mA.
- * Lav kollektor-emitter metningsspennig - $V_{CE(sat)}$ ved $I_C = 500\text{mA}$ dc er 1.0Vdc (Maks)
- * Strømforsterkning $\times$ Båndbredde - $f_T = 300\text{MHz}$ (Min) ved $I_C = 20\text{mA}$
- * Komplement til PNP transistoren 2N2907A
- * Strømforsterking: $I_C = 150\text{mA}$, $h_{FE} = 100 - 300$. $I_C = 500\text{mA}$, $h_{FEmin} = 40$.

Maksimumverdier

2N2222A pinnkonfigurasjon



Transistoren er sett fra undersiden

Kollektor-Emitter spenning, base åpen:	$V_{CEO} = 40\text{ V}$
Kollektor-Base spenning	$V_{CB} = 75\text{ V}$
Emitter-Base spenning (diode reversforspent)	$V_{EB} = 6\text{ V}$
Kontinuerlig kollektorstrøm	$I_C = 800\text{mA}$
Effekttap, $T_A^\dagger = 25^\circ\text{C}$	$P_D = 0,5\text{W}$
Effekttap, $T_C^{\dagger\dagger} = 25^\circ\text{C}$	$P_D = 1,2\text{W}$

$^\dagger T_A$ er omgivelsestemperaturen.

$^{\dagger\dagger} T_C$ er temperaturen på transistorhuset.

FIGURE 5 — INPUT IMPEDANCE

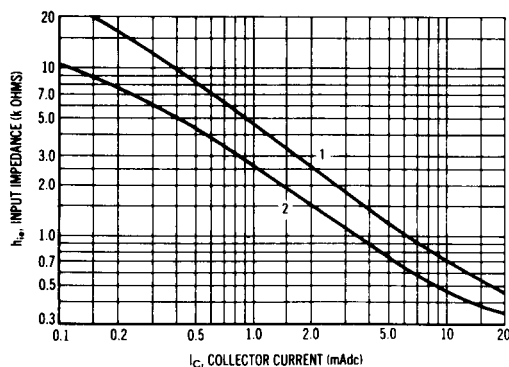


FIGURE 6 — VOLTAGE FEEDBACK RATIO

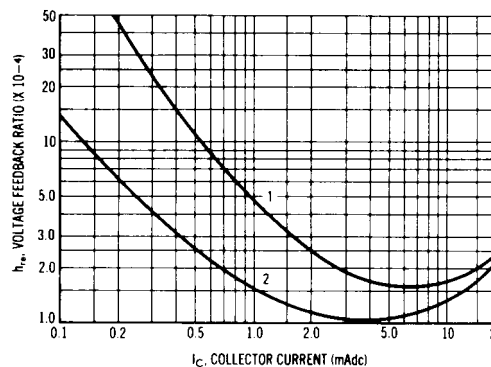


FIGURE 7 — CURRENT GAIN

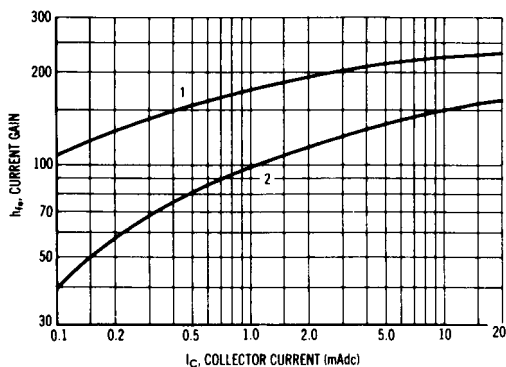
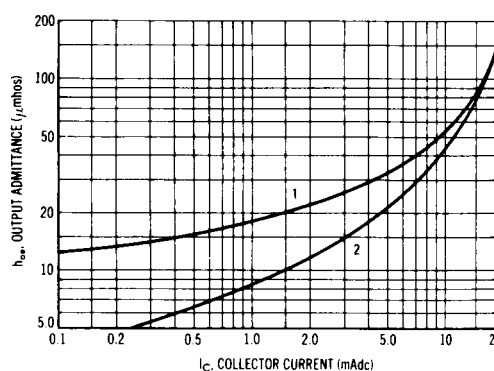


FIGURE 8 — OUTPUT ADMITTANCE

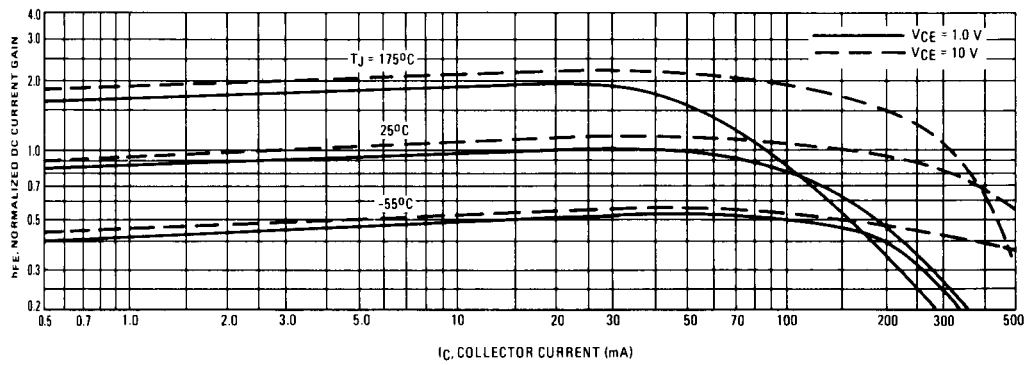


Figurene viser noen karakteristika for transistoren 2N2222A som brukes i oppgaven.

Figur 5, 6, 7 og 8 viser hvordan transistorens h-parametre varierer med kollektorstrømmen.

Parametrene vil stort sett ligge mellom kurvene som er merket 1 og 2. Kurvene gjelder for $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1\text{kHz}$ og $T_A = 25^\circ\text{C}$.

FIGURE 1 – NORMALIZED DC CURRENT GAIN



Figuren viser hvordan strømforsterkingen forandrer seg med kollektorstrømmen og temperaturen T_J på transistorens kollektor. Det sees at når $V_{CE} = 10$ V (stiplede kurver) og $T_J = 25^\circ\text{C}$ så er h_{FE} relativt uavhengig av kollektorsrømmen i området $0.5\text{mA} < I_C < 200\text{mA}$. h_{FE} er imidlertid sterkt temperaturavhengig.

PHYS 220. Oppgave 2 - Operasjonsforsterkerkoblinger.

Krav til utførelse av oppgavene.

Oppgavene består generelt i at man eksperimentelt finner inn/ut -karakteristikken for de kretsene som er gitt, og sammenholder resultatet med teoretiske beregninger. De teoretiske beregningene tar, i de kretsene som arbeider lineært (ikke komparator, Schmitt-trigger og den astabile multivibratoren), alltid utgangspunkt i at det ikke er noen spenningsforskjell mellom + og – inngangene på opampen. Ellers brukes vanlig kretsteori til å beregne overføringsfunksjonene.

Det skal utføres ialt 6 oppgaver, av disse er 4 obligatoriske, mens 2 kan velges fritt blant de øvrige. Oppgavene er ikke alle like arbeidskrevende. Spesielt oppgave 11 vil ta noe lengre tid enn de andre.

De obligatoriske oppgavene er:

- 1) Ikke inverterende forsterker.
- 2) Inverterende forsterker.
- 3) Summasjonsforsterker.
- 4) Subtraksjon.

De oppgavene det kan velges blant er:

- 5) Komparator.
- 6) Schmitttrigger.
- 7) Astabil multivibrator.
- 8) Integrator.
- 9) Differensiator. (Derivering av signal.)
- 10) Wien-bro osillator.
- 11) Funksjonsgenerator. Pulsbreddemodulator.

NB! Noter alle relevante parametre angående oppgavene i journalen, det være seg strømforsyningsspenninger, brukte komponentverdier, signalfrekvenser eller amplituder.

Teoretiske opampmodeller.

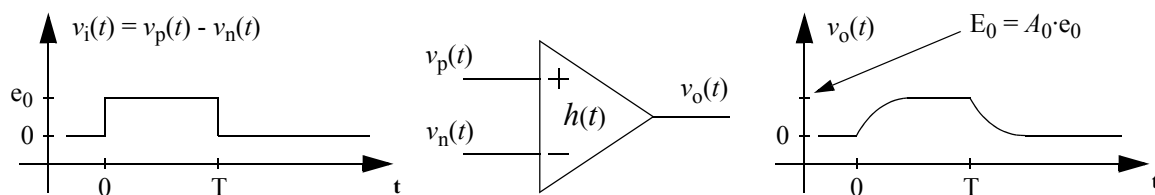
Småsignalmodell.

Innledning. For å forenkle analysen vil det bli antatt at opampen er ideell bortsett fra forsterkingen. Dvs: uendelig inngangsmotstand, null utgangsmotstand, ingen støy, ingen offset og ingen drift av hvilepunktet (har vi null inn får vi og null ut). Det antas og at opampen er lineær (superposisjonsprinsippet gjelder) og at ingen av parametrene endres med tiden (tidsinvariants), opampen er dermed å betrakte som et LTI(lineært tidsinvariant)-system. Dette er en antagelse som ofte blir gjort når det gjelder forsterkerkretser og filtre (et filter er en krets som forsterker et signal på en frekvensavhengig basis). For et LTI-system kan det defineres en såkalt *frekvensoverføringsfunksjon* eller *frekvensrespons*. Denne viser hvordan de forskjellige frekvensene (sinusformete bølger) som bygger opp et signal blir forsterket og fasedreid gjennom systemet (alle signaler kan ved en Fouriertransformasjon løses opp i sinusformete bølger med forskjellige frekvenser, amplituder og faser).

Teoretisk modell. Vi kan da skrive ned følgende enkle matematiske modell for opampen:

$$V_o = A \cdot (V_p - V_n) \quad (1)$$

her er signalene gitt i frekvensplanet, dvs, de er Fouriertransformerte (eller Laplacetransformerte) av tidsplansignalene. V_o er spenningen ut, V_p spenningen på den positive inngangsterminalen og V_n spenningen på den negative terminalen (figur 2.1). Når forsterkingen A , til et system er frekvensavhengig brukes betegnelsen *frekvensrespons*. Bare om forsterkingen er frekvensuavhengig vil tidsplan og frekvensplanligningene ha samme form, dvs. som (1).

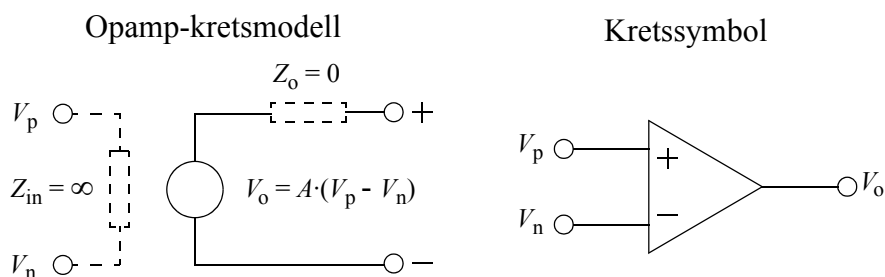


Figur 2.1. Tidsdomene formler for signalene. A_0 er opampens dc-forsterking.

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(f) e^{j2\pi ft} df$$

$$v_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} (v_p(\tau) - v_n(\tau)) h(t - \tau) d\tau$$

Avhenger forsterkingen av frekvensen vil tidsplanresponsen være gitt som konvolusjonen mellom den inverse Fouriertransformasjonen av systemets frekvensrespons og spenningsforskjellen mellom inngangsterminalene. Eksempelet i figur 2.1 illustrerer dette. $h(t)$ er den inverse Fouriertransformasjonen av $A = A(f)$. Den frekvensavhengige forsterkingen vil bli diskutert mer



Figur 2.2. Teoretisk småsignalmodell. Størrelsene er gitt i frekvensplanet, f.eks. $V_p(f) = F[v_p(t)]$ der $F[\]$ står for Fouriertransformasjonen.

i detalj senere.

Vi ser at opampen forsterker spenningsdifferanser, nemlig differansen mellom den positive og den negative inngangsterminalen. Er forsterkingen frekvensavhengig blir signalet ut konvolusjonen mellom forskjellen mellom inngangene og den inverse Fouriertransformasjonen av den frekvensavhengige forsterkingen.

En kretsmodell for opampen blir da som i figur 2.2.

Siden alle fysiske systemer er *kausale* kan vi bruke Laplacetransformasjonen istedetfor Fouriertransformasjonen i frekvensplanmodellen. Fordelen med den Fouriertransformerte er at denne har en klar fysisk tolking. Den Laplacetransformerte fåes ved å sette $s = j2\pi f$ der $j = \sqrt{-1}$.

Operasjonsforsterkere er normalt konstruert slik at forsterkingen faller av omvendt proporsjonalt med frekvensen over en viss frekvens - 'cut-off frekvensen' ofte kalt f_c eller f_0 , dette er frekvensen der responsen er falt med 3dB. Over denne frekvensen er og faseforskjellen mellom signal ut og signal inn -90° (husk at i frekvensplanet snakker vi hele tiden om sinusformete bølger). Denne forsterkingsoppførselen skal helst holde seg helt til frekvensen der forsterkingen av amplituden er 1 nåes. Denne frekvensen kalles f_T . Den frekvensavhengige forsterkingen til opampen får da en relativt enkel matematisk form:

$$A(f) = \frac{A_0}{1 + j \cdot f/f_0} = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (f/f_0)^2}} \cdot e^{-j \cdot \arctan(f/f_0)} \quad (2)$$

(2) gir forsterkingen av amplituden til sinusformete bølger med frekvens f , dette er størrelsen foran eksponensialfunksjonen. (2) gir og fasedreiningen som en sinusformet bølge med frekvens f opplever når den går gjennom opampen, dette er størrelsen $-\arctan(f/f_0)$ i eksponenten. A_0 er dc-forsterkingen, denne er som regel svært stor ($> 10^4$).

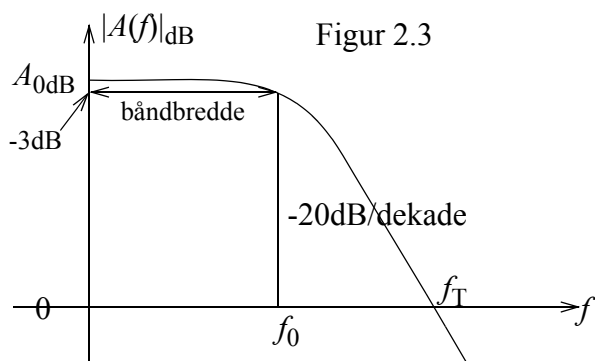
Det er enkelt å finne sammenhengen mellom f_0 og f_T . Siden $f_T \gg f_0$ har vi:

$$|A(f_T)| = 1 \approx A_0 f_0 / f_T \Rightarrow f_T \approx A_0 f_0 \quad (3)$$

Det sees at frekvensen der forsterkingen av amplituden er falt til 1 rett og slett er cut-off-frekvensen ganget med dc-forsterkingen når frekvensoverføringsfunksjonen er som gitt i (2).

$$|A(f)| = A_0 / \sqrt{1 + (f/f_0)^2} \quad (4)$$

kalles *amplitydeforsterkingen* siden funksjonen som nevnt gir forsterkingen av amplituden til en sinusformet bølge med frekvens f .



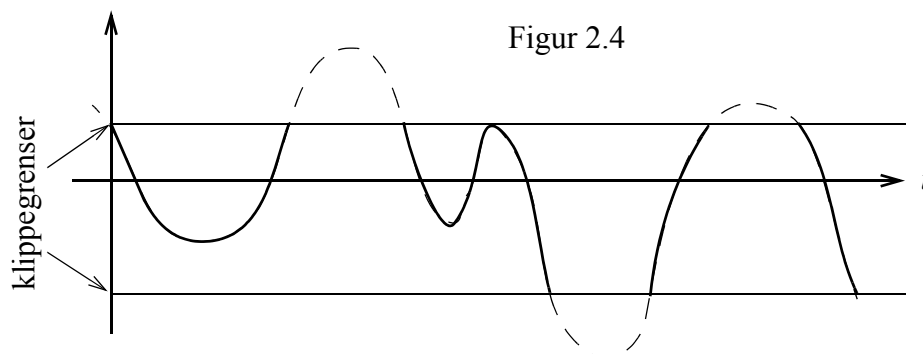
Typisk amplityderespons for en opamp. Over cut-off-frekvensen f_0 faller responsen 20 dB/dekade, dvs. økes frekvensen til det tidobbelte avtar forsterkingen til tiendeparten. Denne oppførselen skal normalt holde seg til 0-dB frekvensen f_T , er nådd. *Båndbredden* er definert som frekvensavstanden mellom punktene der forsterkingen er falt med 3dB.

En opamp kan normalt ikke brukes som forsterker uten modifikasjoner i forsterkerkoblingen, til det blir forsterkingen alt for stor. En teknikk som kalles tilbakekobling blir derfor benyttet slik at en ønsket forsterking, mindre enn A_0 , kan oppnåes. Når forsterkingen reduseres økes nor-

malt frekvensområdet som kan forsterkes. Dette området betegnes som forsterkerens *båndbredde* (se figur 2.3). Om opampens frekvesrespons følger ligning (2) vil båndbredde gange forsterking være tilnærmet konstant lik $A_0 f_0$. I oppgave 1 og 2 skal frekvensresponsen måles slik at dette kan verifiseres.

Storsignalegenskaper. Det er hovedsakelig to parametre som bestemmer opampens storsignalegenskaper. Den ene setter en begrensning på den deriverte av signalet ut og den andre en begrensning på signalets amplitude.

Amplitydebegrensningen skjer siden utgangssignalet normalt ikke kan overskride den høyeste forsyningsspenningen eller underskride den laveste. Prøver vi å få til dette vil signalets amplitude normalt klippes rett av litt i underkant av forsyningsspenningene.

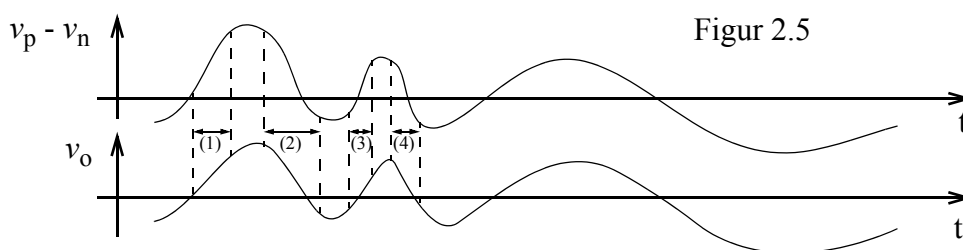


Figuren illustrerer klipping av signal. De delene av signalet som prøver å gå over den høyeste eller under den laveste grensen blir redusert til klippenivåene.

Begrensningen på den deriverte kalles "*slew rate*", betegnet med SR , begrensning. Denne er definert ved:

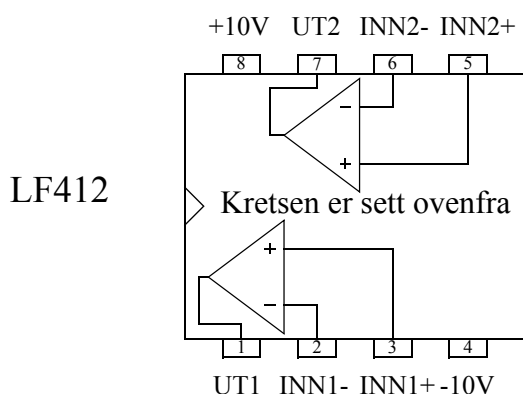
$$SR = \left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\max} \text{ der } v_o(t) \text{ er spenningen ut.} \quad (5)$$

Figur 2.5 illustrerer dette.



Tidsintervallene markert med (1), (2), (3) og (4) utviser slew rate begrensning av v_o .

Oppgaver



Figuren viser pinnkonfigurasjonen og blokkdiagrammatisk indre oppbygning av operasjonsforsterkeren LF412.

Strømforsyningsspenningene skal være noenlunde symmetriske om 0 Volt. Spenningene velges slik:

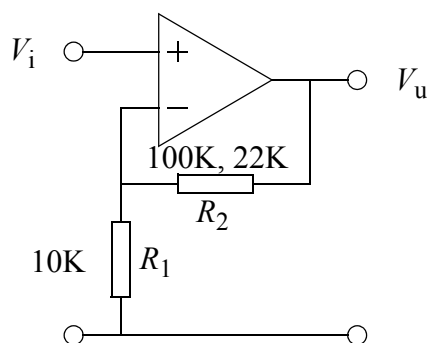
Den positive spenningen: **+5 til +10 Volt.**
Den negative: **-5 til -10 Volt.**

Ved kretsteoretiske beregninger på opampkoblinger betraktes som regel opampens utgang som en ideell spenningsgenerator som gir ut en spenning lik spenningsforskjellen mellom + og - inngangene ganget med forsterkingen A . A er egentlig en funksjon av frekvensen og er derfor gitt for sinusformete bølger, dvs. A er opampens frekvensrespons. Som tidligere omtalt settes, A , i 'vanlige' opamp-kretser lik uendelig. At opampkretsen er 'vanlig' vil si at frekvensinnholdet til signalene kretsen behandler ligger godt under 'unity gain' frekvensen, f_T , til opampen. D.v.s. forsterkingen må kunne betraktes som uendelig for det frekvensområdet opampen skal forsterke.

Det er klart at om ' A ' er uendelig stor og opampen samtidig arbeider lineært (viktig: *den arbeider som en vanlig forsterker*) så må spenningsforskjellen mellom inngangene være 0. Om ikke dette var tilfellet ville vi få en uendelig spenning ut (det er selvfølgelig ikke mulig i praksis). Alle beregninger som angår de lineære koblingene under tar derfor utgangspunkt i at spenningsforskjellen mellom + og - inngangene er null. Opampens utgangsimpedans blir og regnet som null.

Alle oppgavene går ut på sammenligne målte data med teoretiske beregninger.

-1 Ikke-inverterende forsterker.

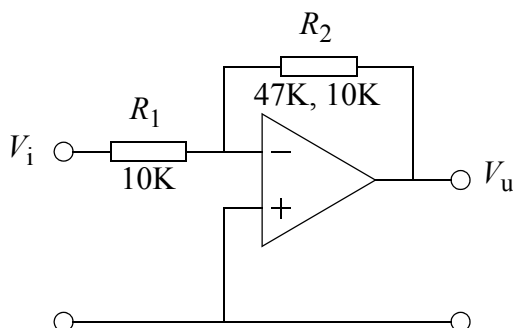


$$\frac{V_u}{R_1 + R_2} = \frac{V_i}{R_1} \Rightarrow V_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_i$$

Kontroller båndbredden og forsterkingen. Båndbredden er definert som frekvensavstanden mellom punktene der forsterkingen er falt med 3dB i forhold til punktet med maksimum forsterking. Sjekk båndbredde $\times$ forsterking for de to tilfellene:

$$R_2 = 22K \text{ og } R_2 = 100K$$

-2 Inverterende forsterker.



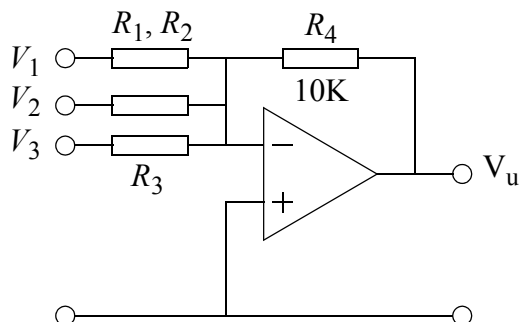
$$\frac{-V_u}{R_2} = \frac{V_i}{R_1} \Rightarrow V_u = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

Her skal og båndbredde og forsterking, og båndbredde $\times$ forsterking for $R_2 = 47K$ og $R_2 = 10K$ kontrolleres.

-3 Summasjonsforsterker.

Kobl opp kretsen på neste side med $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10K$.

Test med likespenningssignaler og sjekk at du får den teoretiske verdien for V_u . Du kan generere de forskjellige likespenningene på inngangene ved å koble passende motstander til de forskjellige inngangene fra + og - strømforsyningsspenningene og så måle likespenningene på inngangene.



Vis at:

$$V_u = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

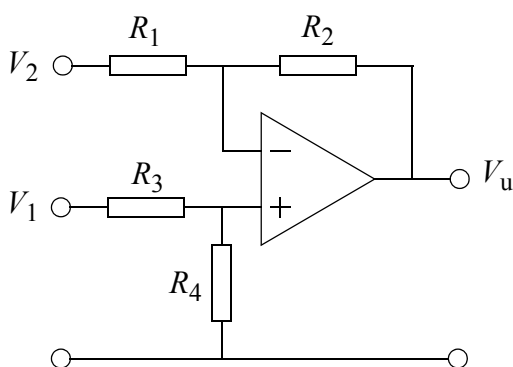
$$\text{for } R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

Såfremt summen av de målte spenningen ligger minst 1Volt over den laveste strømforsyningsspenningen og minst 1V under den høyeste, vil verdien målt på utgangen, V_u , være svært nær det negative av summen av spenningene på inngangene. Før tabell over målingene. Gjør to målinger med forskjellige V_1 , V_2 og V_3 .

Hvorfor er det grenser for hvor lave og høye spenninger forsterkeren kan gi ut?

Det er og mulig å teste med et periodisk signal, f.eks. sinus eller trekant (signalfrekvensen(e) bør da ikke være for høy(e).)

-4 Subtraksjonsforsterker.



Vis at:

$$V_u = V_1 - V_2$$

$$\text{for } R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

La $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10K$ og test oppkoblingen på lignende måte som summasjonsforsterkeren ble testet. Ta de samme forholdsreglene angående størrelsen av innspenningene, V_1 og V_2 .

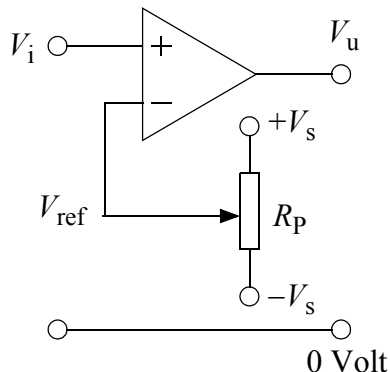
Av de følgende 7 oppgavene skal 2 utføres, disse 2 kan velges fritt blant de 7.

-5 Komparator.

Komparatoren brukes til å teste om en spenning er større enn en annen spenning. Er $V_i > V_{ref}$

vil utgangen ligge på $V_{u\max}$ og omvendt om $V_i < V_{\text{ref}}$ så vil $V_u = V_{u\min}$.

Komparatoren kan og brukes til å omdanne et signal til en pulsfølge der all amplitudeinformasjon "kastes vekk", bare tidspunktene der signalet passerer V_{ref} blir tatt vare på da pulsfølgen vil forandre logisk tilstand ved disse tidspunktene.



Vis ved å måle på kretsen at når:

$$V_i > V_{\text{ref}} \text{ er } V_u = V_{u\max}$$

$$V_i < V_{\text{ref}} \text{ er } V_u = V_{u\min}$$

der $V_{u\max}$ er den høyeste spenningen vi kan få ut og $V_{u\min}$ er den laveste.

La $V_{\text{ref}} = 0\text{V}$ og send en sinusformet bølge med frekvens 1kHz inn på komparatoren. Skisser signalet inn og signalet ut i samme diagram. Kommenter.

- 6 Schmitttrigger.

Schmitttriggeren (se figur neste side) er en komparator med hysteres. Merk at signalet ut er invertert i forhold til signalet inn i denne koblingen. Kretsen fungerer på følgende måte:

P.g.a. den positive tilbakekoblingen (R_2, R_1) (se figuren på neste side) vil utgangen være låst i enten høy posisjon, $V_u = V_{u\max}$, eller i lav posisjon, $V_u = V_{u\min}$. På samme måte som for komparatoren må opampens plussinngang ha høyere spenning enn minusinngangen for at utgangen skal ligge høy ($V_u = V_{u\max}$). Har minusinngangen høyere spenning enn plussinngangen vil $V_u = V_{u\min}$. Antar vi at motstanden i potmeteret er mye mindre enn R_1 og R_2 kan vi regne at V_{ref} holder seg noenlunde konstant, uavhengig av om V_u er lik $V_{u\min}$ eller $V_{u\max}$ (ideelt sett skulle potmeteret vært erstattet med en variabel spenningskilde).

Med disse forutsetningene kan vi beregne spenningen på plussinngangen. Når minusinngangen antar denne spenningen vil utgangen springe. Fra $V_{u\min}$ til $V_{u\max}$ om utgangen på forhånd lå på $V_{u\min}$ og omvendt om den lå på $V_{u\max}$. Siden kretsen inverterer fasen til V_i vil som allerede omtalt V_i være større enn spenningen på plussinngangen når utgangen ligger lav slik at V_u springer fra lav til høy når V_i passerer plussinngangens spenningsnivå i retning mot lavere spenninger. Det omvendte vil skje om utgangen ligger høy og vi øker V_i , V_u springer fra høy til lav.

Spenningen, V_i , der utgangen springer fra lav til høy kalles V_{nt} (nt for nedre terskelspenning) og spenningen der utgangen går fra høy til lav kalles $V_{\text{øt}}$ (øt lik øvre terskelspenning).

Utgangen springer altså fra lav til høy når V_i passerer V_{nt} fra en spenning som er høyere enn V_{nt} og den springer fra høy til lav når V_i passerer $V_{\text{øt}}$ fra en spenning som er lavere enn $V_{\text{øt}}$.

Beregn $V_{\text{øt}}$ og V_{nt} når den største verdien av V_u er $V_{u\max}$ og den minste verdien er $V_{u\min}$.

Beregn og hysteresen V_h der $V_h = V_{\text{øt}} - V_{\text{nt}}$. Vis at:

$$V_h = (V_{u\max} - V_{u\min}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.1)$$

Kobl opp kretsen i figuren.

La først $V_{\text{ref}} = 0$ og sjekk at hysteresen stemmer noenlunde med (6.1).

La V_i være likespenning under målingene.

Før tabell over målingene. Kommenter.

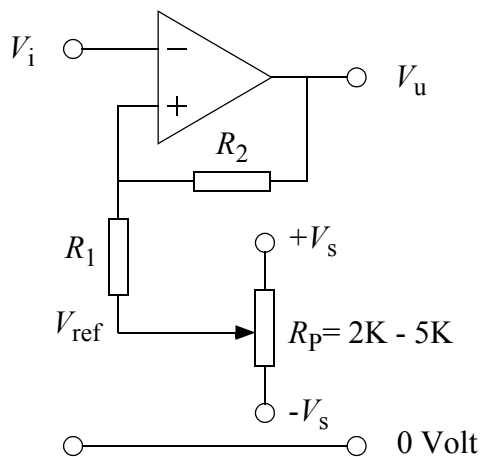
Varier V_{ref} .

Hvilken signifikans har referansespenningen i denne koblingen?

(Vink: En komparator kan sees på som en Schmitttrigger uten hysteres.)

Send tilslutt et 1kHz sinussignal inn på Schmitttriggeren. Hva slags signal får du ut?

Lag figur over signalene slik at det er mulig å se ved hvilket nivå på sinusbølgen Schmitttrigger-utgangen forandrer tilstand. Kommenter.



Schmitttriggeren brukes som regel til å 'renske' vekk støy fra digitale signaler. P.g.a. hysteresen vil støy som forekommer på inngangssignalet, V_i , når det ligger i høy tilstand ikke gå igjennom til utgangen så lenge støyen ikke forårsaker at V_i blir lavere enn V_{nt} , og omvendt, når inngangen ligger lav vil støy som sammen med det digitale signalet ikke overstiger $V_{\text{øt}}$, heller ikke påvirke utgangen, V_u .

La $R_1 = 10\text{K}$ og la $R_2 = 100\text{K}$

- 7 Astabil multivibrator.

V.h.a. Schmitt-triggeren beskrevet i oppgave -6, kan man med en ekstra motstand og en kondensator lage en astabil multivibrator.

Den astabile multivibratoren gir ut en firkantbølge. Vi skal se litt på hvordan firkantbølgens frekvens kan beregnes.

Som vi har sett vil Schmitt-triggerens inngang svinge mellom V_{nt} og $V_{\text{øt}}$. I oppgave -6 ble disse beregnet. Siden $V_{\text{ref}} = 0$ her får vi:

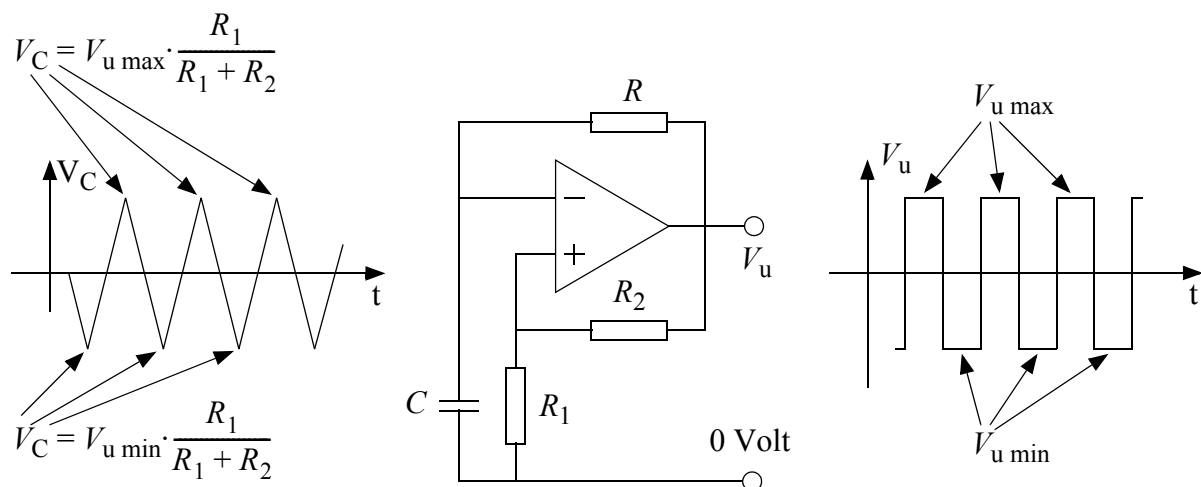
$$V_{\text{nt}} = V_{\text{umin}} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) \text{ og } V_{\text{øt}} = V_{\text{umax}} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

Utgangen vil springe mellom verdiene:

$$V_u = V_{\text{umin}} \text{ og } V_u = V_{\text{umax}}$$

Siden Schmitt-triggerens inngang er koblet til 0 Volt gjennom en kondensator kan ikke

spenningen her forandre seg i sprang. Den vil 'rampe' opp og ned i en trekantbølge. (Se figur under.) Ligger V_u høy (på $V_{u\max}$) vil spenningen på opampens inngang stige tilnærmet lineært



med tiden (den er egentlig et lite stykke av en eksponensialfunksjon). Når V_c , spenningen over kondensatoren C koblet fra triggerens inngang til 0 Volt, blir lik $V_{øt}$, vil utgangen springe fra $V_{u\max}$ til $V_{u\min}$ og C vil begynne å lade seg om til en lavere spenning siden den nå blir ladet fra en negativ spenningskilde, $V_{u\min}$. Spenningen over C vil nå 'rampe' negativt inntil V_c når V_{nt} . I dette øyeblikket vil inngang få en lavere spenning enn + inngangen og V_u vil igjen springe til $V_{u\max}$. Prosessen som er beskrevet her vil gjenta seg i det uendelige. Vi har en osillator.

Perioden og svingefrekvensen kan finnes på følgende måte: Perioden deles opp i to deler. Kall tiden som V_c bruker på å gå fra V_{nt} til $V_{øt}$ for T_n , og tiden V_c bruker på å synke fra $V_{øt}$ til V_{nt} igjen, kall denne for $T_ø$. Total periodetid, T , blir da:

$$T = T_n + T_ø \text{ og frekvensen blir: } f = 1/T = 1/(T_n + T_ø).$$

For å beregne T_n ser vi på kretsen i det øyeblikk V_u har hoppet fra $V_{u\min}$ til $V_{u\max}$. V_c er da lik V_{nt} . Dette tidspunktet settes lik 0. T_n blir nå tiden V_c bruker på å stige fra V_{nt} til $V_{øt}$. Som allerede nevnt vil V_u hoppe fra $V_{u\max}$ til $V_{u\min}$ igjen i det V_c når $V_{øt}$. Det sees at om vi har beregnet T_n har vi og uttrykket for $T_ø$, det er bare å bytte ut $V_{u\min}$ med $V_{u\max}$ og omvendt siden matematikken ellers må bli den samme i de to tilfellene. For å sette opp en generell ligning lar vi spenningen ut være V_u og spenningen på kondensatoren ved tiden $t = 0$ være $V_c(0)$. V.h.a. kretsen over og kretsen under (neste side) som beskriver opp og utladning av kondensatoren C , kan følgende enkle differensialligning for V_c settes opp:

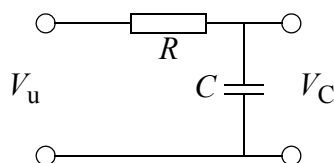
$$V_u = RC \cdot dV_c/dt + V_c \quad (7.1)$$

- 1) Vis hvordan denne framkommer og løs differensialligningen med initialbetingelsen $V_c(0) = V_{nt}$ og sett inn korrekt verdi for V_u .
Finn deretter T_n ved å sette $V_c = V_{øt}$ (skriv V_{nt} og $V_{øt}$ som funksjon av R_1 , R_2 og $V_{u\min}$ og/eller $V_{u\max}$).
Bytt om $V_{u\min}$ og $V_{u\max}$ og finn $T_ø$.
Finn tilslutt svingefrekvensen, f .

2) Kobl opp multivibratoren med:

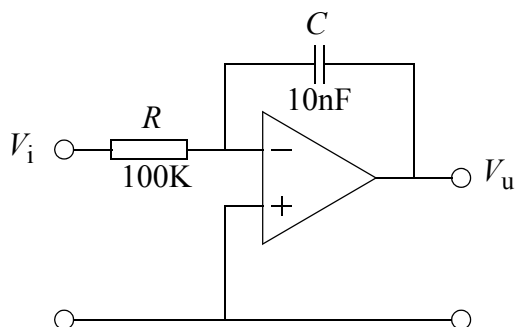
$$\begin{aligned}C &= 1\mu\text{F} \\ R &= 10\text{K} \\ R_1 &= 10\text{K og} \\ R_2 &= 100\text{K}\end{aligned}$$

Kretsen som er beskrevet av ligning (7.1).



Mål svingefrekvensen med frekvenstelleren og sammenlign med den teoretiske verdien. Skisser signalene, V_c og V_u i samme diagram. Mål signalamplitydene med osilloskopet og før dem på diagrammet.

-8 Integrator.



Vis at:

$$V_u = -\frac{1}{RC} \int V_i dt \quad (8.1)$$

Kobl opp kretsen og la V_i være en firkantbølge som svinger symmetrisk om 0 Volt med frekvens 500 Hz og amplitude V_o lik 1 Volt.

Mål på osilloskopet hvor mye V_u stiger (eller synker) på en halvperiode av 500 Hz signalet d.v.s. 1 ms. Start målingen idet firkantbølgen springer.

Sjekk at det er overensstemmelse mellom (8.1) og målingen.

Siden vi ikke har likespenningstilbakekobling i kretsen vil utgangen drive noe slik at litt av toppene på trekantbølgen (vanligvis de negative toppene her) vil klippes av, integratoren vil integrere på offsetspenninger i inngangen til opampen. Mål på den delen av halvperioden som ikke er klippet.

Skisser V_i og V_u i samme diagram. Sett på spenninger i maksimum og minimumpunktene. Sjekk til slutt at om:

$$V_i = V_o \cdot \sin(\omega t) \text{ så gir kretsen ut signalet: } V_u = V_o \cdot \cos(\omega t) / (\omega RC).$$

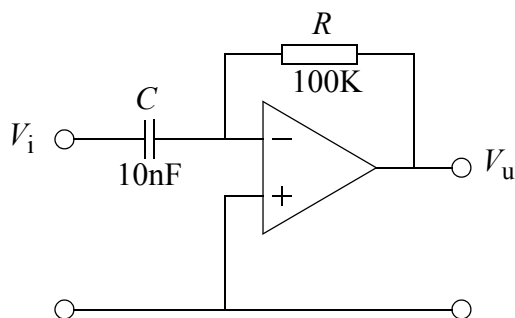
Velg frekvensen, $f = 1 \text{ kHz}$ og $V_o = 3 \text{ Volt}$.

Skisser signalene her på samme måte som i spørsmålet over.

Vi har her sett at integralet av en firkantbølge blir en trekantbølge. I neste oppgave skal vi se

at den deriverte av en trekantbølge er en firkantbølge.

-9 Differensiator.



Vis at:

$$V_u = -RC \frac{dV_i}{dt} \quad (9.1)$$

Kobl opp kretsen og la V_i være en trekantbølge.

La trekantbølgens periodetid være T og la amplityden være lik V_o .

Bruk (9.1) og finn dV_i/dt . Beregn så V_u .

La $V_o = 1$ Volt og $f = 500$ Hz.

Sett inn i formelen for V_u og sjekk ved å måle med osilloskopet at firkantbølgens amplityde har den beregnede verdien. Firkantbølgen vil osillere litt like etter sprangene, dette kalles ringing.

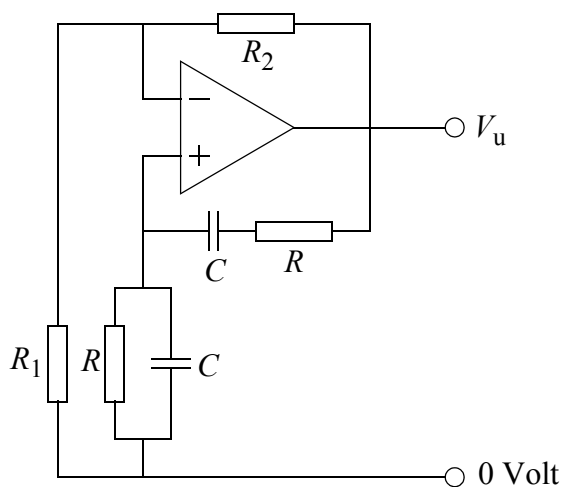
Hvilke problemer ville vi få om vi lot V_i være en firkantbølge?

La $f = 500$ Hz og $V_o = 1$ Volt.

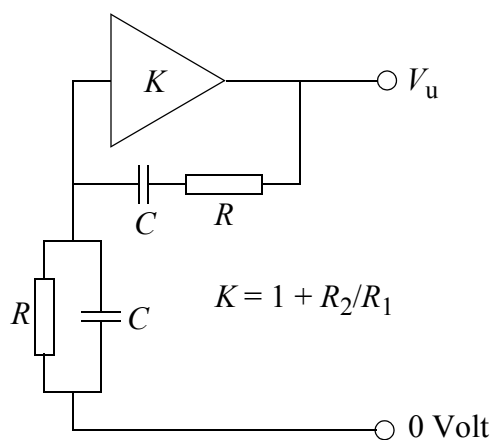
Sjekk at om $V_i = V_o \cdot \sin(\omega t)$ så er $V_u = -\omega RC V_o \cdot \cos(\omega t)$.

Skisser resultatet av alle målingene på lignende måte som i oppgave -8.

-10 Wien-bro osillator.



Figur 2.10.1

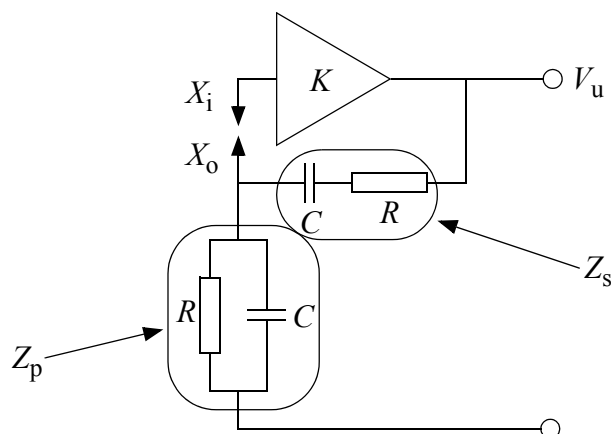


Figur 2.10.2

Av figur 2.10.1 som beskriver osillatoren kan ekvivalentdiagrammet 2.10.2 konstrueres. Forsterkeren med forsterking K , er den ikke-inverterende opampforsterkerkoblingen i oppgave

-1. Forsterkingen ble her beregnet til $K = 1 + R_2/R_1$. For å bestemme osillasjonsfrekvensen og verdien av K , der kretsen begynner å svinge kan Barkhausenkriteriet benyttes ²⁾.

Brytes kretsen ved inngangen til opampen (figur 2.10.3) sier kriteriet at hvis forsterkingen rundt sløyfen fra X_1 til X_0 er eksakt lik 1 svinger kretsen av seg selv med konstant amplitude når sløyfen sluttes. Er forsterkingen større enn 1 vil osillasjonene øke i amplitude med tiden, vi får et klippet signal ut fra kretsen. Er forsterkingen mindre enn 1 vil osillasjonene dø ut, men brukes kretsen som forsterker vil den ha en resonans ved frekvensen som skulle vært svingefrekvensen. (Om kretsen ble brukt som vanlig forsterker kunne vi f.eks. tenke oss at vi koblet en spenningsgenerator, NB! null indre motstand, mellom 0Volt og parallellgrenen RC eller spenningsgeneratoren kunne og kobles inn mellom 0Volt og R_1)



Figur 2.10.3

Fra figuren sees at sløyfeforsterkingen blir:

$$X_0/X_i = K \cdot Z_p / (Z_p + Z_s) \quad (10.1)$$

Her er Z_p lik parallellforbindelsen mellom R og C . Z_s er sereieforbindelsen d.v.s.

$$Y_p = 1/Z_p = j\omega C + 1/R \quad \text{og} \quad (10.2)$$

$$Z_s = 1/j\omega C + R \quad (10.3)$$

$$X_0/X_i = 1 \Rightarrow$$

$$1 + Z_s/Z_p = 1 + Y_p \cdot Z_s = 1 + (j\omega C + 1/R)(1/j\omega C + R) = K \Rightarrow$$

$$j(\omega RC - 1/\omega RC) + 3 - K = 0 \quad (10.4)$$

For at dette uttrykket, (10.4), skal være null må både realdel og imaginærdel være null separat.

Det sees at realdelen er null når $K = 3$. Dette er den minste verdien K kan ha om kretsen skal osillere. I praksis må K være noe større enn 3.

Settes imaginærdelen lik null får vi osillasjonsfrekvensen.

$$\omega = 1/RC \quad \text{eller} \quad f = 1/(2\pi \cdot RC) \quad (K \geq 3). \quad (10.5)$$

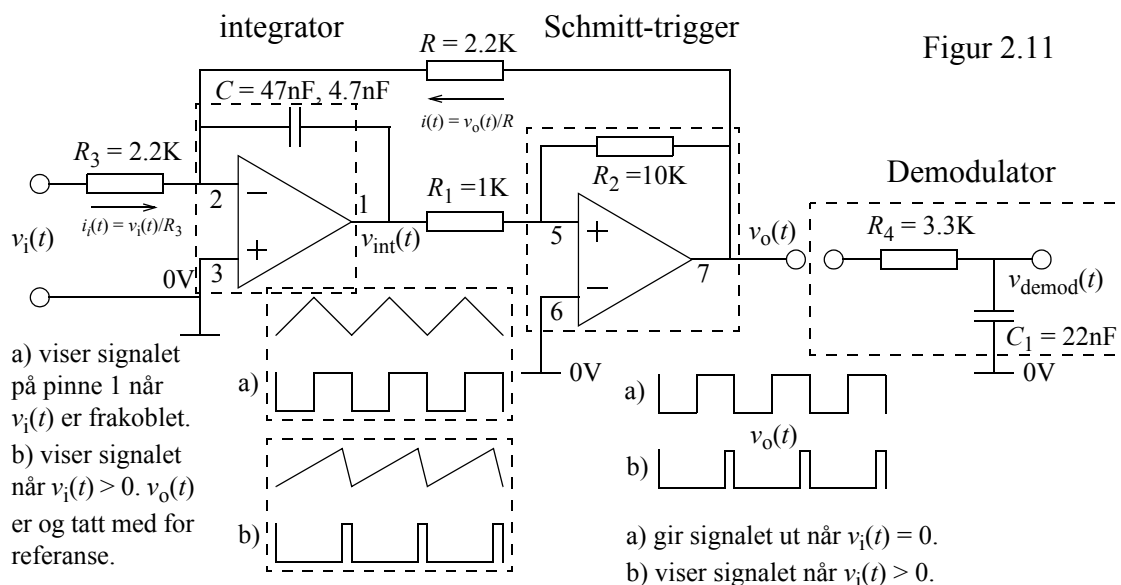
La R_1 være et potmeter på 1K, $R_2 = 1.8K$, $R = 10K$ og C 10nF. Kobl opp kretsen. Juster potmeteret slik at kretsen såvidt osillerer. Kontroller med osilloskopet at spenningen ut fra kretsen er omtrent 3 ganger spenningen på + inngangen og at disse spenningene er i fase. (Det er sannsynligvis noe forvrengning på signalet ut, d.v.s. det er ikke sinusformet, men det skulle være mulig å sjekke forhold og fase noenlunde.)

Mål svingefrekvensen og se om den stemmer med (10.5).

-11 Funksjonsgenerator - Pulsbreddemodulator.

En pulsbreddemodulator omdanner en analog spenning til et pulstog der pulsbredden er proporsjonal med den analoge spenningen. Ved å ta gjennomsnittsverdien av pulstoget kan den

analoge spenningen gjenvinnes. Et enkelt lavpassfilter - se demodulatorboksen i figur 2.11 - kan brukes til dette. Det er viktig å være oppmerksom på at det demodulerte signalet vil bli lav-



passfiltrert av filteret.

Kretsen består ellers av en kaskadekobling (kretsene er koblet i serie) mellom en inverterende integrator og en ikke-inverterende Schmitt-trigger. Utgangen fra Schmitt-triggeren er koblet tilbake til integratoren gjennom motstanden R på 2.2K. En signalstrøm kan adders til den tilbakekoblede strømmen gjennom motstanden R_3 på modulatorens inngang.

Vi ser først på hvordan kretsen virker når $v_i(t) = 0$, dette medfører at $i_i(t) = 0$ og at strømmen som integratoren arbeider med bare kommer fra utgangen, dvs fra $v_o(t)$. Schmitt-triggeren har, som vi har sett i oppgave -6, den egenskapen at utgangen ligger enten høy, på V_{omax} eller lav på V_{omin} . For LF412 er ikke disse spenningen tallverdimessig like store. Med +5V og -5V forsyningsspenning er V_{omin} lik ca -4V og V_{omax} ca 4.4V. Dette betyr og at trekantspenningen ut fra integratoren ikke blir helt symmetrisk. Antas det at $v_o(t)$ ligger på V_{omax} vil integratoren få en positiv konstant spenning på inngangen, utgangen vil derfor endres lineært med tiden i negativ retning. Når pinne 5 på opampen når, og passerer 0V i negativ retning vil Schmitt-triggerutgangen, pinne 7, gå lav og få spenningen V_{omin} . Integratoren får nå en negativ spenning på inngangen, spenningen på utgangen vil da begynne å øke lineært med tiden inntil pinne 5 igjen når 0V. Vi ser at denne prosessen forsetter i det uendelige. Kretsen er en osillator.

For å finne spenningene der omslagene på utgangen, pinne 7, skjer kan vi bruke spennings-superposisjonsprinsippet på signalet ved pinne 5.

$$v_{pinne5} = v_{int}(t) \frac{R_2}{R_1 + R_2} + v_{omax} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (11.1)$$

Når $v_{pinne5} = 0$ hopper $v_o(t)$ til V_{omin} , dvs når $v_{int}(t)$ når spenningen:

$$v_{int-} = -V_{omax} R_1 / R_2 \quad (11.2)$$

Samme uttrykket kan brukes når utgangen hopper fra V_{omin} til V_{omax} igjen. Det er bare å bytte ut $-V_{omax}$ med $-V_{omin}$, dvs:

$$v_{\text{int}+} = -V_{\text{omin}}R_1/R_2 \quad (11.3)$$

Vi ser at topp-til-topp spenningen ut fra integratoren rett og slett blir lik:

$$V_{\text{ppint}} = v_{\text{int}+} - v_{\text{int}-} = V_{\text{omax}}R_1/R_2 - V_{\text{omin}}R_1/R_2 = (V_{\text{omax}} - V_{\text{omin}})R_1/R_2 \quad (11.4)$$

For å finne osillatorens periodetid må vi beregne hvor lang tid integratoren bruker på å endre spenningen på utgangen fra $v_{\text{int}-}$ til $v_{\text{int}+}$ og fra $v_{\text{int}+}$ tilbake til $v_{\text{int}-}$ igjen, osillatoren har da gjennomgått en periode. I begge tilfeller må integratorutgangen endres med en spenning lik V_{ppint} . Når Schmitt-triggerutgangen ligger på V_{omin} vil integratoren bruke noe lengre tid på dette intervallet enn om triggerutgangen ligger på V_{omax} siden V_{omin} tallverdimessig er noe mindre enn V_{omax} . Ved å bruke uttrykket fra oppgave -8 finner vi lett de to integrasjonstidene. La T_+ være tiden som brukes fra $v_{\text{int}-}$ til $v_{\text{int}+}$ og T_- tiden som brukes fra $v_{\text{int}+}$ til $v_{\text{int}-}$. Ligning (8.1) gir da:

$$-\frac{1}{RC} \int V_{\text{omin}} dt = V_{\text{ppint}} \quad (11.5)$$

Siden V_{omin} er konstant får vi:

$$-V_{\text{omin}}T_+/RC = V_{\text{ppint}} \text{ eller } T_+ = V_{\text{ppint}}RC/(-V_{\text{omin}}) \quad (11.6)$$

T_- kan finnes ved bytte om V_{omin} og V_{omax} . Vi må da og snu fortegnet på V_{ppint} siden integratorutgangen nå går fra $v_{\text{int}+}$ til $v_{\text{int}-}$, dvs. utgangen endres med $-V_{\text{ppint}}$.

Dette gir periodetiden:

$$\begin{aligned} T = T_+ + T_- &= V_{\text{ppint}}RC \left\{ \frac{1}{V_{\text{omax}}} - \frac{1}{V_{\text{omin}}} \right\} = RC(V_{\text{omax}} - V_{\text{omin}}) \left\{ \frac{1}{V_{\text{omax}}} - \frac{1}{V_{\text{omin}}} \right\} \frac{R_1}{R_2} \\ \Rightarrow \\ T &= RC \frac{(V_{\text{omax}} - V_{\text{omin}})^2 R_1}{-V_{\text{omin}} V_{\text{omax}} R_2} \end{aligned} \quad (11.7)$$

$$\text{Svingefrekvensen blir da: } f_0 = 1/T = -\frac{R_2/R_1}{RC} \frac{V_{\text{omin}} V_{\text{omax}}}{(V_{\text{omax}} - V_{\text{omin}})^2} \quad (11.8)$$

For kretsen i figur 2.11 får vi med $R = 2.2\text{K}$, $C = 47\text{nF}$, $R_1 = 1\text{K}$, $R_2 = 10\text{K}$, $V_{\text{omin}} = -4\text{V}$ og $V_{\text{omax}} = 4.4\text{V}$:

$$f_0 = 24.1\text{kHz} \quad (11.9)$$

Denne frekvensen er såpass høy at opampen ikke helt kan betraktes som ideell slik at den målte frekvensen antagelig vil ligge noe lavere (LF412 har en f_T på ca 3MHz slik at forsterkingen ved 25kHz er ca $3\text{MHz}/25\text{kHz} = 120$). Osillatoren vil og fungere ved høyere frekvenser, men

(11.8) vil bli stadig mer unøyaktig jo høyere svingefrekvensen blir. Velges f.eks. $C = 4.7\text{nF}$ som er 1/10 av det som ble brukt i eksempelet skulle f_0 vært ca 250kHz, men den eksperimentelle verdien blir ca 125kHz.

Oppgave

Kobl opp kretsen i figur 2.11 med $C = 47\text{nF}$ ellers velges komponentene som angitt i figuren. $v_i(t)$ skal forløpig være frakoblet. Tegn kurveformene for $v_{\text{int}}(t)$ og $v_o(t)$ over hverandre som i figur 2.11. Sjekk at $v_{\text{int-}}$ og $v_{\text{int+}}$ stemmer noenlunde med (11.2) og (11.3). Kontroller V_{omin} og V_{omax} . Mål svingefrekvensen. Lag en tabell over de målte verdiene. Sammenlign med teorien. Kommenter.

Gjør C ennå større, f.eks. 220nF. Blir det bedre overensstemmelse mellom den målte frekvensen og (11.8) nå? Kommenter.

Pulsbreddemodulator

Osillatoren kan enkelt utvides til en pulsbreddemodulator. En motstand ekstra er nok. Dette er R_3 i figur 2.11. Legges en positiv spenning på R_3 når $v_o(t)$ ligger lav vil strømmen i R_3 motvirke strømmen gjennom R slik at ladestrømmen til C blir mindre. Dette vil medføre at $v_{\text{int}}(t)$ stiger langsommere enn den gjør når $v_i(t) = 0$. På den annen side, når $v_o(t)$ går høy, vil ladestrømmen i C få et tillegg slik at $v_{\text{int}}(t)$ synker fortere enn den ville gjort om $v_i(t) = 0$. Vi får en usymmetri i trekantspenningen ut fra integratoren. Dette er vist i figur 2.11 b). Det sees at $v_o(t)$ nå ligger lav lengre enn en halvperiode slik at gjennomsnittsverdien av $v_o(t)$ blir negativ. Modulatoren fungerer som forsterkeren i oppgave -2, dvs. den inverterende forsterkeren. Gjennomsnittsverdien av signalet ut blir lik:

$$\langle v_o(t) \rangle = -\frac{R}{R_3} v_i(t) \quad (11.10)$$

der $\langle v_o(t) \rangle$ står for tidsmidlet av $v_o(t)$. Det er viktig at tidsintervallet det midles over er tilstrekkelig langt slik at osillatorfrekvensen undertrykkes, men ikke så langt at det fjerner noen av signalkomponentene i $v_i(t)$. Midlingen blir som nevnt utført av lavpassfilteret i demodulatorboksen. En generell regel er at jo lavere cut-off-frekvens filteret har jo lengre blir midlingstiden. Det finns bedre midlingsalgoritmer enn den det enkle lavpassfilteret står for.

Et potensielt problem med denne modulatoren er at osillasjonsfrekvensen endres når $v_i(t)$ endres. Dette kan sees av følgende analyse. Ligning (11.5) får nå et tillegg som skyldes at $v_i(t)$ og gir bidrag til V_{ppint} :

$$V_{\text{ppint}} = -\frac{1}{RC} \int V_{\text{omin}} dt - \frac{1}{R_3 C} \int v_i dt \quad (11.11)$$

siden integralet av strømmen i R_3 når blir summert til $v_{\text{int}}(t)$. Integralet går fremdeles over tidsintervallet T_+ , tiden det tar for $v_{\text{int}}(t)$ å gå fra $v_{\text{int-}}$ til $v_{\text{int+}}$.

Anta at $v_i(t)$ er konstant og lik v_{in} . Dette gir:

$$V_{ppint} = -\frac{T}{C} \left[\frac{V_{omin}}{R} + \frac{v_{in}}{R_3} \right] = (V_{omax} - V_{omin})R_1/R_2 \quad (11.12)$$

T_- kan igjen finnes ved å bytte om V_{omax} og V_{omin} på samme måte som etter ligning (11.6). Uttrykket for periodetiden T blir nå:

$$T = V_{ppint} C \left[\frac{1}{\frac{V_{omax}}{R} + \frac{v_{in}}{R_3}} - \frac{1}{\frac{V_{omin}}{R} + \frac{v_{in}}{R_3}} \right] \quad (11.13)$$

Substitueres V_{ppint} fra (11.4) blir (11.13):

$$T = \frac{R_1}{R_2} RC (V_{omax} - V_{omin}) \left[\frac{1}{V_{omax} + \frac{R}{R_3} v_{in}} - \frac{1}{V_{omin} + \frac{R}{R_3} v_{in}} \right] =$$

$$-\frac{R_1}{R_2} RC \frac{(V_{omax} - V_{omin})^2}{\left(V_{omax} + \frac{R}{R_3} v_{in}\right) \left(V_{omin} + \frac{R}{R_3} v_{in}\right)} \quad (11.14)$$

Uttrykket kan forenkles noe om R_3 settes lik R og V_{omin} settes lik $-V_{omax} = -V_o$, det siste gjelder ikke helt for kretsen i oppgaven, dette gir:

$$T = 2V_o \frac{R_1}{R_2} RC \left[\frac{1}{V_o + v_{in}} + \frac{1}{V_o - v_{in}} \right] = 4 \frac{R_1}{R_2} RC \frac{V_o^2}{V_o^2 - v_{in}^2} \quad (11.15)$$

Det sees av (11.15) at når V_{in} nærmer seg V_o så blir periodetiden stadig lengre, mens om $V_{in} \ll V_o$ blir periodetiden tilnærmet den samme som i ligning (11.7) med V_{omax} lik $-V_{omin} = V_o$.

Oppgave

Vi skal først studere hvordan kretsen behandler likespenningssignaler. Kobl demodulatoren (dvs lavpassfilteret) til modulatorens utgang. La osillatorens svingefrekvens være ca 10kHz. Bruk (11.8) til å finne komponentverdier. C bør være større enn 1nF. Strøkapasitanser i kretsen vil da ikke spille noen vesentlig rolle. For likespenningsmålingene kan vi velge demodulatoren cut-off-frekvens svært lav. Frekvensen er gitt ved:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_1} \quad (11.11)$$

La $R = R_3$ slik at forsterkingen blir -1 og velg f.eks: $C_1 = 1\mu\text{F}$ og $R_4 = 10\text{K}$, dette skulle gi $f_c = 16\text{Hz}$.

Det kan være av en viss betydning at 10kHz-komponenten i signalet er godt undertrykt siden høyfrekvenssiganler overlappet en likespenningsverdi kan skape problemer for et voltmeter som bare er beregnet på å måle likespenninger. Med en f_c så lav som 16Hz vil 10kHz komponenten bli rimelig bra undertrykt selv om amplitydeforsterkingen til det enkle filteret bare faller av omvendt proporsjonalt med frekvensen over cut-off.

- * Noter et passende antall sammenhørende verdier av svingefrekvensen f_0 , den teoretiske svingefrekvensen fra (11.14), spenningen inn, v_i og spenningen ut fra demodulatoren, v_{demod} i en tabell. Sørg for å få med klippegrensene.

- * Plott de målte verdiene av spenning ut som funksjon av spenning inn i en graf og marker klippegrensene.

- * Sjekk om forsterkingen (som er gitt ved grafens stigningstall) stemmer overens med (11.10).

- * Er grafen en rett linje innenfor klippegrensene? Kommenter.

- * Plott og den målte og den teoretiske svingefrekvensen som funksjon av v_i .

Modulatoren skal nå testes på et signal som varierer med tiden - det er normalt på siganler av denne typen pulsbreddemodulatorer brukes, for å konvertere et signal med amplitydevariasjoner til et signal der amplityden er konstant. All informasjonen ligger da i signalets nullgjennomganger og så lenge disse blir tatt vare på får vi ingen forvrengning av det modulerte signalet. Signalet blir og mer immunt overfor støy. Støysignaler legger seg som regel på amplityden og i den grad støyen ikke forrykker nullgjennomgangene har den ingen innflytelse på det modulerte signalet.

For å få et stabilt osilloskopbilde må frekvensen til $v_i(t)$ økes slik at demodulatoren kan gi ut et noenlunde uforvrengt bilde med frekvenser i området 500Hz - 1kHz. Det blir da mulig på en fornuftig måte å sammenligne $v_i(t)$ og $v_{\text{demod}}(t)$ direkte på osilloskopkanalene A og B. Økes frekvensen på $v_i(t)$ må selvfølgelig filterets f_c og økes tilsvarende, noe som igjen medfører at osillatorfrekvensen må økes.

- * La $C = 4.7\text{nF}$, frekvensen økes da til ca 120kHz. Ifølge (11.8) skulle den da vært ca 250kHz, men som allerede nevnt blir den ca halvparten av dette siden opampen ikke kan betraktes som ideell ved denne relativt høye frekvensen. Modulatoren fungerer imidlertid siden den bare er avhengig av at osillatoren fungerer og gir en trekantbølge på integratorutgangen. Schmitt-triggeren må selvfølgelig og fungere.

- * La demodulatorfilteret ha en cut-off på ca 2kHz og send en sinusformet bølge med frekvens lik 500Hz inn på modulatoren. Varier amplityden og finn klippegrensene med osilloskopet. Kobl signal inn til kanal A og signal ut til kanal B på osilloskopet og sammenlign. Kommenter.

- * Mål rms-verdien av $v_i(t)$ og $v_{\text{demod}}(t)$ med multimeteret. Velg et passende antall verdier og før dem opp i en tabell. Plott tabellen i en graf. Blir det en rett linje? Kommenter.

Kommentar.

Det vil vise seg at forsterkingen nå avtar litt når amplityden øker slik at kretsen introduserer noe *ikke-lineær* forvrengning på signalet. Forvrengningen på signalformen som ble forårsaket av demodulatorfilteret kalles *lineær-forvrengning* siden kretsen er lineær og superposisjonsprinsippet gjelder. For en krets som ikke er lineær gjelder ikke dette prinsippet slik at en lineær superposisjon av signaler inn ikke lenger forårsaker en tilsvarende lineær superposisjon av signalene ut. Ikke-lineære kretser (og tidsvarierende kretser) er istand til selv å produsere frekvenser i signalet ut som ikke eksisterte i signalet inn. Dette er ikke mulig med *lineære tidsinvariante* kretser, disse kan bare fjerne frekvenser fra signaler og skaper aldri nye. Husk at

en frekvens i denne sammenheng er en sinusformet bølge med denne frekvensen.

Generelt om pulsbreddemodulatoren. For å unngå forvrengning på det demodulerte signalet er viktig at osillatorens frekvens er mye høyere enn den høyeste signalfrekvensen for denne type modulator slik at signalet ikke endrer verdi neveneverdig i løpet av osillatorens periode. Pulsbreddemodulatoren er et samplende system, men i den utformingen som er gitt her samples det ikke uniformt siden det samples når kombinasjonen av $v_{\text{int}}(t)$ og $v_o(t)$ er lik null og ikke synkront med et fast klokkesignal (se (11.1) og (11.2)). Er signalfrekvensen for høy vil signalet og variere i løpet av klokkeperioden slik at det er integralet av dette varierende signalet som presenteres for Schmitttriggeren. En *sample og hold* krets mellom modulatoren og inngangssignalet ville bøte på dette (se oppgaven om AD og DA omformere).

REFERANSER

- 1) **Design with Operational Amplifiers.** Third Edition. Sergio Franco. McGraw-Hill 2002. ISBN 0-07-112173-0
- 2) **Microelectronic Circuits.** Fourth Edition. Sedrah/Smith. Oxford University Press, Inc. 1998 ISBN 0-19-511690-9

Egenskaper for LF412

(Beklager at noe av dette er engelsk, men det er vanskelig å oversette alle begreper til norsk)

Anvendelsesområder er middels hurtige integratorer, D/A omformere, sample og hold kretser, enklere audioforsterkere og mange andre kretser som krever relativt lave offset-spenninger, lav offsetstrøm i inngangen, høy inngangsimpedans og relativt høy "slew-rate" faktor.

* Internally trimmed offset voltage	1mV (max)
* Input offset voltage drift	10 μ V/°C(max)
* Input bias current	50pA
* Input noise current	0.01pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
* Gain bandwidth	3MHz(min)
* Slew rate	10V/ μ s(min)
* Supply current	1.8mA/Amplifier
* Input impedance	10 ¹² Ω
* Total harmonic distortion ($A_V = 10$) ($R_L = 10\text{K}$, $V_0 = 20\text{V}_{\text{p-p}}$, BW = 20Hz - 20kHz)	<0.02%
* 1/f noise corner	50Hz
* Settling time to 0.01%	2 μ s

Absolute Maximum Ratings

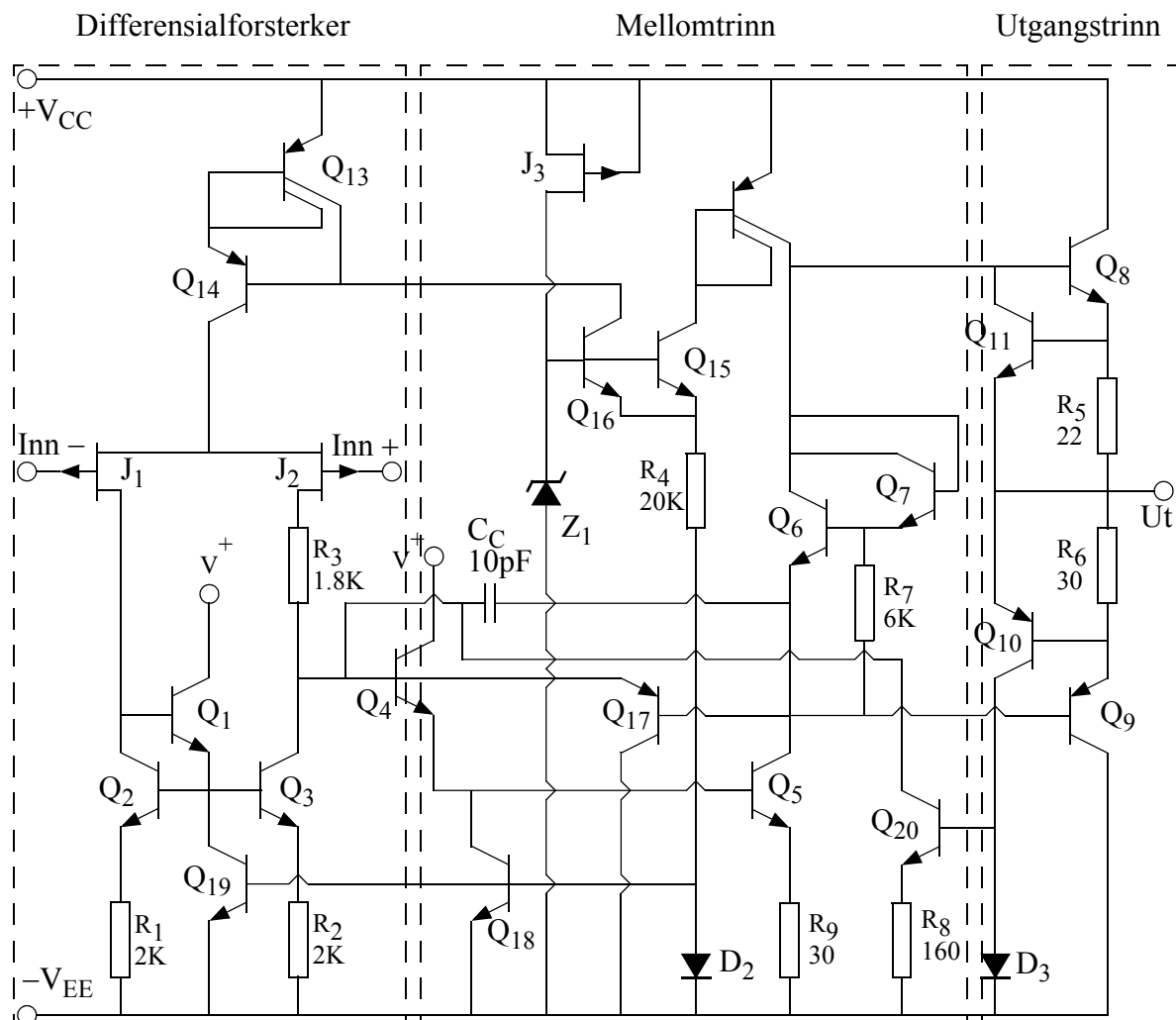
Supply Voltage	$\pm 18\text{V}$
Differential Input Voltage	$\pm 30\text{V}$
Input Voltage Range (1)	$\pm 15\text{V}$
Output Short Circuit Duration (2)	Continuous
Power Dissipation (3)	500mW
$T_{j\text{max}}$	115°C
θ_{jA}	160°C/W
Operating Temperature Range	$-0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C} \leq T_A \leq 150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	300°C

(1) Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative supply voltage.

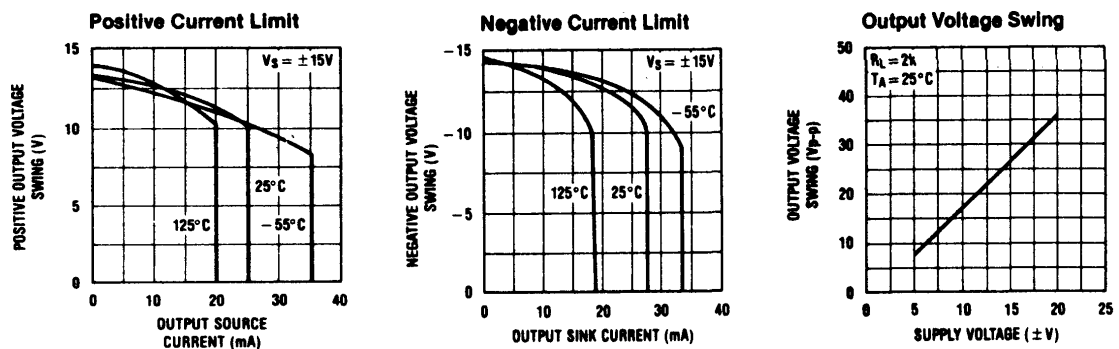
(2) Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, both should not be shorted simultaneously as the maximum temperature will then be exceeded.

(3) For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of θ_{jA} .

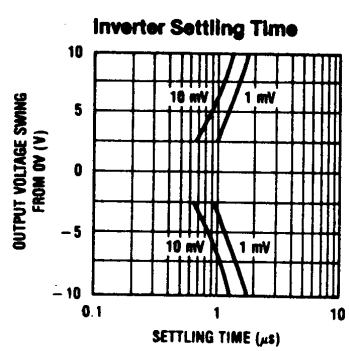
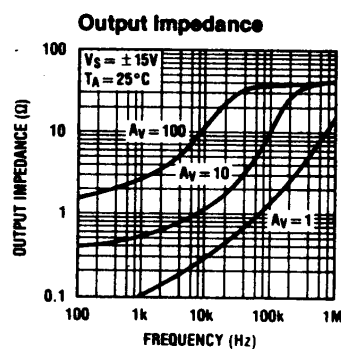
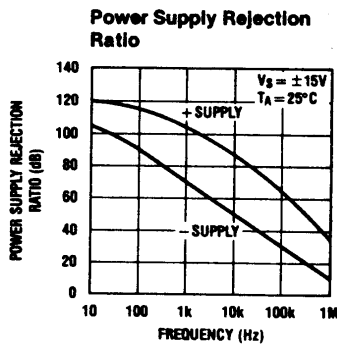
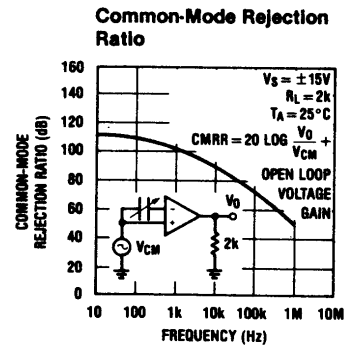
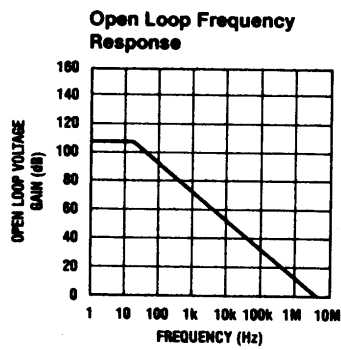
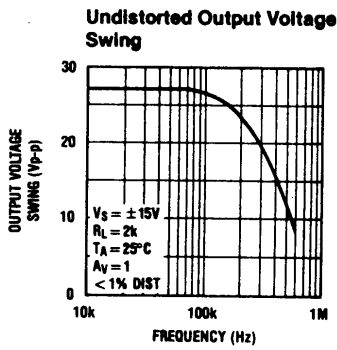
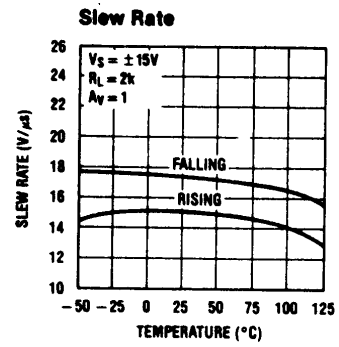
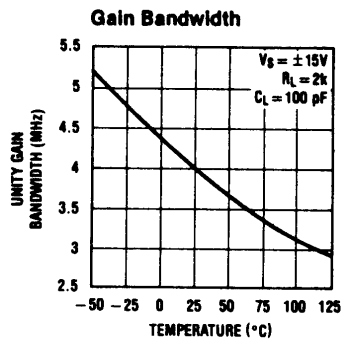
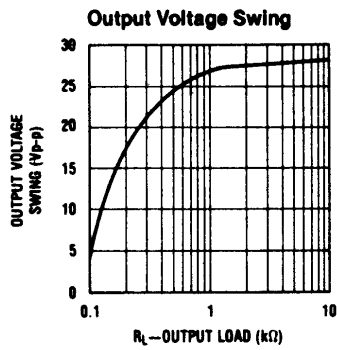
Detaljert skjema over LF412



Noen karakteristika for operasjonsforsterkeren LF412. Data er hentet fra: Operational Amplifiers Databook, 1993 edition, National Semiconductor.

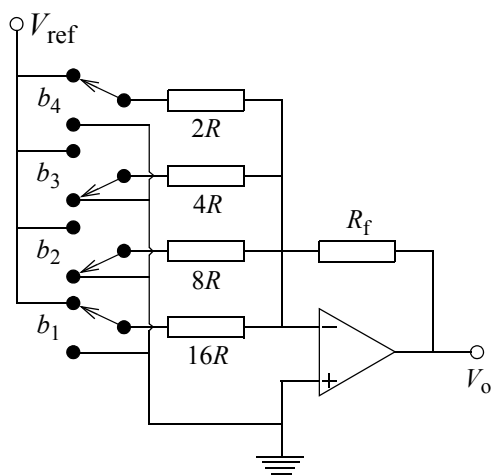


Fortsetter neste side



PHYS 220. Oppgave 3 - Digital-analog, analog-digital omformer.

Figur 3.1



4 bit vektet motstandsnettverk DA omformer. 4 bit tallet $b_4b_3b_2b_1$ blir omformet til en proporsjonal analog spenning. Vi har:

$$V_o = -V_{ref} \frac{R_f}{R} \left(\frac{b_1}{16} + \frac{b_2}{8} + \frac{b_3}{4} + \frac{b_4}{2} \right)$$

Velges $R_f = R$ blir: (1)

$$V_o = -V_{ref} \left(\frac{b_1}{16} + \frac{b_2}{8} + \frac{b_3}{4} + \frac{b_4}{2} \right)$$

Vi ser at den minste spenningen ut er gitt ved:

$$V_o = 0$$

og at den tallverdimessig største er gitt ved:

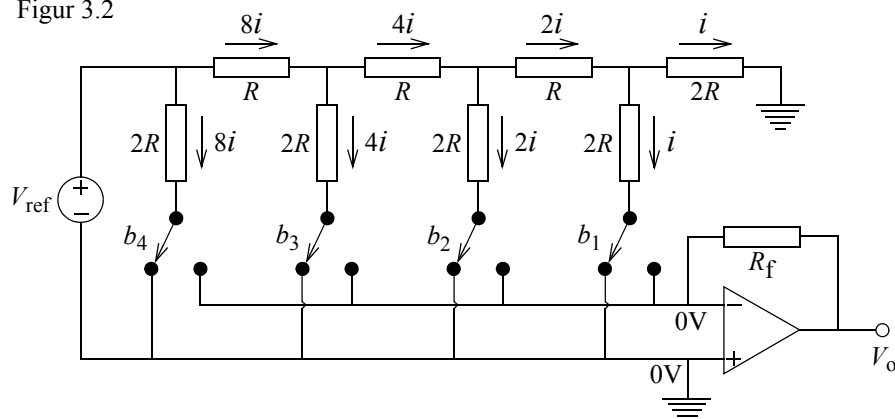
$$V_o = -15V_{ref}/16.$$

I figur 3.1 blir 4bit-tallet $b_4b_3b_2b_1$ satt vha svitsjene med samme navn slik at f. eks. tallet som er satt i figuren er: $b_1 = 1, b_2 = 0, b_3 = 0, b_4 = 1$, dvs $1001_{\text{BIN}} = 9_{\text{DEC}}$. Spenningen ut fra omformerer blir da: $V_o = -9V_{ref}/16$. Er V_{ref} lik f. eks. 8V blir $V_o = -4,5V$.

En ulempe med denne omformeren er at den minste motstanden, $2R$, ikke kan velges vilkårlig liten. Den må være mye større enn motstanden i svitsjen b_4 . Ved 4bit oppløsning som i kretsen over må $2R$ være minst 8 ganger større enn svitsjens motstand siden omformerens oppløsning er $V_{ref}/16$. Det betyr at motstanden $16R$ som kontrollerer det minst signifikante bitet må være 64 ganger større. Typisk motstand i elektroniske svitsjer er 30 - 100Ω slik at $16R$ blir ca 2K - 7K. Dette er ikke noe problem for 4bit omformerer, men om antall bit økes og denne teknikken brukes kan den største motstanden raskt bli svært stor.

Anta at motstanden i b_1 er r_1 , og at i b_2 er den r_2 , etc. og vis at om feilen i det mest signifikante bitet, b_4 skal være mindre enn oppløsningen som er $V_{ref}/16$ (om $R_f = R$) så må $2R > 7r_4$.

Figur 3.2



R - 2R stige-nettverk “strøm-modus” DAC.

Slik som svitsjene står er tallet: 0000_{BIN} plassert på DACens inngang. Siden opampens minus inngang ligger på 0V ser vi at strømmene gjennom $2R$ motstandene blir vektet binært slik at V_o blir en analog representasjon av binærtallet: $b_4b_3b_2b_1$.

Figur 3.2 viser en bedre måte å konstruere en DAC. Her trengs bare to motstandsverdier og problemet med store motstander unngås dermed. Det er fremdeles et potensielt problem med motstand i svitsjene som styrer de forskjellige bitene, men det er nå mulig å velge R så stor at denne motstanden ikke får noen praktisk betydning.

Den totale motstanden V_{ref} ser er R (vis dette) slik at strømmen i er gitt ved: $i = V_{ref}/16R$.

V_o blir: $V_o = -R_f(ib_1 + 2ib_2 + 4ib_3 + 8ib_4)$ der b_1, b_2, b_3, b_4 som før er de binære sifrene.

Lar vi $i = V_{ref}/16R$ blir:

$$V_o = -V_{ref} \frac{R_f}{R} \left(\frac{b_1}{16} + \frac{b_2}{8} + \frac{b_3}{4} + \frac{b_4}{2} \right) \quad (2)$$

som blir identisk med uttrykket som gjelder for omformeren med det vektete motstandsnettverket når motstanden R er valgt som i figur 3.1 og figur 3.2.

Siden vi bare bruker 4 bit data og omformeren i **figur 3.1** er enklest vil denne bli brukt i oppgaven.

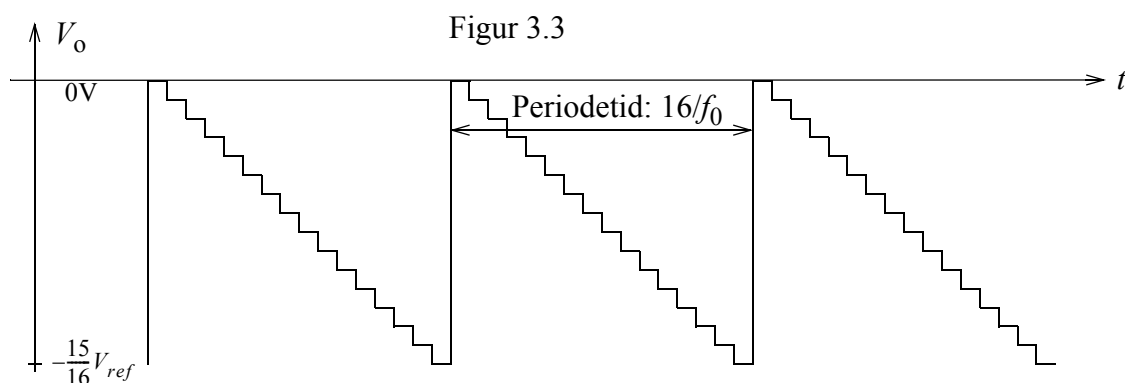
Oppgave. Kobl opp kretsen i figur 3.1. La opampen ha $\pm 10V$ spenningsforsyning og la de logiske kretsene på koblingsbrettet ha en spenningsforsyning på $5V$. Pass på å avkoble opampens pluss og minus strømforsyningen til null volt (jord) med to kondensatorer på ca $0.22\mu F$. La dessuten $R = 1K$ slik at de fire motstandene blir:

2K, 4K, 8K og 16K. La og $R_f = R = 1K$. OPampen er en halvdel av LF412.

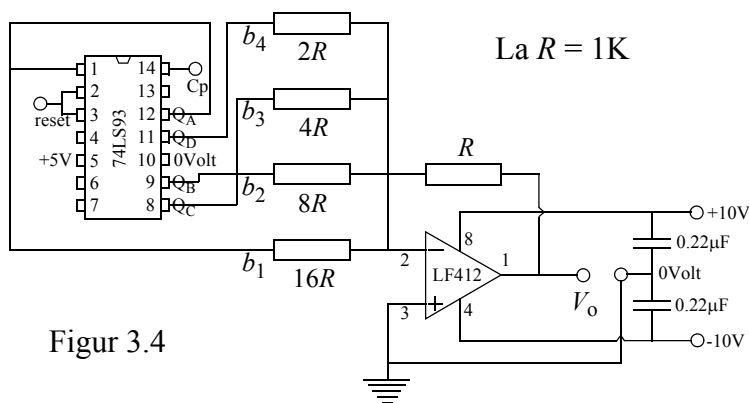
2K og 16K er standardverdier, mens 4K og 8K må lages ved å koble to motstander enten i serie eller i parallell. Finn to passende verdier for hver av disse motstandene.

* Test DA omformeren ved å koble de fire inngangene til fire av svitsjene på koblingsbrettet. Disse gir ut ca $0V$ og ca $5V$. Å bruke de logiske spenningsnivåene som referansepennig gjør at denne ikke blir særlig nøyaktig, men med bare fire bit oppløsning er det tilstrekkelig til å vise hvordan en slik omformer virker.

* Vi skal nå bruke en 4bits binærteller som datakilde til DA omformeren. Kretsen 74LS93 kan brukes. Kobl kretsen opp som en 4 bit binærteller og forbind datautgangene, Q_A , Q_B , Q_C og Q_D til DACinngangene b_1 , b_2 , b_3 og b_4 (figur 3.4 neste side). Resett telleren slik at Q_A , Q_B , Q_C og Q_D alle er 0. Forbind så resetinngangene til $0V$. Send pulser fra pulsgeneratoren (frekvens $f_0 =$ ca $16kHz$, pulsbredde ca $20\mu s$, amplitude $5V$) inn på tellerens klokkeinnang. Tellerens utganger (Q_A , Q_B , Q_C og Q_D) vil da vise antall pulser som er kommet fra generatoren siden siste reset. Siden telleren bare har 4 bit kan den vise tall fra 0 til 15. Når antall pulser blir 16 begynner den på null igjen slik at tallene som presenteres for DACen blir en repetert sekvens av 0, 1, 2, 3, 4, 13, 14, 15 eller 0 0 0 0, 0 0 0 1, 0 0 1 0, 0 0 1 1, 0 1 0 0, 1 1 0 1, 1 1 1 0, 1 1 1 1 binært. Utgangen fra DACen blir da en sagtannbølge med en repetisjonsfrekvens på $f_0/16$.



Figur 3.3 viser hvordan dette vil ta seg ut på osilloskopskjermen. Legg merke til at utgangen hele tiden har negativ spenning. Dette er og i tråd med det ligning (1) gir (opampen er brukt i inverterende kobling). Høyden på hvert trinn i trappen er 1 LSB (Least Significant Bit) eller $V_{ref}/16$ i dette tilfellet. Sagtannbølgens periodetid blir $16/f_0$. Utgangene på telleren vil simulere en V_{ref} på 3.5 - 3.6 Volt (LSTTL logisk nivå), nullnivået er heller ikke helt $0V$ slik at spenningen ut ikke er null selv om alle bitene er satt til null. *Skisser signalet lignende til figur 3.3.*



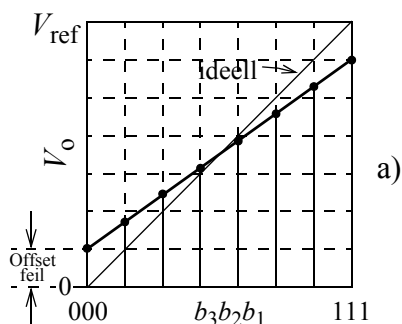
Figur 3.4

Figuren viser testoppkoblingen for "vektet motstands nettverk" DACen der en 4bit binærteller brukes som datakilde. 74LS93 består egentlig av en 3bits teller og en "løs" flip-flop som kan kobles sammen med 3bits telleren slik at de tilsammen utgjør en 4bits teller. Dette er gjort ved å koble pinn 12 ($Q_A = b_1$) til pinn 1. Om man vil starte telleren på 0 må reset legges til 5V (høy) og så til 0V (lav).

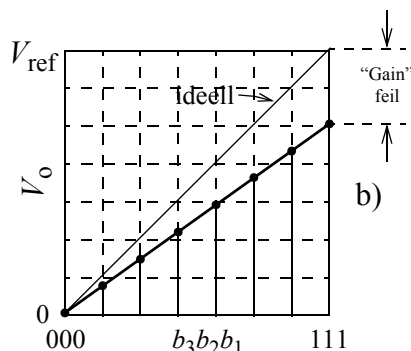
Feilkilder forbundet med digital til analog omformere.

En DAC kan være beheftet med fire typer *statiske feil*.

* DC-offset-feil (DC offset error)



* Forsterkingsfeil (gain error)

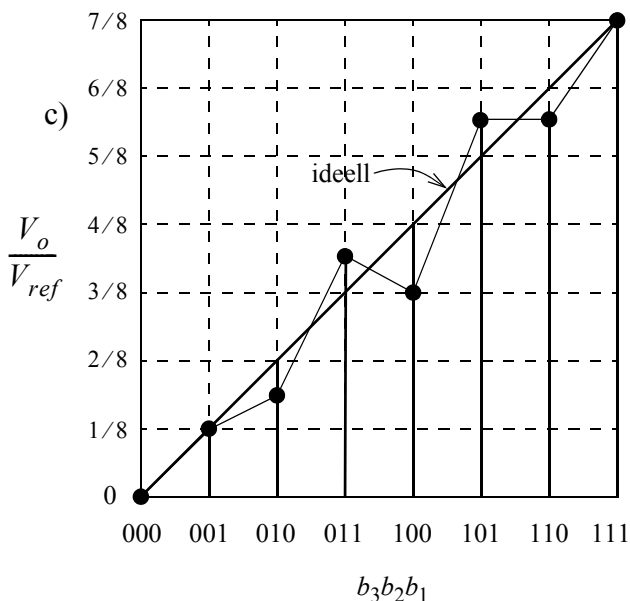


Figur 3.5

Etter at begge feilene "offset" og "gain" er nulltet ut er det sannsynlig at bitverdiene ut fra DACen vil avvike fra en rett linje. Figuren til høyre viser dette. Det maksimale avviket kalles den *integrale ulineariteten* (INL) eller den *relative nøyaktigheten*, den uttrykkes i deler av 1 LSB. Ideelt er forskjellen mellom binærverdier som ligger ved siden av hverandre 1 LSB, det maksimale avviket fra denne ideelle verdien betegnes som den *differensielle ulineariteten* (DNL). Om $DNL_k < -1$ LSB blir *transfer karakteristikken* (V_O som funksjon av binærverdiene) ikke-monoton, skjer dette for visse overganger i binærkoden kan det skape problemer spesielt om omformerer brukes til regulering siden det analoge styringssignalet ut fra DACen nå vil avta med økende "input" istedetfor å øke som antatt i regulerings-algoritmen. Ustabilitet kan oppstå. I figuren til høyre er $INL = 1$ LSB og $DNL = 1,5$ LSB. I overgangen fra koden 011 til 100 er karakteristikken ikke-monoton siden den differensielle ulineariteten her er $-1/2$ LSB $- (+1 \text{ LSB}) = -1,5$ LSB (det er hele tiden avviket fra det ideelle som regnes, dvs den ideelle verdien minus den verdien av V_O som måles på utgangen), DNL_{100} er da lik $-1,5$ LSB.

Definisjon av

- * Integral ikke-linearitet og
- * Differensiell ikke-linearitet



En DA-omformer er og beheftet med *dynamiske feil*. Dette er feil som skyldes at signalet ut fra DACen endrer seg med tiden og det endrer seg i sprang når binærkoden skifter.

Den viktigste dynamiske feilen kalles “*settling time*” benevnt med t_s . Dette er tiden det tar for DAC-utgangen å “roe seg ned” slik at verdien er innenfor (vanligvis) $\pm 1/2$ LSB av den endelige verdien.

Såkalte “*glitcher*” er en annen dynamisk feil som oppstår om ikke alle bitene endres samtidig når en kodeendring skjer på inngangen. Årsaken kan være forskjellig forsinkelse av bitene internt i DACen, eller at bitene ikke endres samtidig i input-koden når en kodeendring skjer. Hvis f.eks. ved en overgang fra 0111....111 til 1000....000 MSB slås på før (eller etter) resten av bitene slås av vil utgangen et kort øyeblikk svinge helt til full-skala verdien - det maksimale vi kan få ut - (eller til 0). Dette vil forårsake en positivt gående spike (eller negativt gående spike). Disse uønskete spikene kalles glitcher.

Oppgave. Kobl vekselvis DAC inngangene til V_{ref} og null Volt slik at alle de 16 binærkodene blir dekket. V_{ref} kan f.eks. være forsyningsspenningen til de digitale kretsene, denne skal være ca 5V. Mål den med multimeteret (vi har nå bedre kontroll over høy/lav nivåene, dvs V_{ref} , enn da tellerutgangenes høy/lav nivåer ble brukt).

Lag en tabell over V_o som funksjon av binærverdiene inn på omformerer og plott dette i et diagram lignende diagrammene i figur 3.5.

Finn offset feilen og forsterkingsfeilen.

Finn INL og DNL.

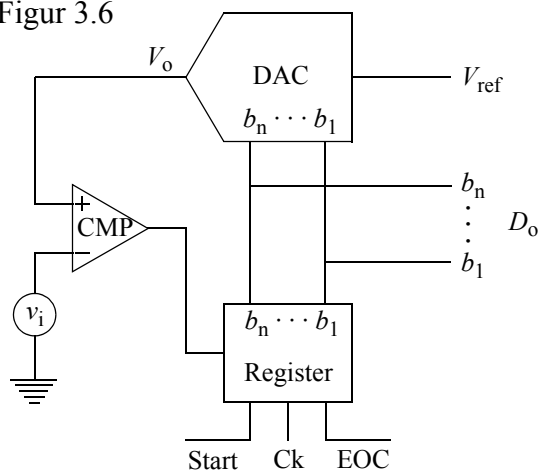
4 bit analog til digital omformer (ADC).

En ADC omformer analoge verdier til logiske “størrelser” slik at de analoge verdiene kan behandles i en datamaskin, men da som tilsvarende logiske størrelser. Disse størrelsene blir som regel tolket som tall som ofte er proporsjonale med en målt analog verdi. I dette kurset er det elektriske spenninger og strømmer det måles på, og da vil tallene representere disse.

På samme måte som for DACer finns det og flere måter å konstruere en ADC. Mange omfatter bruk av en DAC, men ikke alle. De vanligste ADCene er suksessiv approksimasjon, Flash, Sigma-delta modulatorer (spesielt oversamplende en-bits ADCer) og integrerende ADCer, de siste er de mest nøyaktige, men og de langsamste. Flash omformerer er den raskeste, her gjøres en konvertering i løpet av en klokkeperiode, men kompleksiteten blir her svært stor når antall bit øker. Mer enn 10 - 12 bit er vanskelig å oppnå.

Omformerne som bruker en DAC er konstruert som vist i figur 3.6.

Figur 3.6



DAC basert AD-omforming bruker et passende register som justerer koden inn på DACen inntil DAC-utgangen ligger innenfor $1/2$ LSB av v_i . Registeret gir da ut et EOC (End Of Conversion) signal. Koden, $b_n \cdots b_1$, som ligger på DACens inngang, kalt D_o , er den ønskete binærrepresentasjonen av det analoge signalet v_i .

Den enkleste metoden å søke etter den korrekte koden er såkalt *sekvensielt søk*. Registeret er da en binærteller. Når telleren går gjennom kodene fra 000 . . . 00 til 111 . . . 11 produserer DAC-en en trappetrinnbølge lignende til den i figur 3.3. Dette signalet sammenlignes med v_i . Straks trappetrinnbølgen når v_i skifter CMP tilstand. Dette tjener og som en EOC-kommando som gir beskjed om at den ønskete koden nå er på tellerens utgang.

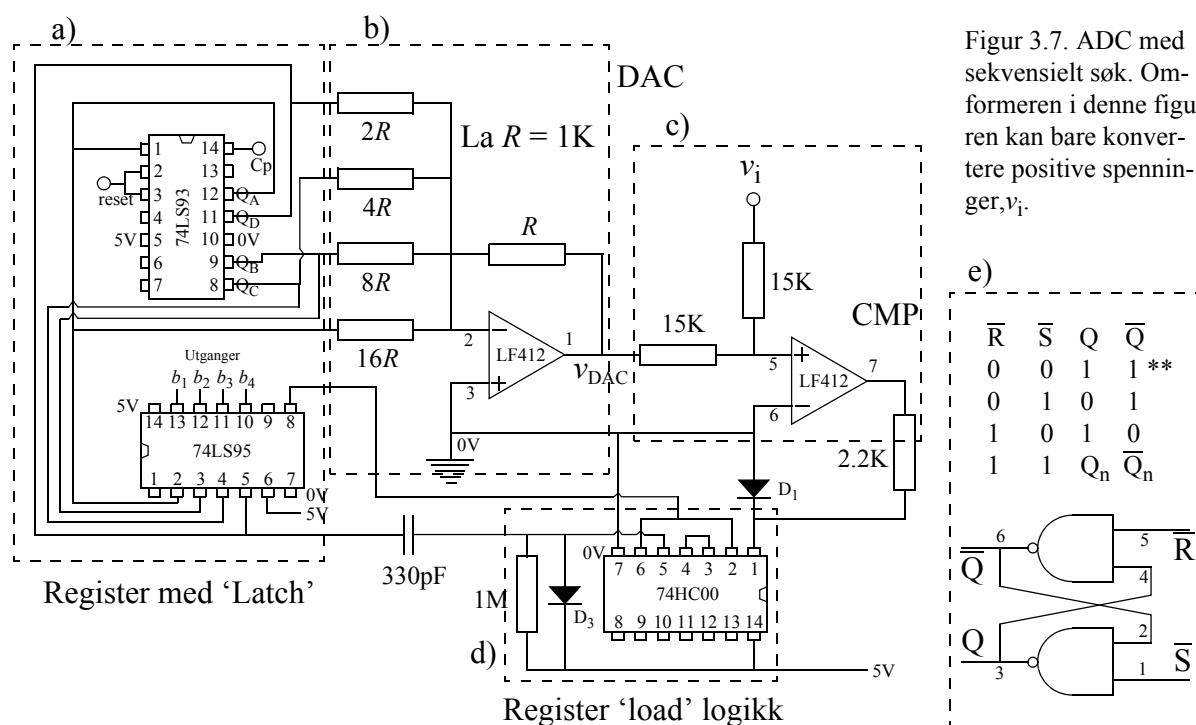
En ulempe med denne konverteringsteknikken er at omformingen blir relativt langsom siden telleren må gå gjennom alle kodene for hver konvertering. Har vi f.eks. en 12 bits omformer tar det 4096 klokkeperioder å nå maks-verdien 1111 . . . 111. Selv med en frekvens på 1MHz vil det da ta ca 4 msek å foreta en konvertering slik at konverteringsfrekvensen ikke blir særlig høy (bare ca 250 Hz i dette tilfellet). Siden dette er en enkel og grei måte å demonstrere hvordan en ADC kan lages vil den likevel bli brukt i oppgaven.

En raskere omformer kan lages ved å bruke en opp/ned teller til register. Denne telleren har en pinn som heter opp/ned. Om denne legges til 5V vil telleren telle opp, legges den til 0V telles det ned. Telleren er syklisk slik at når det telles opp og tallet 111 . . . 11 er nådd vil den fortsette med 000 . . . 00, telles det ned vil telleren gå til 111 . . . 11 etter 000 . . . 00. Istedetfor å bare la komparatorutgangen gi EOC beskjeden (telleren fortsetter å telle opp) blir komparatorutgangen koblet til tellerens opp/ned pinn. Ideen bak denne omformeren er at to påhverandrefølgende målinger ligger relativt nær hverandre i spenning slik at telleren kan starte å telle fra foregående binærverdi istedetfor å gå helt om 0 og så søke gjennom alle kodene igjen. Telleren vil da mye raskere nå den nye koden siden den vil ligge nær den foregående i verdi. Sålenge $v_o < v_i$ vil telleren telle opp, når $v_o > v_i$ vil den telle ned. Når v_o passerer v_i endrer komparatorens utgang tilstand, dette taes som EOC kommando. Samplingen blir imidlertid ikke uniform her.

Den vanligste DAC-baserte ADCen er suksessiv approksimasjon omformer. Her er registeret et såkalt SAR (for Successive Approximation Register). Når Start Conversion kommandoen er gitt presenterer SAR tallet 100 . . . 000 for DACen (dvs halve referansespenningen kommer på DAC utgangen, $v_o = V_{ref}/2$). CMP sammenligner denne spenningen med v_i , er v_o større enn v_i blir det mest signifikante bitet satt til null og SAR presenterer tallet 010 . . . 000 for DACen slik at v_o nå blir $V_{ref}/4$. Det mest signifikante bitet - MSB - er nå fastlagt til '0'. Om ved testing på MSB v_o er mindre enn v_i blir det mest signifikante bitet beholdt som '1' og SAR presenterer tallet 110 . . . 000 for DACen slik at v_o nå blir $3V_{ref}/4$, MSB er i dette tilfellet fastlagt til å være '1'. Vi ser at i det første tilfellet, $v_o > v_i$ "vet" systemet at den analoge spenningen, v_i ligger mellom 0 og $V_{ref}/2$, i det andre tilfellet $v_o < v_i$ ligger v_i mellom $V_{ref}/2$ og V_{ref} . Testen på det nest mest signifikante bitet vil da gå ut på å se om, i det første tilfellet, om v_i ligger mellom $3V_{ref}/4$ og V_{ref} , i tilfelle er $v_o < v_i$ (v_o var satt til $3V_{ref}/4$ for denne testen), CMP utgangen er lav noe som gir SAR beskjed om at dette bitet skal settes til '1' og 1110 . . . 000 presenteres for DACen. Det nest mest signifikante bitet er nå fastlagt til å være '1'. Er v_i mellom $V_{ref}/2$ og $3V_{ref}/4$ settes det nest mest signifikante bitet til null og 1010 . . . 000 presenteres for DACen for å teste neste bit. Samme prosedyre følges om MSB = '0'. Det blir da fastlagt ved sammenligning med v_i om v_o ligger i intervallet 0 - $V_{ref}/4$ eller i intervallet $V_{ref}/4$ - $V_{ref}/2$. I det første tilfellet blir det nest mest signifikante bitet satt til '0' og 0010 . . . 00 presenteres for DACen i det andre tilfellet settes det nest mest signifikante bitet satt til '1' og SAR presenterer 0110 . . . 00 for DACen. Vi ser at denne prosessen fører til at de forskjellige bitene som representerer v_i blir fastlagt suksessivt. En n -bit omformer trenger n klokkeperioder for å fullføre en konvertering.

Figur 3.7 viser en konkret oppkobling for en ADC med sekvensielt søk etter den korrekte koden som skal representere det analoge signalet v_i . Kretsen er delt inn i fire bokser der vi allerede har sett på a) - binærtelleren og b) - DACen. Binærtelleren fungerer her som registeret i figur 3.6. Kretsen 74LS95 er egentlig et skiftregister, men oppgaven dette registeret har her er å fungere som et 4bits minne som skal holde binærrepresentasjonen av v_i - $b_4b_3b_2b_1$ - fast en klokkeperiode, dvs, inntil neste verdi av v_i avleses av ADCen. Et minne som bare er beregnet på å holde en dataverdi kalles og en 'latch' - lås på norsk - eller og et register. CMP sammenligner halve summen av v_i og den negativtgående rampen ut fra DACen (se figur 3.3) med 0V.

Når DACen starter på 0V vil CMP utgangen ligge høy. Når $v_i + v_{DAC}$ blir mindre enn 0V, dvs idet spenningen fra DACutgangen passerer v_i vil CMP få en lavere spenning på +inngangen enn på -inngangen, CMPutgangen går da lav - dvs til ca -5V (vi kan bruke $\pm 5V$ som supplyspenning for opampene siden V_{ref} nå er ca 3.5V). Dette signalet skal på en eller annen måte brukes til å lagre $Q_D Q_C Q_B Q_A$ i minnet som er representert ved 74LS95-kretsen. Signalet som svinger fra ca +5V til ca -5V kan ikke brukes direkte på inngangen til kretsen som sørger for å generere signalene som laster data $b_4 b_3 b_2 b_1$ inn i 74LS95. Strømforsyningsspenningene for de logiske kretsene er 0V og ca 5V. Om inngangene får spenninger vesentlig under 0V eller vesentlig over den høyeste forsyningsspenningen, 5V, kan kretsen bli ødelagt, vi må derfor sørge for at så ikke skjer (siden +5V er felles for opampene og de logiske kretsene er det ikke nødvendig å ta hensyn til denne). I kretsen er dette gjort med dioden D_1 og motstanden på 2.2K. Når spenningen ut fra



CMP blir lavere enn ca -0.6V vil dioden D_1 begynne å lede siden katoden nå har tilstrekkelig lavere spenning enn anoden som ligger på 0V (en silisiumdiode begynner å lede strøm i mA området når anode - katode spenningen overstiger 0.6 - 0.7V). 0.6V over den høyeste strømforsyningsspenningen og 0.6V under den laveste tåler normalt disse kretsene, men dette er noe som er viktig å sjekke i databladene og det vil spesielt være relevant om logiske kretser skal brukes sammen med analoge kretser og de logiske og analoge kretsene har forskjellige strømforsyningsspenninger. I pulskretser der det inngår kondensatorer i signalvegen bør man og være påpasselig med hensyn til denne problemstillingen.

Vi skal nå se litt på hvordan register 'load' logikken fungerer. Denne blir drevet av to signal, signalet fra CMP og et signal fra tellerens MSB. Register load logikken er koblet som vist i figur 3.7 e) dette er en såkalt R-S flip flop, kretsen kan lagre og "huske" verdien av ett bit. Øverst i figuren er en sannhetstabell som viser hvilke logiske nivåer utgangene, Q og $\bar{Q}$, får når inngangene $\bar{R}$ og $\bar{S}$ settes til forskjellige verdier (i binær logikk er bare 0 og 1 mulig). Streken over Q (dvs $\bar{Q}$) betyr komplementet eller den inverterte av Q slik at om Q er 1 så er $\bar{Q}$ lik 0 etc. Vi ser at det er en tilstand som er merket med to stjerner, dette er en ulovlig tilstand siden $Q = \bar{Q}$ her, dette må ikke forekomme i logiske systemer. Normalt ligger $\bar{R}$ og $\bar{S}$ inngangene høye. En høy tilstand, dvs en logisk '1' lagres i Q ved å legge $\bar{S}$ lav et øyeblikk og så høy igjen, en logisk '0' lagres ved å legge $\bar{R}$ lav og så høy igjen. Når $\bar{S}$ legges lav sier vi at Q blir satt. At Q er satt betyr

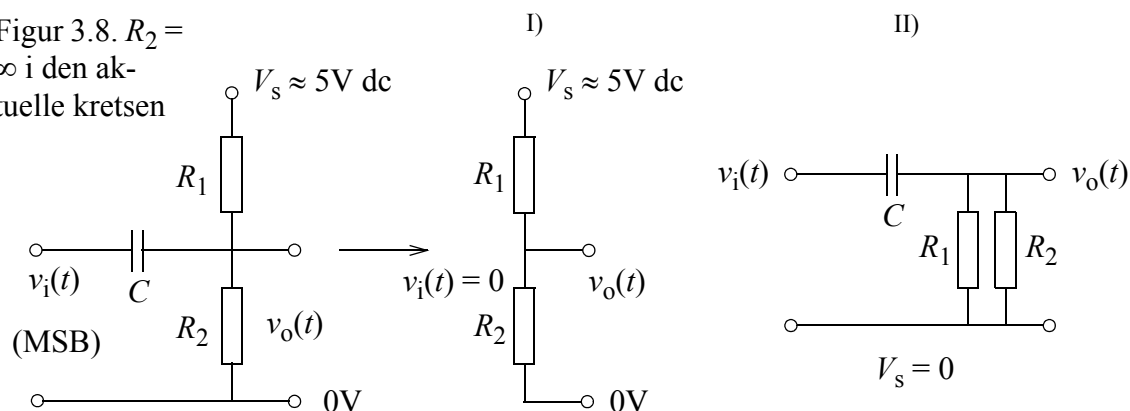
at $Q = '1'$. $\overline{R}$ lav betyr at Q blir "resatt" dvs $Q = '0'$. Inverteringsstrekene over $\overline{R}$ og $\overline{S}$ betyr at disse signalene er aktive, dvs noe hender med systemet, når $\overline{R}$ eller $\overline{S}$ legges lav, som sagt er utgangstilstanden for $\overline{R}$ og $\overline{S}$ at begge er høye i denne kretsen. I figur 3.7e) er det logiske kretssymbolet for NAND porter brukt. En NAND port har den egenskapen at sålenge en eller flere av inngangene er lave så er utgangen høy. For at utgangen skal være lav må alle inngangene være høye. Kretsen 74HC00 inneholder fire NAND-porter, vi behøver bare 2 av dem til register load logikken og har valgt de som hører til pinnene 1, 2, 3 og pinnene 4, 5 og 6.

Kretsen fungerer da som følger: når pinne 1 går lav - idet summen av DAC utgangen og v_i blir mindre enn 0 - går pinne 6 dvs $\overline{Q}$ lav, denne vil igjen trekke pinne 8 på registeret 74LS95 lav, dette er en kommando til kretsen å lagre de bitverdiene som står på pinnene 2, 3, 4 og 5. De lagrete verdiene kan straks leses av på pinnene 13, 12, 11 og 10.

Om register load logikken skal fortsette å fungere og kunne lagre neste verdi ADCen måler må den resettes siden data bare lagres når pinne 8 på 74LS95 går fra høy til lav, dette er umulig å få til sålenge pinne 8 ligger lav, pinnen må settes høy igjen og dette kan gjøres ved å sende et resetsignal til pinne 5 på RS-flip-floppen. Resetsignalet genereres av MSB på telleren 74LS93, når denne kommer forbi 15 (1111_{BIN}) vil alle bitene gå til 0 også MSB, men MSB gjør det bare en gang i løpet av telleperioden 0 - 15. MSB kan derfor brukes til å resette flip-floppen hver gang telleren starter på null og et nytt søk etter koden som passer til v_i begynner. Et problem som straks melder seg her er at MSB ligger lav helt til telleren kommer til 8. Av sannhetstabellen ser vi at sålenge $\overline{R}$ ligger lav er det ikke mulig å endre $\overline{Q}$, den vil ligge høy og om $\overline{S}$ skulle gå lav vil vi og oppnå den ulovlige tilstanden så MSB kan ikke brukes direkte. Løsningen er å omdanne MSBs høy-lav transisjonen til en puls som bare er lav et kort øyeblikk. Dette blir gjort med RC-leddet 330pF - 1M. Vi vil se litt på hvordan dette RC-leddet fungerer.

Figur 3.8. $R_2 =$

∞ i den aktuelle kretsen



Siden Laplace transformasjonen ikke kan brukes på ikke-kausale signaler (signaler som starter ved $t = -\infty$) bruker vi at kretsen er lineær og at superposisjonsprinsippet dermed gjelder. Vi beregner først effekten av det konstante signalet V_s på $v_o(t)$ med $v_i(t) = 0$ (det er her Laplace ikke kan brukes), dernest effekten av $v_i(t)$ med $V_s = 0$ og adderer så de to effektene. Vi får da $v_o(t)$. Virkningen av det konstante signalet kan beregnes vha figur 3.8 I), kondensatoren C , spiller ingen rolle siden V_s har vært på uendelig lenge. Det blir da enkelt å beregne effekten av denne spenningen siden det nå bare er en enkel spenningsdeler - R_1 , R_2 - til $v_o(t)$. Effekten av $v_i(t)$ kan beregnes vha Laplace (fra figur 3.8 II) siden vi er interesserte i å finne effekten av en plutselig forandring, dvs et sprang på inngangen. Uten tap av generalitet kan vi si at spranget starter ved $t = 0$. Vi vil først se på hva som skjer når MSB går fra lav til høy, dvs når telleren kommer til 8, $v_i(t)$ blir da:

$v_i(t) = V_p u(t)$ der V_p er spenningsamplituden og $u(t)$ er sprangfunksjonen (0 for $t < 0$ og 1 for $t > 0$).

Den delen av $v_o(t)$ som skyldes V_s blir enkelt: $v_{o(v_i=0)}(t) = V_s R_2 / (R_1 + R_2)$ (1)

Effekten av $v_i(t)$ beregnes vha figur 3.8 II). Brukes Laplace blir:

$$V_{o(V_s=0)}(s) = V_i(s)R_p/(R_p + 1/sC) \text{ der } R_p \text{ er } R_1 \text{ parallell med } R_2. \quad (2)$$

$v_{o(V_s=0)}(t)$ må finnes. Siden $v_i(t) = V_p u(t)$ har vi: $V_i(s) = V_p/s$ og:

$$V_{o(V_s=0)}(s) = V_p \frac{1}{s} \frac{R_p}{R_p + 1/(sC)} = V_p \frac{1}{s + 1/(R_p C)} \quad (3)$$

$$\text{eller } v_{o(V_s=0)}(t) = V_p e^{-t/(R_p C)} u(t) \quad (4)$$

Den totale spenningen ut blir altså:

$$v_o(t) = v_{o(v_i=0)}(t) + v_{o(V_s=0)}(t) = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_p e^{-t/(R_p C)} u(t) \quad (5)$$

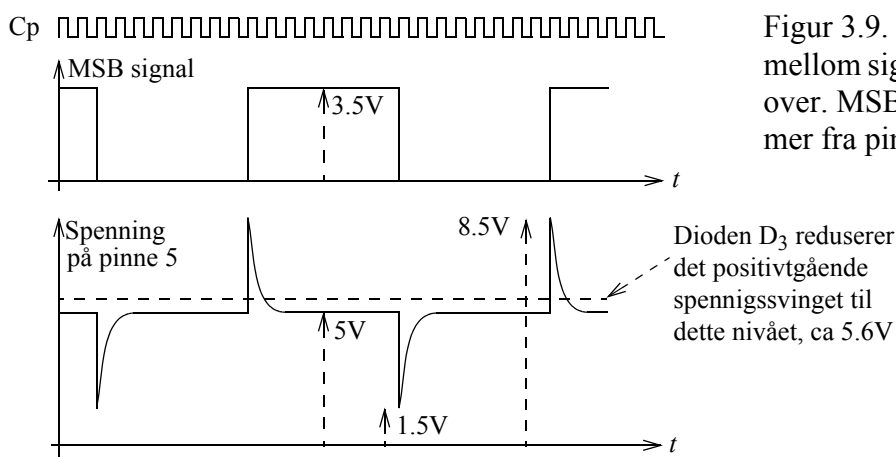
der R_p er R_1 parallell med R_2 som tidligere.

Fra (5) sees at når $t < 0$ har vi den konstante spenningen $V_s R_2/(R_1 + R_2)$ på utgangen. Idet $t = 0$ springer spenningen til $V_s R_2/(R_1 + R_2) + V_p$ som, avhengig av V_s , R_1 , R_2 og V_p vil kunne være adskillig større enn V_s . I den aktuelle kretsen er det ingen R_2 slik at denne motstanden kan settes lik ∞ . Når $t = 0$ får vi da spenningen: $V_s + V_p$ på pinne 5. Det er viktig at denne ikke er vesentlig større enn V_s , strømforsyningsspenningen til kretsen, dvs V_p må være liten. V_p må imidlertid være så stor at den trigger NAND-porten. Ser vi på databladet vil det si at den må være noe større enn $V_s/2$. Dette er for mye og noe må gjøres for å unngå at pinne 5 får en spenning som er for stor ved $t = 0$. Dette er oppgaven til dioden D_3 (se figur 3.7 og figur 3.9).

Når MSB går fra høy til lav, dvs telleren passerer 15, blir $v_i(t) = -V_p u(t)$, mens V_s er uforandret. Egentlig ligger $v_i(t)$ på ca 3.6V før dette skjer, men 3.6V er å betrakte som en konstant spenning som vil prøve å sende en konstant strøm gjennom C , konstante strømmer kan imidlertid ikke passere en kondensator, bare variasjoner i signaler passerer, slik at vi kan se bort fra "bias"spenningen på 3.6V. Den eneste forskjellen er da at $v_i(t)$ er et negativt sprang istedetfor et positivt og signalet $v_o(t)$ kan fåes fra (5) ved å snu fortegnet på $v_{o(V_s=0)}(t)$, dvs:

$$v_o(t) = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_p e^{-t/(R_p C)} u(t) \quad (6)$$

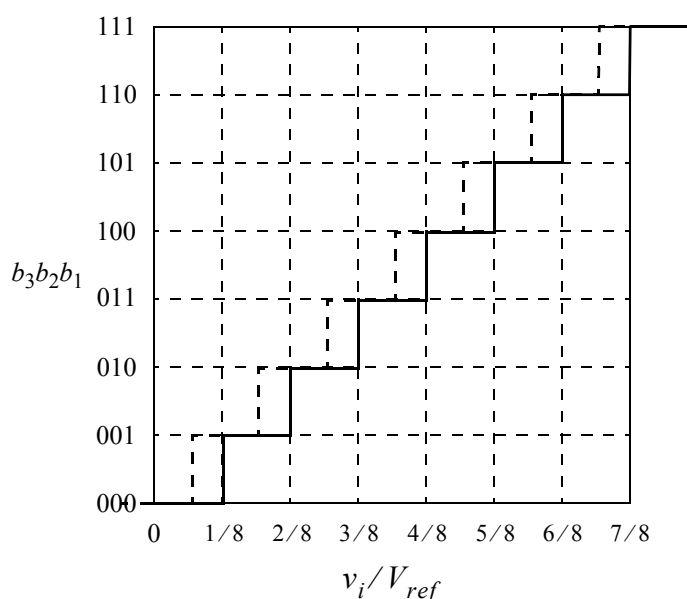
Det sees at sålenge $V_s R_2/(R_1 + R_2)$ er større enn V_p skaper ikke dette noe problem. I vårt tilfelle er $R_2 = \infty$ slik at V_s må være større enn V_p . Det logiske spenningsnivået ut fra LS logiske kretser er som før nevnt ca 3.5 - 3.6Volt og siden V_s er strømforsyningsspenningen på ca 5V trengs ingen diode for å beskytte resetinngangen mot for lav spenning.



Figur 3.9. Sammenhengen mellom signalene diskutert over. MSB signalet kommer fra pinn 11 på 74LS93.

Det eksisterer lignende kriterier til å karakterisere avvik fra det ideelle for en ADC som dem som ble beskrevet for en DAC. ADC-feil blir imidlertid beskrevet ved verdiene av v_i der kodeovergangene skjer. Ideelt skal disse skje ved oddetallsmultiplum av $1/2\text{LSB}$, dvs overgangen fra $00 \dots 00$ til $00 \dots 01$ skjer ved $1/2\text{LSB}$, overgangen fra $00 \dots 01$ til $00 \dots 10$ skjer ved $3/2\text{LSB}$, etc. Se f.eks. ¹⁾ for å lese mer om dette.

Av figur 3.7 sees at kodeovergangene for denne omformerer skjer ved et helt antall LSB. Er f.eks. v_i såvidt mindre enn 1LSB blir ikke $(v_i + v_{\text{DAC}})/2$ mindre enn null før v_{DAC} når 1LSB , da vil spenningen ut fra DACen ideelt sett plutselig hoppe fra 0 til $-1\text{LSB} = -V_{\text{ref}}/16$ i dette tilfellet, dvs kodeovergangen fra 0000 til 0001 vil skje ved $v_i = 1\text{LSB}$. For å få overgangen til å skje ved $1/2\text{LSB}$ må denne størrelsen adderes til v_i . For generelt å studere ADCens virkemåte og funksjon er det ikke nødvendig å gjøre dette.



Figur 3.10. Inn - ut karakteristikk for en 3 bit ADC. Den strekede brukne linjen er den ideelle karakteristikken, mens den heltrukne vil ligne mer på den som oppnåes med sekvensiell-søk omformerer i oppgaven (bortsett fra at den er 4 bit). For 3bit omformerer er 1LSB lik $V_{\text{ref}}/8$ og vi ser at omformerer ikke gir ut koden 001 før v_i overstiger 1LSB . Er signalet inn større enn $7/8V_{\text{ref}}$ gir omformerer ut 111 uansett hvor mye større, signalet klippes. Lignende gjelder om signalet inn er mindre enn $1/8V_{\text{ref}}$, vi får da ut 000 uansett hvor mye mindre, signalet klippes igjen. Det brukbare innsignalområdet ligger altså mellom 0 og $7/8V_{\text{ref}}$. Ved AD-omforming er det viktig å dimensjonere det dynamiske området til innsignalet korrekt slik at ingen del klippes.

Offset-feilen er her forskjellen mellom den første kodeovergangen (fra 0000 til 0001 for 4bit omformerer i oppgaven) og den ideelle, dvs $\text{LSB}/2$. Siden det ikke er tatt hensyn til $\text{LSB}/2$ i oppgaven blir det forskjellen til 1LSB som gjelder her. Forsterkingsfeilen (gain error) er forskjellen mellom de målte posisjonene til den siste og den første kodeovergangen. Denne skal ideelt være $V_{\text{ref}} - 2\text{LSB}$. Siden V_{ref} er 16LSB blir den ideelle verdien 14LSB . I oppgaven er V_{ref} LSTTL kretsens logiske høy-nivåer som er ca 3.6V . $V_{\text{ref}} - 2\text{LSB}$ blir da $7/8 \times 3.6 = 3.15[\text{V}]$. En ekstra kilde til feil er at de logiske lav-nivåene heller ikke er eksakt 0V .

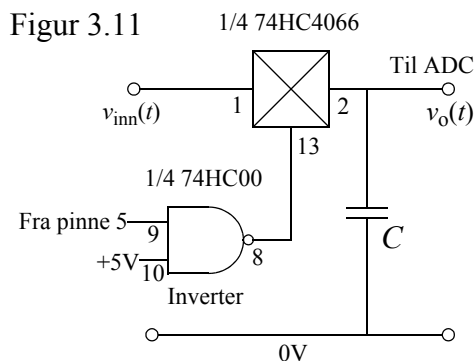
Oppgave. Utvid DAC-kretsen til kretsen i figur 3.7, dvs ADC-kretsen. La opampen få ca $+5\text{V}$, 0V og -5V "supply"spenning og de logiske kretsene 0V og ca $+5\text{V}$ "supply"spenning. Opampen i DACen kan bruke så lave supplyspenninger som $\pm 5\text{V}$ siden referansespenningen (høy nivåene ut fra 74LS93) er ca 3.5V . Det negative spenningsutsvinget for LF412 går ikke lavere enn ca 1.5V over den negative "supply"spenningen, dvs det går da bare ned til ca -3.5V , men det blir da akkurat nok slik at opamputgangen ikke klipper signalet. Det mulig at noe klipping kan skje, dette bør sjekkes, i tilfelle vil den analoge versjonen av koden 1111 ikke bli gjen-gitt helt korrekt. For sjekk, mål trappetrinnspenningen med osilloskopet (se figur 3.3) på pinne 1 på LF412 og se at trinnet som har lavest spenning - ca -3.3V er omtrent like høyt som de andre trinnene.

* Forbind utgangene på 74LS95 - pinnene 10, 11, 12 og 13 - til lysdiodene på koblingsbrettet (de utgangene som er høye vil lyse opp, de som er lave vil ikke lyse) og forbind en justerbar likespenningskilde til v_i . Juster spenningen inn på kretsen langsomt fra 0V , alle diodene er

slukket (binærtall 0000), til spenningen der alle diodene kommer på (binærtall 1111). Lag en tabell og noter likespenningene der kodeovergangene skjer. Det burde være mulig å få dette til med en presisjon på ca 0.01V. Lag et plott lignende til figur 3.10. Bestem offset-feilen og forsterkingsfeilen. For å finne V_{ref} , anta at 1111 koden inntreffer ved $v_i = 15/16 V_{\text{ref}}$.

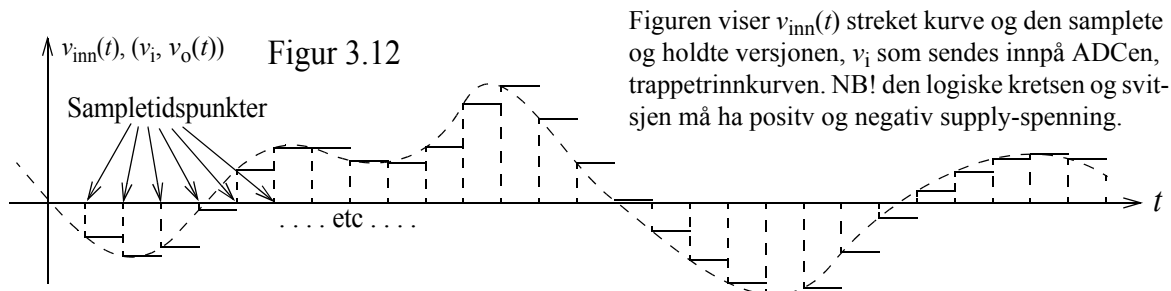
Når tall som representerer en analog verdi som menneskelige sanser kan tolke, det kan f.eks. være hørselsinntrykk (tale, musikk) eller synsintrykk (video), er generert eller lagret i en PC og dette skal presenteres for en bruker trengs en DAC til å konvertere tallene tilbake til analoge verdier. Det er da alltid antatt at signalene er samlet uniformt, dvs. det er samme avstand i tid mellom alle tallverdiene DACen får. Om dette ikke er tilfelle vil det analoge signalet DACen lager være en forvrengt utgave av signalet som ble samlet, og av en ADC konvertert til en tallfølge. ADCen i denne oppgaven (figur 3.7) samler ikke uniformt siden signalet innenfor hvert tidsintervall, $16/f_0$, blir samlet idet $(v_i + v_{\text{DAC}})/2 = 0$. Er v_i konstant vil dette skje uniformt, men normalt varierer v_i med tiden og samplingen blir da ikke uniform.

Sample/Hold. En måte å løse dette problemet er å sette en *sample/hold* (kalt S/H heretter) krets foran ADCen. Denne kretsen samler (måler) signalet i løpet av et meget kort tidsintervall like før ADCens kodesøk starter og holder den samlede verdien konstant i hele søkeperioden, i dette tilfellet tidsintervallet $16/f_0$. Samplingen blir da uniform. En S/H krets kan lages med enkle midler. Vi kan bruke en analog svitsj - kretsen 74HC4066 er en slik. Denne kretsen kan sees på som en motstand der motstanden kan endres fra en lav verdi, ca 30 - 100Ω til en svært høy verdi $> 10^8\Omega$ vha et kontrollsignal. I praksis vil det si at motstanden kan slås på og av (i den forstand at den taes ut av kretsen) med kontrollsignalet. En invertert utgave av signalet som resetter RS-vippen (dette skjer når MSB fra telleren går lav og et nytt kodesøk starter) kan brukes til å styre en S/H kretsen (figur 3.11). Dette signalet er og av relativt kort varighet (varigheten må være mindre enn $1/f_0$, hvorfor?)



Sample/hold krets. Når signalet på pinne 13 (kontrollinngangen) ligger høyt er det svært liten motstand mellom pinne 1 og pinne 2. Ligger signalet lavt er pinnene nærmest elektrisk isolert fra hverandre. NAND porten fungerer som en inverter som snur signalet fra pinne 5 på hodet. Signalet ut fra inverteren, pinne 8, vil da gå høyt idet kodesøkperioden starter og ligge høy et kort øyeblikk, lenge nok til at kondensatoren C kan lades til den signalspenningen som eksisterer ved dette tidspunktet. Når signalet på inverterens utgang går lavt igjen vil den samlede spenningen ideelt sett bli stående på C . C er imidlertid forbundet med ADCens inngang slik at ladningen på C langsomt vil lekke bort gjennom

ADCens inngangsmotstand på ca 30K. Dette betyr at kodesøkperioden må være tilstrekkelig kort slik at spenningen på C holder seg noenlunde konstant iløpet av denne perioden. Dvs: $16/f_0 \ll R_i C$ der R_i er ADCens inngangsmotstand. Det er imidlertid og viktig å være oppmerksom på at C ikke kan gjøres vilkårlig stor, den skal jo lades i løpet av et kort tidsintervall og jo større C er jo mer strøm trengs til oppladingen. Siden strømkapasiteten til alle kretser er begrenset kan dette skape problemer for systemet som leverer $v_{\text{inn}}(t)$ slik at C ikke lades opp til korrekt spenning når det samples.



Figuren viser $v_{\text{inn}}(t)$ streket kurve og den samlede og holdte versjonen, v_i som sendes innpå ADCen, trappetrinnkurven. NB! den logiske kretsen og svitsjen må ha positiv og negativ supply-spenning.

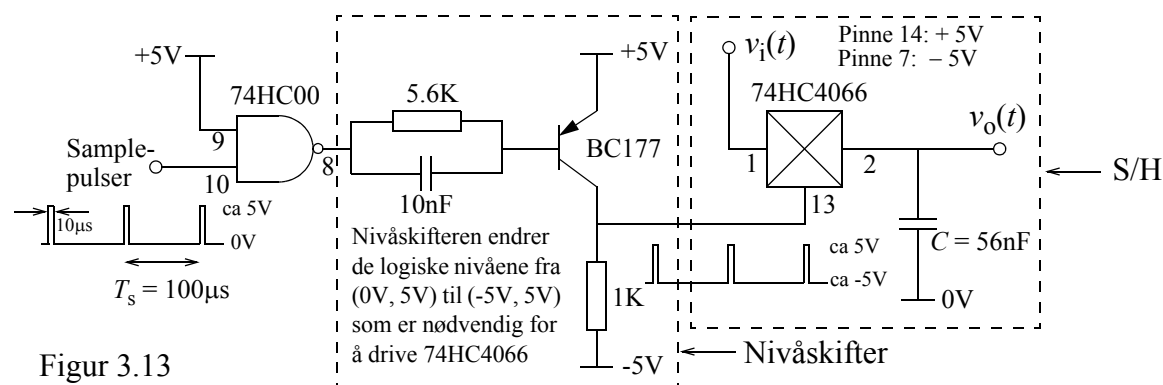
Det er mulig å gjøre en lignende beregning her som det ble gjort i forbindelse med figur 3.8 der resetbølgeformen for register-‘load’-logikken skulle studeres.

Oppgave. Kobl opp S/H-kretsen i figur 3.13. Siden signalet $v_i(t)$ svinger symmetrisk om 0V må analogsvitsjen 74HC4066 og kunne ta seg av negative spenninger, den må derfor ha en ne-gativ strømforsyningsspenning siden signaler som går utenfor forsyningsspenningene blir klippet. Kretsen kan dessuten bli ødelagt om vi prøver å drive den med spenninger som er ca 0.3V over den høyeste forsyningsspenningen eller 0.3V under den laveste. Nivåskifteren endrer de logiske nivåene fra (0V, 5V) til (-5V, 5V). Siden nivåskifteren inverterer det logiske signalet er det lagt inn en ekstra inverter (74HC00 koblet som inverter) for å kompensere for dette. I utgangspunktet skal ikke dette være nødvendig, men siden pulsgeneratoren ikke greier å produsere smale nok samplepulser når signalet inverteres er denne ekstra innverteringen lagt inn. Det er i oppgaven valgt å bruke samplepulser med periodetid 100μs og som har en varighet på ca 1/10 av periodetiden, dvs 10μs. Dette er nok slik at C blir ladet til den spenningen $v_i(t)$ har ved sampletidspunktet. Kondensatoren holder så den samplete verdien til neste samplepuls kommer.

* Send et signal med en frekvens lik ca 1kHz fra generatoren (sinus eller trekant) inn på S/H-kretsen. La samplefrekvensen $f_s = 1/T_s$ i figur 3.13, være ca 10kHz. Mål signalet inn og signalet ut med de to oscilloskopkanalene. Signalet ut skal være en trappetrinnutgave av signalet inn. Skisser signalene.

* Prøv å belaste S/H-kretsen med en motstand på 22K. Skisser signalet, kan du forklare det som skjer med signalet?

Det er ikke nødvendig å koble S/H-kretsen til ADCen, men det er viktig å være klar over problemstillingen rundt uniform sampling, nemlig: det antas alltid at signaler er samlet uniformt. Om signaler lagret i en PC faktisk ikke er samlet slik vil DACen i f.eks. lydkortet produsere en forvrengt utgave av signalet.



Referanser.

1. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**, Third Edition. Sergio Franco. McGraw Hill 2002. ISBN 0-07-112173-0 (ISE), ISBN 0-07-232084-2.