



# Designnotat 5

Tittel: Emitter-følger (diskréte buffer)

Forfattere: Sindre Danielsen

Versjon: 1.1

Dato: 31.10.21

## Innhold

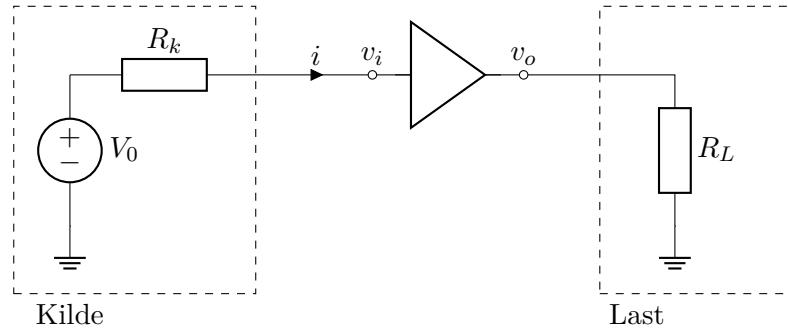
<b>1</b>	<b>Problembeskrivelse</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Prinsipiell løsning</b>	<b>3</b>
2.1	Fjerne DC-bias . . . . .	4
2.2	Regulere klipping av signalet . . . . .	5
2.3	Utvikle arbeidspunktet . . . . .	6
2.3.1	Bestemme $R_E$ . . . . .	7
2.4	Småsignalmodellen . . . . .	8
2.4.1	Spenningsforsterkning . . . . .	9
2.4.2	Inngangsimpedansen . . . . .	9
2.4.3	Utgangsimpedansen . . . . .	10
<b>3</b>	<b>Realisering og test</b>	<b>11</b>
3.1	Første resultat . . . . .	13
3.2	Justerer $R_1$ . . . . .	15
3.3	Rett før klipping . . . . .	16
<b>4</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>18</b>

---

## 1 Problembeskrivelse

Når en krets inneholder flere delsystemer eller komponenter, så er det ofte uønsket at de skal oppføre seg som spenning-/strøm delere. Det kan da brukes en buffer eventuelt før og etter slike delsystemer. I de tilfeller er op-amper vanlig å bruke (spenningsfølger) [1].

Når op-amper ikke er tilgjengelige, eller ikke har ønskede egenskaper, som båndbredde og effekt. Da kan diskrete komponenter, som transistorer, kondensatorer og motstander brukes. Designnotatet vil gå gjennom en løsning på hvordan en diskret buffer kan utvikles. Et generelt bufferoppsett er vist ved figur 1.



**Figur 1:** En buffer mellom to delsystemer.

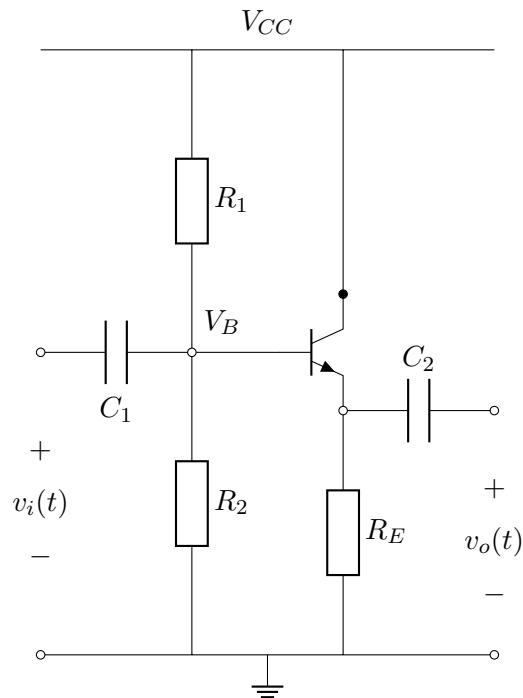
Figuren består av en spenningskilde  $V_0$  med en kildemotstand  $R_k$ , en inngangsstrøm  $i$  på bufferen og en lastmotstand  $R_L$ . Definerer bufferen som trekanten mellom  $v_i$  og  $v_o$ .

En god buffer har følgende kriterier:

- Forholdet mellom amplituden på utgangssignalet  $v_o$  og inngangssignalet  $v_i$ :  
 $\frac{A_o}{A_i} \rightarrow 1$ , der  $A_o$  og  $A_i$  er amplituden på respektivt  $v_o$  og  $v_i$ .
- Ingen klipping på  $v_o$ .
- Høy inngangsimpedans og lav utgangsimpedans.
- Knekkfrekvens ved -3dB i frekvensdomene.

## 2 Prinsipiell løsning

Det interessante er det som foregår inni bufferen. I figur 2 er det satt opp et kretsskjema over bufferen sitt innhold.



**Figur 2:** En variant av bufferen kalt en emitter-følger.

Kretsen viser en buffer, som ikke inverterer signalet. Den mangler feedback egenskapen som en op-amp har. Det vil si at databladet til transistoren i kretsen er nødvendig for å utvikle systemet, siden strøm og spenning over transistoren bestemmer egenskapene til den.

## 2.1 Fjerne DC-bias

Kondensatorene  $C_1$  og  $C_2$  brukes for å fjerne DC-bias. De har stor kapasitans, som gir en høy impedans for lave frekvenser. Enhver DC-bias på  $v_i(t)$  vil da ikke forstyrre bufferen, samt at spenningskilden  $V_{CC}$  vil ikke forstyrre utgangssignalet  $v_o(t)$ . Definerer frekvensen  $f_{min}$  som den minste frekvensen uten kortslutning (knekkfrekvensen). Vi kan finne den ønskede kapasitansen for kondensatoren ved å isolere kapasitansen  $C$  i likningen for et høypass filter:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{min} \cdot Z_i} \quad (1)$$

og

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} \cdot Z_o}. \quad (2)$$

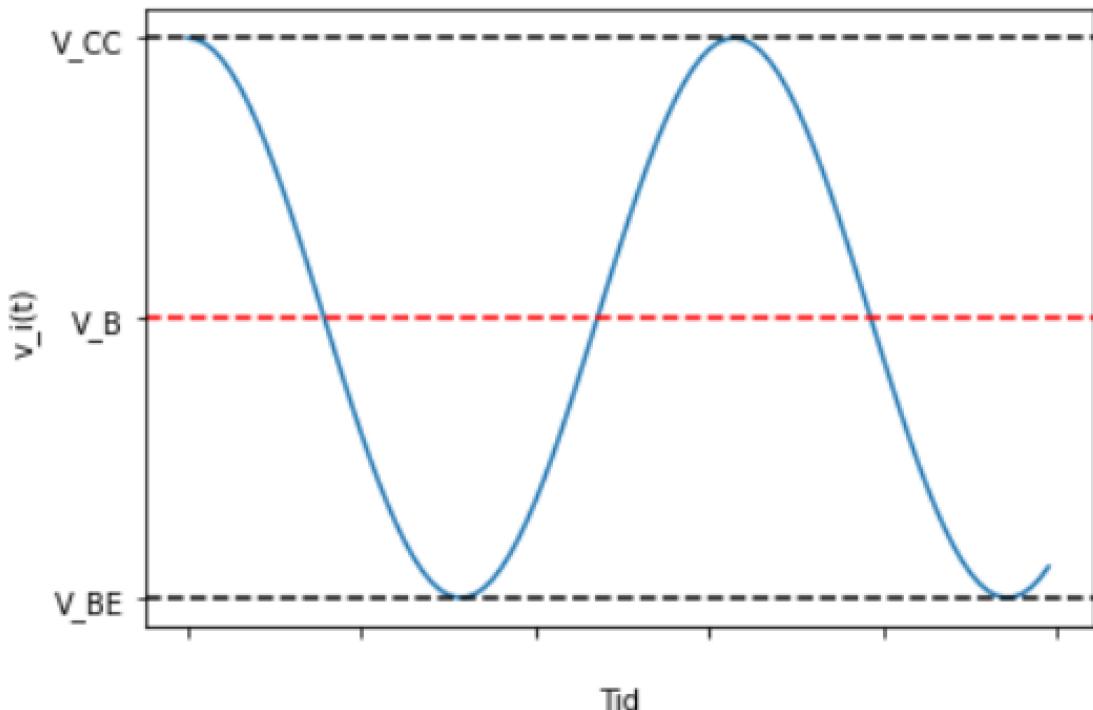
Her er henholdsvis  $Z_i$  og  $Z_o$  inngangs- og utgangsimpedansen.

## 2.2 Regulere klipping av signalet

For å få bedre kontroll over klipping av signalet, så burde arbeidspunktet  $V_B$  bestemmes nøyne. Et anbefalt arbeidsområdet burde ligge midt mellom DC-kilden  $V_{CC}$  og potensialet fra basen til emitter av transistoren  $V_{BE}$ :

$$V_B = \frac{V_{CC} + V_{BE}}{2}. \quad (3)$$

Grafisk vises det ved figur 3.



**Figur 3:** Sentrerer klipping på  $v_i(t)$  rundt  $V_B$ .

Hvis  $v_i(t) > V_{CC}$  eller  $v_i(t) < V_{BE}$ , så vil signalet klippes.

## 2.3 Utvikle arbeidspunktet

For å utvikle arbeidspunktet i seksjon 2.2, så bestemmes  $R_1$  og  $R_2$  ved spenningsdelingen for  $V_B$ :

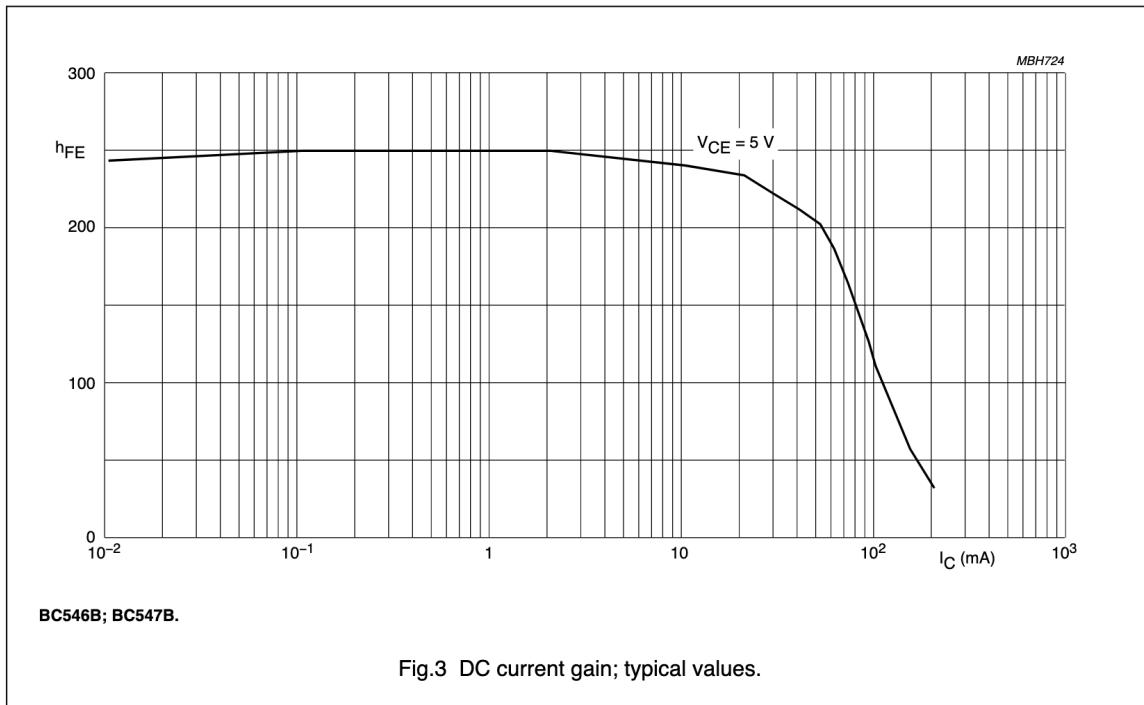
$$R_1 = R_2 \left( \frac{V_{CC}}{V_B} - 1 \right) \quad (4)$$

Slik at her kan en motstand velges og den andre kan reknes ut.

Seksjon 2.3.1 viser at  $i_b$  er bestemt av  $R_E$ . En av karakteristikkene til transistoren er  $\beta$  (ofte kalt  $h_{FE}$  i databladet):

$$\beta = \frac{i_c}{i_b}. \quad (5)$$

Den ønskes ofte å være i et område der  $h_{FE}$  ikke endrer seg ved  $i_c$ , se eksempelet i figur 4.



**Figur 4:** Eksempel på hvordan  $\beta$  ( $h_{FE}$ ) varierer med  $i_C$  [2].

Slik vi ser her, så burde  $i_C \leq 2\text{mA}$ .

Databladet forteller også maksimalverdien til  $i_C$ , som ikke burde overskrides.

### 2.3.1 Bestemme $R_E$

Vi kan bestemme  $R_E$  ved å velge  $i_b$ . KVL for arbeidspunktet og Ohms lov for  $R_E$  gir de to følgende likningene:

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (6)$$

og

$$i_e = \frac{V_E}{R_E}, \quad \text{der } i_e = (1 + \beta)i_b. \quad (7)$$

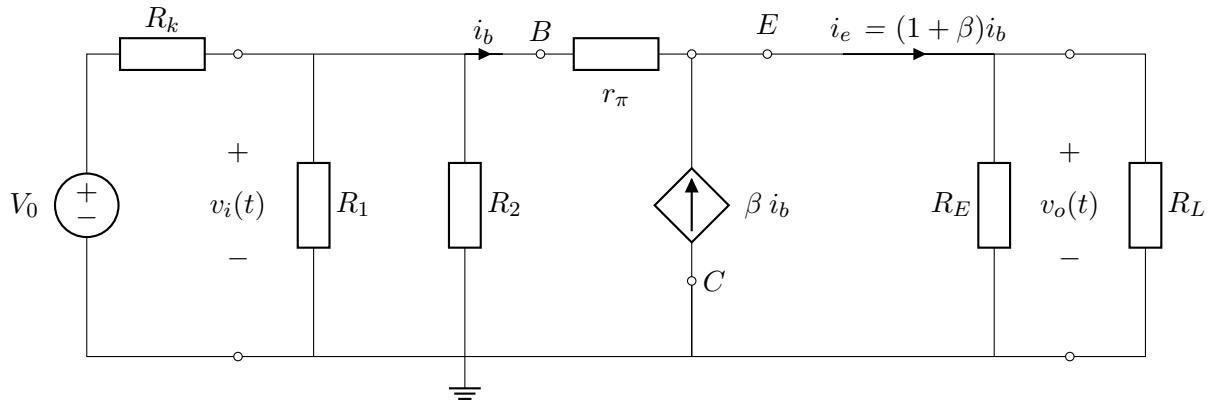
Ved å løse for likning 7 og å isolere  $R_E$  får vi at:

$$R_E = \frac{V_B - V_{BE}}{i_b(\beta + 1)}. \quad (8)$$

## 2.4 Småsignalmodellen

Generelt for en buffer, så ønskes inngangsimpedansen  $Z_i \rightarrow \infty$  og utgangsimpedansen  $Z_o \rightarrow 0$ . Dette gjelder ikke alltid for emitter-følgere, på grunn av at hvis  $R_1, R_2$  eller  $R_E$  øker, så vil  $i_b$  også øke. Transistorene har en maksimalgrense på  $i_c$ , som definert i databladet.

Ved å bruke en småsignalmodell vist i figur 5, så kan vi enklere utvikle uttrykk for  $Z_i$  og  $Z_o$ .



**Figur 5:** Småsignalmodell av figur 2 koblet på spenningskilde og lastmotstand.

Legg merke til at  $R_1$  og  $R_2$  er i parallel, så vi definerer det som  $R_B$ . Vi definerer også  $R_o$  som parallelen av  $R_E$  og  $R_L$ . På likningsform har vi

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (9)$$

og

$$R_o = R_E \parallel R_L = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_L}} . \quad (10)$$

Motstanden fra basen til emitter er gitt ved:

$$r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_C} , \quad (11)$$

der den termiske spenningen  $V_T \approx 26\text{mV}$  ved romtemperatur. Den endres litt avhengig av temperaturen [3].

### 2.4.1 Spenningsforsterkning

Spenningsforsterkningen er gitt ved  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$ .

Vi har  $v_o$  gitt ved ohms lov:

$$v_o = R_o \cdot i_e = R_o \cdot (1 + \beta) i_b \quad (12)$$

og  $v_i$  ved bruk av  $i_b$  og KVL:

$$v_i = i_b (r_\pi + (1 + \beta) \cdot R_o) . \quad (13)$$

Emitter-følgeren vil da gi en spenningsforsterkning

$$A_v = \frac{(1 + \beta)R_o}{r_\pi + (1 + \beta)R_o} . \quad (14)$$

Fra uttrykket ser vi  $A_v$  nærmer seg 1, men den vil alltid avvike litt på grunn av transistorens motstand  $r_\pi$ . Merk også at  $A_v$  er positiv, som stemmer med  $v_o$  på figur 2. Den viser at at  $v_o$  følger  $v_i$ , derfor navnet emitter-følger.

### 2.4.2 Inngangsimpedansen

Inngangsimpedansen  $Z_i$  er gitt ved

$$Z_i = R_B || Z_{ii} = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{Z_{ii}}} . \quad (15)$$

der inngangsimpedansen  $Z_{ii}$  er impedansen vi får når vi ser inn på basen av transistoren. Det oppnår vi ved å dele  $v_i$  på  $i_b$ . Likning 13 gir at

$$Z_{ii} = \frac{v_i}{i_b} = r_\pi + (1 + \beta)R_o . \quad (16)$$

### 2.4.3 Utgangsimpedansen

For å finne utgangsimpedansen, så kreves et par endringer på figur 5.

- Skru av kilden til signalet.
- Erstatt  $R_L$  med en testkilde  $v_x$  (spenning), som har en teststrøm  $i_x$ .

Utgangsimpedansen er gitt fra

$$Z_o = \frac{v_x}{i_x} \quad (17)$$

For å finne forholdet mellom  $v_x$  og  $i_x$ , så må vi bruke to likning som involverer begge. Eksempelvis summere strømmene over  $R_E$ , som gjøres ved

$$i_e + i_x = \frac{v_x}{R_E} \implies i_b + \beta i_b + i_x = \frac{v_x}{R_E}. \quad (18)$$

Siden det er to ukjente, så trenger vi en likning til. Vi kan bruke KVL, som gir at:

$$v_x + r_\pi i_b + R_i i_b = 0, \quad (19)$$

der

$$R_i = \frac{1}{\frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}. \quad (20)$$

Ved å løse for  $i_b$  og substituere inn i likning 18, så får vi:

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1+\beta}{R_i+r_\pi} + \frac{1}{R_E}}. \quad (21)$$

### 3 Realisering og test

Oppkoblingen av kretsen bruker komponentverdiene gitt ved tabell 1.

Navn	Verdi
$R_k$	1kΩ.
$R_L$	179.9Ω
$V_{CC}$	9V
$R_E$	2.1kΩ
$R_2$	199.7kΩ
$R_1$	171kΩ.
$C_1$	324nF
$C_2$	200μF

**Tabell 1:** Reelle verdier basert på tabell 2.

Navn	Verdi	Beskrivelse
$R_k$	1kΩ	Valgt motstand på AC-kilden.
$R_L$	180Ω	Valgt motstand på lasten.
$V_{CC}$	9V	DC-kilden til bufferen.
$V_0$	$A_0 \sin(f_0 t)$	AC-kilden.
$R_E$	2.1kΩ	Likning 8.
$R_2$	200kΩ	Velgt motstandsverdi.
$R_1$	171.1kΩ	Likning 4.
$C_1$	311.2nF	Likning 1.
$C_2$	191.2μF	Likning 2.
	BC547B	Transistor modell, datablad: [2].

**Tabell 2:** Teoretiske komponentverdier

Navn	Verdi	Beskrivelse
$f_0$	1000Hz	Valgt frekvens påkoblet $v_i(t)$ .
$A_0$	500mV	Valgt amplitude på $v_i(t)$ .
$i_C$	2mA	Velger en ønsket collector strøm i systemet, som gjør databladet enkelt i bruk.
$V_{BE}$	700mV	Base-emitter metningsspenning (Se figur 6). Egentlig verdi $\approx 660\text{mV}$ . Brukte litt større i utrekning for å få $V_B$ hevet litt. Tar da i betrakning små uforventede spenningsfall, som kan klippe signalet.
$f_{min}$	25Hz	Valgt knekkfrekvens, grunnet bregrenset med kondensatorer.
$\beta$	290	Typisk $h_{FE}$ i databladet. [2].
$r_\pi$	$3,8\text{k}\Omega$	Likning 11.
$V_B$	4.85V	Likning 3.
$R_B$	$92.2\text{k}\Omega$	Likning 9.
$R_o$	$165.6\Omega$	Likning 10.
$A_v$	0.927	Likning 14.
$Z_i$	$33.2\text{k}\Omega$	Likning 15.
$Z_o$	$16.2\Omega$	Likning 21.

**Tabell 3:** Teoretiske verdier for variablene.

$V_{BE}$	base-emitter voltage	$V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 2 \text{ mA}; \text{note 2}$	580	660	700	mV
		$V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 10 \text{ mA}$	-	-	770	mV

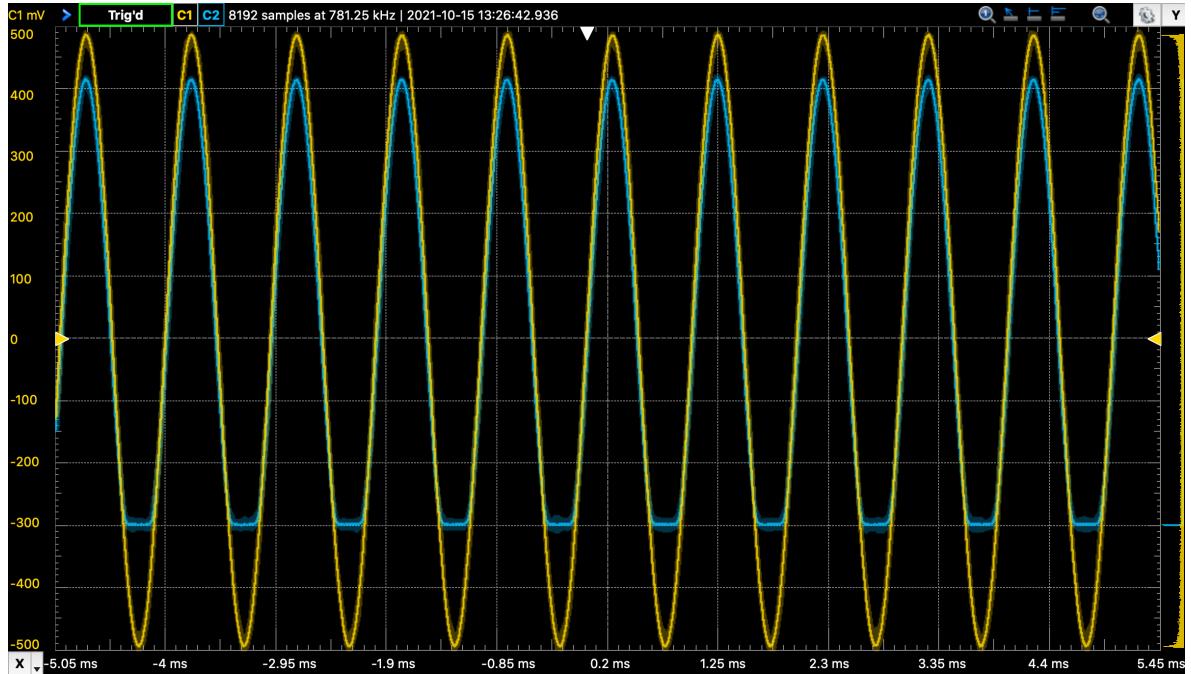
**Figur 6:**  $V_{BE}$  for BC547B, Min.: 580mV, Typisk: 660mV, Maks.: 700mV [2].

Kondensator-verdiene vil være litt større enn fra de teoretiske pga. av begrenset tilgang til serie-/parallel koblinger. Når man gjør de større så vil  $f_{min}$  bli litt mindre, se likning 1.

Merk at: Siden  $C_1$  eller  $C_2$  er større enn  $1\mu\text{F}$ , så kan det være gunstig å bruke to polare elektrolytte kondensatorer i *reversert seriekobling* for å skape kapasitans. Det vil si at den første kondensatoren har den positive polen som inngang, og den andre kondensatoren har positiv pol som utgang. Årsaken bak dette er at ikke-polare kondensatorer har som regel ikke så stor kapasitans, som ønsket. Her må begge kondensatorene ha lik kapasitans og maksimal spenning. På den måten unngåes problemer med spenningspotensialet fra positiv til negativ pol, som kan bli et problem over tid når det brukes AC spenning. De vil følge samme regler som vanlig seriekobling, der kapasitansen halveres ved reversert seriekobling.

### 3.1 Første resultat

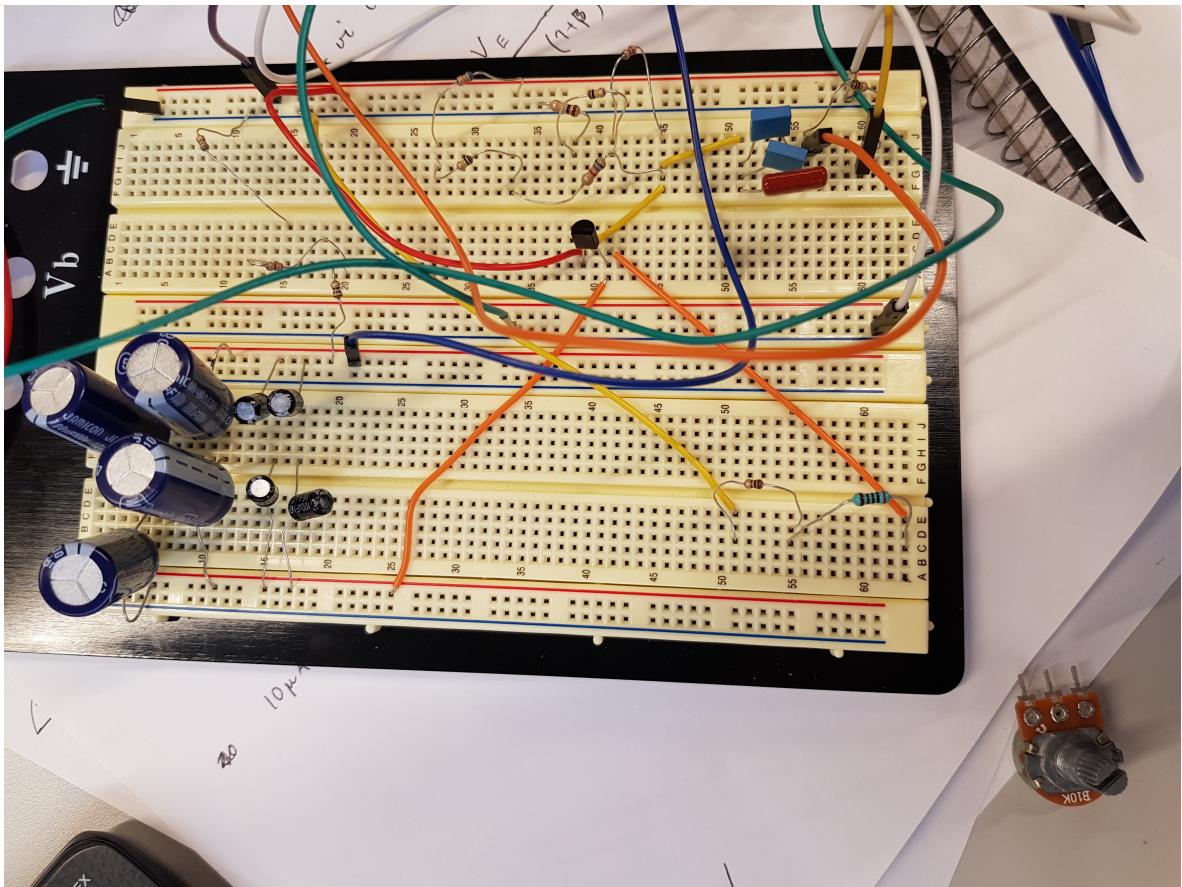
Signalanalyse av spenning over tid for  $v_i(t)$  og  $v_o(t)$  vises ved figur 7.



**Figur 7:** Realisert modell: [V/t] der Gul:  $v_i(t)$  og Turkis:  $v_o(t)$ .

Klipping foregår ved  $v_o = -300\text{mV}$ , som betyr at  $V_B$  er for lav, slik forklart i seksjon 2.2. På grunn av den betydelige forstyrrelse i  $v_o(t)$ , så velges det å endre på  $V_B$  før noe annet diskuteres. Det gjøres ved å justere på  $R_1$  eller  $R_2$ , se likning 4. I seksjon 3.2 endres  $R_1$  slik at vi får et signal som kan jobbes med.

Den oppkoblede kretsen er vist ved figur 8.



**Figur 8:** Realisert krets.

### 3.2 Justerer $R_1$

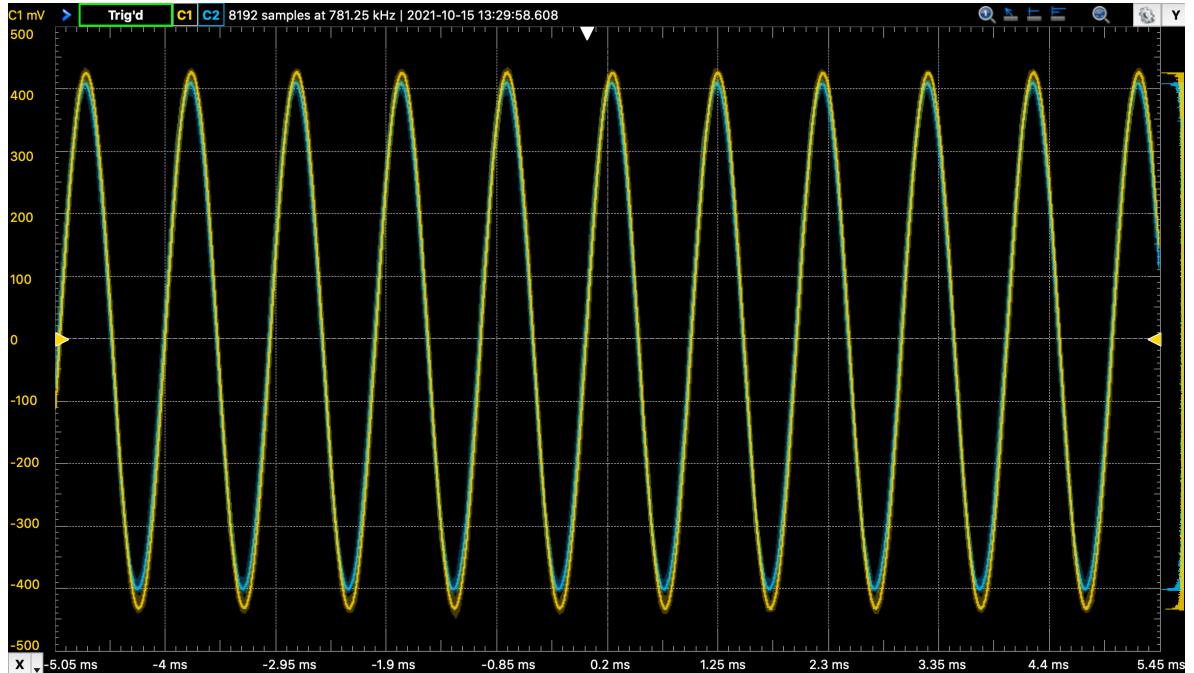
Ved å minke motstanden på  $R_1$  så mye som mulig, så vil  $A_v \rightarrow 1$ . Eksempelvis gir figur 9 at  $A_v = 0.961$ , der  $R_1 = 6.67\text{k}\Omega$ . Det vi oppdager er at amplituden  $A_i$  til  $v_i(t)$  og  $A_o$  til  $v_o(t)$  på figuren blir betydelig mindre enn  $A_0$ . Også forskjellen mellom mellom  $A_i$  og  $A_o$  blir mindre:

$$\Delta A_0 = A_0 - A_o = 84.2\text{mV}, \quad (22)$$

$$\Delta A_i = A_i - A_o = 16.3\text{mV}. \quad (23)$$

Det vi kan gjøre for å forbedre signalet er å utvikle et arbeidspunkt der klippingen så vidt ikke forekommer. Seksjon 3.3 viser et signal, som nærmer seg klipping.

En forklaring på hvorfor  $|v_i(t)|$  blir mindre, er fordi  $V_k = I/R_k$  øker når  $Z_i$  minker.

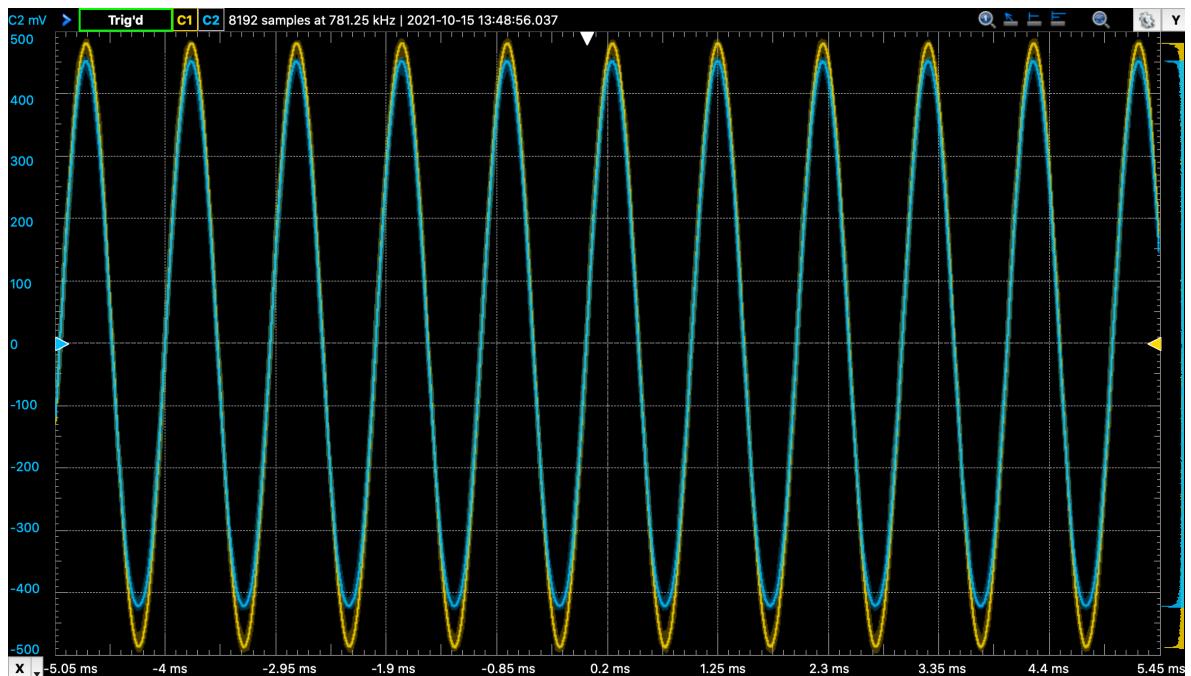


**Figur 9:** Forbedret  $A_v$ : [V/t], Gul:  $v_i(t)$  Turkis:  $v_o(t)$ .

### 3.3 Rett før klipping

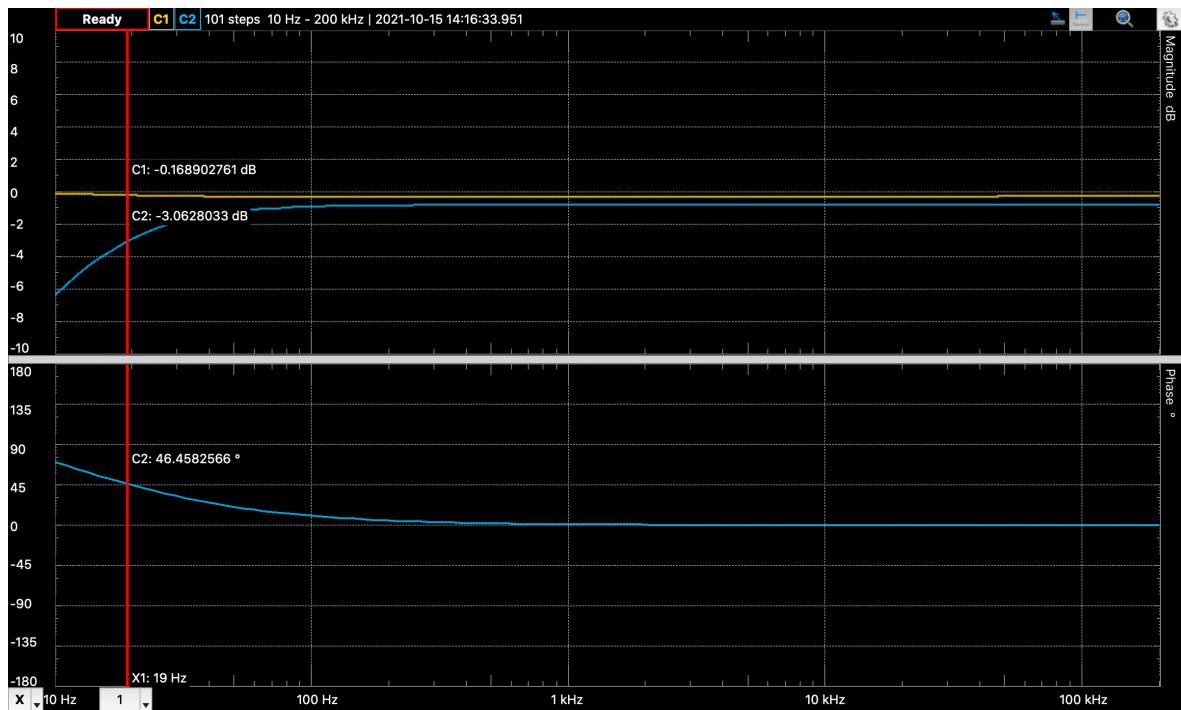
For å optimalisere signalet, så ønsker vi å utarbeidet et arbeidspunkt som ligger i grenseland til klipping. Gjennom prøving og feiling, så vil  $R_2 = 66.7\text{k}\Omega$  gi et området som nærmer seg klipping. Ved å legge på  $10\text{k}\Omega$ , så fremkommer tydelig klipping. Likning 22  $\Rightarrow \Delta A_0 = 52\text{mV}$ , og vi får også en  $A_v = 0.931$ .

Fra seksjon 3.2 til her, så fikk vi nesten en halvering i amplitude-avvik, men det betyddet også at signalet mistet mer styrke gjennom bufferen. Så lenge  $v_i(t)$  og  $v_o(t)$  har lik frekvens og ingen klipping, så er amplitudeavvik ikke kritisk. Det kan eventuelt brukes forsterkere etterpå, dersom det krever nøyaktighet i amplitude.



**Figur 10:** Rett før klipping: [V/t], Gul:  $v_i(t)$ , Turkis:  $v_o(t)$ .

Vi kan finne  $f_{min}$  til  $v_o(t)$  ved å se på frekvensresponsen, som vist ved figur 11.



**Figur 11:** Frekvensresponsen: [dB/Hz], X1:  $f_{min}$ , Gul:  $v_i(t)$ , Turkis:  $v_o(t)$ .

Her ser vi at  $f_{min}$  avviker 6Hz fra den teoretiske nevnt i tabell 3.  $C_1$  og  $C_2$  er kanskje litt større enn de teoretiske verdier vi regnet ut, men  $Z_i$  er betydelig mindre. Det medfører lavere knekkfrekvens, se likning 1.

## 4 Konklusjon

Det er fullstendig mulig å bruke diskréte komponenter for å lage en buffer. Det er en del endringer fra teoretisk til reell konstruksjon som må gjøres. Blant annet vil  $V_B$  ikke ligge der de teoretiske verdiene tilslier. Det andre er at  $Z_i$  er vanskelig å få stor nok, slik at motstander (eksempelvis  $R_k$ ), som har et betydelig forhold til  $Z_i$  vil påvirke signalets styrke. Utgangsimpedansen og den målte emitter-strømmen oppfører seg derimot som ønsket.

Rett før signalet vil få klipping, så har vi et avvik i amplituden på 10% og avvik på forsterkningen på 6.7%. Det kan forbedres ved å bruke ytterligere forsterkere om nødvendig. Signalet som genereres har knekkfrekvens så lav som 19Hz.

## Referanser

- [1] Electrical4U (2021), Artikkelen  
*Voltage Follower OP Amplifier*  
Tilgjengelig ved: <https://www.electrical4u.com/voltage-follower/>  
(Sist åpnet: 12. Oktober 2021)
- [2] Phillips Semiconductor (2004), Datasheet  
*BC547B Datasheet*  
Tilgjengelig ved:  
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/197561/PHILIPS/BC547B.html>  
(Sist åpnet: 13. Oktober 2021)
- [3] KurtHeckman (2021), Article  
*Thermal Voltage*  
Tilgjengelig ved: <https://www.vcalc.com/wiki/EmilyB/Thermal+Voltage>  
(Sist åpnet: 13. Oktober 2021)