



Designnotat V

Tittel: Buffer

Forfatter: Håkon Kartveit Mikalsen

Versjon: 1.0

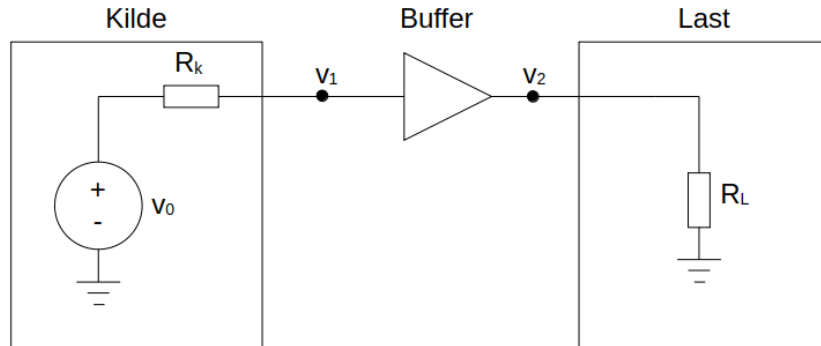
Dato: 09.09.2025

Innhold

1	Problembeskrivelse	1
2	Prinsipiell løsning	2
2.1	Komponentverdier	3
2.2	Darlington-par	6
2.3	Vurdering av resultat	7
3	Realisering og test	7
4	Konklusjon	10
	Referanser	11
A	Vedlegg	11

1 Problembeskrivelse

En buffer brukes ofte i situasjoner hvor en signalkilde ikke kan levere en viss effekt til en last. En slik krets er illustrert i [Figur 1](#).



Figur 1: Kretstegning av en buffer koblet mellom en signalkilde og en last

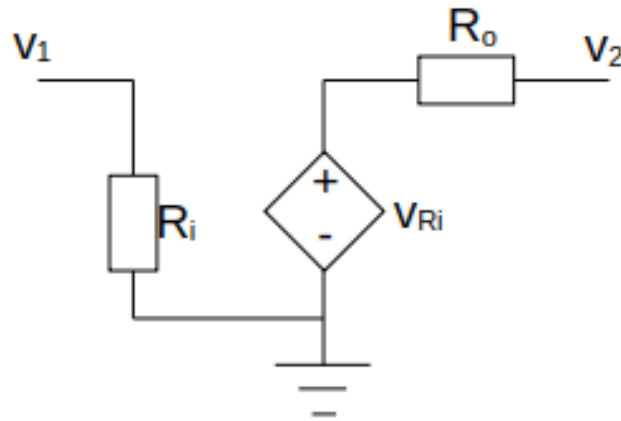
Kretstegningen viser en ideell spenningskilde med spenning v_0 koblet sammen med en intern motstand R_k som danner en signalkilde. Denne signalkilden har spenning v_1 . Videre er den koblet til en buffer som driver en last R_L . Spenningen over lasten er gitt som v_2 . En buffer skal oppfylle likningen slik som vist i [Ligning 1](#).

$$v_0 \approx v_1 \approx v_2 \quad (1)$$

Ofte implementeres en operasjonforsterker for å oppfylle dette kravet. Dette er av forskjellige grunner ikke alltid mulig. Det skal designes en buffer med kun diskrete komponenter. Videre skal det vurderes hvordan transistoren BC547 kan brukes i bufferkretsen. Oppkoblingen skal vurderes på spenningsavvik, spenningsområde, frekvensrespons og inn- og utgangsmotstand.

2 Prinsipiell løsning

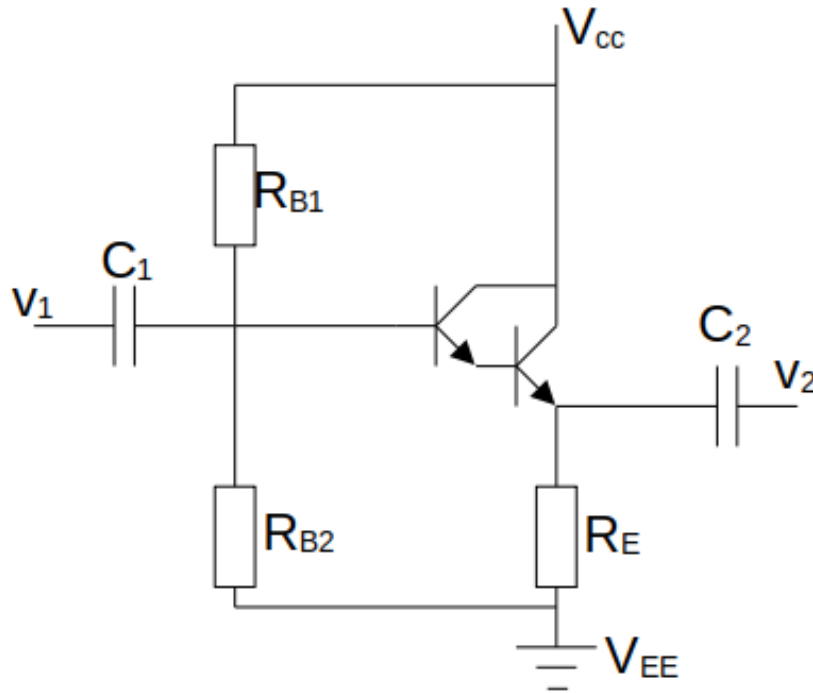
En buffer kan modelleres slik som vist i [Figur 2](#).



Figur 2: Modell av buffer.

Kretstegningen viser en spenningsstyrt spenningskilde som er styrt av spenningen over inngangsmotstanden R_i . Spenningen til spenningskilden er uttrykt som spenningen over R_i , v_{Ri} . Spenningskilden er koblet til en utgangsmotstand R_o . Inngangsspenningen er gitt som v_1 , mens utgangsspenningen er gitt som v_2 . Kravene som vist i [Ligning 1](#) stiller krav til kretsverdiene til bufferen. Det er ønskelig at R_i er uendelig stor slik at alt spenning ligger over R_i uansett hva som kobles til inngangen v_1 . R_o er ønskelig å være minst mulig slik at ingen spenning ligger over den når en last kobles til utgangen. Gitt ideelle verdier gir dette en forsterkning på en igjennom bufferen.

Det finnes flere kretstopologier som kan brukes for å oppfylle kravene til en buffer som tidligere nevnt. En mulig kretstopologi er illustrert i [Figur 3](#).



Figur 3: Kretstegning av mulig kretstopologi for en buffer.

Kretstegningen viser et Darlington-par koblet opp i en emitter følger. På inn- og utgangen er det koblet kondensatorer for flytte likevektlinjen til signalet om arbeidspunktet på inngangen og justere det ned igjen på utgangen. Videre skal vi ta for oss valg av komponentverdier, Darlington-paret og vurdering av resultat.

2.1 Komponentverdier

For kretsanalysen av emitterfølgeren er Darlington-paret forenklet til en enkelt transistor ettersom resultatene blir like og det forenkler notasjon. Fullstendig utledning ligger i vedlegg A [1](#). Vi tar først for oss forsterkningen i en emitter følger krets slik som vist tidligere. Det kan vises at forsterkningen er tilnærmet lik en for den gitte kretsen. Dette holder så lenge motstanden R_E er tilstrekkelig stor nok i forhold til forholdet mellom transistorens interne motstand R_π og forsterkningen β slik som vist i [Ligning 2](#).

$$R_E \gg \frac{R_\pi}{\beta} \quad (2)$$

For å unngå klipping i signalet er det ønskelig å sette spenningen i punktet V_E til halvparten av forsyningspenningen V_{cc} .

$$V_E = \frac{V_{cc}}{2}$$

Videre vet vi at spenningen i punktet V_B er lik spenningen i punktet V_E og spenningsfallet over base-emitter gitt med V_{BE} slik som vist i [Ligning 3](#).

$$V_B = V_E + V_{BE} = \frac{V_{cc}}{2} + V_{BE} \quad (3)$$

Spenningen i punktet V_B er lik spenningen over motstanden R_{B_2} . Dette medfører at forholdet mellom R_{B_2} og R_{B_1} må være slik som definert i [Ligning 4](#)

$$\begin{aligned} V_B = V_{R_{B_2}} &= V_{cc} \cdot \frac{V_{R_{B_2}}}{V_{R_{B_1}} + V_{R_{B_2}}} \\ \implies R_{B_2} &= R_{B_1} \cdot \frac{V_{cc} + 2 \cdot V_{BE}}{V_{cc} - 2 \cdot V_{BE}} \end{aligned} \quad (4)$$

Utgangsmotstanden R_o kan vises å være gitt ved [Ligning 5](#).

$$R_o \approx R_E \parallel \frac{R_k + R_\pi}{\beta} \quad (5)$$

Formelen gjelder så lenge base motstandene er tilstrekkelig større enn den interne motstanden R_k i signalkilden. Inngangsmotstanden R_i er gitt ved [Ligning 11](#) så lenge $R_E \cdot \beta$ er tilstrekkelig stor nokk.

$$R_i \approx R_{B_1} \parallel R_{B_2} \parallel R_E \cdot \beta \quad (6)$$

Kondensatorene C_1 og C_2 brukes for å isolere inngangen og utgangen samt flytte midtpunktet for signalet rundt ønskede punkt. Det stilles derfor få krav til verdiene til disse utenom at de er store nokk til å ha minst mulig innvirkning på inn- og utgangssignalene. Altså må de være store nokk til å sette knekkfrekvensen til amplituderresponsen tilstrekkelig lavt.

Til slutt må det tas hensyn til transistorens maksimale strøm gjennom collectoren $I_{C,maks}$. Den maksimale strømmen igjennom collector er gitt som:

$$I_{C,maks} \approx \frac{V_{cc}}{R_E}$$

Fra dette ser vi at vi må oppfylle kravet:

$$R_E \gtrsim \frac{V_{cc}}{I_{C,maks}} \quad (7)$$

For å oppsummere, er det er ønskelig med store verdier for R_{B_1} og R_{B_2} både fordi vi ønsker en høy inngangsmotstand og slik at de er neglisjerbar i andre uttrykk. Merk at for store verdier kan i praksis gjøre kretsen ustabil. R_E bør være så liten som mulig uten å bryte med tidligere antagelser og krav. Til slutt ser vi at det er ønskelig med stor verdi for β og forholdsmessig liten verdi for R_π . Selv om det i teorien er mulig å regne ut verdier vil usikkerheter i transistorene og andre faktorer føre til at å eksperimentelt velge verdier vil gi bedre resultater.

2.2 Darlington-par

Fra forrige underseksjon vet vi at det er ideelt med høye verdier for β samt forholdsmessig lave verdier for R_π . Et Darlington-par oppfyller disse ønskene. Videre skal vi se på karakteristikken for et Darlington-par og hvordan den kan forenkles til en enkelt transistor. Fullstendige utledninger er lagt ved i vedlegg A 2. Her er det antatt at to identiske transistorer er brukt. Det kan vises at den samlede strømforsterkningen β_D er gitt ved [Ligning 8](#)

$$\beta_D \approx \beta^2 \quad (8)$$

Den samlede R_{π_D} kan er gitt ved [Ligning 9\[1\]](#).

$$R_{\pi_D} = 2 \cdot R_\pi \quad (9)$$

Fra dette kan vi se at forholdet mellom R_π og β er betydelig større i et Darlington-par og i en enkelt transistor.

$$\begin{aligned} \text{Forhold i enkelt transistor} &: \frac{R_\pi}{\beta} \\ \text{Forhold i Darlington-par} &: \frac{2 \cdot R_\pi}{\beta^2} \end{aligned}$$

Merk at dette medfører gunstige forbedringer i uttrykkene for karakteristikken til emitterfølgeren og kravene for at de skal gjelde.

En av ulempene med et Darlington-par er at spenningsfallet V_{BE_D} er dobbelt så stor som spenningsfallet V_{BE} i en enkelt transistor. Spenningsfallet er da gitt med [Ligning 10](#).

$$V_{BE_D} = 2 \cdot V_{BE} \quad (10)$$

2.3 Vurdering av resultat

Som tidligere nevnt er det ønskelig å vurdere karakteristikene til løsningen. Spenningsområdet kan vurderes ved å variere spenningen til signalkilden og registrere ved hvilke spenninger distorsjon i utgangssignalet oppstår. Frekvensresponsen kan måles med en nettverksanalysator.

Ved å måle amplitudene ved punktene v_1 og v_2 i kretsen er det mulig å finne inngang- og utgangsmotstandene R_i og R_o . Hvis R_k og R_L er kjent og det antas at forsterkningen til bufferen er en så kan det vises at R_i og R_o er gitt ved henholdsvis [Ligning 11](#) og [Ligning 12](#).

$$R_i = \frac{R_k \cdot A_{v_1}}{A_{v_0} - A_{v_1}} \quad (11)$$

$$R_o = R_l \cdot \frac{A_{v_1} - A_{v_2}}{A_{v_2}} \quad (12)$$

Fullstendig utledning er lagt ved i vedlegg A 3.

3 Realisering og test

Som tidligere nevnt skal transistor BC547B implementeres i realiseringen. Her brukes databaldet fra Multicomp[2]. For Darlington-paret er de relevante verdiene slik som vist i [Tabell 1](#).

Tabell 1: Relevante parameter og verdier for Darlington-paret.

Parameter	Verdi	Enhet
R_{π_D}	6,2-16,4	k Ω
β_D (typisk)	$109 \cdot 10^3$	-
$I_{C,\text{maks}}$	100	mA
V_{BE}	1.4	V

For oppkoblingen er det valgt en forsyningsspenning på $V_{cc} = 5V$ og $V_{EE} = -2V$, en last på $R_L = 180\Omega$ og en intern motstand på $R_k = 8,2k\Omega$. Det antas at den interne motstanden til signalkilden bruk til oppkobling er betydelig mindre enn den simulerte interne motstanden R_k . Kondensatorene C_1 og C_2 ble etter kravene som tidligere nevnt noe vilkårlig valgt til $C_1 = C_2 = 33\mu F$. Ut i fra [Ligning 4](#) og gitte verdier skal forholdet mellom R_{B_1} og R_{B_2} være:

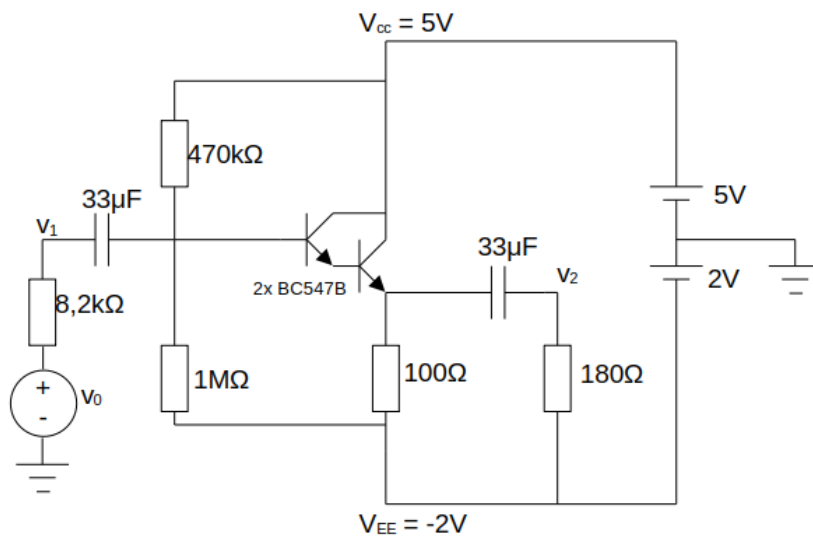
$$R_{B_2} = \frac{7}{3} \cdot R_{B_1} \quad (13)$$

Fra [Ligning 7](#) vet vi at for å ikke ødelegge transistoren så må $R_E > 70\Omega$. Dette gir oss et utgangspunkt for å finne verdiene som gir best mulig resultat. Verdiene er eksperimentalt valgt og satt opp i [Tabell 2](#) sammen med andre relevante kretsverdier.

Tabell 2: Valgte kretsverdier.

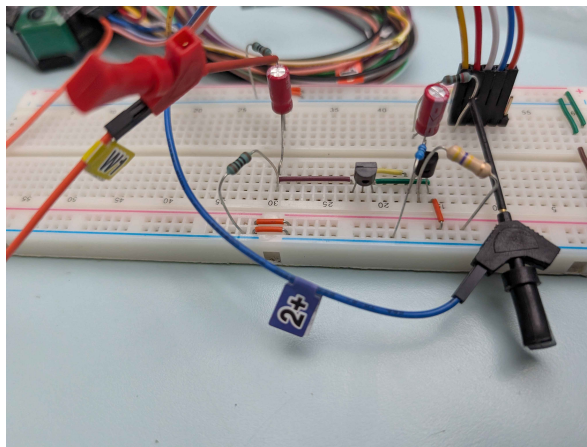
Komponent	Verdi
R_{B_1}	470 k Ω
R_{B_2}	1M Ω
R_E	100 Ω
R_L	180 Ω
R_k	8,2k Ω
C_1, C_2	33 μF
V_{cc}	5V
V_{EE}	-2V

Fullstendig kretsskjema for oppkobling er illustrert i [Figur 4](#)



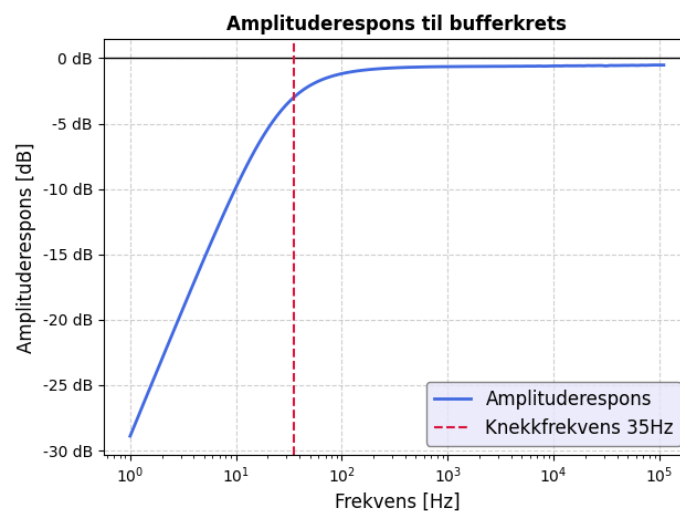
Figur 4: Kretsskjema med valgte verdier

Kretsen er koblet opp i [Figur 5](#).



Figur 5: bilde av oppkobling

Videre er kretsen testet slik som diskutert i [underseksjon 2.3](#). Amplituderresponsen ble testet med en inngangsspenning på 500mV. Amplituderresponsen er vist i [Figur 6](#). Måledata og kode brukt for analyse av måledate er lagt ved i vedlegg A 4.



Figur 6: Graf av amplituderrespons

Fra målingene ble det målt en nedre knekkfrekvens på 35Hz. Ved å variere spenningen på inngangssignalet er det funnet at det ble en synlig distorsjon ved $A_{v0} = 2,2V$.

Til slutt er systemet testet med et sinusformet inngangssignal med amplitude på $A_{v_0} = 500\text{mV}$ og frekvens på 1 kHz. I [Tabell 3](#) er de ideelle verdiene, de teoretiske verdiene ut i fra valgte kretsverdier og de faktisk målte verdiene sammenlignet. Den målte motstanden er estimert ut i fra formelene gitt i [Ligning 11](#) og [12](#).

Tabell 3: Sammenlinkning mellom ideelle, teoretiske og målte verdier i bufferkretsen

Verdi	Ideell	Teoretisk	Målt	Enhet
A_{v_1}	500	487	477	[mV]
A_{v_2}	500	487	445	[mV]
R_i	∞	310	168	[k Ω]
R_o	0	0.130-0.259	13.0	[Ω]
Forsterkning	1	0.974	0.910	[-]

Fra dette ser vi at det er avvik mellom de teoretiske kretsverdiene og de målte verdiene. Noe av disse avvikene kommer trolig av forenklingene som er gjort underveis og/eller avvik/usikkerhet i komponenter. Dette gjelder spesielt for tranistorene som ofte kan ha store sprik mellom oppførselen i de forenklede modellene. Det finnes flere mulige måter å forbedre bufferkretsen som ikke involverer en endring i topolgi. Tranistoren som er tatt i bruk her er ikke ideell for dette bruksområdet. Ved å ta i bruk en annen transistor kan resultatet forbedres. Blant annet vil en høyere β gi bedre inn- og utgangsmotstand. Finjustering av verdiene til både R_{B_1} og R_{B_2} kan øke inngangsmotstanden samt flytte arbeidspunktet slik at distorsjon i signalet forekommer med en høyere inngangsspenning. Likt kan motstanden R_E også justeres for å skape en lavere utgangsmotstand.

4 Konklusjon

Det er designet en buffer ved bruk av diskrete komponenter og transistoren BC547B. Det er valgt å bruke en emitterfølger med et Darlington-par for å opppnå dette. Kretsen er testet med et sinusformet inngangssignal på 500mV og frekvens på 1kHz og det ble funnet at den har en forsterkning på ≈ 0.91 . Videre er det målt en inngangsmotstand på 168k Ω og en utgangsmotstand på 13 Ω . Til slutt er det også målt en knekkfrekvens på 35Hz og en maksimal inngangsamplitude før distorsjon på 2.2V.

Referanser

- [1] T. Bolstad, Informasjonstekst lagt ut på læringssiden Blackboard, "QA D5", 04.09.2025
- [2] Multicomp, *BC547B General Purpose Transistor*, farnell.com, Hentet fra: <https://www.farnell.com/datasheets/410427.pdf> (Lastet ned: 06.09.2025)

A Vedlegg

- 1. [Kretsanalyse av emitterfølger](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20emitter%20f%C3%B8lger%20vedlegg.pdf).
(https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20emitter%20f%C3%B8lger%20vedlegg.pdf)
- 2. [Kretsanalyse av Darlington-par](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Drarligtion.pdf).
(https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Drarligtion.pdf)
- 3. [Kretsanalyse for vurdering av resultat](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Inn%20og%20ut%20motstand.pdf).
(https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Inn%20og%20ut%20motstand.pdf)
- 4. [Måledata og kode](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5)
(https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA__D5)