



Designnotat

Tittel: Bufferkrets

Forfattere: Øyvind Skaaden

Versjon: 2.0

Dato: 1. desember 2019

Innhold

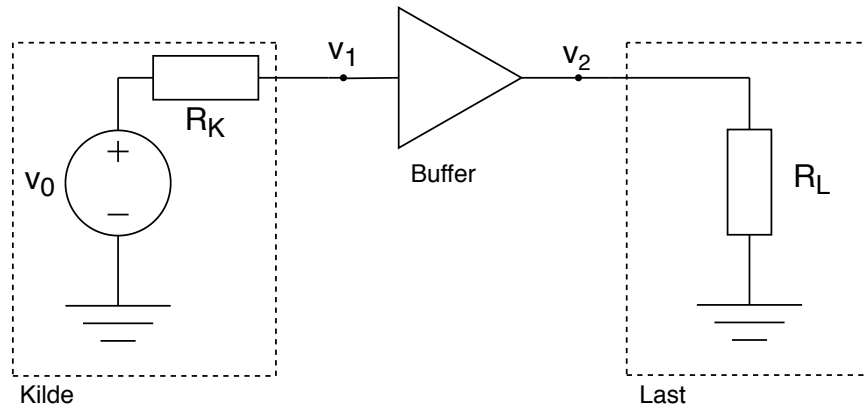
1 Problembeskrivelse	1
2 Prinsipiell løsning	2
3 Realisering og test	4
3.1 Realisering	4
3.2 Test	5
4 Konklusjon	8
Referanser	8

1 Problembeskrivelse

I mange situasjoner klarer ikke en signalkilde å levere nok strøm til en last. Spenningsnivået er høyt nok, men lasten krever en viss effekt, og da må den leverte strømstyrken også være tilstrekkelig. I slike tilfeller trengs en buffer, det vil si et system med en inngang v_1 og en utgang v_2 som kobles mellom kilde og last som vist i figur 1.

I mange tilfeller kan problemet lett løses ved å bruke en operasjonsforsterker, men i tilfeller hvor tilgjengelige operasjonsforsterker ikke kan gi tilstrekkelig effekt, ikke har stor nok båndbredde eller av andre grunner ikke oppfyller tilleggskrav i problemstillingen, er det aktuelt å designe en buffer ved hjelp av diskrete komponenter (transistorer, motstander, kondensatorer) som da kan oppnå ønsket effekt eller båndbredde.

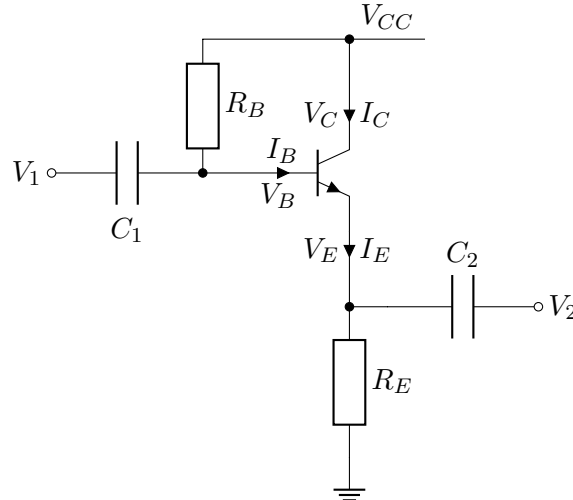
Vi vil derfor lage et design på en buffer som baserer seg på diskete komponenter, slik at vi kan drive en større last, levere mer strøm eller høyere effekt.



Figur 1: Blokkdiagram for systemet med en buffer.

2 Prinsipiell løsning

For å lage en transistorbasert buffer, kan vi starte med kretsen i figur 2. Den baserer seg på en NPN-transistor, og kretstopologien er en forenklet emitter-følger. Kretsen kan konfigureres slik at inngangsmotstanden er tilstrekkelig stor og utgangsmotstanden er tilstrekkelig liten. Dette er ønskelig om vi skal drive en større last og bruke en kilde som har en større eller ikke ideell utgangsmotstand. Kretstopologien har også den viktige egenskapen for en buffer, som er at forsterkningsfaktoren er på ca 1, altså det kommer det samme ut som inn.



Figur 2: kretstopologi av en buffer, konfigurert som en emitter-følger.

For at vi skal kunne bruke den største mulige amplituden på inngangen V_1 må vi velge arbeidspunktene nøye. Vi velger arbeidspunktet V_E , (1), basert på at arbeidspunktet V_{BE} slik at vi har like mye spenning opp til V_{CC} som ned til terskelspenningen V_{BE} .

$$V_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{2} = R_E \cdot I_E \quad (1)$$

Dermed blir spenningen V_B som i (2), gitt at spenningsfallet over V_{BE} , fordi vi bruker en npn-transistor.

$$V_B = V_E + V_{BE} = \frac{V_{CC} + V_{BE}}{2} = V_{CC} - I_B \cdot R_B \quad (2)$$

En NPN-transistor har også egenskapen at $I_C = I_B \cdot \beta$, der β er forsterkningsfaktoren til transistoren og I_B er basestrømmen gitt ved (3). Dermed får vi (4) for strømmen I_E .

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_B}{R_B} \quad (3)$$

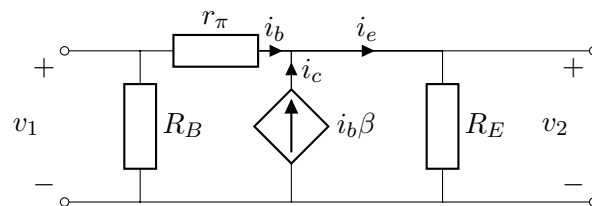
$$I_E = I_B + I_B \cdot \beta = I_B (1 + \beta) = \frac{V_{CC} - V_B}{R_B} (1 + \beta) \quad (4)$$

Setter vi (4) inn i (1), og løser for R_B for vi sammenhengen mellom R_E og R_B i .

$$R_B = R_E \cdot \frac{V_{CC} - (V_E + V_{BE})}{V_E} \cdot (1 + \beta) \quad (5)$$

Ut i fra dette ser vi at $R_B \gg R_E$.

For å se at forsterkningsfaktoren blir riktig, kan vi se på småsignalsjemaet for kretsen.



Figur 3: Småsignalskjema for kretsen i figur 2.

Vi ser i skjemaet i figur 3 at vi får følgende sammenhenger. I skjemaet er det en motstand r_π som er en slags intern motstand i transistoren, transkonduktansen. Det går kun strøm i den ene retningen, mot v_2 , altså $i_b > 0$. Den er i ordenen noen tusen ohm, og forsterkningsfaktoren β er i ordenen noen hundre.

$$\begin{aligned} v_2 &= i_e \cdot R_E & i_e &= i_b (1 + \beta) \\ \Rightarrow v_2 &= i_b (1 + \beta) R_E \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_b &= \frac{v_1 - v_2}{r_\pi} = \frac{v_1 - i_b (1 + \beta) R_E}{r_\pi} & v_1 &= i_b \cdot r_\pi + i_b (1 + \beta) R_E \\ \Rightarrow v_1 &= i_b (1 + \beta) \left(\frac{r_\pi}{1 + \beta} + R_E \right) \end{aligned} \quad (7)$$

Forsterkningsfaktoren A er forholdet mellom (6) of (7) som i

$$A = \frac{v_2}{v_1} = \frac{i_b (1 + \beta) R_E}{i_b (1 + \beta) \left(\frac{r_\pi}{1 + \beta} + R_E \right)} = \frac{R_E}{\frac{r_\pi}{1 + \beta} + R_E} \quad (8)$$

Vi har at faktoren R_E er typisk i noen hundre ohm, og $\frac{r_\pi}{1 + \beta}$ i noen titalls ohm, ser vi at forsterkningen er litt under 1.

Fra figur 3 at inngangsmotstanden er gitt i (9), og utgangsmotstanden er gitt i (10).

$$R_{inn} = R_B || (r_\pi + R_E) = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_\pi + R_E}} \quad (9)$$

$$R_{ut} = R_E \quad (10)$$

3 Realisering og test

3.1 Realisering

I bufferkretsen har vi brukt transistoren BC547 [2], som er en NPN-transistor. Den har en nominell forsterkningsfaktor på $\beta \approx 330$, og spenningsfall $V_{BE} = 0,7\text{V}$. Kilden har utgangsmotstand på $R_K = 6.8\text{k}\Omega$, og lastmotstand er $R_L = 330\Omega$. Spenningskilden som skal brukes leverer $V_{CC} = 9\text{V}$.

Arbeidspunktet V_E finner vi med (1).

$$V_E = \frac{9\text{V} - 0,7\text{V}}{2} = 4,15\text{V} \quad (11)$$

Vi finner forholdet mellom R_B og R_E ved hjelp av (5).

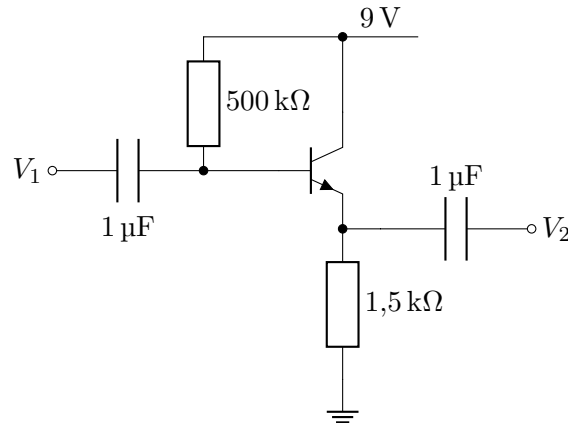
$$R_B = R_E \cdot \frac{9\text{V} - (4,15\text{V} + 0,7\text{V})}{4,15\text{V}} \cdot (1 + 330) = 331 \cdot R_E \quad (12)$$

Velger $R_E = 1,5 \text{ k}\Omega$ for å oppnå nok inngangsmotstand. Dermed blir R_B gitt ved (12).

$$R_B = 331 \cdot 1,5 \text{ k}\Omega \approx 500 \text{ k}\Omega$$

Kondensatorene C_1 og C_2 trenger kun å være tilstrekkelig store, så velger $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$

Den ferdige kretsen har er da gitt som i



Figur 4: Ferdig bufferkrets med komponentverdier.

3.2 Test

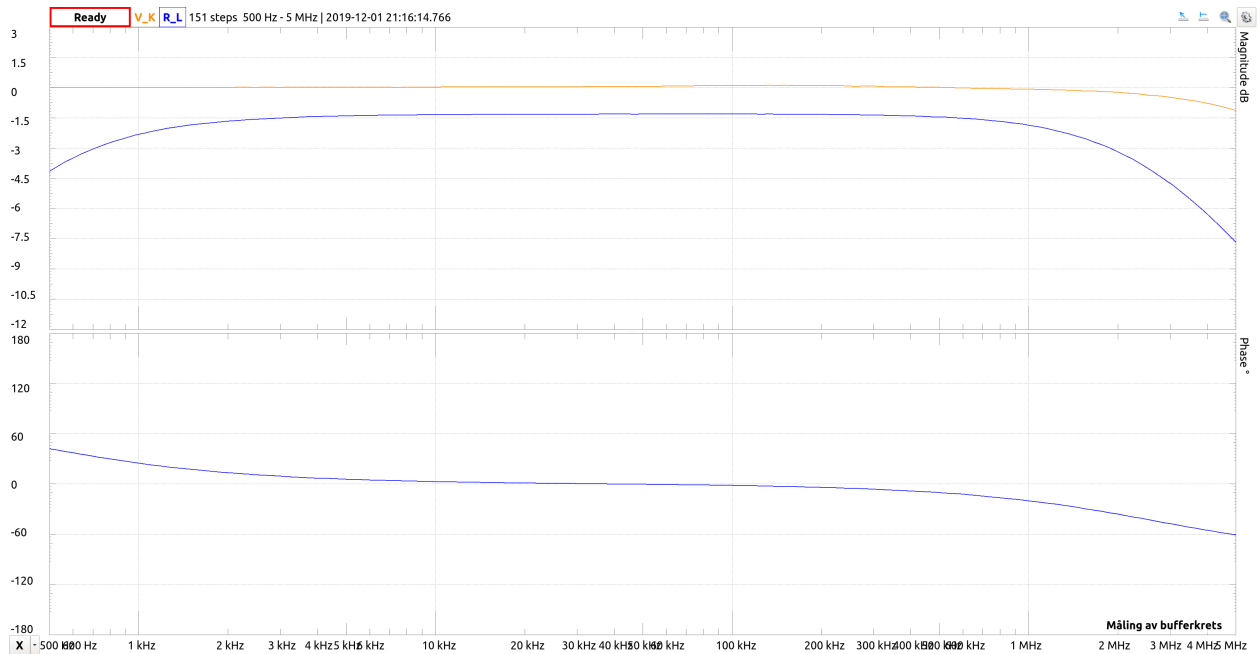
For å teste kretsen bruker vi en Analog Discovery oscilloskop for å både å levere spenning, måle signaler og generere test signaler. Kretsen kobles opp som i figur 1.

Ved testfrekvensen $f = 1 \text{ kHz}$ og amplitude $A = 500 \text{ mV}$ er utgangen V_2 , over lastmotstanden R_L , 1.5 dB lavere enn inngangen v_0 , som vist i figur 5. Figuren viser også at den nedre knekkfrekvensen ligger ved $f_{\text{nedre}} = 700 \text{ Hz}$ og øvre knekkfrekvens ved $f_{\text{øvre}} = 2 \text{ MHz}$

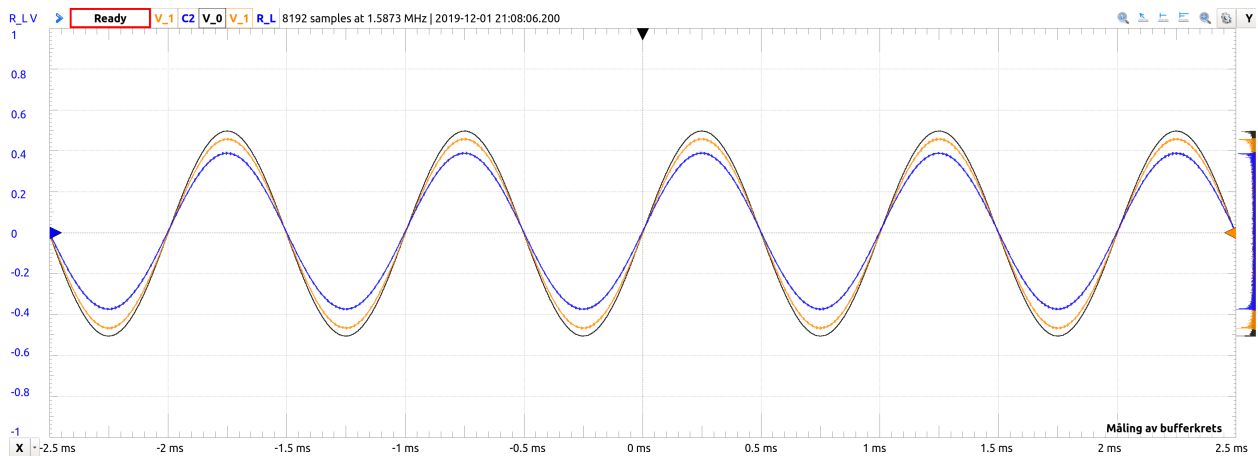
Vi kan også se forholdene mellom kilde spenningen V_K , inngangsspenningen V_1 , og utgangsspenningen V_2 over lastmostanden R_L i figur 6. Som vi ser, så er det størst demping mellom inngangen V_1 og utgangen V_2 .

Kretsen begynner å klippe dersom amplituden på inngangen er større enn 800 mV . Se figur 7.

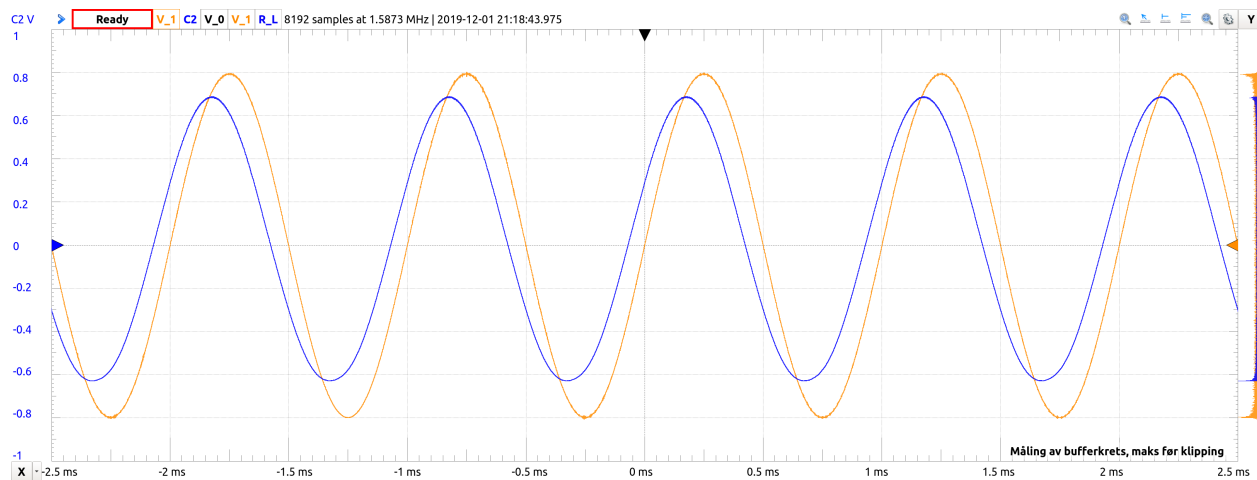
Den realiserde kretsen ka sees i figur 8.



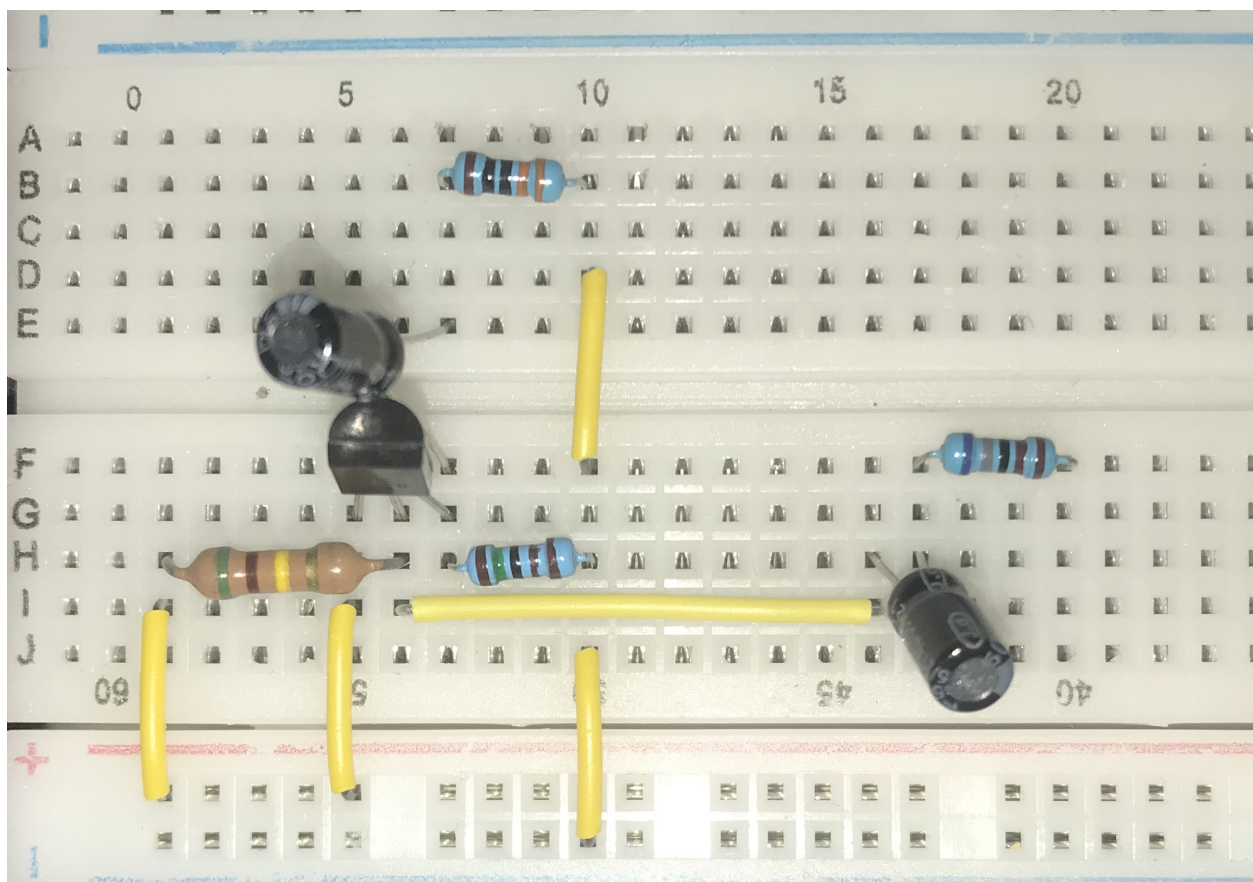
Figur 5: Måling av frekvensrespons til bufferkretsen fra v_0 til v_2 .



Figur 6: Måling sinussignalene gjennom kretsen, svart er kildespenningen V_K , oransje er inngangsspenningen V_1 , og blå er utgangsspenningen V_2 over lastmotstanden R_L .



Figur 7: Største amplitude på inngangen V_1 (oransje) før utgangen V_2 (blå) klipper.



Figur 8: Den realiserte kretsen.

4 Konklusjon

Bufferkretsen fungerer som forventet. Signalet inn blir nogelunde likt gjennom hele kretsen og kommer ut på v_2 med kun en liten demping. Det meste av dempingen ligger ved lastmotstanden.

For å kunne ha gjort kretsen enda bedre, hadde det vært mulig å lage to etterfølgende kretser. Da ville vi hatt mer optimale inngangs- og utgangsmotstander.

Referanser

- [1] Hambley, Allan R., *Electrical Engineering: Principles & Applications*, 6th Edition, Pearson, 2014.
- [2] Fairchild Semiconductor. (August, 2002). *BC546/547/548/549/550*. Rev. A2, <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/BC546.pdf>