

Lösungsübersicht zur Klausur EL S 2009

Zusammenfassung

1.1 $U_A = 14,62 \text{ V}$

1.2 $R_{A \min} = 584 \Omega$, $R_{A \max} = \infty$

1.3 $U_{A \min} = 14,60 \text{ V}$

1.4 $U_{A \max} = 14,65 \text{ V}$

1.5 $Z_{12} = 1,99 \Omega$

2.1 $Z_a = \frac{u_a}{i_a} = \frac{1}{\frac{1+\beta}{r_{BE} + R_q} + \frac{1}{R_E}}$

2.2 $Z_a = 923 \Omega$

2.3 Bei $R_q = 200 \text{ k}\Omega$ ist die Ausgangsimpedanz mit $Z_a = 923 \Omega$ bereits um den Faktor 75 höher als bei Spannungspeisung am Eingang ($Z_a \approx 12,3 \Omega$). Für $R_q \rightarrow \infty$ (Stromspeisung am Eingang) erreicht die Ausgangsimpedanz den Wert $Z_a(R_q \rightarrow \infty) \approx R_E = 10 \text{ k}\Omega$.

3.1 $v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{-1}{1 + j\omega CR_2}$

3.2 BODE-DIAGRAMM siehe S. 10: $|v_u| = \frac{10}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}}$, $\frac{\varphi_v}{\text{Grad}} = \frac{180}{\pi} \left(\pi - \arctan \frac{f}{f_g} \right)$

4.1 $v_u = \frac{u_a}{u_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

4.2 $v_u = 10$

4.3 $G_v = 20 \text{ dB}$

4.4 $u_a(t) = 10 \cdot u_e(t)$, (Diagramm: **Abb. 4.3**, **S. 14**)

4.5 $\Delta t = \Delta U / S_R = 10 \text{ V} / (1 \text{ V}/\mu\text{s}) = 10 \mu\text{s}$, (Diagramm: **Abb. 4.3**, **S. 14**)

1. Konstantspannungserzeugung mit Z-Diode [22]

Gegeben Stromquelle $I_0 = 25 \text{ mA}$, Ersatzparameter $r_Z = 2 \text{ } \Omega$ und $U_Z = 14,60 \text{ V}$

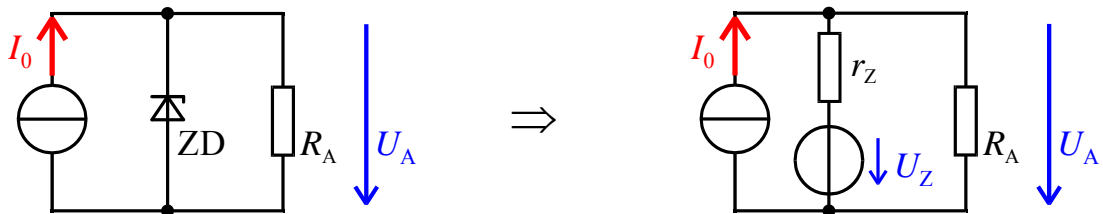
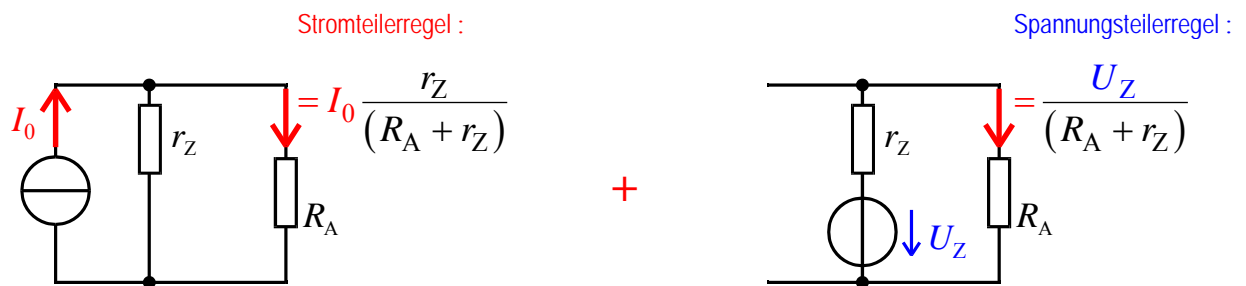


Abb. 1.1: Konstantspannungserzeugung mit Z-Diode und Ersatzschaltung

1.1 Wert der Spannung U_A für $R_A = 1 \text{ k}\Omega$

Berechnung von U_A mittels **Superpositionsmethode**:



$$U_A = I_0 \frac{r_Z}{(R_A + r_Z)} \cdot R_A + \frac{U_Z}{(R_A + r_Z)} \cdot R_A$$

$$U_A = \frac{R_A r_Z}{R_A + r_Z} \left(I_0 + \frac{U_Z}{r_Z} \right)$$

Ergebnis

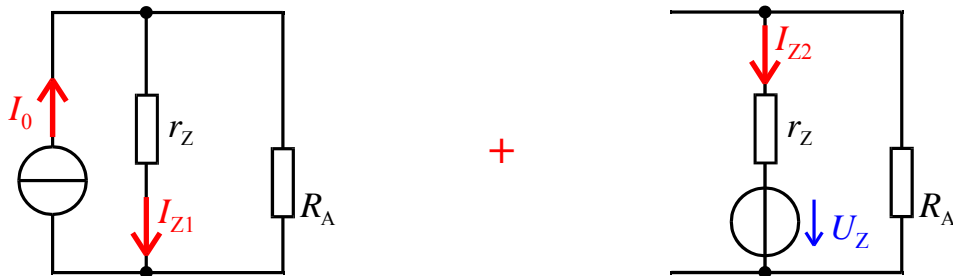
$$U_A = \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ } \Omega}{1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ } \Omega} \left(0,025 \text{ A} + \frac{14,6 \text{ V}}{2 \text{ } \Omega} \right) = 14,62 \text{ V} \quad (\approx 14,6 \text{ V})$$

1.2 Wertebereich $R_{A \min} \leq R_A \leq R_{A \max}$ für Spannungsstabilisierung

$R_{A \min}$

Wenn R_A ausgehend von beispielsweise $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ verringert wird, nimmt auch die Spannung U_A ab. Damit ist die Abnahme des Zenerstromes I_Z verbunden. Der Widerstand R_A darf nur so weit verringert werden, bis $I_Z = 0$ null wird. Bei weiterer Verringerung müsste die Z-Diode durch Leerlauf ersetzt werden \Rightarrow keine Spannungsstabilisierung mehr.

Berechnung des Zenerstromes I_Z mittels **Superpositionsmethode**:



Stromteilerregel :

$$I_{Z1} = I_0 \frac{R_A}{R_A + r_Z}$$

Strom im Grundstromkreis :

$$I_{Z2} = -\frac{U_Z}{R_A + r_Z}$$

$$I_Z = I_{Z1} + I_{Z2} = I_0 \frac{R_A}{R_A + r_Z} - \frac{U_Z}{R_A + r_Z} = \frac{1}{(R_A + r_Z)} (I_0 R_A - U_Z)$$

$R_{A \min}$, wenn $I_Z = 0$:

$$I_Z = \frac{1}{(R_A + r_Z)} (I_0 R_A - U_Z) \Rightarrow I_0 R_{A \min} - U_Z = 0$$

Ergebnis

$$R_{A \min} = \frac{U_Z}{I_0} \Rightarrow R_{A \min} = \frac{14,6 \text{ V}}{0,025 \text{ A}} = 584 \Omega$$

$R_{A \max}$

Die spannungsstabilisierende Wirkung der Schaltung bleibt bei Vergrößerung von R_A ausgehend von beispielsweise $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ bis $R_A = \infty$ erhalten:

$$R_{A \max} = \infty \quad (\hat{=} \text{ Leerlauf})$$

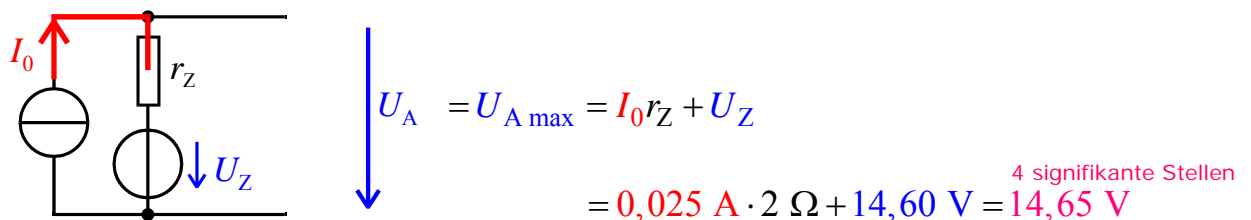
Zusammenfassung

$$584 \Omega \leq R_A \leq \infty$$

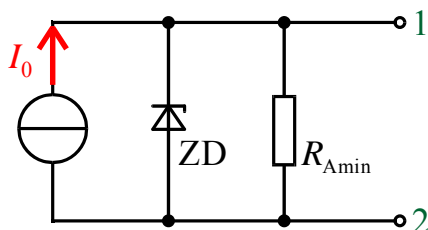
- 1.3 Wie groß ist die Spannung U_A bei $R_A = R_{A \min}$?

$$I_Z = 0 \quad \Rightarrow \quad U_A = U_{A \min} = U_Z = 14,60 \text{ V} \quad \text{4 signifikante Stellen}$$

- 1.4 Wie groß ist die Spannung U_A bei $R_A = R_{A \max}$?



- 1.5 Impedanz Z_{12} , die bei $R_A = R_{A \min}$ an den Klemmen 1, 2 wirkt



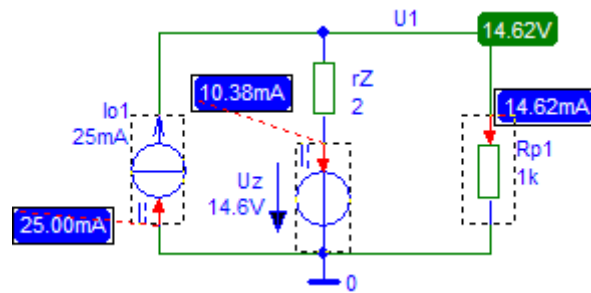
$$\leftarrow Z_{12} = \frac{R_{A \min} r_Z}{R_{A \min} + r_Z} = \frac{584 \Omega \cdot 2 \Omega}{584 \Omega + 2 \Omega} = 1,99 \Omega$$

Stromquelle I_0 durch Leerlauf und ZD durch r_Z ersetzt (Spannungsquelle U_Z durch Kurzschluss ersetzt).

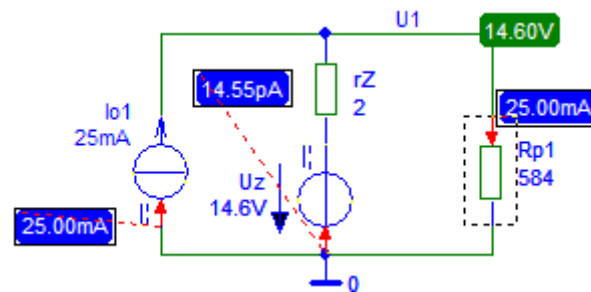


Aufgabe 1: Konstanzspannungserzeugung mit Z-Diode
Schaltungssimulation mit PSpice Studentenversion 9.1

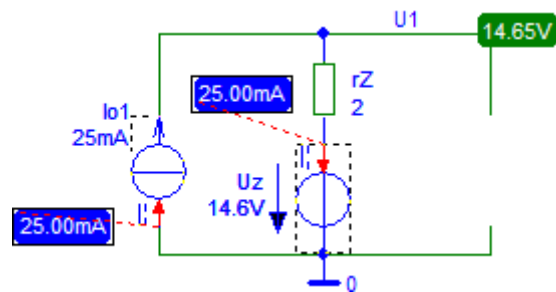
1.1 $U_A = 14,62 \text{ V} \approx 14,6 \text{ V}$



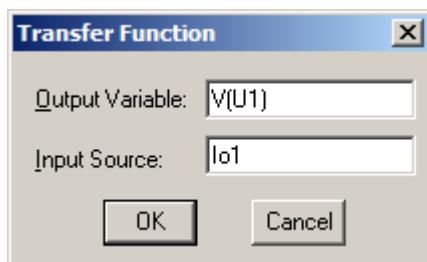
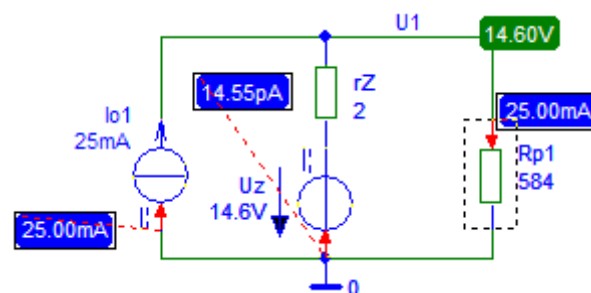
1.3 $U_{A \text{ min}} = 14,60 \text{ V}$
 $R_{A \text{ min}} = 584 \Omega$



1.4 $U_{A \text{ max}} = 14,65 \text{ V}$
 $R_{A \text{ max}} = \infty$



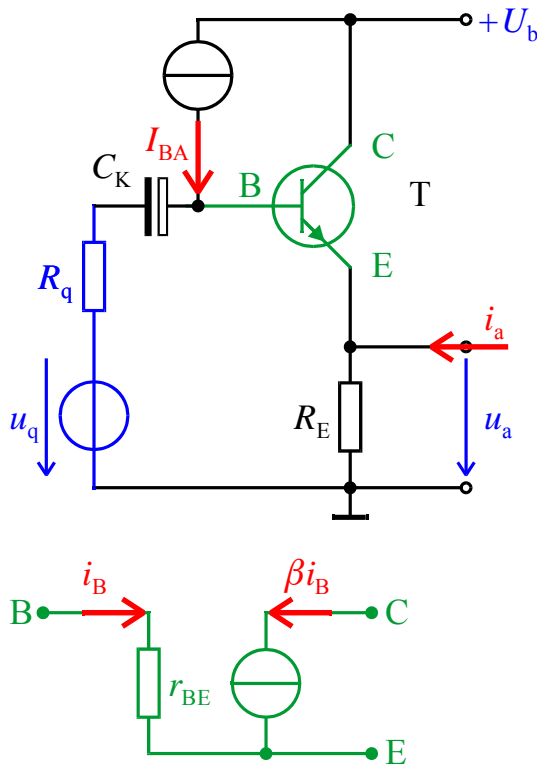
1.5 $Z_{12} = 1,99 \Omega$
 $R_{A \text{ min}} = 584 \Omega$



**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
 $V(U1)/I_{Io1} = 1.993E+00$
 INPUT RESISTANCE AT I_Io1 = 1.993E+00
 OUTPUT RESISTANCE AT V(U1) = 1.993E+00

2. Kollektorschaltung [28]

Gegeben Kollektorschaltung (Abb. 2.1)



$R_E = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_q = 200 \text{ k}\Omega$
 $U_b = 40 \text{ V}$

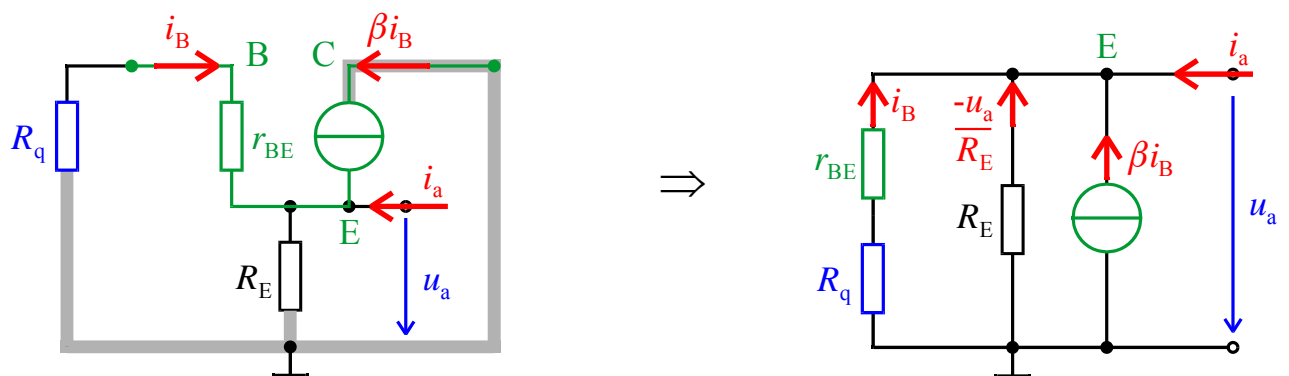
Die Kapazität C_K stellt einen wechselstrommäßigen Kurzschluss dar.

$r_{BE} = 2,43 \text{ k}\Omega$
 $\beta = 198$
 $I_{BA} = 12,34 \text{ }\mu\text{A}$
 $U_{CEA} = 18,2 \text{ V}$

Abb. 2.1: Kollektorschaltung und Kleinsignalersatzschaltung des Transistors T

2.1 Ausgangsimpedanz $Z_a = u_a / i_a$ in **allgemeiner Rechnung**

Wechselstromersatzschaltung



Berechnung des Stromes i_a für gegeben angenommene Spannung u_a (frequenzunabhängiges Verhalten: Verwendung komplexer Amplituden ist nicht nötig)

$$\begin{aligned} \text{Knotensatz} & \rightarrow i_B + \frac{-u_a}{R_E} + \beta i_B + i_a = 0 \\ & i_B(1 + \beta) + \frac{-u_a}{R_E} + i_a = 0 \end{aligned} \quad (1)$$

$$u_a \text{ fällt über } (r_{BE} + R_q) \text{ ab} \rightarrow i_B = \frac{-u_a}{r_{BE} + R_q} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} (2) \text{ in } (1) \text{ eingesetzt} & \rightarrow \frac{-u_a}{r_{BE} + R_q}(1 + \beta) + \frac{-u_a}{R_E} + i_a = 0 \\ & -u_a \left(\frac{1 + \beta}{r_{BE} + R_q} + \frac{1}{R_E} \right) + i_a = 0 \end{aligned}$$

Ergebnis

$$Z_a = \frac{u_a}{i_a} = \frac{1}{\frac{1 + \beta}{r_{BE} + R_q} + \frac{1}{R_E}}$$

2.2 Ausgangsimpedanz $Z_a = u_a / i_a$ **wertmäßig**

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1 + 198}{2,43 \text{ k}\Omega + 200 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{10 \text{ k}\Omega}} = 923 \Omega$$

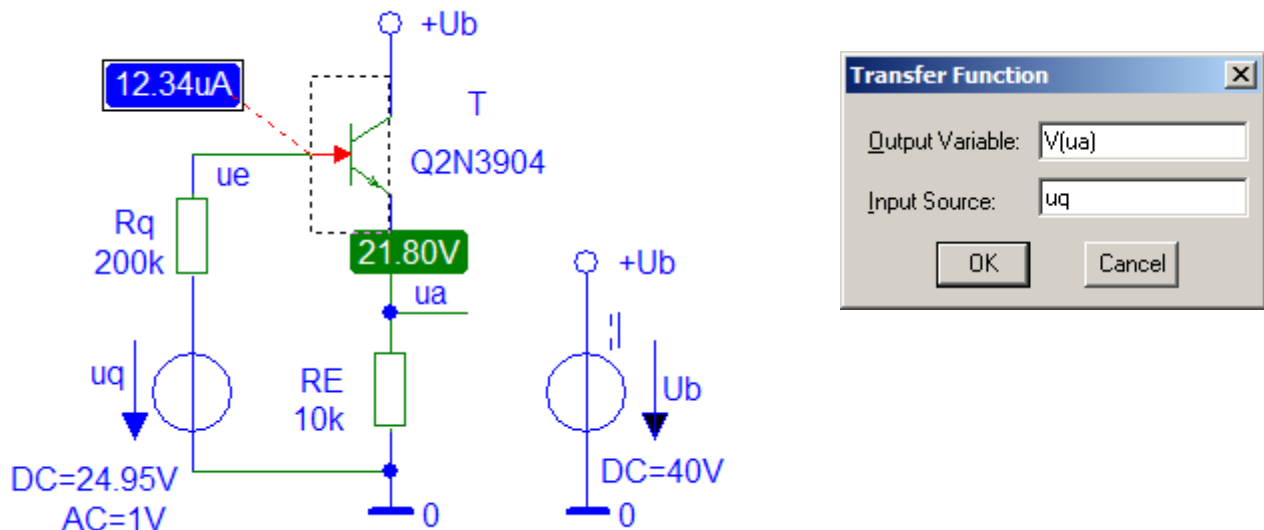
2.3 **Interpretieren Sie den Einfluss** des Innenwiderstands R_q auf Z_a !

Bei **Spannungsspeisung** am Eingang ($R_q = 0$) gilt die vorteilhaft niedrige Ausgangsimpedanz $Z_a \approx r_{BE} / \beta = 12,3 \Omega$. Mit **zunehmendem Innenwiderstand** R_q der am Eingang wirkenden Quelle schwindet dieser Vorteil. Bei $R_q = 200 \text{ k}\Omega$ ist die Ausgangsimpedanz bereits um den Faktor 75 höher: $Z_a = 923 \Omega$. Für $R_q \rightarrow \infty$, also **Stromspeisung** am Eingang, erreicht die Ausgangsimpedanz den Wert $Z_a(R_q \rightarrow \infty) \approx R_E = 10 \text{ k}\Omega$.



Aufgabe 2: Kollektorschaltung

Schaltungssimulation mit PSpice Studentenversion 9.1



Zur Messung von $\underline{Z}_a = \underline{u}_a / \underline{i}_a$ mittels Transfer Function muss die verlustbehaftete Spannungsquelle (U_q und R_q) gleichspannungsgekoppelt, also ohne Koppelkondensator, an die Basis angeschlossen werden. Damit der Basisstrom $I_{BA} = 12,34 \mu\text{A}$ trotzdem fließen kann, wird in der Spannungsquelle u_q neben der Wechselspannung $AC = 1\text{V}$ eine Gleichspannung $DC = 24,95 \text{V}$ eingestellt.

Im Probe-Fenster stehen die Ergebnisse von *Transfer Function*:

```
>>View
>>Outputfile
```

```
**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
```

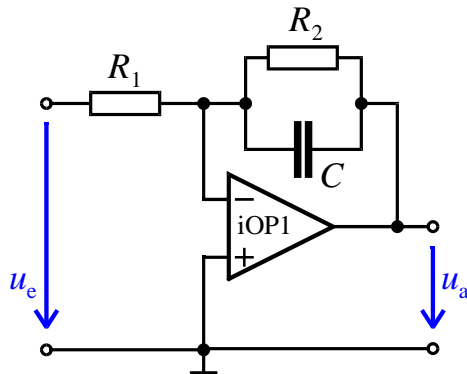
```
V(ua)/V_uq = 8.881E-01
```

```
INPUT RESISTANCE AT V_uq = 1.808E+06
```

```
OUTPUT RESISTANCE AT V(ua) = 9.051E+02 ← Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_a = \underline{u}_a / \underline{i}_a$ 
```

3.**Verstärker mit iOP1****[28]**

Gegeben Verstärker mit iOP1 (**Abb. 3.1**), $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$, $C = 4,7 \text{ nF}$

**Abb. 3.1:** Verstärker mit iOP1

- 3.1** Komplexer Frequenzgang der Leerlauf-Spannungsverstärkung $\underline{v}_u = \underline{u}_a / \underline{u}_e$ in Abhängigkeit von der Frequenz und der externen Beschaltung des idealen Operationsverstärkers R_1 , R_2 und C in **allgemeiner Rechnung**

$$\underline{v}_u = \frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_e} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \quad \text{mit} \quad \underline{Z}_1 = R_1 \quad \text{und} \quad \underline{Z}_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2}{1 + j\omega CR_2}$$

$$\underline{v}_u = \frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_e} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{-1}{1 + j\omega CR_2}$$

- 3.2** BODE-DIAGRAMM der Leerlauf-Spannungsverstärkung \underline{v}_u

$$|\underline{v}_u| = \frac{10}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}} \quad \text{mit der Grenzfrequenz} \quad f_g = \frac{1}{2\pi CR_2} = 720 \text{ Hz}$$

$$\varphi_v = \varphi_{\text{Zähler}} - \varphi_{\text{Nenner}} = \pi - \arctan \frac{f}{f_g} \quad \rightarrow \quad \frac{\varphi_v}{\text{Grad}} = \frac{180}{\pi} \left(\pi - \arctan \frac{f}{f_g} \right)$$

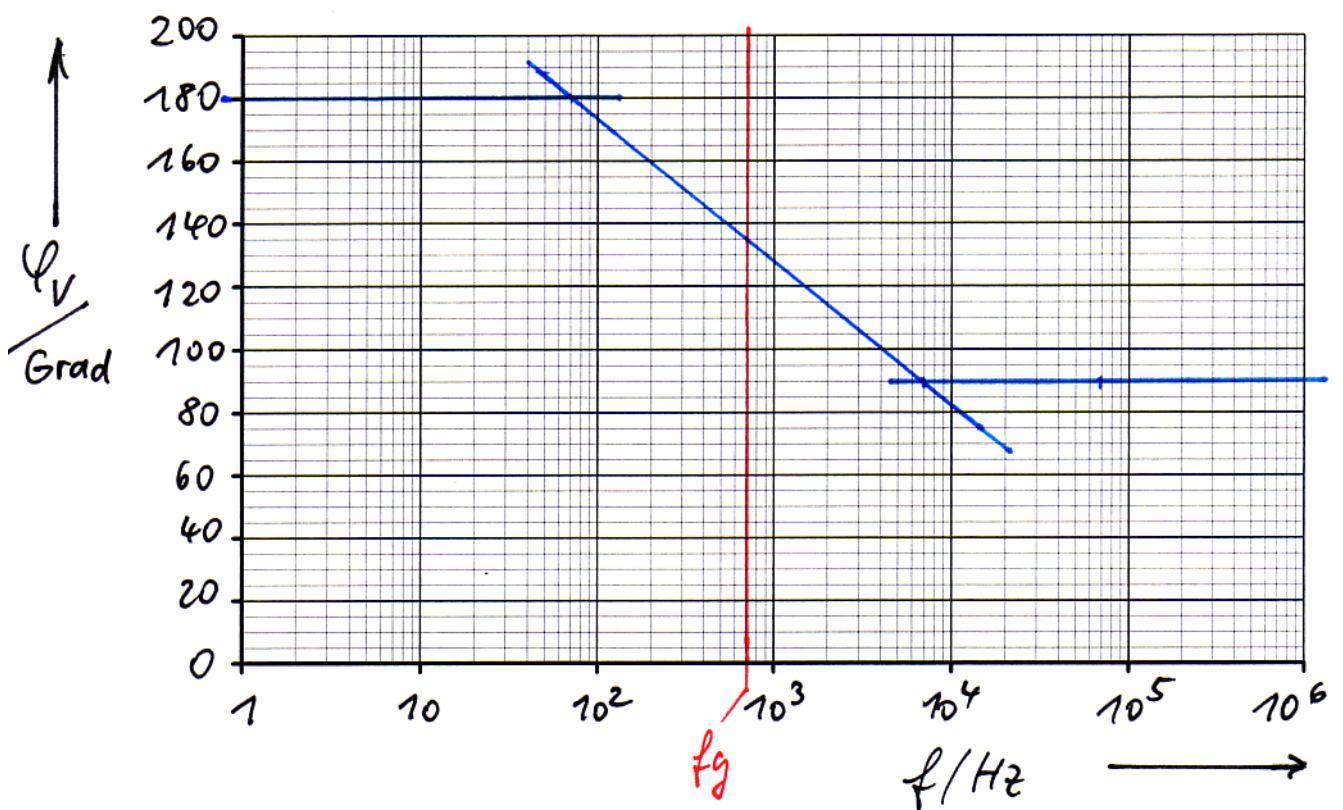
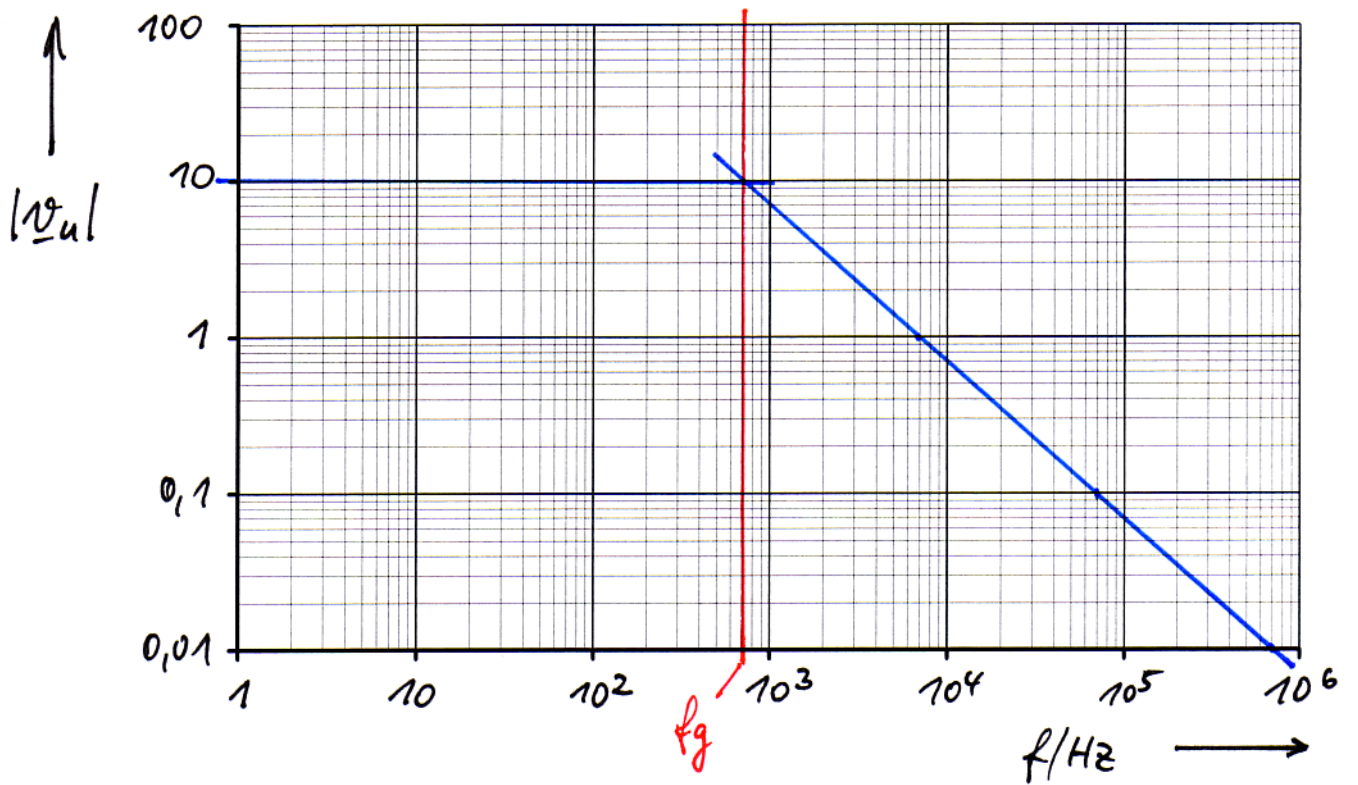


Abb. 3.2a: BODE-DIAGRAMM der Leerlauf-Spannungsverstärkung $v_u = \frac{u_a}{u_e}$

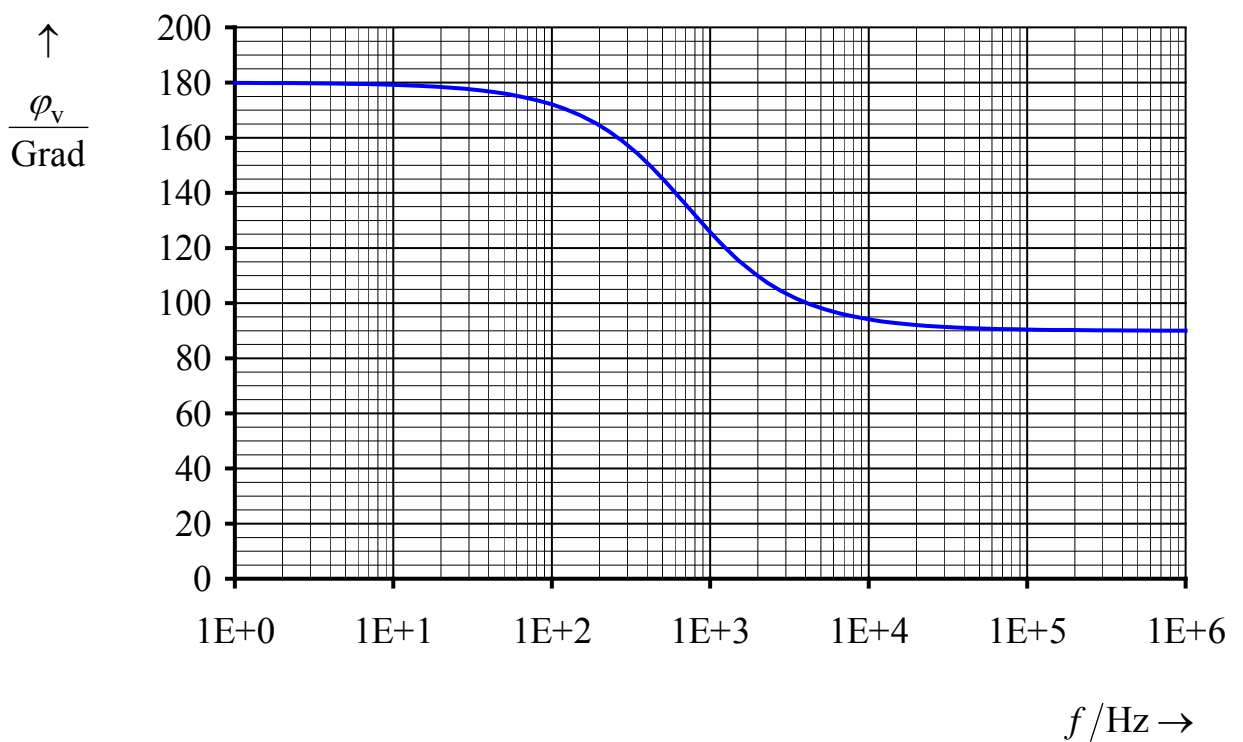
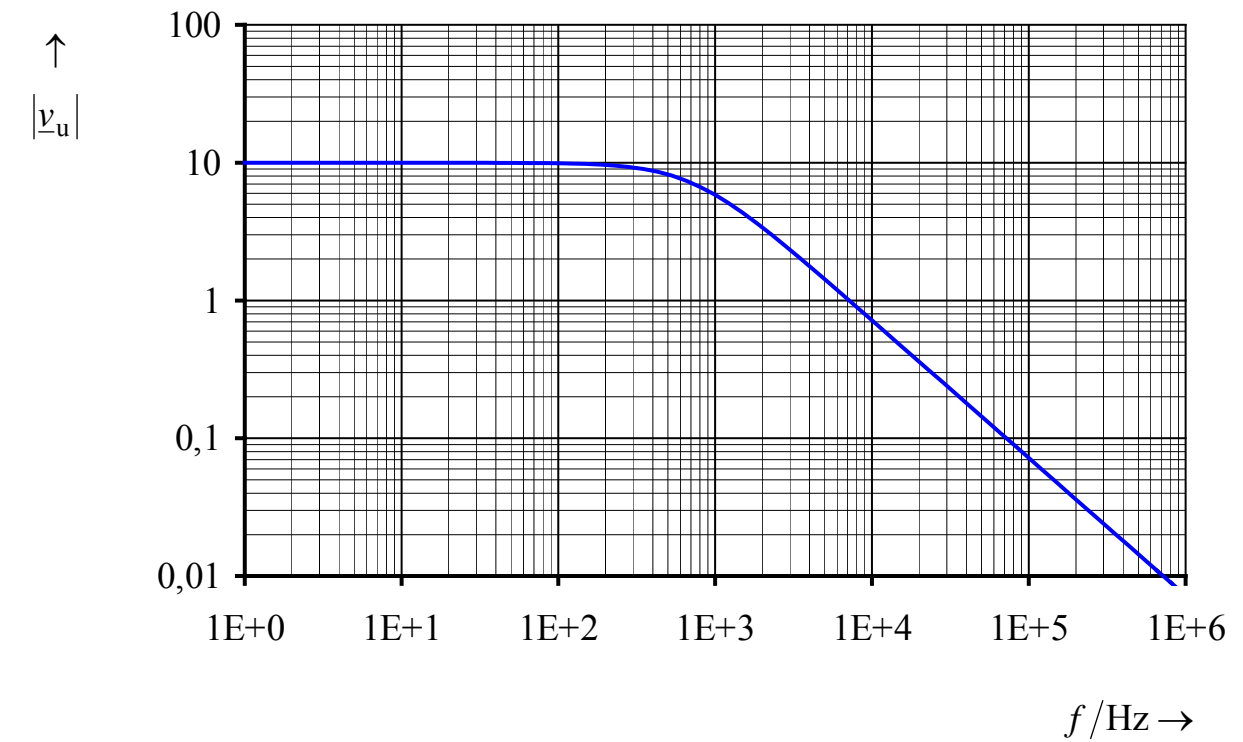
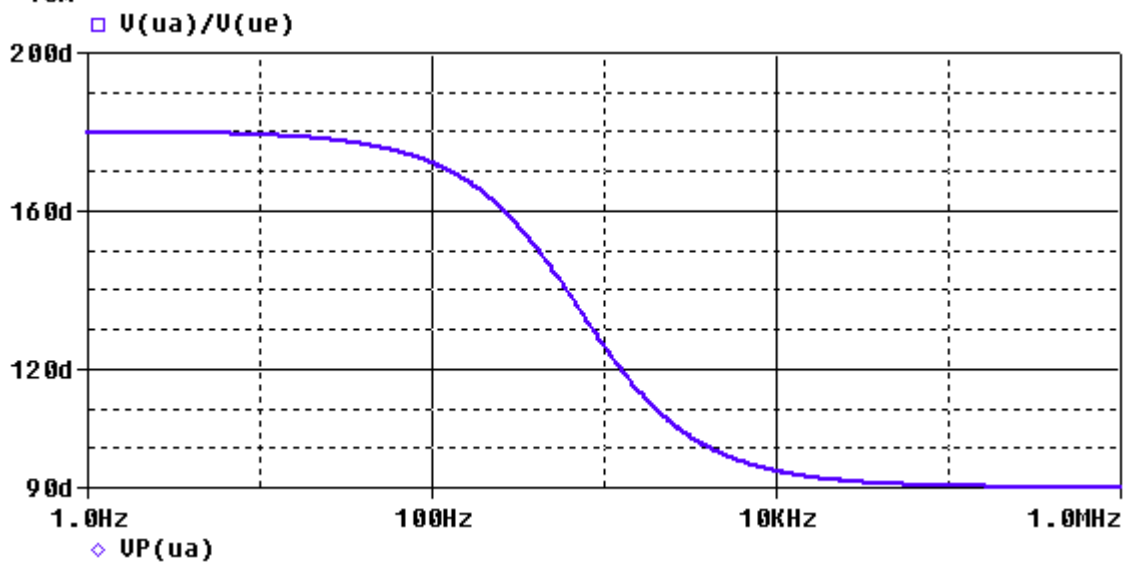
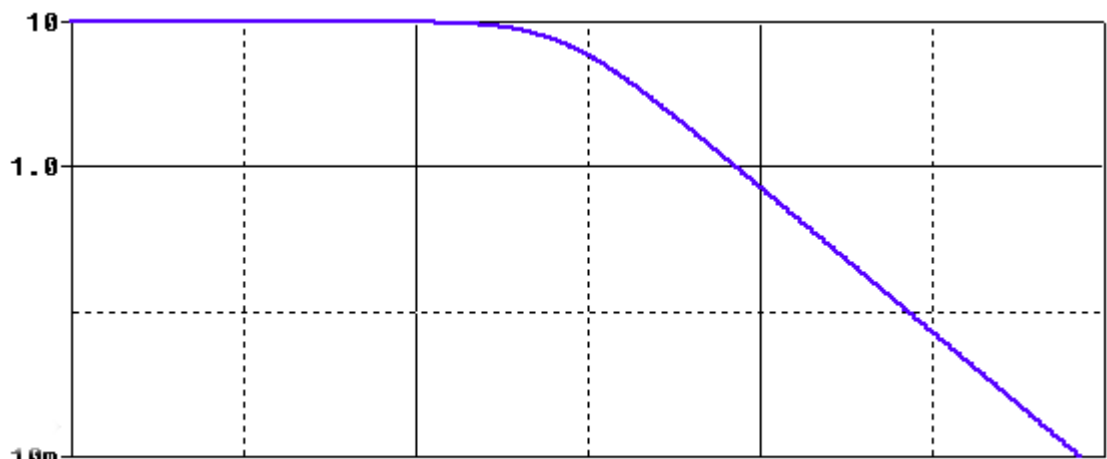
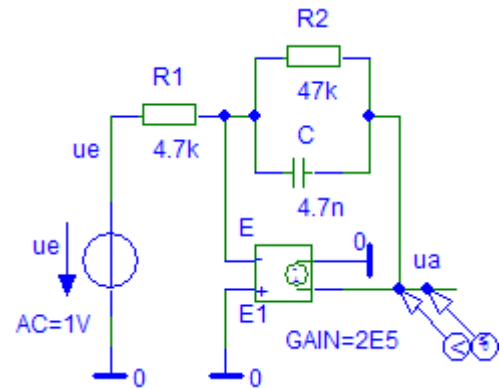
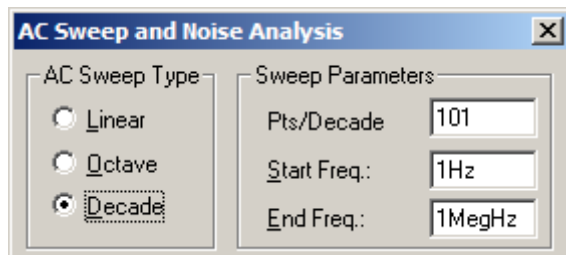


Abb. 3.2b: BODE-DIAGRAMM der Leerlauf-Spannungsverstärkung $v_u = \underline{u}_a / \underline{u}_e$



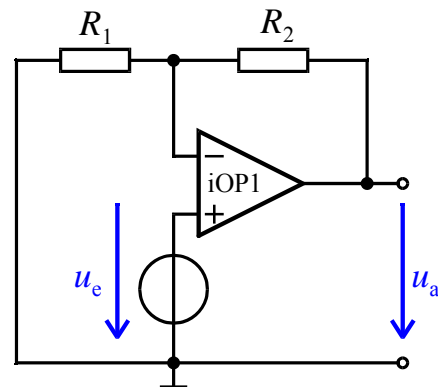
Aufgabe 3: Verstärker mit iOP1 und iOP2

Schaltungssimulation mit PSpice Studentenversion 9.1



4. Frequenzunabhängige Verstärkung mit OP [22]

Gegeben Verstärker mit iOP1, den Widerständen $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$.



4.1 Analytischer Ausdruck für die Leerlauf-Spannungsverstärkung $\underline{v}_u = \underline{u}_a / \underline{u}_e$

$$\underline{v}_u = \frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{Nicht invertierender Verstärker mit iOP1}$$

4.2 Leerlauf-Spannungsverstärkung $\underline{v}_u = \underline{u}_a / \underline{u}_e$ wertmäßig

$$\underline{v}_u = 1 + \frac{9 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \quad \underline{v}_u = 10$$

4.3 Übertragungsmaß G_v der Leerlauf-Spannungsverstärkung

$$G_v = 20 \lg |\underline{v}_u| \text{ dB} \quad G_v = 20 \text{ dB}$$

4.4 Ausgangsspannung $u_a(t)$ im Gitternetz von **Abb. 4.3**

$$u_a(t) = v_u \cdot u_e(t) \quad \rightarrow \quad u_a(t) = 10 \cdot u_e(t)$$

4.5 Ausgangsspannung $u_a(t)$ für $S_R = \Delta U / \Delta t = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$

Die im Punkt $t = 0$, $u_a = 0$ beginnende Anstiegsflanke der Ausgangsspannung $u_a(t)$ erreicht nach $\Delta t = \Delta U / S_R = 10 \text{ V} / (1 \text{ V}/\mu\text{s}) = 10 \mu\text{s}$ den Wert 10 V . Im Diagramm von **Abb. 4.3** ist diese **Flanke violett** dargestellt.

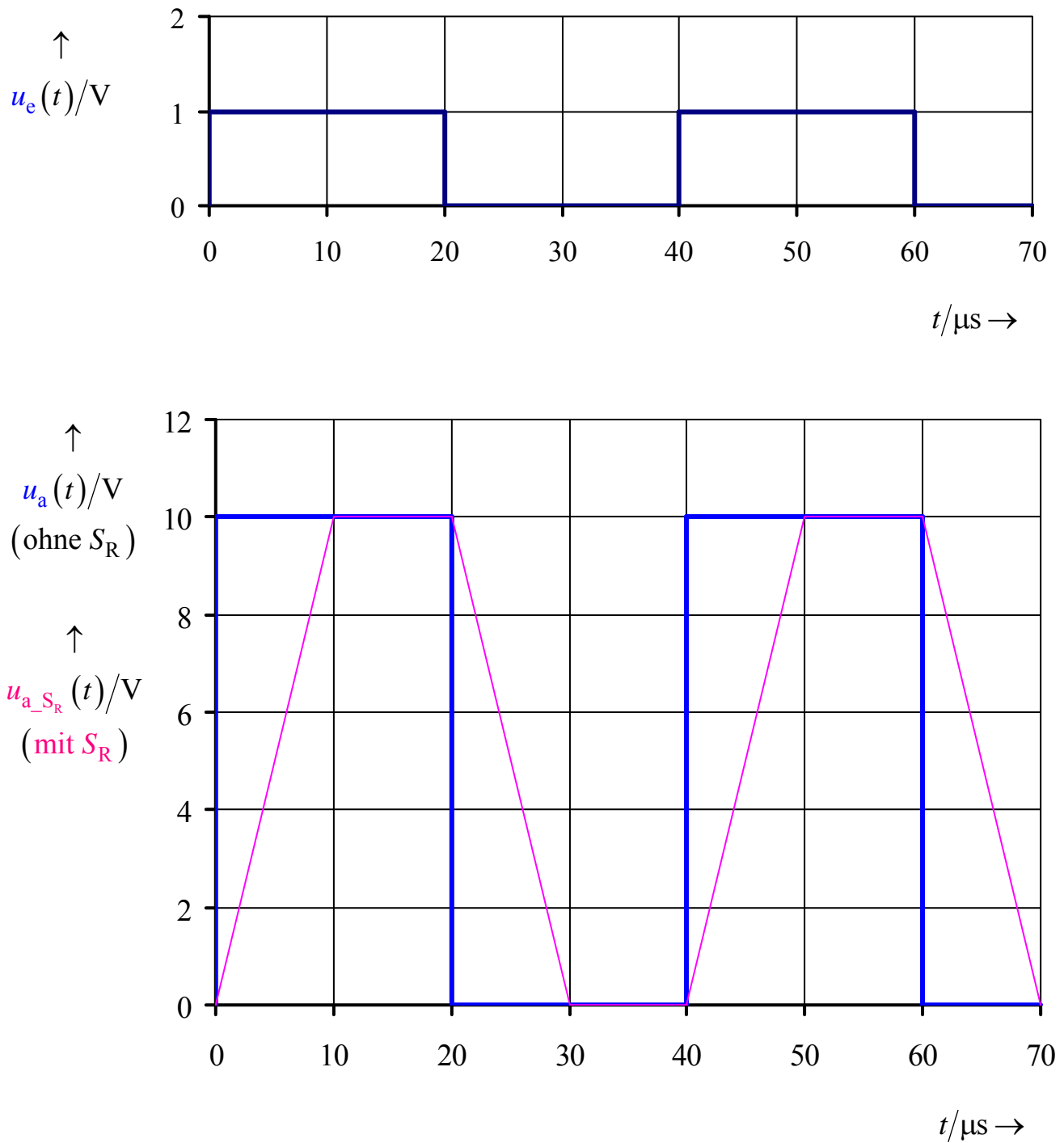
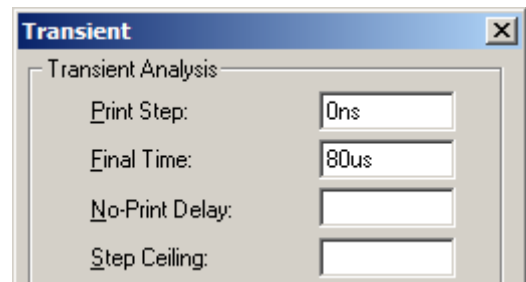
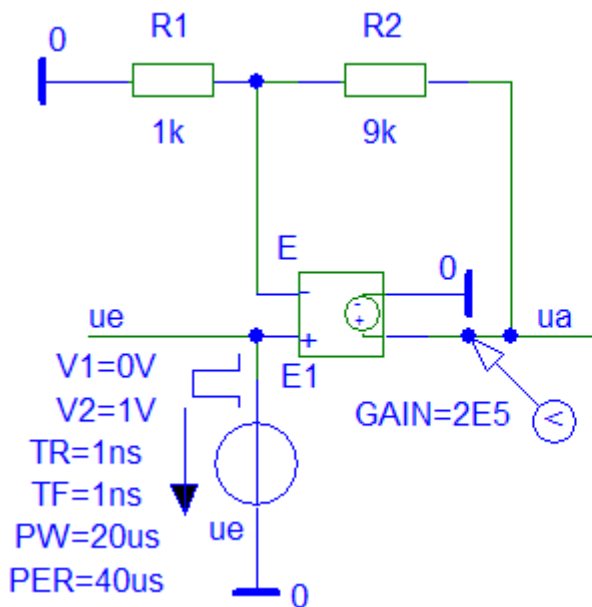


Abb. 4.3: Eingangsspannung $u_e(t)/\text{V}$ (oben) und Ausgangsspannungen $u_a(t)/\text{V}$ *ohne* und $u_{a_S_R}(t)/\text{V}$ *mit* Slew rate $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ (unten)

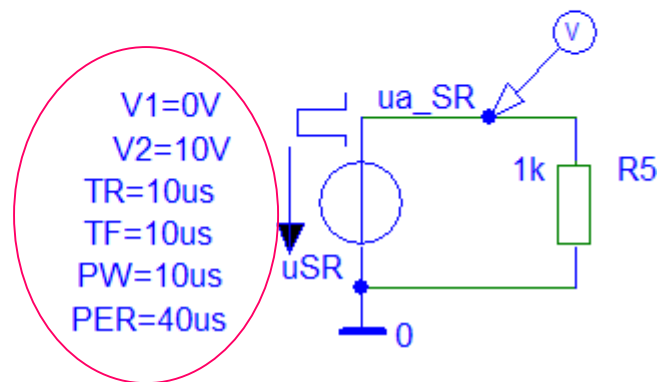


Aufgabe 4: Frequenzunabhängige Verstärkung mit OP
Schaltungssimulation mit PSpice Studentenversion 9.1

ohne Slew rate ↓



mit Slew rate ↓



Simulation der Slew rate durch Manipulation von TR (rise time) und TF (fall time)

