

Donnerstag, 19. Dezember 2002

Praktikumsbericht Elektronik

von

Roland Steffen
Jost Griesemann

Inhaltsverzeichnis

Teil I

Stichworte	4
I. Vorbereitende Aufgaben	
1) Definitionen	4
2) Wie kann man den Innenwiderstand einer Spannungsquelle bestimmen?	5
3) Entwurf einer einfachen Schaltung	5
4) Machen Sie sich mit dem Bedienfeld des Oszilloskops vertraut	5
II. Versuche/Fragen	
1) Inbetriebnahme des hps-electronic boards	6
1.1) Bestimmung der Innenwiderstände der Spannungsquellen	6
1.1.1) Spannungsquelle 15V	6
1.1.2) Variable Spannungsquelle $U_0 = 0..30\text{ V}$	7
1.1.3) Signalgenerator	7
2) Bestimmung von Mittelwert, Spitzenwert und Effektivwert einer Spannung	8
3) Messung an der RC-Schaltung	8

Teil II

Stichworte	10
I. Vorbereitende Aufgaben	
1) Serienschwingkreis mit harmonischer Erregung $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$	10
2) Bandpaß mit harmonischer Erregung $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$	12
II. Versuche/Fragen	
1) Untersuchungen am Serienschwingkreis	14
2) Untersuchung des Bandpaßverhaltens	15

Teil III

Stichworte	19
I. Vorbereitende Aufgaben	
1) Wie funktioniert eine Diode?	20
2) Was verstehen Sie unter den Begriffen „Anode“ und „Katode“?	20
3) Geben Sie das Schaltsymbol einer Halbleiterdiode an.	20
4) Kennlinie einer Si-Diode	20
5) Was versteht man unter der Knickspannung einer Diode?	20
6) Eine Si-Diode hat folgende Kenndaten	20
7) Wie ist der Differentielle Innenwiderstand einer Diode definiert?	21
8) Worin besteht der Unterschied zwischen einer Z-Diode und einer Si-Diode?	21
9) Geben Sie das Schaltsymbol einer Z-Diode an	21

10) Skizzieren Sie die Kennlinie einer Z-Diode.	21
11) Zeichnen Sie das Schaltbild eines Einweggleichrichters.	21
12) Spannungsverlauf an Lastwiderstand bei Einweggleichrichter:	22
13) Zeichnen Sie das Schaltbild eines Brückengleichrichters:	22
14) Spannungsverlauf Brückengleichrichter:	22
15) Wie kann man das Kennlinienfeld eines Bipolartransistors ermitteln?	22
16) Linearisiertes Transistormodell	22
17) Dimensionieren einer Transistorschaltung	22

II. Versuche/Fragen

1. Die Silizium-Gleichrichterdiode	23
2. Die Z-Diode	23
3. Der Einweggleichrichter	25
4. Der Brückengleichrichter	26
5. Die Spannungstabilisierung	27
6. Ausgangskennlinienfeld einen npn-Transistors	29
7. Transistor als Schalter	30

Teil IV

Stichworte	32
-------------------	----

I. Vorbereitenden Aufgaben

1) Invertierender Verstärker	33
2) Elektrometerverstärker	33
3) Summierer	34
4) Integrierer	34
5) Differenzierer	34
6) Tiefpaß	35
7) Hochpaß	35
8) Präzisionsgleichrichter	35

II. Versuche/Fragen

1-2) Rückkopplungsverhalten des OPV	36
3) bei verschiedenen Signalformen	37
4) Elektrometerverstärker	37
5) Elektrometerverstärker mit verschiedenen Signalformen	38
6) Impedanzwandler	38
7) Tiefpaß erster Ordnung mit Operationsverstärker	39
8) Präzisionsgleichrichter	42

Anhang: Aufgabenblätter

Teil I

Stichworte

Spitzenwert: max. Wert einer Wechselspannung bzw. die Amplitude

Mittelwert: Mittelwert eines Signals über eine Periode; $\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt$

Effektivwert: Der Effektivwert eines Signals (periodische Signalform) ist jenes Gleichsignal (Strom oder Spannung), welches zur gleichen mittleren Stromwärme führt;

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt$$

Tastverhältnis: Das Tastverhältnis ist das Verhältnis der Einschaltzeit zur Periodendauer (bei periodischen Signalen) $T_V = t_{\text{ein}} / T$

Innenwiderstand: Der Innenwiderstand ist der charakteristische Widerstand einer Spannungs- bzw. Stromquelle und wird durch das Innenleben dieser bestimmt.

Strombegrenzung: Der maximale Strom den eine Quelle liefern kann wird durch ihren Innenwiderstand bestimmt.

Übertragungsfunktion: Sie beschreibt das Verhältnis von Ausgangssignalfunktion zu

Eingangssignalfunktion $\hat{V}_u = \frac{\hat{U}_A}{\hat{U}_{E0}}$

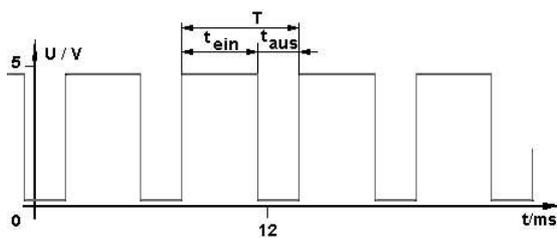
Amplitudengang: Ist der Betrag der Übertragungsfunktion

Phasenverschiebung: Ist der Winkel um den ein Signal gegenüber dem Eingangssignal verschoben ist.

I. Vorbereitende Aufgaben

1) Definitionen:

- Spitzenwert einer Spannung $U(t)$: Maximale Spannung U_{max} bzw. die Amplitude einer periodischen Spannung.
- Mittelwert einer periodischen Spannung $U(t)$: siehe Stichworte
- Effektivwert einer periodischen Spannung : siehe Stichworte
- Wie hängen diese Begriffe zusammen: Es sind wichtige Kenngrößen die eine Spannung charakterisieren.



$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} U_0^2 dt} = U_0 \cdot \sqrt{\frac{t_{ein}}{T}}$$

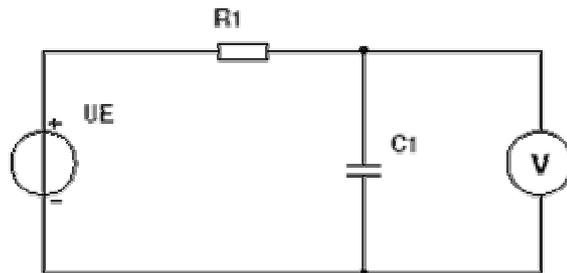
$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ein}} U_0 dt = U_0 \frac{t_{ein}}{T}$$

2) Innenwiderstand einer Spannungsquelle:

$$R_i = \frac{U_o - U_K}{I}$$

3) $\tan \varphi_C = \omega RC$

$$|\hat{U}_C| = \frac{U_{EO}}{\omega C} \cdot \sqrt{\frac{1}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}}$$



4) Bedienfeld des Oszilloskops

Wie kann man den Elektronenstrahl beeinflussen?

Da das der Sinn es Oszilloskops ist, kann man das mit so ziemlich allen Knöpfen machen. Zum Einstellen kann ich Intensität mit ‚INTENS.‘ und den Focus mit ‚FOCUS‘ verändern.

Wie kann man die Nulllinie verändern?

Ich kann die Y-Ablenkung mit ‚Y-POS.‘ und die X-Ablenkung mit ‚X-POS.‘ beeinflussen.

Wie ändert sich die Darstellung eines Signals, wenn der Eingangsverstärker am eingangsteiler umgestellt wird?

Die Amplitude des Signals wird um den Faktor 5 vergrößert.

Wie ändert sich die Darstellung eines Signals, wenn die Zeitbasis verändert wird?

Damit stelle ich die Zeit ein die der Elektronenstrahl brauch um einen Zentimeter auf dem Schirm zurückzulegen, das heißt ich kann die Anzahl der dargestellten Perioden verändern.

Wie ändert sich die Darstellung eines Signals mit Gleichspannungskomponente, wenn der Eingangsverstärker von DC-Kopplung auf AC-Kopplung umgestellt Wird?

Der Gleichspannungsanteil wird unterdrückt.

II Versuche/Fragen

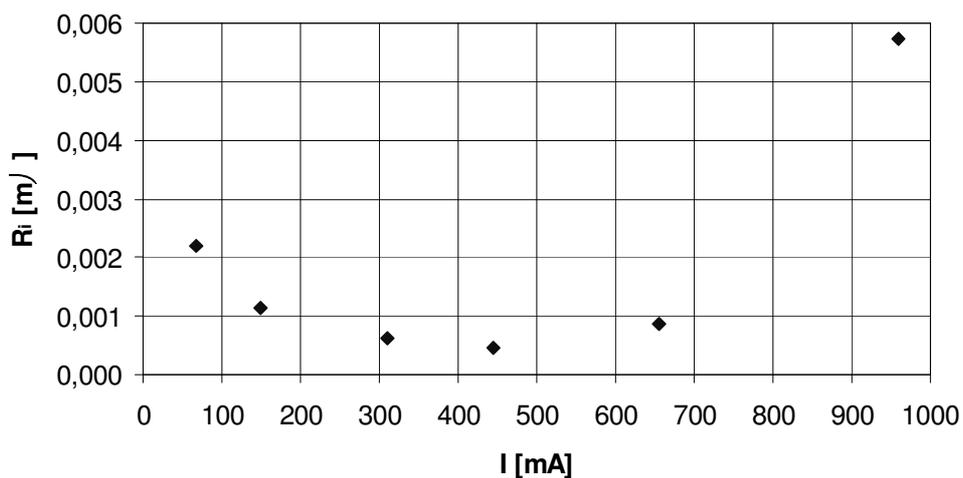
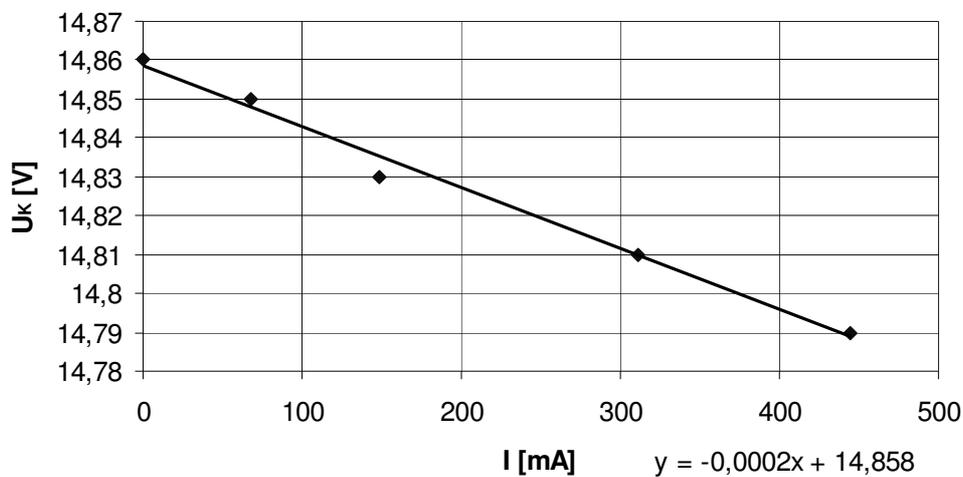
1.1) Bestimmung der Innenwiderstände der Spannungsquellen

1.1.1) Spannungsquelle 15V

Nr.	R [Ω]	I [mA]	U _K [V]	R _i [mΩ]
1	∞	0,001	14,86	140
2	220	68	14,85	0,0022
3	100	148	14,83	0,0011
4	47	311	14,81	0,0006
5	33	444	14,79	0,0005
6	22	655	14,43	0,0009
7	10	960	9,5	0,0057

U₀ [V]:
15

$$R_i = (U_0 - U_K) / I$$



Fazit: Die Bestimmung des Innenwiderstands ist rechnerisch nur schlecht möglich, weil sich der Widerstand zwischen den Messpunkten stark ändert. Besser ist die graphische Ermittlung aus einem U/I Diagramm über die Steigung. Der Innenwiderstand begrenzt die Spannungsquelle.

1.1.2) Variable Spannungsquelle $U_0=0..30$ V

Nr.	R [Ω]	I [mA]	U_K [V]	R_i [m Ω]
1	∞	0,001	0,995	5
2	220	2	0,816	0,0920
3	47	17	0,813	0,0110
4	22	36	0,809	0,0053
5	10	81	0,803	0,0024
6	6,875	116	0,796	0,0018

U_V [V]:
1

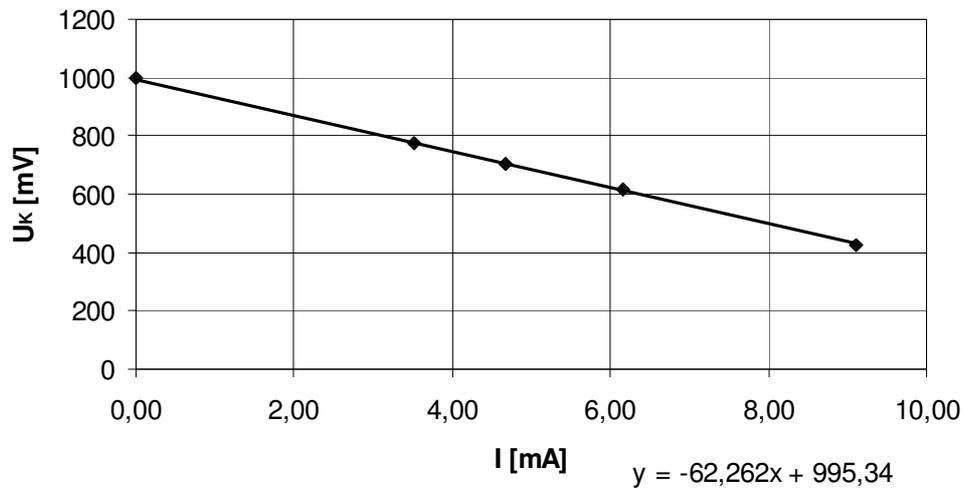
$$R_i = (U_0 - U_K) / I$$

Fazit: Auch hier kann man erkennen, dass der Innenwiderstand die Spannungsquelle begrenzt

1.1.3) Signalgenerator

Nr.	R [Ω]	I [mA]	U_K [mV]	R_i [Ω]
1	∞	0,00	996	4000
2	220	3,52	775	64
3	150	4,68	702	64
4	100	6,15	615	63
5	47	9,11	428	63

U_{eff} [mV]:
1000



Fazit: Bei dem Innenwiderstand handelt es sich um die Steigung im U/I Diagramm.

2) Bestimmung von Mittelwert, Spitzenwert und Effektivwert einer Spannung

sinusförmige Wechselspannung (100 Hz, $U_{\text{eff}} = 0,70 \text{ V}$):

	U_{ss} [V]	U_{mittel} [V]
Soll	2	0
gemessen	2	0,019

unipolare Rechteckspannung (100 Hz, $U_{\text{max}} = 1 \text{ V}$):

	U_{eff} [V]	U_{mittel} [V]
Soll	0,707	0,5
gemessen	0,512	0,494

bipolare Rechteckspannung (100 Hz, $U_{\text{ss}} = 2 \text{ V}$):

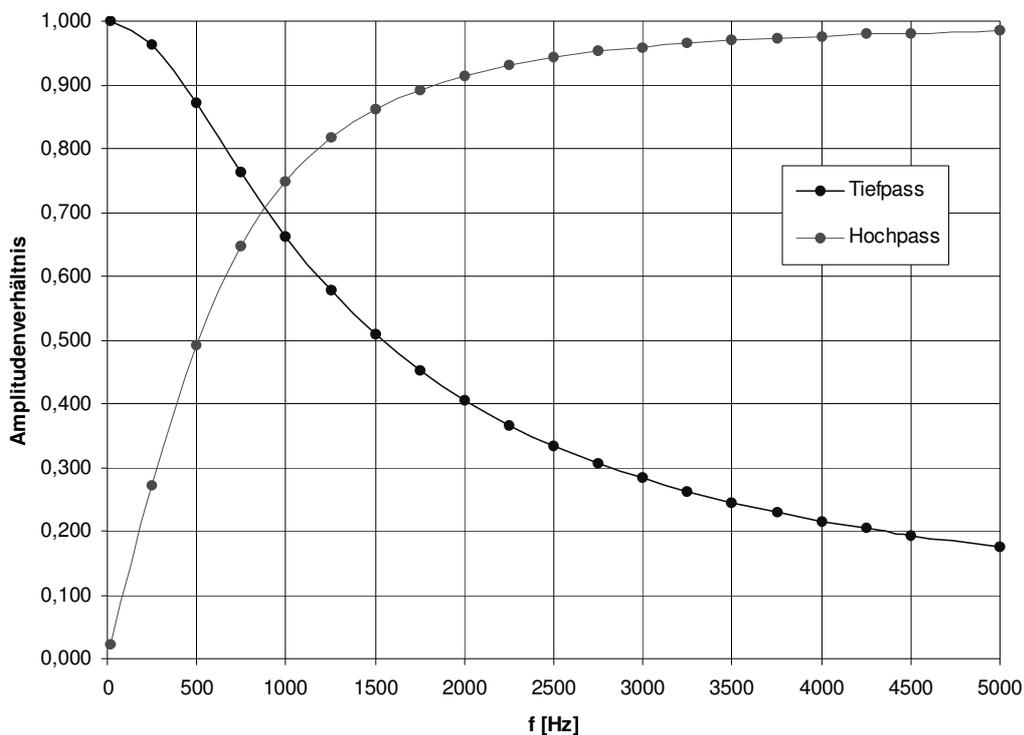
	U_{mittel} [V]	U_{eff} [V]
Soll	0	1
gemessen	0,025	1,022

Fazit: Es kommt bei der Messung zu Abweichungen, da das Multimeter nur auf sinusförmige Spannungen ausgelegt ist.

3) Messung an der RC-Schaltung

Nr.	f [Hz]	$U_{\text{eff, R}}$ [mV]	$U_{\text{eff, C}}$ [mV]	R [Ohm]	C [F]	Amp. Tiefpass	Amp. Hochpass
1	20	22,5	970	18000	0,00000001	1,000	0,023
2	250	266	933	18000	0,00000001	0,962	0,272
3	500	494	870	18000	0,00000001	0,871	0,492
4	750	648	759	18000	0,00000001	0,763	0,647
5	1000	749	660	18000	0,00000001	0,663	0,749
6	1250	809	572	18000	0,00000001	0,578	0,816
7	1500	860	506	18000	0,00000001	0,508	0,861
8	1750	893	450	18000	0,00000001	0,451	0,892
9	2000	906	400	18000	0,00000001	0,405	0,915
10	2250	932	365	18000	0,00000001	0,366	0,931
11	2500	935	330	18000	0,00000001	0,334	0,943
12	2750	935	300	18000	0,00000001	0,306	0,952
13	3000	932	274	18000	0,00000001	0,283	0,959
14	3250	966	262	18000	0,00000001	0,263	0,965
15	3500	964	243	18000	0,00000001	0,245	0,970
16	3750	976	229	18000	0,00000001	0,230	0,973
17	4000	979	216	18000	0,00000001	0,216	0,976
18	4250	975	202	18000	0,00000001	0,204	0,979
19	4500	979	192	18000	0,00000001	0,193	0,981
20	5000	980	173	18000	0,00000001	0,174	0,985

Amplitudengang Hochpass/Tiefpass



Fazit: Wie im Diagramm zu erkennen ist, lässt der Hochpass nur hohe Frequenzen und der Tiefpass nur niedrige Frequenzen durch. Der Schnittpunkt der beiden Kurven stellt die Eckfrequenz dar (884,64 Hz) und liegt bei 70,7% der Amplitude.

Teil II

Stichworte

Schwingkreis: Einen Zweipol, der aus der Reihenschaltung der Schaltelemente Widerstand, Induktivität und Kapazität besteht, bezeichnet man als Reihen- oder Serienschwingkreis. Einen Zwei Pol, der aus der Parallelschaltung der Schaltelemente Widerstand, Induktivität und Kapazität besteht, bezeichnet man als Parallelschwingkreis.

Stromresonanz: Die Resonanzströme entstehen durch die zwischen Induktivität und Kapazität hin- und herschwingende magnetische und elektrische Feldenergie, woher auch die Bezeichnung Parallelschwingkreis stammt. Der Resonanzstrom ist um den Faktor Q größer als der am Eingang fließende Gesamtstrom I. Unter Stromresonanz versteht man die Resonanzerscheinung der Stromquelle, die hierbei lediglich den Wirkstrom durch den ohmschen Widerstand liefert.

Spannungsresonanz: Die Resonanzspannungen pulsieren in den Blindwiderständen und erreichen für $\omega_{rL} = 1/\omega_{rC} \gg R$ weit höhere Werte als die Klemmenspannung U. Daraus resultiert auch die Bezeichnung Spannungsresonanz. Resonanzspannung: $U_{rC} = U_{rL} = QU$

Halbwertsbreite: Die Halbwertsbreite ist der Frequenzbereich um die Resonanzfrequenz herum, bei der die Leistung mehr als 50% beträgt. ($2 \cdot \Delta\omega = R/L$)

Bandbreite: Die Bandbreite ist das Frequenzintervall um die Resonanzfrequenz herum, indem die Verstärkung größer 70,7% ist. ($B = R / (2\pi L)$)

Resonanzwiderstand: Den Scheinwiderstand des Schwingkreises bei Resonanz bezeichnet man als Resonanzwiderstand.

Resonanzleitwert: Bezeichnet den Kehrwert des Scheinwiderstandes.

I. Vorbereitende Aufgaben

1) Serienschwingkreis mit harmonischer Erregung $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$

a) Berechnung der Resonanzfrequenz f_0 der Schaltung:

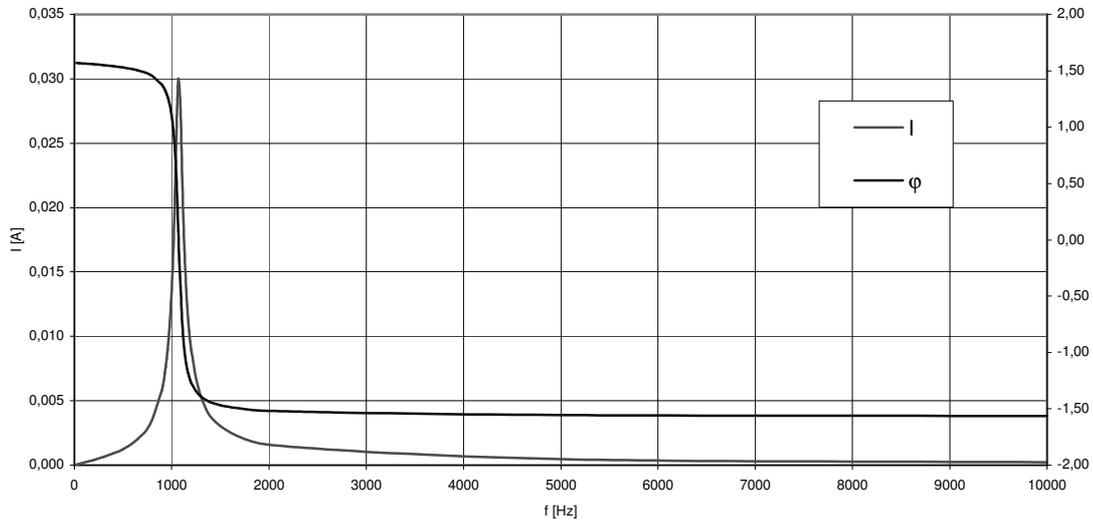
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 6742 \frac{1}{s}$$
$$f_0 = \frac{\omega}{2\pi} = 1073,02 \text{ Hz}$$

b) Berechnung der Bandbreite B:

$$B = \frac{R}{2\pi L} = 74,80 \frac{1}{s}$$

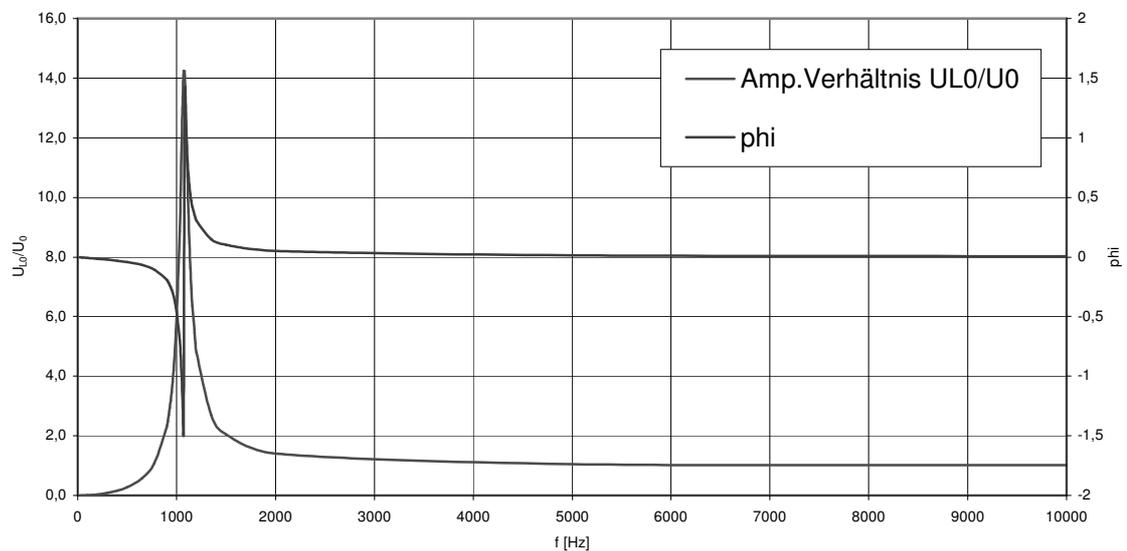
$$c) \left| \hat{I}_0 \right| = U_{v1} \sqrt{\frac{1}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad \tan(\varphi) = \frac{-\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R}$$

I_0 und φ im Frequenzbereich 20 Hz - 10 kHz



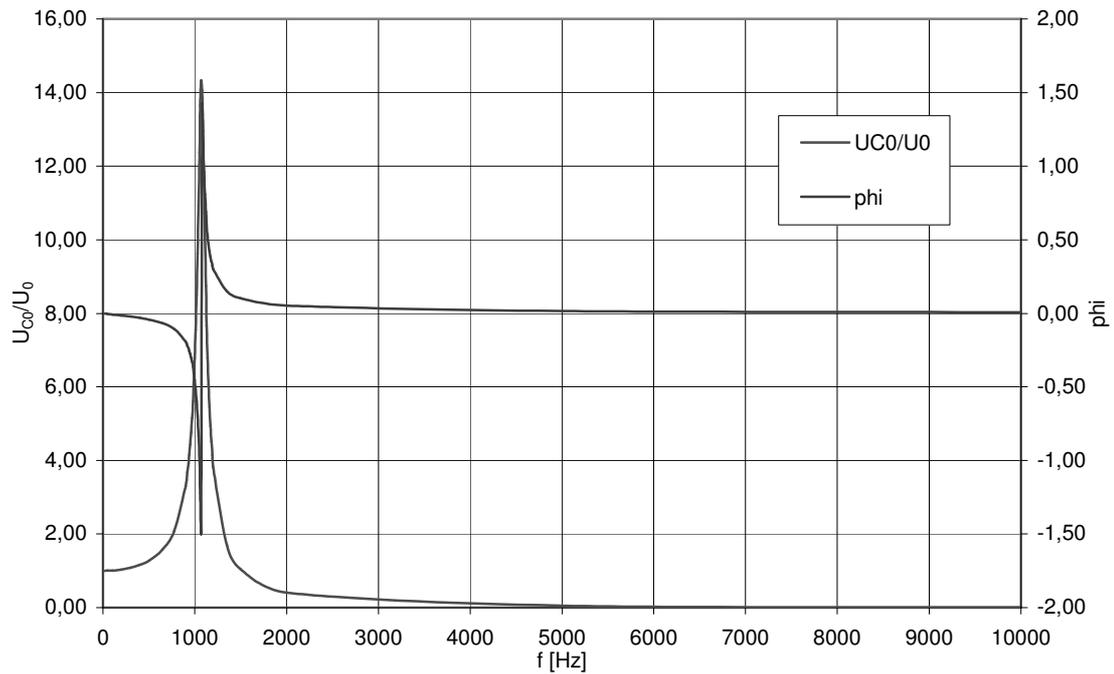
$$d) \left| \frac{U_{L0}}{U_0} \right| = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad \arg(\hat{U}_L) = \arctan\left(\frac{R}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}\right)$$

Amp. Verhältnis U_{L1}/U_0 und phi



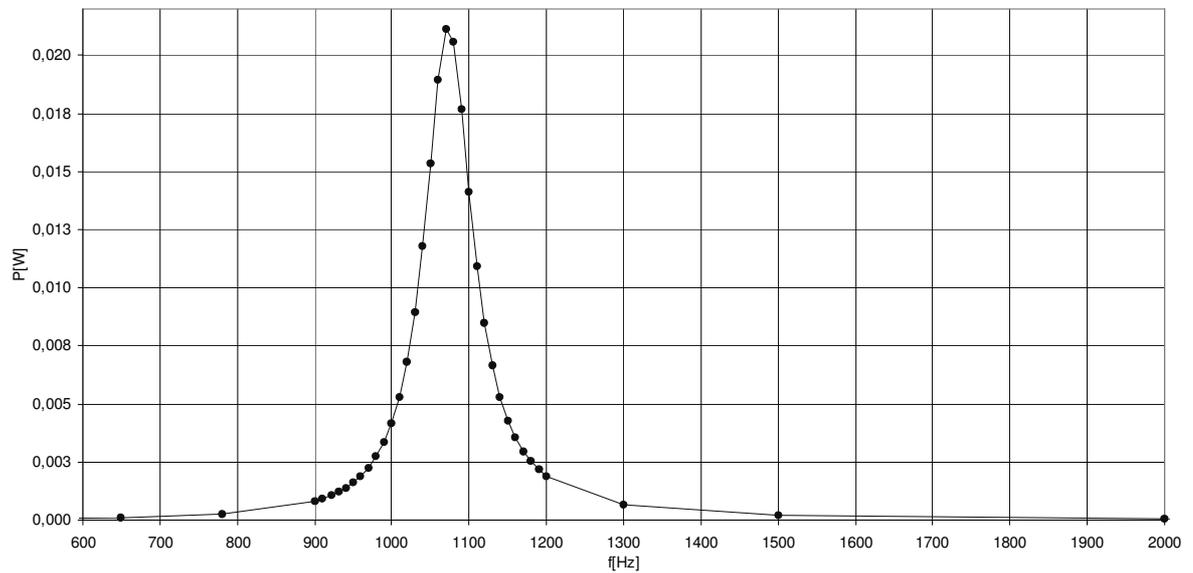
$$e) \left| \frac{U_{C0}}{U_0} \right| = \frac{1}{\omega C} \sqrt{\frac{1}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad \arg(\hat{U}_C) = \arctan\left(\frac{R}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}\right)$$

Amplitudenverhältnis U_{C10}/U_0 und phi über der Frequenz



$$f) P_w = \frac{1}{2} R |\hat{I}_0|^2$$

Wirkleistung P_w

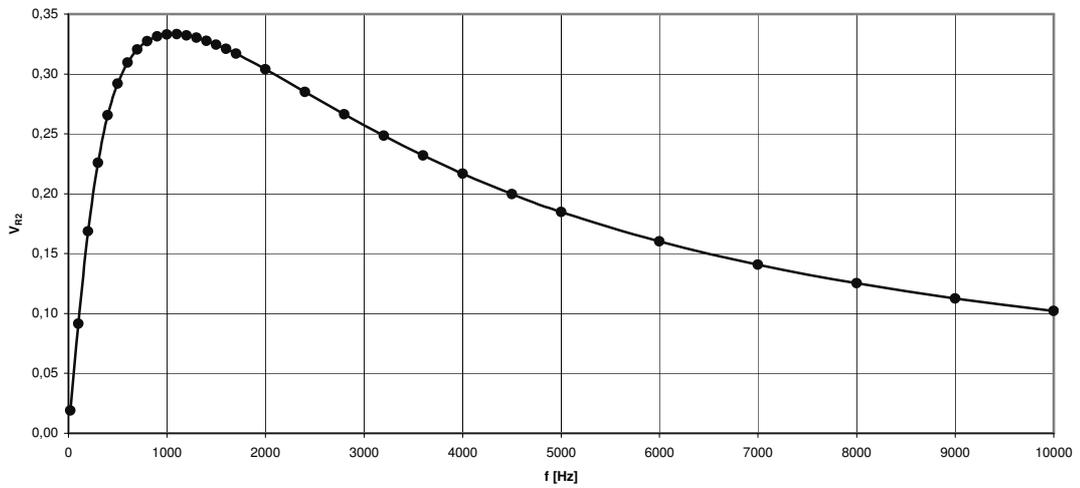


2) Bandpaß mit harmonischer Erregung $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$

$$a) \left| \frac{\hat{U}_{R2}}{\hat{U}_0} \right| = \sqrt{\frac{1}{9 + \left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC} \right)^2}}$$

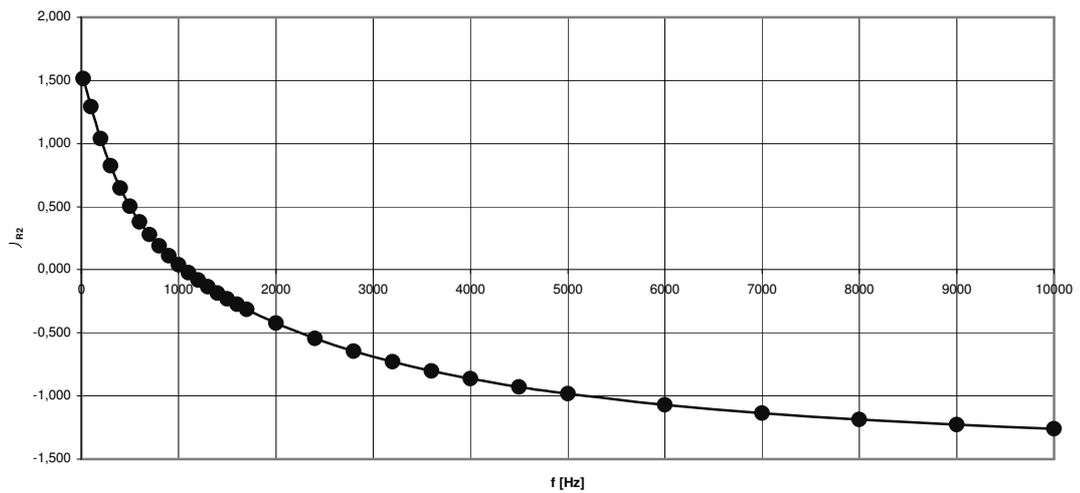
b)

Verstärkung in Abhängigkeit der Frequenz



c)

Phasenwinkel in Abhängigkeit der Frequenz



$$d) \hat{Z}_{ges} = \frac{R}{1+i\omega RC} + R + \frac{1}{i\omega C} \quad \Rightarrow \quad |\hat{Z}_{GES}| = \sqrt{\frac{R^2}{1+(\omega RC)^2} + R^2 + \frac{1}{\omega C}}$$

II. Versuche/Fragen

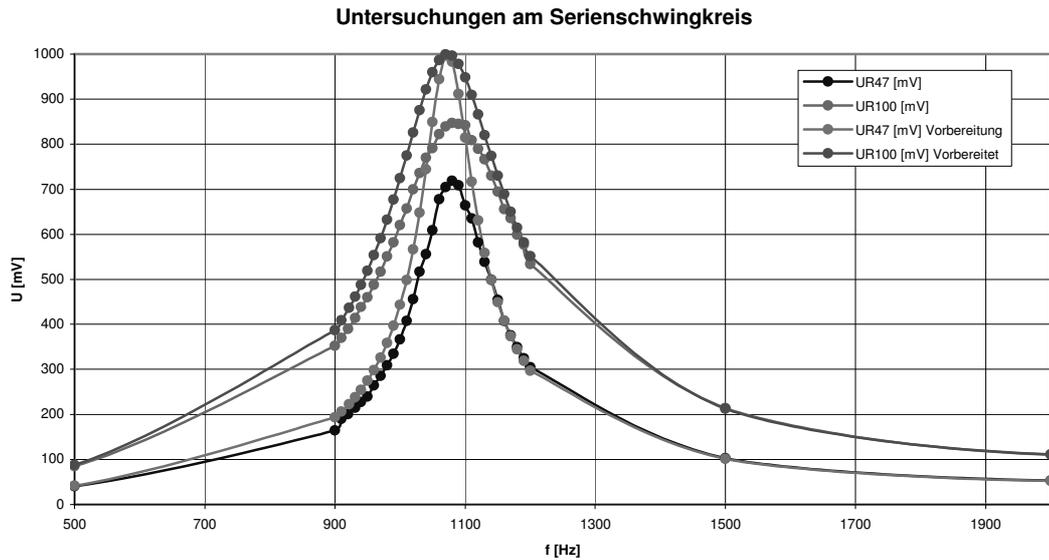
1) Untersuchungen am Serienschwingkreis

1.1) 1.2)

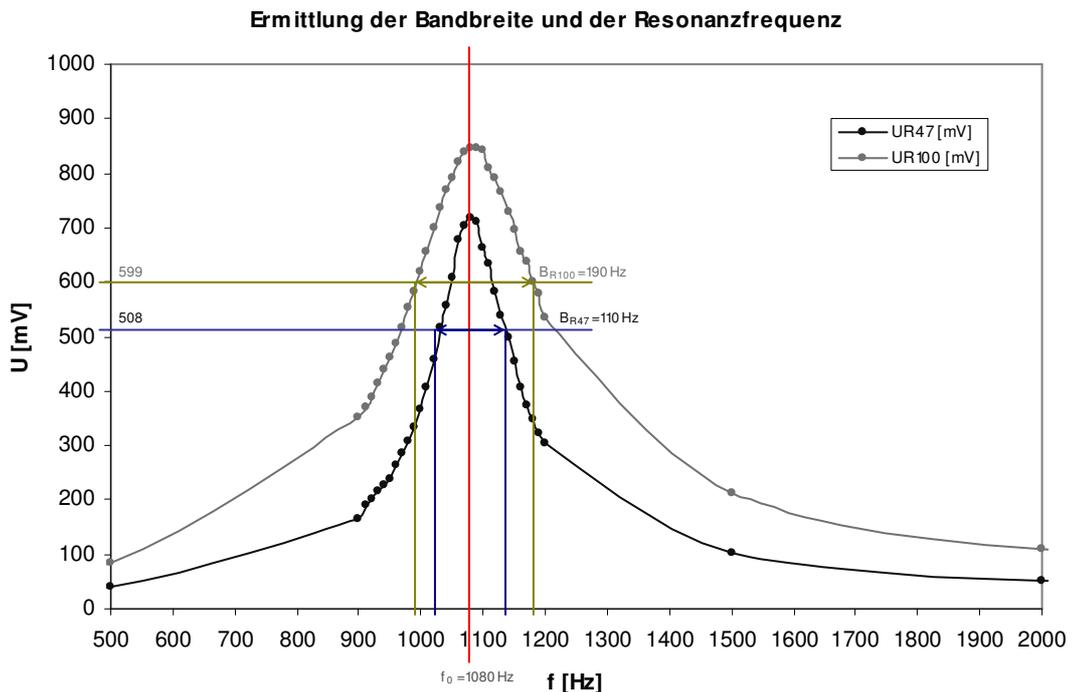
f [Hz]	U _{R47} [mV]	U _{R100} [mV]
20	2,8	3,8
50	4,1	7,3
100	7	13,8
500	40,5	84,8
900	164,3	351,8
910	190	369,7
920	200,7	389,3
931	214,8	413,3
940	227,2	438,5
950	239,2	460
960	264,5	488
970	285,3	517,2
980	308,9	551,3
990	334	582
1000	365,9	620,6
1010	407,5	657
1020	456,3	700
1030	516,9	736
1040	555,7	770
1050	608,8	791
1060	678	822
1070	705	839
1080	719	847
1090	709	845
1100	664	842
1110	635	809
1120	582	790
1130	539	766
1140	499	730
1150	455	695
1160	407,5	656
1170	375,2	636
1180	349,1	599
1190	324,1	577
1200	304,5	534
1500	102,7	214
2000	53	110,2
5000	15,5	31,9
10000	7,5	14,4

Auf dem Oszilloskop ist zu beobachten, dass bei niedrigen Frequenzen die Spannung am Widerstand voreilt ($\varphi = \pi/2$). Wird die Frequenz erhöht, so wird der Phasenwinkel kleiner und ist bei der Resonanzfrequenz inphase mit der Eingangsspannung. Bei weiter Frequenzerhöhung verringert sich der Phasenwinkel weiter und endet bei $\varphi = -\pi/2$. Die

Amplitude der Spannung am Widerstand verändert sich wie im unten dargestellten Diagramm.



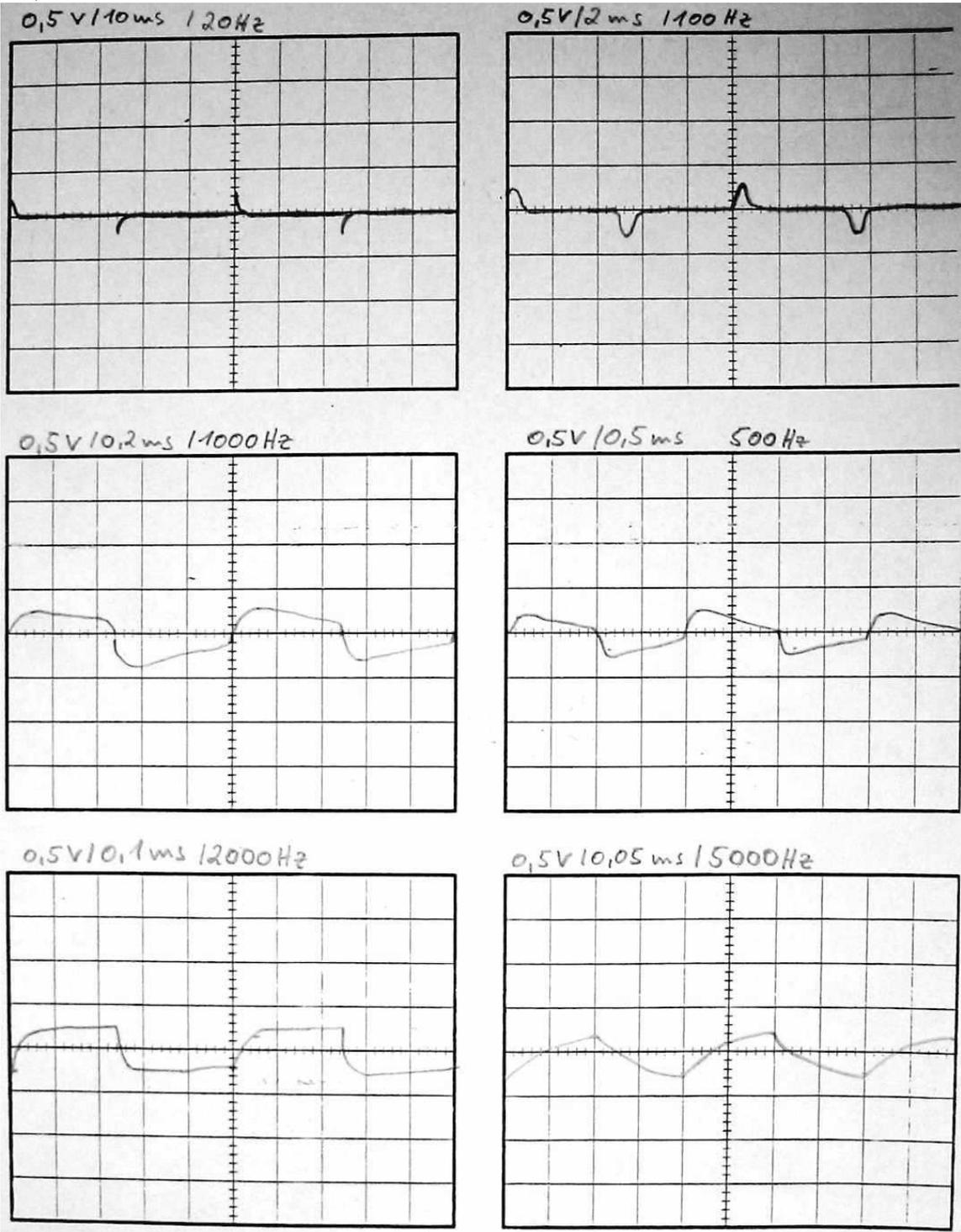
Beobachtung: Die gemessene Spannung ist stets geringer als die berechnete. Das liegt vor allem an dem Innenwiderstand der Spule an dem ein beträchtlicher Teil der Spannung abfällt.

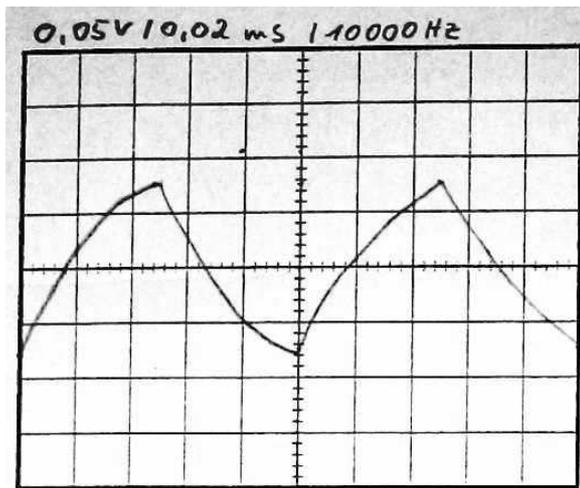


Die gemessene Resonanzfrequenz ($f_0 = 1080\text{Hz}$) stimmt fast mit der errechneten (1073Hz) überein. Bei der Bandbreite gibt es, da der tatsächlich ohmsche Widerstand der Schaltung größer ist, vor allem wegen des Innenwiderstands der Spule, erhebliche Abweichungen von der Theorie.

2) Untersuchung des Bandpaßverhaltens

2.1)

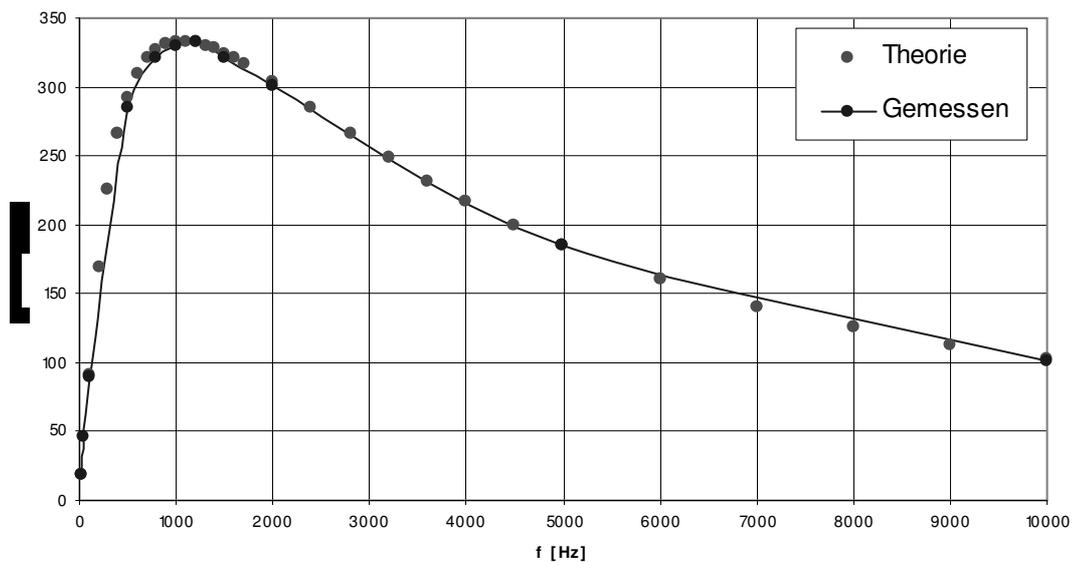




Bei niedrigen Frequenzen verhält sich die Schaltung wie ein Hochpaß und bei hohen Frequenzen wie ein Tiefpaß. Dazwischen findet eine Überlagerung zwischen Hoch- und Tiefpaßverhalten statt.

2.2)

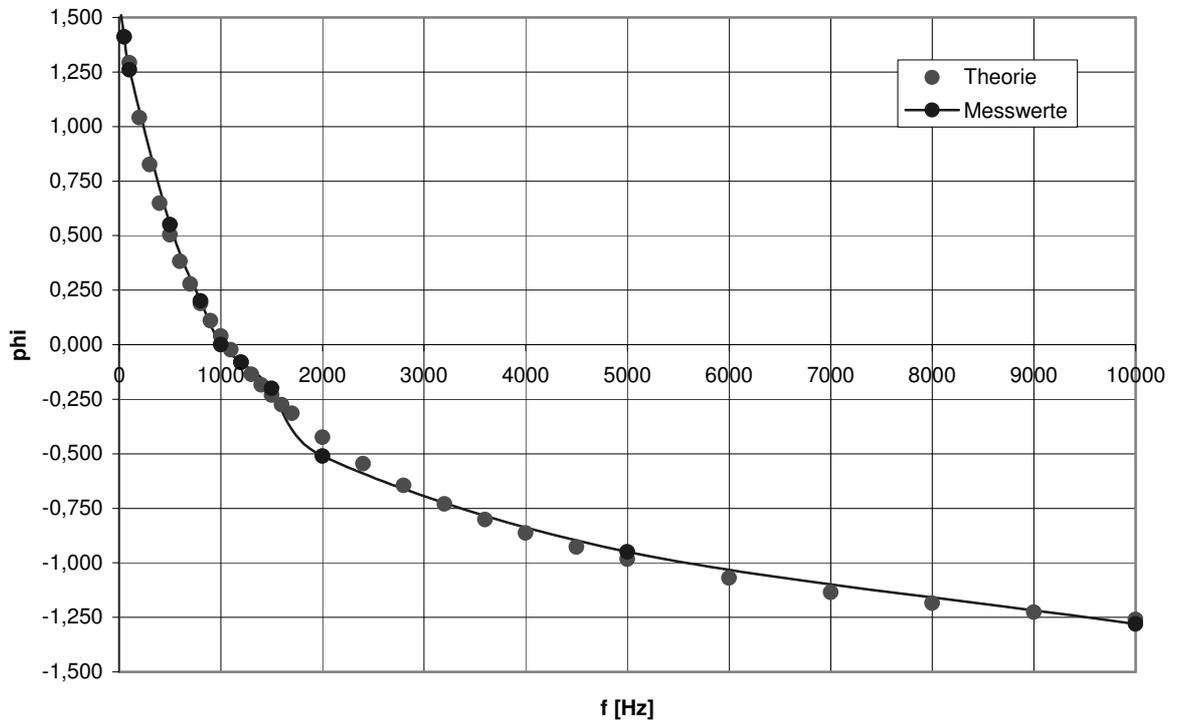
$U_{R2, \text{eff}}$ über der Frequenz f



Die maximale Ausgangsspannung liegt bei $1/3$ der Eingangsspannung und wird bei der Grenzfrequenz $f_g = 1061\text{Hz}$ erreicht. Die Messwerte zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit der Theorie.

2.3)

Phasenverschiebung zwischen U_{R2} und U_{V2}



Wie gut an den Messwerten zu erkennen, ist die Phasenverschiebung bei der Grenzfrequenz null. Bis zur Grenzfrequenz eilt die Ausgangsspannung dem Eingangssignal vor und im Bereich nach der Grenzfrequenz nach.

Teil III

Stichworte

pn-Übergang: Bei einem pn-Übergang handelt es sich um einen räumlichen Bereich, in dem ein p-dotierter Halbleiter und ein n-dotierter Halbleiter aneinandergrenzen. Es ist das Funktionsbestimmende Element der Halbleiterdiode.

Diode (Halbleiter-): Man kann eine Diode als ein elektronisches Rückschlagventil bezeichnen. Es gibt unterschiedliche Arten und Anwendungen.(Zenerdiode, Schottkydiode, Photodiode, usw.)

Anode: P-dotierter Bereich der Diode

Katode: N-dotierter Bereich der Diode

Z-(ener) Diode: Bei der auf Carl Zener zurückzuführenden Diode wird ausschließlich der steile Anstieg, der Durchbruchkennlinie genutzt. Daraus ergeben sich für diese Diode die Anwendungen im Bereich Spannungsbegrenzer- und Spannungsstabilisierungsschaltungen.

Durchlassbereich: Bereich der Diodenkennlinie indem die Diode Strom durchlässt.

Sperrbereich: Bereich der Diodenkennlinie indem die Diode kein Strom durchlässt.

Einweggleichrichter: Der Einweggleichrichter lässt den Stromfluss nur in eine Richtung zu, was bei einem Sinussignal zum abschneiden der einen Halbwelle führt.

Brückengleichrichter: Der Brückengleichrichter invertiert negative Signale, anstatt sie wie der Einweggleichrichter abzuschneiden.

Spannungsbegrenzer/-stabilisierer: Die Spannung wird so geregelt, dass sie einen vorgegebenen Wert nicht überschreitet. Z. B. durch Z-Diode.

Siebung: Entfernung von Störungen in Form von Störfrequenzen; z.B.: die Umwandlung eines Gleichrichtersignals in ein konstantes Signal durch ein Siebglied.

Glättkondensator: Ein Glättkondensator funktioniert wie ein Reservoir. Er glättet ein Signal.

Bipolartransistor: Der Bipolartransistor bildet sich aus zwei eng benachbarten pn-Übergängen. Hier ist die Voraussetzung für das Funktionsprinzip, die gegenseitige Beeinflussung beider pn-Übergänge, die nur bei sehr geringer Basisweite möglich wird. Die Schichtfolge der drei beteiligten Halbleitergebiete bestimmt den Typ des Transistors: npn oder pnp.

Schalterbetrieb: Unter dem Begriff Schalterbetrieb versteht man den Wechsel zwischen einer niederohmigen und einer hochohmigen Kollektor-Emitter-Strecke.

Verstärkerbetrieb: Verstärkung des Eingangssignals durch einen Transistor

Kennlinie: Graphische Darstellung einer Zustandsänderung eines Signals oder Bauteiles

Linearisiertes Transistormodell: Nachbildung des Transistors durch lineare Bauelemente.

I. Vorbereitende Aufgaben:

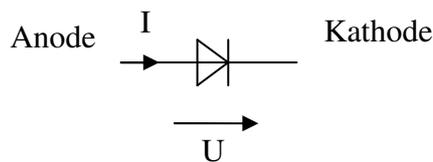
1) Wie funktioniert eine Diode?

Dioden werden die Eigenschaften des pn-Übergangs genutzt. Sie wird mit dem Pluspol an der Anode in Durchlassrichtung und mit dem Pluspol an der Kathode in Sperrichtung betrieben. Für nähere Erläuterungen zur Funktionsweise der Diode siehe Lehr- und Übungsbuch Elektronik von Günther Koß und Wolfgang Reinhold Seite 22f Halbleiterdioden.

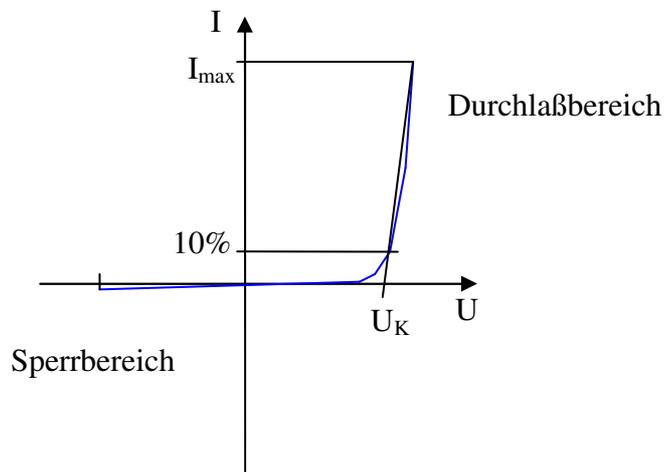
2) Was verstehen Sie unter den Begriffen „Anode“ und „Kathode“?

Anode ist der p-Dotierte Bereich; Kathode der n-Dotierte Bereich

3) Geben Sie das Schaltsymbol einer Halbleiterdiode an.



4) Skizzieren Sie die Kennlinie einer Si-Diode und kennzeichnen Sie den Sperr- und den Durchlaßbereich.



5) Was versteht man unter der Flussspannung oder der Knickspannung einer Diode?

Ab der Knickspannung fließt ein nennenswerter Strom durch die Diode. Ab dieser Spannung betrachtet man die Diode als leitend. (bei Si-Dioden ca. 0,7 V)

6) Eine Si-Diode hat folgende Kenndaten: $U_{Sperr} = 100V$ und $I_{max} = 1A$. Was besagen diese Daten? Was passiert, wenn sie überschritten werden?

I_{max} bezeichnet den maximalen Strom der durch die Diode fließen darf. U_{Sperr} bezeichnet die maximale Spannung der Diode in Sperrichtung. Wird die Spannung

überschritten fließt auch in Sperrrichtung Strom. Das Überschreiten von I_{\max} führt zur thermischen Zerstörung der Diode.

7) Wie ist der Differentielle Innenwiderstand einer Diode definiert?

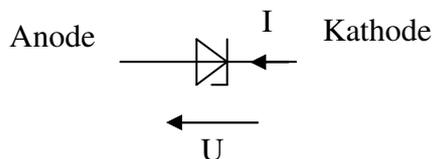
Der differentielle Innenwiderstand ergibt sich aus den Anstieg der Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt.

$$R_D = \frac{dU}{dI}$$

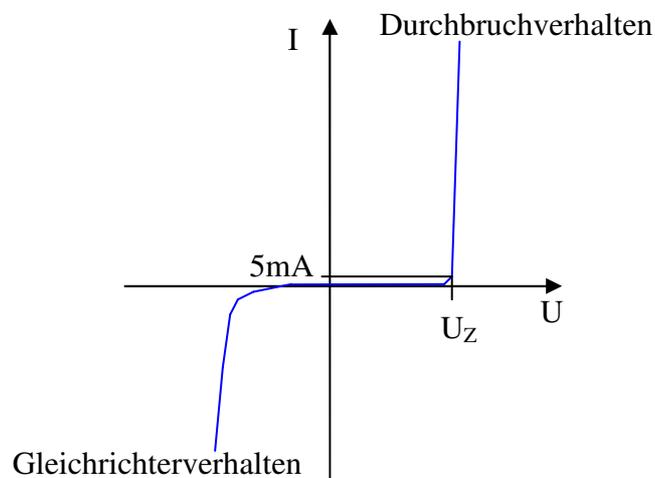
8) Worin besteht der Unterschied zwischen einer Z-Diode und einer Si-Diode?

Zener-Dioden sind besonders dotierte Silicium-Dioden. Im Durchlassbereich verhalten sich beide gleich. Im Sperrbereich werden Zener-Dioden ab einem bestimmten Sperrspannungswert niederohmig. Diesen Wert nennt man Z-Spannung.

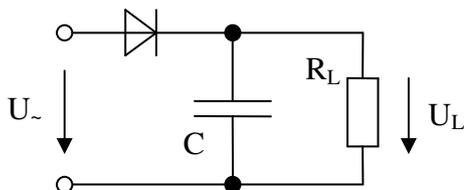
9) Geben Sie das Schaltsymbol einer Z-Diode an.



10) Skizzieren Sie die Kennlinie einer Z-Diode.



11) Zeichnen Sie das Schaltbild eines Einweggleichrichters.

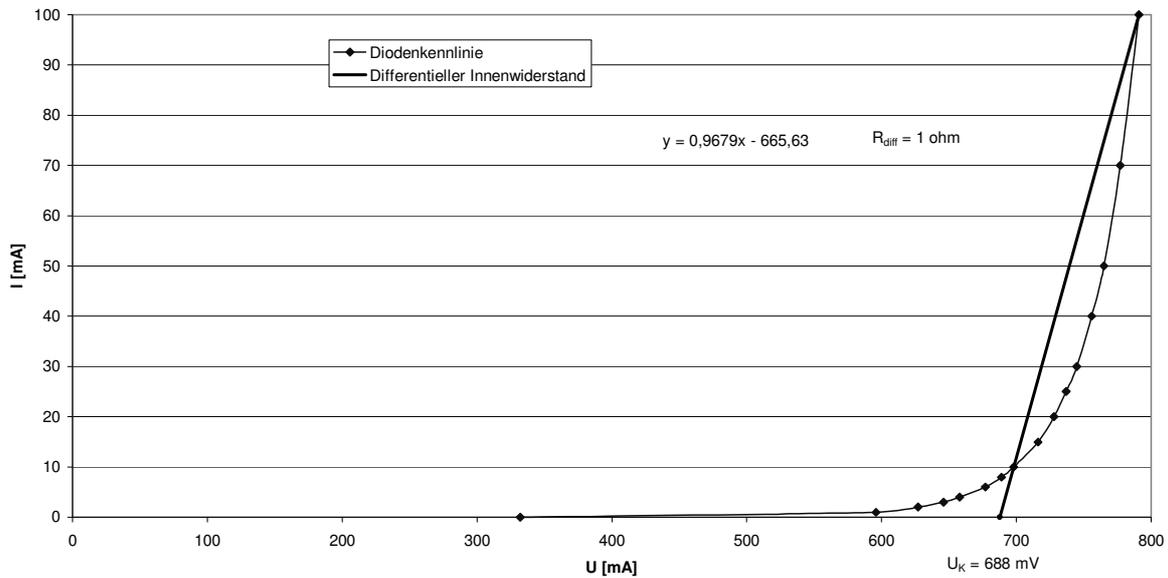


II. Versuche/Fragen

1. Die Silizium-Gleichrichterdiode

I_D [mA]	U_D [mV]
0,00	332,00
1,00	596,00
2,00	627,00
3,01	646,00
3,98	658,00
6,00	677,00
7,97	689,00
9,97	698,00
15,00	716,00
20,00	728,00
25,03	737,00
30,02	745,00
40,00	756,00
50,02	765,00
70,00	777,00
100,00	791,00

Diodenkennlinie 1N4007



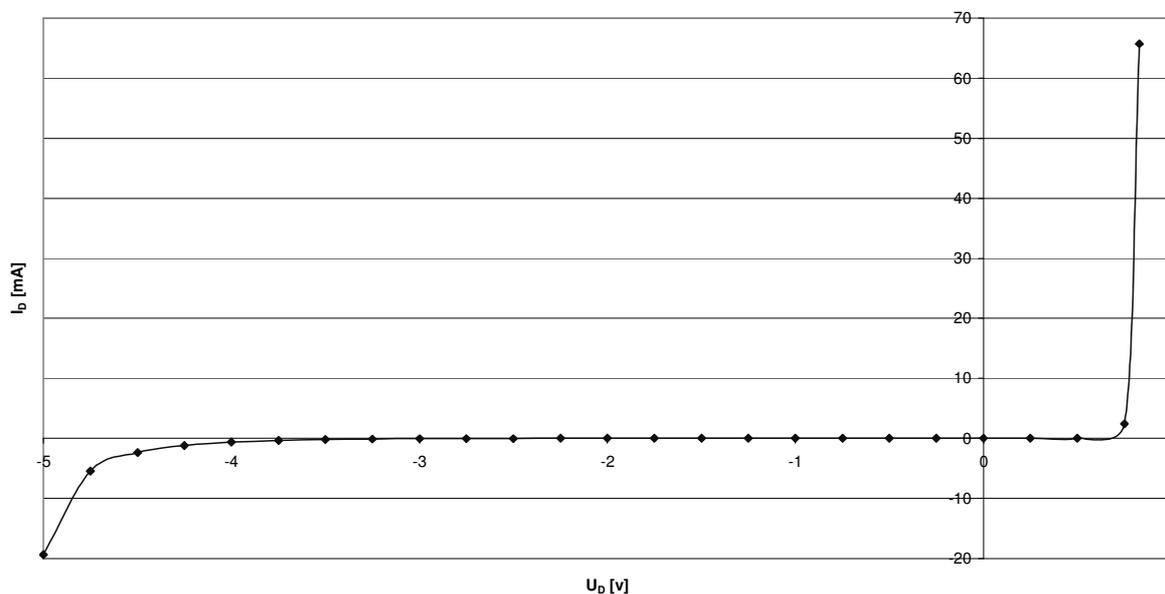
Der differentielle Innenwiderstand der Diode ergibt sich aus der Steigung der Geraden durch die Punkte I_{max} und $10\% I_{max}$ und beträgt $R_{diff} = 1 \Omega$. Leitend wird die Diode ab der Knickspannung die sich aus dem Schnittpunkt der beschriebenen Geraden mit der x-Achse ergibt. Sie beträgt $U_K = 688 \text{ mV}$.

2. Die Z-Diode

U_D [V]	I_D [mA]
-5	-19,34
-4,75	-5,45
-4,5	-2,36

-4,25	-1,18
-4	-0,63
-3,75	-0,35
-3,5	-0,19
-3,25	-0,1
-3	-0,05
-2,75	-0,03
-2,5	-0,02
-2,25	-0,01
-2	-0,01
-1,75	-0,01
-1,5	-0,005
-1,25	-0,005
-1	-0,005
-0,75	-0,005
-0,5	0
-0,25	0
0	0
0,25	0,005
0,5	0,005
0,75	2,43
0,83	65,71

Zenerdiode



Im Durchlassbereich verhält sich die Z-Diode wie eine normale Si-Diode. Im Sperrbereich dagegen, ist zu erkennen, dass ab einer Spannung von ca. -4,75V zu einen starken Anstieg des Stroms kommt. Dieser Effekt wird durch das elektrische Feld ausgelöst, dass ab einer bestimmten Größe zum herauslösen der Elektronen aus ihren Kristallbindungen führt. Die Elektronen führen zur Bildung des Stromes I_Z . Die Ladungsträger, die durch den Zenereffekt frei wurden, werden durch das elektrische Feld sehr stark beschleunigt. Dies führt dazu, dass weitere Elektronen aus ihren Kristallbindungen herausgestoßen werden. Die Sperrschicht wird mit freien Ladungsträgern überschwemmt. Dies nennt man Lawineneffekt.

3. Der Einweggleichrichter

Abb. 3.1: (0,2ms/2V) Ohne C

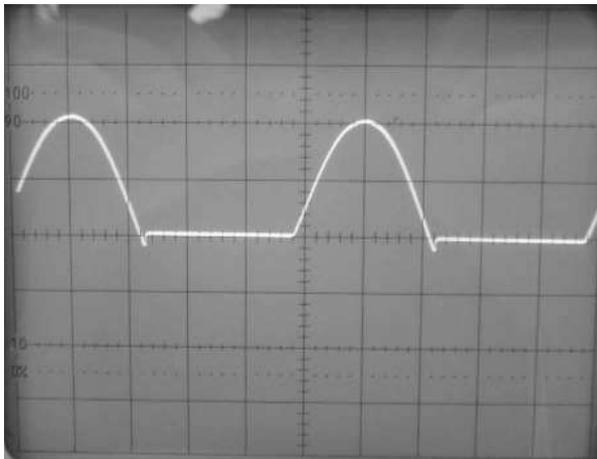


Abb. 3.2: (0,2ms/2V) mit C = 10 nF

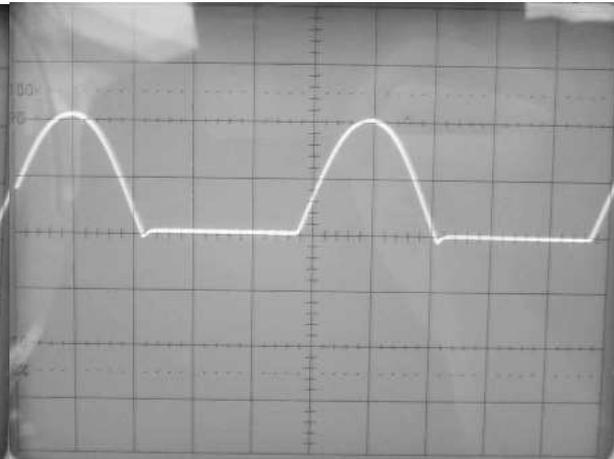


Abb. 3.3: (0,2ms/2V) mit C = 0,1 µF

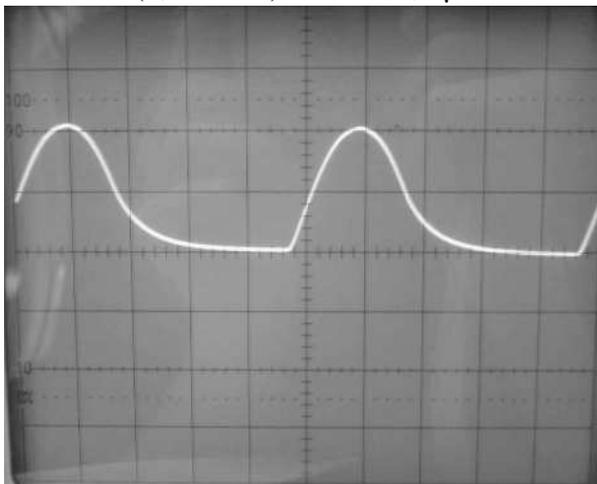
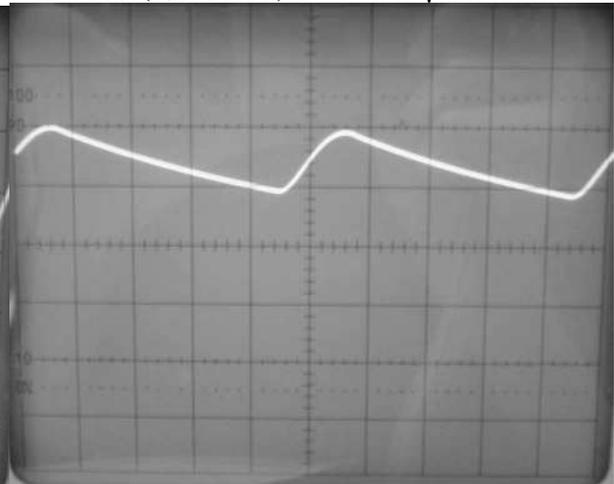


Abb. 3.4: (0,2ms/2V) mit C = 1 µF



Mann erkennt in den Abbildungen, dass Spannung mit zunehmender Kondensator-Kapazität immer besser geglättet wird. Mit ausreichend großem Kondensator würde eine konstante Gleichspannung am Ausgang entstehen. Das Eingangssignal bleibt unverändert. In Abbildung 3.1 ist noch ein kleines Häkchen im negativen Bereich zu erkennen. Dieses entsteht durch die Dioden. Ihre Sperrschicht speichert noch eine bestimmte Ladungsmenge, die durch den Widerstand zurück fließt.

ohne Kondensator

U_{R1min} : -0,04

U_{R1max} : ca. 4

bei 10 nF

U_{R1min} : -0,2

U_{R1max} : ca. 4

bei 0,1 µF

U_{R1min} : 1,8

U_{R1max} : ca. 4

4. Der Brückengleichrichter

Abb. 4.1: (0,2 ms/1V) ohne C, 1k Ω

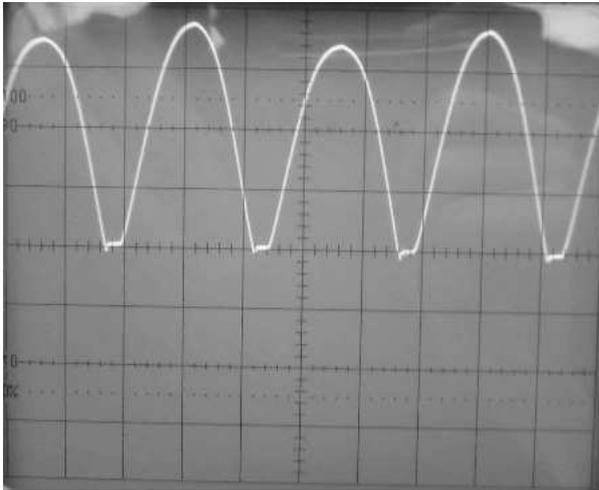


Abb. 4.2: (0,2 ms/1V) mit C = 10 nF, 1k Ω

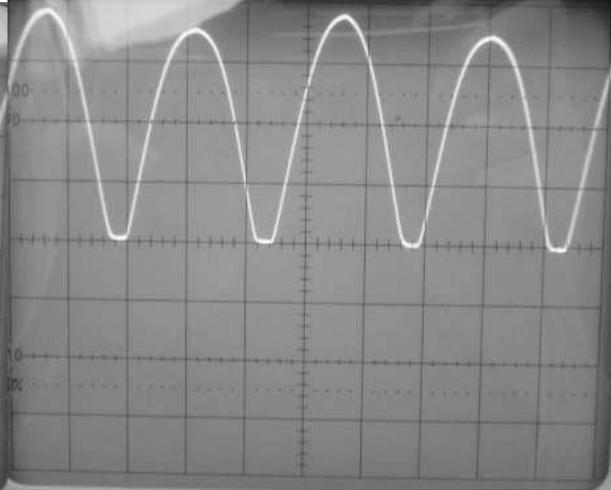


Abb. 4.3: (0,2 ms/1V) mit C = 0,1 μ F, 1k Ω

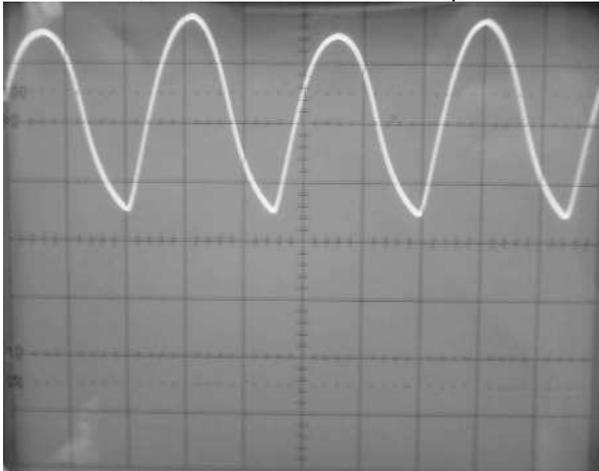


Abb. 4.4: (0,2 ms/1V) mit C = 1 μ F, 1k Ω

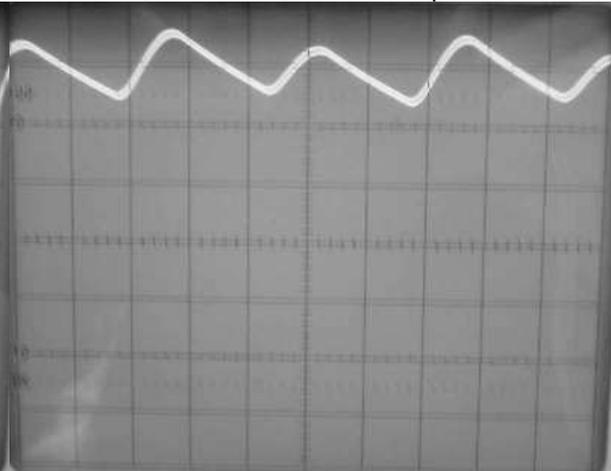


Abb. 4.5: (0,2 ms/1V) ohne C, 100 Ω

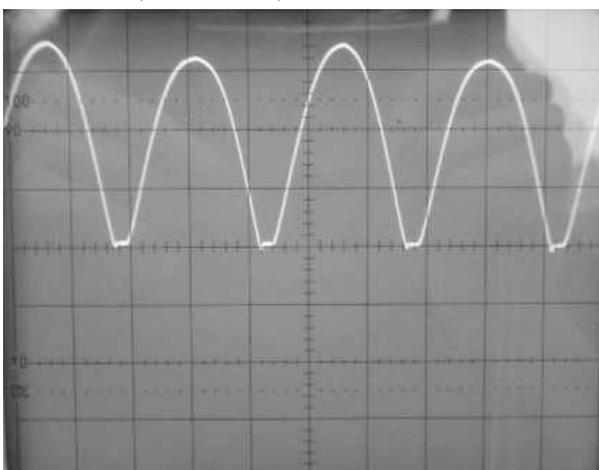


Abb. 4.6: (0,2 ms/1V) mit C = 10 nF, 100 Ω

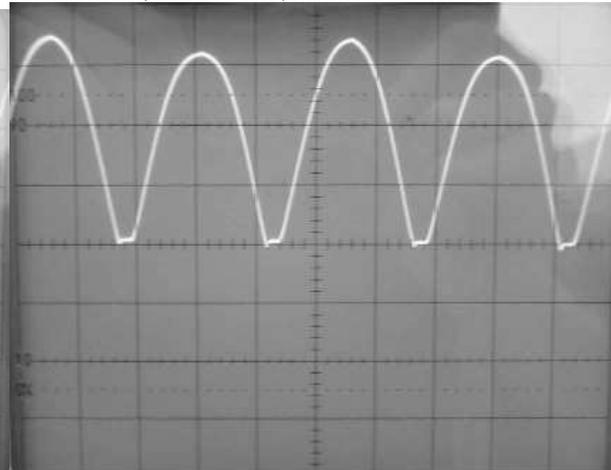


Abb. 4.7: (0,2 ms/1V) mit C = 0,1 μ F, 100 Ω

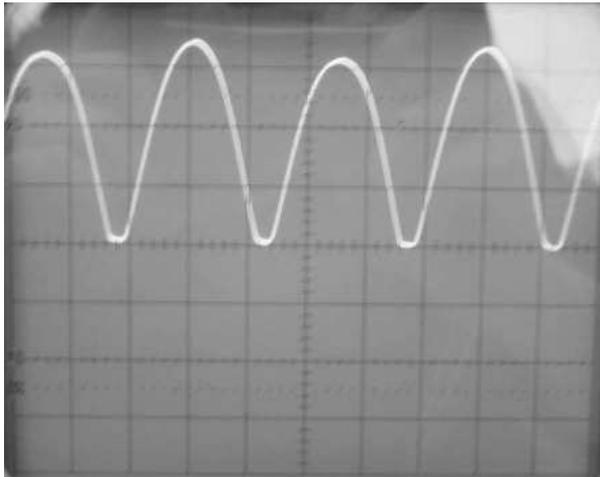
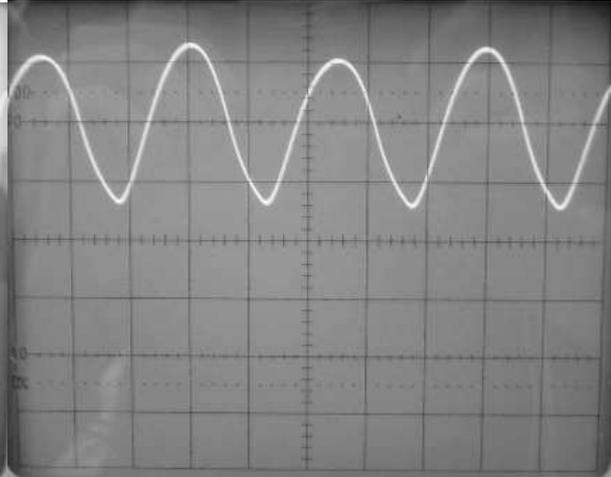


Abb. 4.8: (0,2 ms/1V) mit C = 1 μ F, 100 Ω



Die wesentliche Änderung im Vergleich zum Einweggleichrichter ist, dass die zweite Halbwelle des Eingangssignal nicht abgeschnitten sondern invertiert wird. Dies zeigt eine bessere Spannungsstabilisierung (vergleiche Abb. 3.4 und Abb. 4.4). Bei einer größeren Last wird der Kondensator natürlich viel schneller entladen und kann die Spannung nicht mehr stabilisieren (vergleiche Abb. 4.4 und Abb. 4.8).

$R_1 = 1000 \Omega$		$R_1 = 100 \Omega$	
U_{R1min} :	0,1 V	U_{R1min} :	0,1 V
U_{R1max} :	3,7 V	U_{R1max} :	3,4 V
bei 10 nF:		bei 10 nF:	
U_{R1min} :	0,0 V	keine Änderung	
U_{R1max} :	3,7 V		
bei 0,1 μ F:		bei 0,1 μ F:	
U_{R1min} :	0,5 V	U_{R1min} :	0,0 V
U_{R1max} :	3,7 V	U_{R1max} :	3,4 V
bei 1 μ F:		bei 1 μ F:	
U_{R1min} :	2,5 V	U_{R1min} :	0,6 V
U_{R1max} :	3,7 V	U_{R1max} :	3,4 V

5. Die Spannungsstabilisierung

ohne Z-Diode

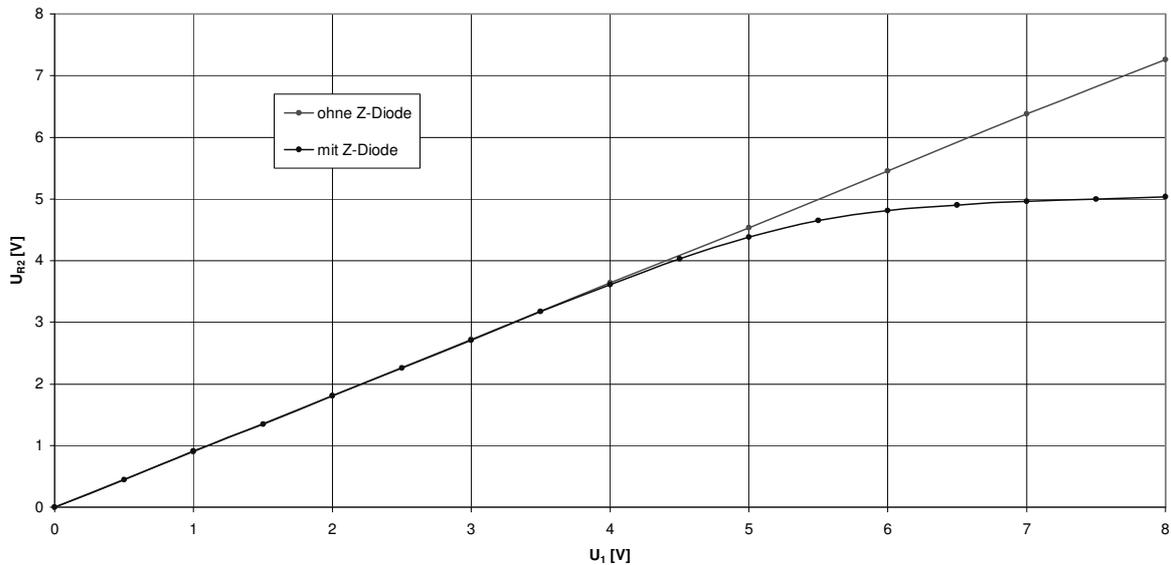
U_1 [V]	U_{R2} [V]	I_{ges} [mA]
0	0	0
1	0,901	0,91
2	1,81	1,83
3	2,72	2,75
4	3,64	3,68
5	4,53	4,59
6	5,45	5,5
7	6,375	6,44
8	7,26	7,32

mit Z-Diode

U_1 [V]	U_{R2} [V]	I_{ges} [mA]	I_{R2} [mA]	I_z [mA]	P_z [mW]
0	0	0	0,00	0,00	0,00
0,5	0,45	0,46	0,45	0,01	0,00
1	0,91	0,91	0,91	0,00	0,00
1,5	1,35	1,37	1,35	0,02	0,03
2	1,81	1,83	1,81	0,02	0,04
2,5	2,26	2,28	2,26	0,02	0,05
3	2,71	2,75	2,71	0,04	0,11
3,5	3,17	3,28	3,17	0,11	0,35
4	3,61	3,88	3,61	0,27	0,97

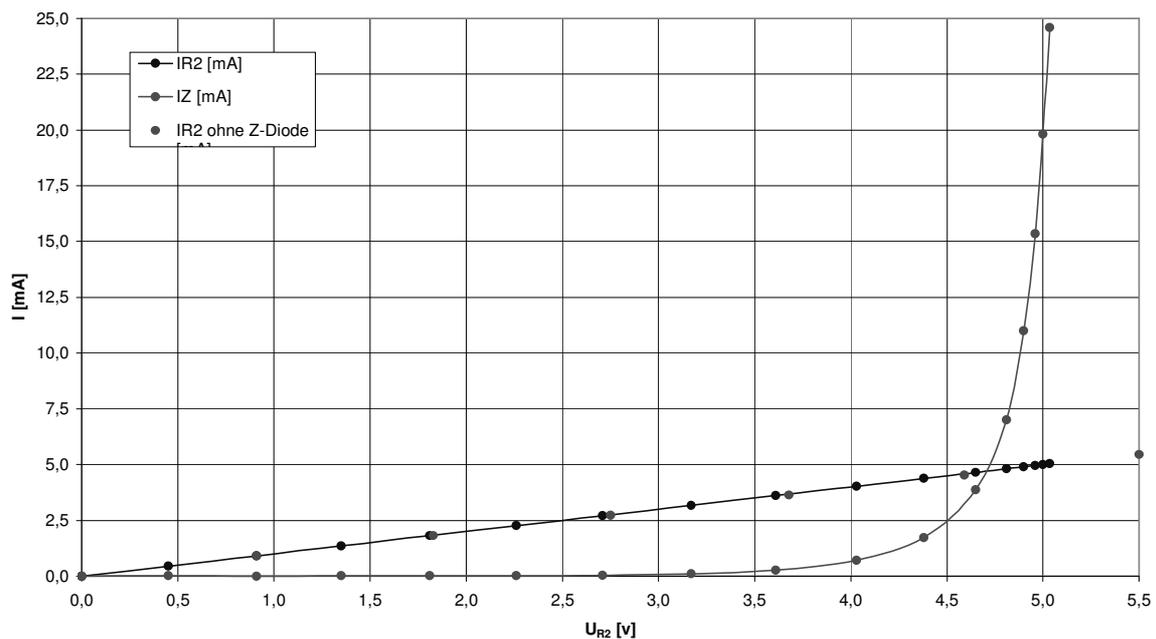
4,5	4,03	4,74	4,03	0,71	2,86
5	4,38	6,11	4,38	1,73	7,58
5,5	4,65	8,51	4,65	3,86	17,95
6	4,81	11,82	4,81	7,01	33,72
6,5	4,9	15,9	4,90	11,00	53,90
7	4,96	20,3	4,96	15,34	76,09
7,5	5	24,82	5,00	19,82	99,10
8	5,034	29,63	5,03	24,60	123,82

Spannungsverlauf Z-Diode



Ab ca. 5V wird die Z-Diode leitend und lässt einen Teil des Stroms durch. Der fehlt natürlich am Widerstand, was einen Geringeren Spannungsabfall hervorruft. Die Z-Diode stabilisiert die Spannung, so dass ein maximaler Spannungsabfall von ca. 5 V entsteht.

Stromverlauf Z-Diode

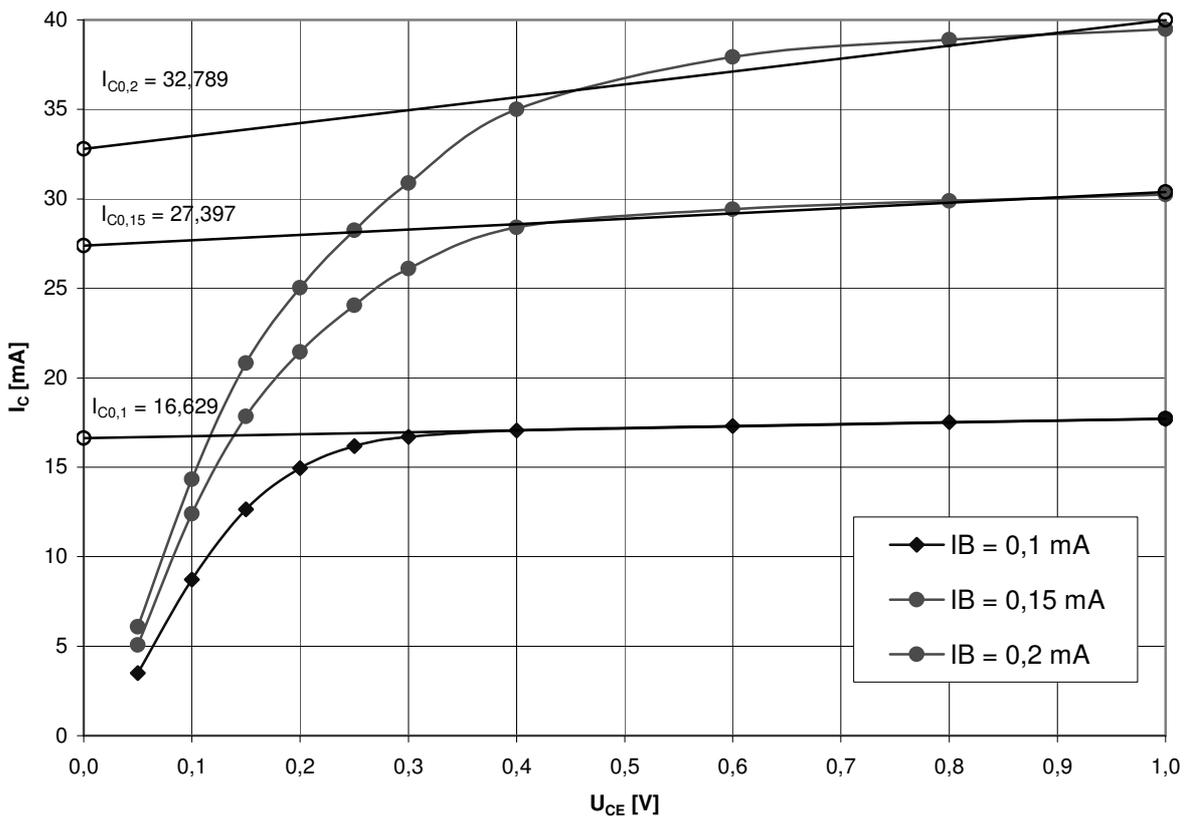


Der Gesamtstrom steigt im Vergleich zur Schaltung ohne Z-Diode extrem an, was sich in der Verlustleistung der Z-Diode zubuche schlägt.

6. Ausgangskennlinienfeld einen npn-Transistors

$I_B = 0,1 \text{ mA}$		$I_B = 0,15 \text{ mA}$		$I_B = 0,2 \text{ mA}$	
$U_{CE} \text{ [V]}$	$I_C \text{ [mA]}$	$U_{CE} \text{ [V]}$	$I_C \text{ [mA]}$	$U_{CE} \text{ [V]}$	$I_C \text{ [mA]}$
0,05	3,49	0,05	5,06	0,05	6,09
0,10	8,72	0,10	12,39	0,10	14,32
0,15	12,65	0,15	17,84	0,15	20,83
0,20	14,95	0,20	21,45	0,20	25,03
0,25	16,17	0,25	24,06	0,25	28,24
0,30	16,70	0,30	26,11	0,30	30,89
0,40	17,04	0,40	28,41	0,40	35,01
0,60	17,30	0,60	29,42	0,60	37,93
0,80	17,51	0,80	29,88	0,80	38,90
1,00	17,69	1,00	30,25	1,00	39,49

Kennlinienfeld BC170



Um den Collectorstrom zu bestimmen wurde eine Ausgleichsgerade durch die letzten vier Messpunkte gelegt und den Schnittpunkt mit der I_C -Achse bestimmt. Die Steigung dieser Ausgleichsgeraden gibt den Collector-Emitter-Widerstand an. Um nun die Stromverstärkung B zu berechnen wird das Verhältnis des Collectorstrom I_C zum Basisstrom I_B gebildet. Danach ergeben sich die folgenden Werte.

$$B_{0,1} = \frac{16,629mA}{0,1mA} = 166,29$$

$$B_{0,15} = \frac{27,397mA}{0,15mA} = 182,65$$

$$B_{0,2} = \frac{32,789mA}{0,2mA} = 163,94$$

7. Transistor als Schalter

Ergebnisse bei betätigen des Schalters:

	U_{BE} [V]	U_{CE} [V]
Pos 12	0,705	0,125
Pos 13	0	14,87

Die Funktion entspricht einer Nicht-Schaltung, d. h. wenn kein Signal anliegt ist der Ausgang durchgeschaltet und wenn ein Signal anliegt am Ausgang nur ein, im vergleich zu dem anderen Fall, kleine Spannung messbar.

Abb. 7.1: (0,2ms/0,2V/5V) $U_{max} = 0,5V$

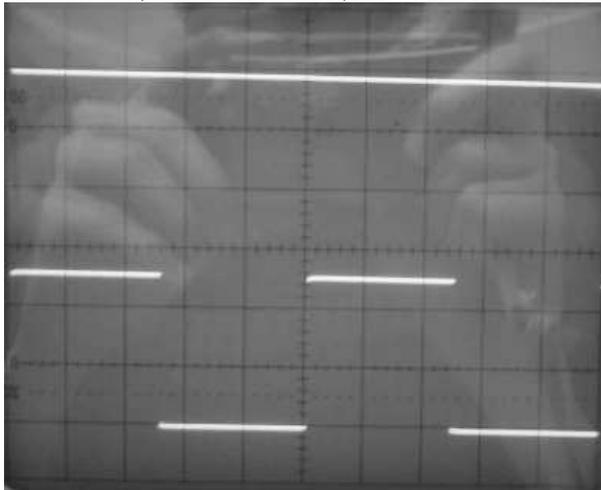


Abb. 7.2: (0,2ms/0,5V/5V) $U_{max} = 1V$

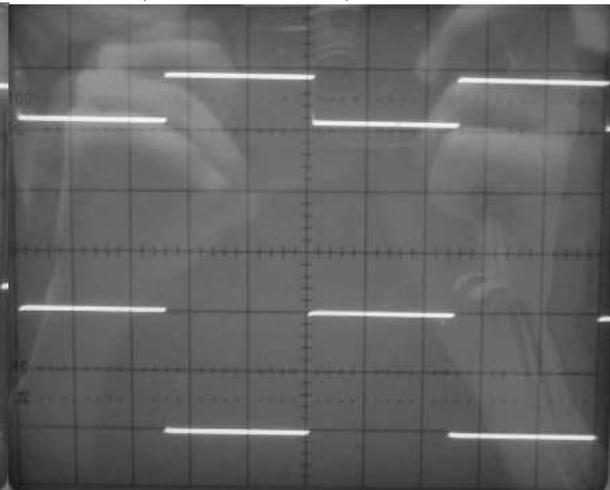


Abb. 7.3: (0,2ms/2V/5V) $U_{max} = 4V$

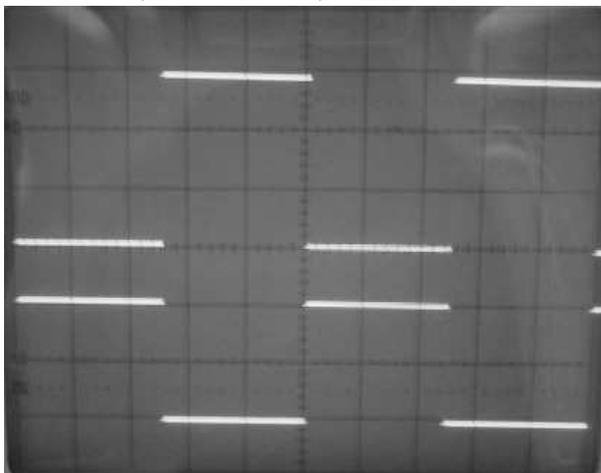


Abb. 7.4: (2μs/2V/5V) $U_{max} = 4V$, $f = 40kHz$

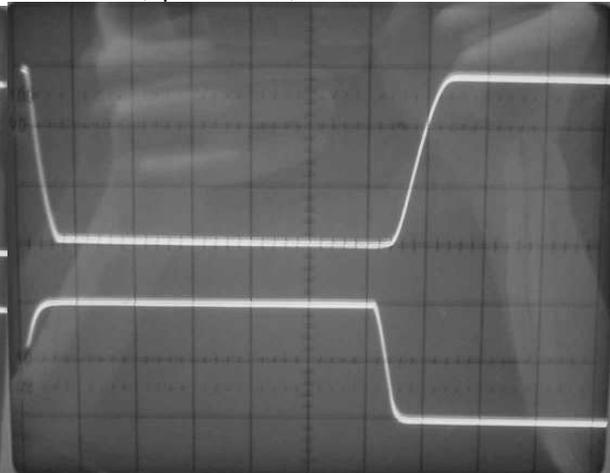
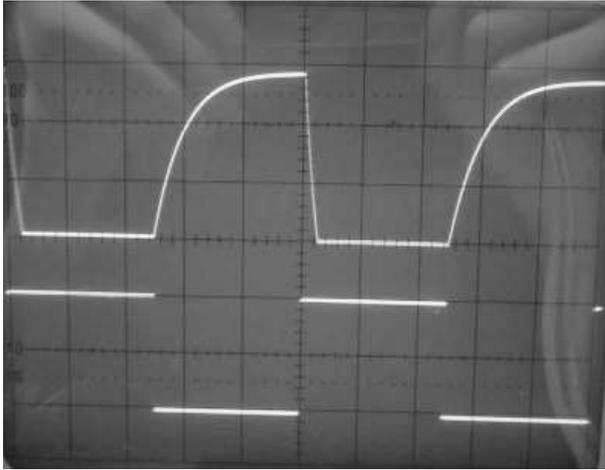


Abb. 7.5: (0,2ms/2V/5V) $U_{\max} = 4V$ mit C

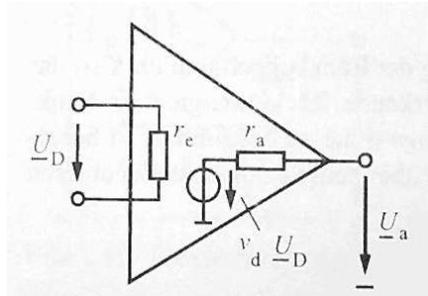


Bei den Versuchen war zu beobachten, dass der Transistor erst bei einer Basis-Emitter-Spannung von 0,6V schaltet. Danach stieg bis zu einer Basis-Emitter-Spannung von 2V die Collector-Emitter-Spannung stetig an. Ab diesem Punkt blieb sie konstant. Bei einer höheren Frequenz wie in Abbildung 7.4 sind die kapazitiven Eigenschaften des Transistors zu erkennen.

Teil IV

Stichworte

Operationsverstärker:



Invertierender Verstärker: Die Ein- und Ausgangsspannungen sind beim invertierenden Verstärker gegenphasig, was auch am negativen Vorzeichen des Ausgangs sichtbar wird. (s. I.1)

Elektrometerverstärker: Der Elektrometerverstärker zeichnet sich durch seinen hohen Eingangswiderstand aus, man kann ihn als rein Spannungsgesteuert betrachten. Er ist Besonders geeignet um Signale aus einer hochohmigen Spannungsquelle zu verstärken. (s. I.2)

Impedanzwandler: Elektrometerverstärker mit $R_2 = 0$ und $R_1 = \infty$. Er zeichnet sich durch seinen hohen Eingangswiderstand und geringen Ausgangswiderstand aus. Die Verstärkung ist 1.

Virtuell Masse: In einem invertierenden OPV-Schaltung stellt sich eine Ausgangsspannung U_A ein, so dass die Spannung am negativen Eingang $U_N \approx 0$ wird. Der negative Eingang verhält sich also wie ein Masseanschluss, obwohl keine niederohmige passive Masseverbindung besteht. Diesen Punkt nennt man virtuelle Masse (auch Summationspunkt).

Funktionsregeln des OPV: Im Gegekopplungsbetrieb verhält der Ausgang des OPV sich so, dass die Eingangsdifferenzspannung verschwindet. Der Ausgang darf hierbei nicht sättigen.

Integrierer: Die Grundsaltung des Integrators ist der invertierende Verstärker. Der Rückkopplungswiderstand ist durch einen Kondensator ersetzt. Dadurch bekommt die Schaltung einen zeitabhängigen Faktor. Bei bestimmten Anwendungen muss der Widerstand R_A in der Schaltung sein. Er ist dann meist sehr hochohmig. Bei $R_E = R_A$ eignet sich die Schaltung zur arithmetischen Mittelwertbildung. Der OPV versucht durch Erhöhen der Spannung U_A , den Kondensator mit konstantem Strom zu laden, bis die maximale Ausgangsspannung erreicht ist. Zum Spannungsverlauf lässt sich folgendes sagen: Der Kondensator C lädt sich über den Widerstand R_E mit konstantem Strom I_C auf. Dabei steigt die Ausgangsspannung U_A an. Wechselt die Eingangsspannung die Polarität, entlädt sich der Kondensator wieder. Ausgangsspannung U_A sinkt. Die Eingangsspannung U_E fällt über den Eingangswiderstand R_E ab (invertierender Eingang = virtueller Nullpunkt). (s. I.4)

Differenzierer: Die Grundschaltung des Differentiators ist der invertierende Verstärker. Der Eingangswiderstand ist durch einen Kondensator ersetzt. Dadurch bekommt die Schaltung einen zeitabhängigen Faktor. Die Eingangsspannung U_E fällt über den Kondensator ab. Die Ausgangsspannung U_A fällt über den Gegenkopplungswiderstand R_A ab. Je nach Polarität der Eingangsspannung U_E wird der Kondensator C ge- oder entladen. Der Strom durch R_A verursacht den Spannungsabfall U_A . (s. I.5)

Eigenschaften des Differentiators:

Verändert sich U_E schnell, dann ist U_A groß.

Verändert sich U_E langsam, dann ist U_A klein.

Ist U_E konstant, dann ist U_A null.

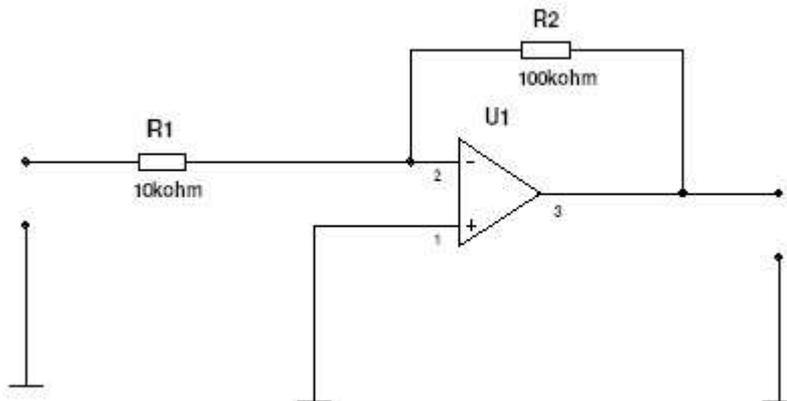
Verändert sich U_E linear (gleichmäßig), dann ist U_A konstant.

Tiefpaß und Hochpaß mit Operationsverstärker: (s. I.6-7) Die Schaltungen haben grundsätzlich die gleichen Eigenschaften wie eine RC-Hochpaß bzw. RC-Tiefpaß (s. 1. Versuchstag)

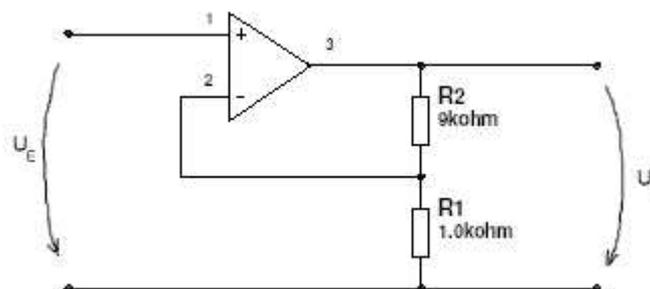
Präzisionsgleichrichter: (s. I.8)

I. Vorbereitenden Aufgaben

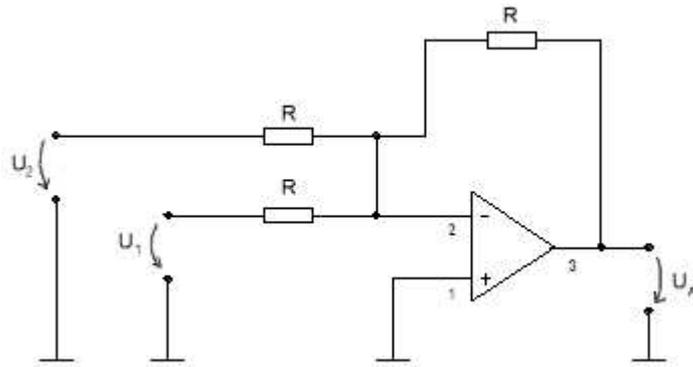
1) Invertierender Verstärker:



2) Elektrometerverstärker:

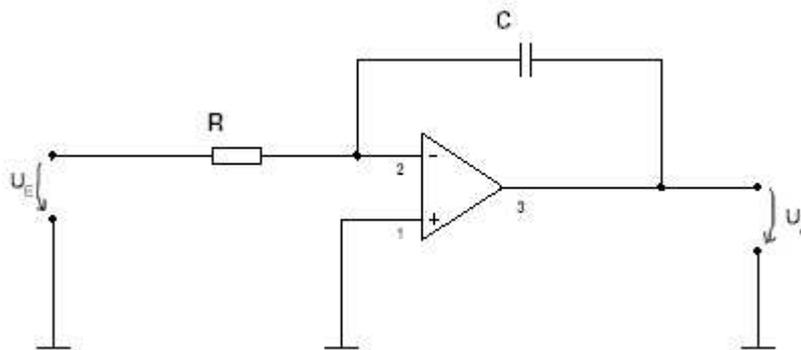


3) Summierer:



Eine Vorzeichenkorrektur kann durch nachschalten eines invertierenden Verstärkers erreicht werden.

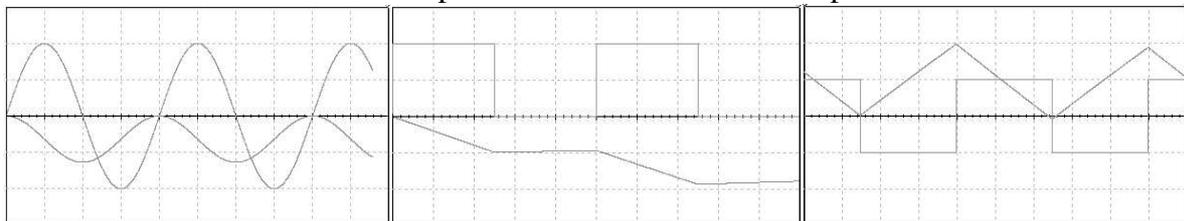
4) Integrierer:



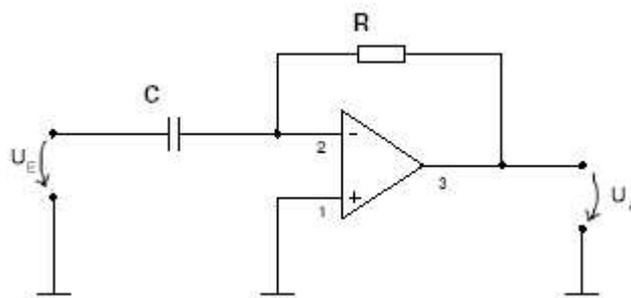
Sinus:

Unipolar:

Bipolar:



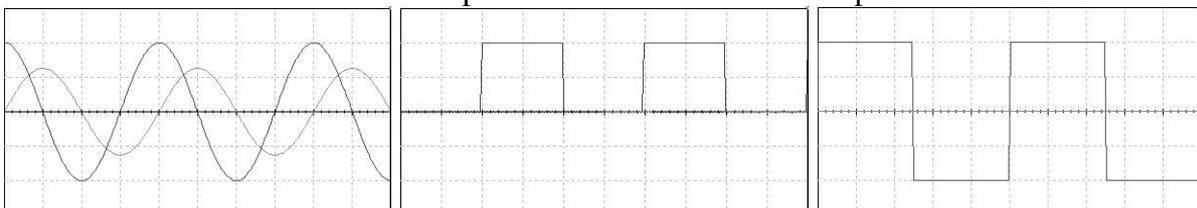
5) Differenzierer:



Sinus:

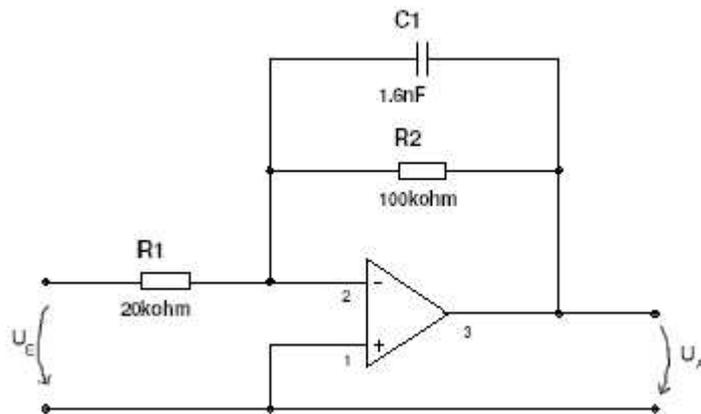
Unipolar:

Bipolar:



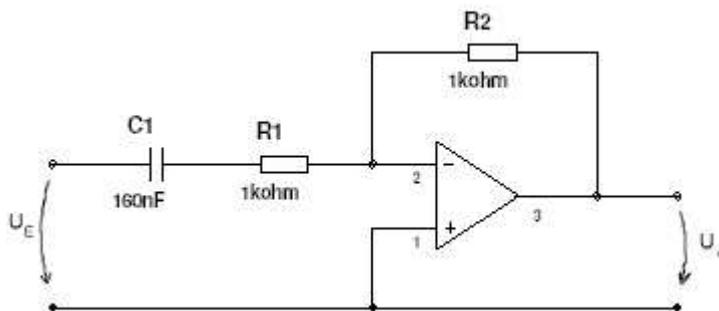
6) Tiefpaß:

$$\text{Amplitudenverhältnis Tiefpaß: } |\hat{V}_U| = \frac{R_2/R_1}{\sqrt{1 + (\omega R_2 C)^2}}$$

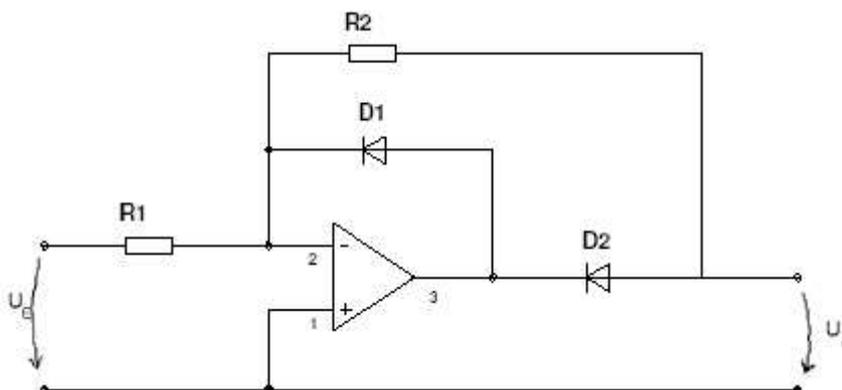


7) Hochpaß:

$$\text{Amplitudenverhältnis Hochpaß: } |\hat{V}_U| = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + (1/\omega C_1)^2}}$$



8) Präzisionsgleichrichter:



II. Versuche/Fragen

1-2) Rückkopplungsverhalten des OPV

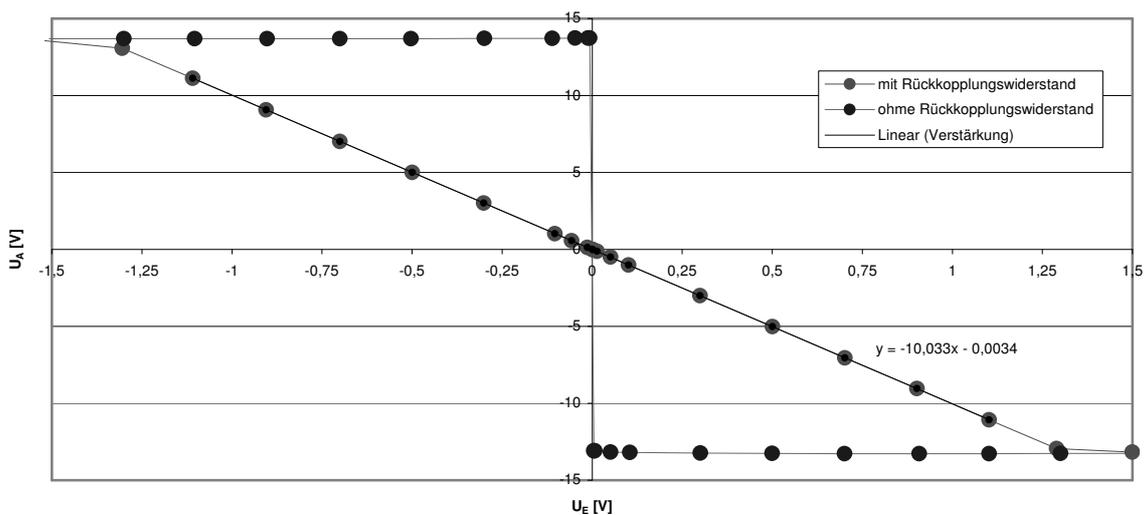
ohne Rückkopplungswiderstand

U_E [V]	U_A [V]
-1,507	13,7
-1,3	13,7
-1,103	13,7
-0,902	13,7
-0,7	13,7
-0,503	13,7
-0,299	13,71
-0,11	13,72
-0,047	13,73
-0,011	13,73
-0,007	13,73
0,005	-13,09
0,008	-13,1
0,051	-13,17
0,105	-13,19
0,301	-13,24
0,5	-13,25
0,701	-13,27
0,908	-13,28
1,102	-13,28
1,301	-13,26
1,504	-13,26

mit Rückkopplungswiderstand

U_E [V]	U_A [V]
-1,522	13,56
-1,304	13,07
-1,109	11,12
-0,905	9,07
-0,7	7,02
-0,499	5,001
-0,301	3,011
-0,103	1,023
-0,057	0,563
-0,013	0,128
0,0005	-0,002
0,002	-0,014
0,014	-0,13
0,051	-0,505
0,101	-1,016
0,3	-3,014
0,501	-5,02
0,702	-7,06
0,902	-9,05
1,102	-11,07
1,29	-12,94
1,5	-13,17

Rückkopplungsverhalten des Operationsverstärkers



Ohne Rückkopplungswiderstand bleibt die Ausgangsspannung konstant bei ca. 13,5V ist aber gegenüber dem Eingangssignal invertiert. Die Ausgangsspannung wird durch die Versorgungsspannung des OPV begrenzt, wobei der untere Anschlag vor dem oberen erreicht wird. Die Spannungsverstärkung mit

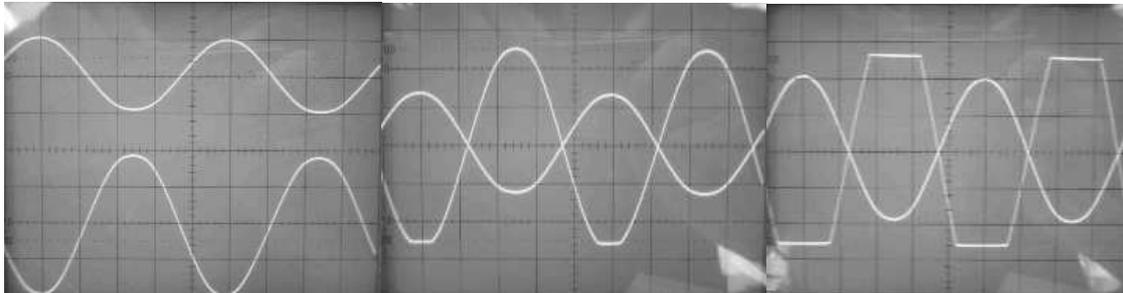
Rückkopplungswiderstand beträgt $V = -10$ bei einer Eingangsspannung von $U_E \leq \pm 1,3V$. Bei einer Eingangsspannung $U_E > \pm 1,3V$ bleibt die Ausgangsspannung aus technischen Gründen konstant bei $U_A \approx 13,5V$.

3) bei verschiedenen Signalformen

Abb. 3.1

Abb. 3.2

Abb. 3.3



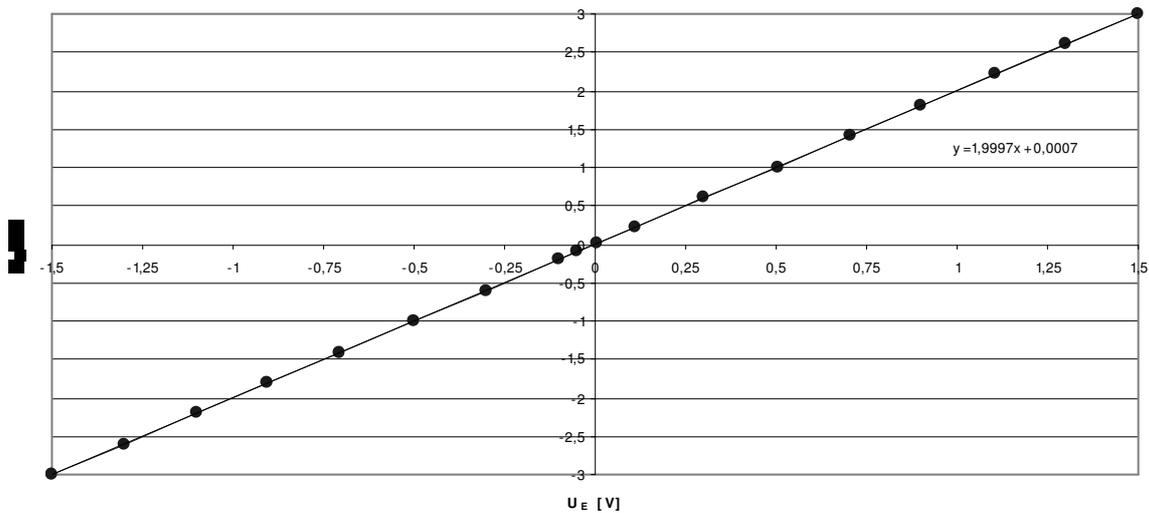
Einstellungen: 0,2ms / 1V (U_E) / 5V (U_A)

In den Abbildungen ist das oben beschriebene Verhalten des OPV gut zu sehen. In Abbildung 3.2 ist auch zu erkennen, dass der untere Anschlag vor dem oberen erreicht wird. Die Skizzen der bi- und unipolaren Eingangsspannungen wurden wegen des geringen Aussagegehalts weggelassen, es ließ sich aber das gleiche Verhalten erkennen.

4) Elektrometerverstärker

U_E [V]	U_A [V]
-1,502	-3,004
-1,302	-2,602
-1,1	-2,199
-0,906	-1,811
-0,704	-1,407
-0,501	-1,001
-0,299	-0,598
-0,1	-0,199
-0,051	-0,099
0,004	0,008
0,109	0,219
0,3	0,6
0,506	1,012
0,704	1,409
0,901	1,803
1,105	2,21
1,299	2,598
1,5	3

Elektrometerverstärker



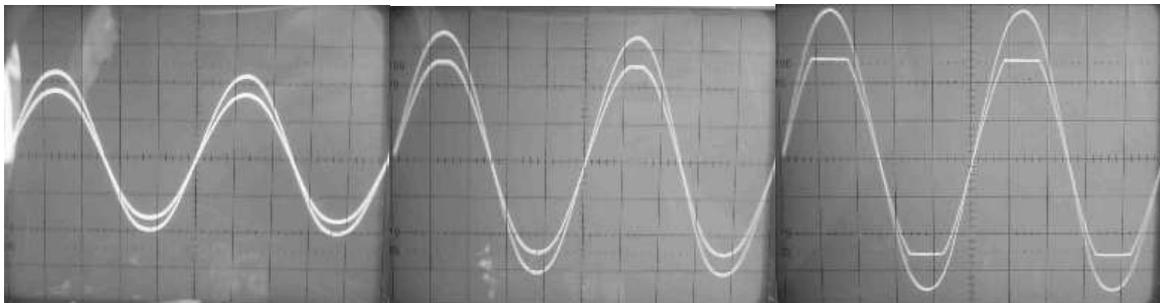
Es ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $V = 2$. Nach der Theorie müsste sich allerdings eine Spannungsverstärkung von $V = 11$ einstellen. Dies geschieht aber nicht, weil der durch die großen Widerstände sehr kleine Strom fast vollständig vom negativen Eingang des OPV verschluckt wird.

5) Elektrometerverstärker mit verschiedenen Signalformen

Abb. 5.1

Abb. 5.2

Abb. 5.3



Einstellung: 2ms / 2V (U_E) / 5V (U_A)

Grundsätzlich gilt hierfür das Gleiche wie bei den Punkten 1.-3.. Der wesentliche unterschied besteht darin, dass die Verstärkung wesentlich kleiner ist und das Signal nicht invertiert wird.

6) Impedanzwandler

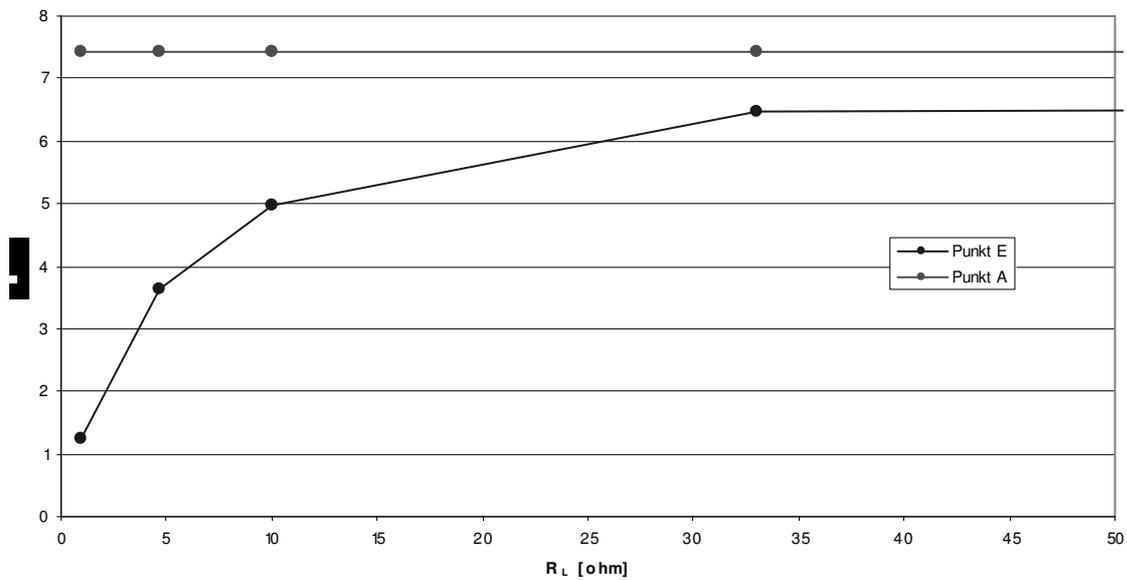
Punkt E:

R_L [k Ω]	U_E [V]	U_A [V]
999	7,43	7,43
33	6,46	6,47
10	4,962	4,96
4,7	3,634	3,634
1	1,236	1,236

Punkt A:

R_L [k Ω]	U_E [V]	U_A [V]
999	7,43	7,43
33	7,43	7,43
10	7,43	7,43
4,7	7,43	7,43
1	7,43	7,43

Impedanzwandler



Die Ausgangsspannung folgt stets der Eingangsspannung egal wie ich den Ausgang belaste wird.

7) Tiefpaß erster Ordnung mit Operationsverstärker

Bipolares Rechtecksignal:

Einstellung: $U_E = 1V$; [1V (U_E) / 5V (U_A)]

Abb. 7.1: 10ms (20Hz)

Abb. 7.2: 0,2ms (1kHz)

Abb. 7.3: 0,1ms (2kHz)

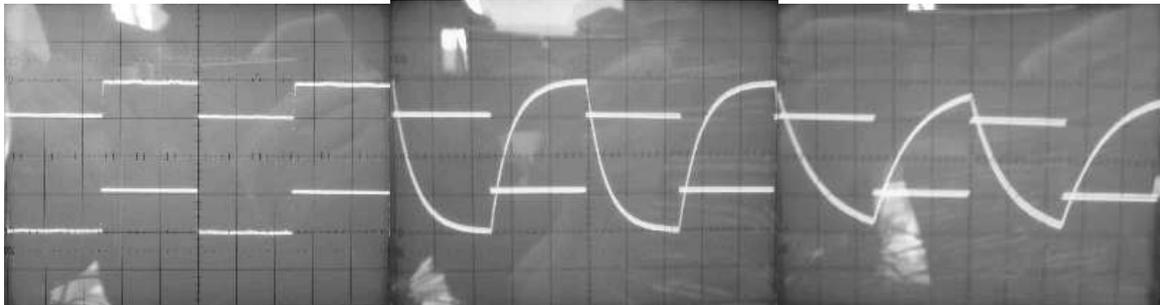
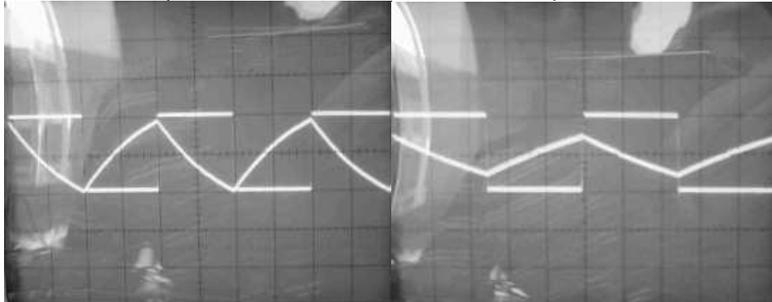


Abb. 7.4: 50 μ s (5kHz)

Abb. 7.5: 20 μ s (10kHz)



Unipolares Rechtecksignal:

Einstellung: $U_E = 1V$; [1V (U_E) / 5V (U_A)]

Abb. 7.6: 10ms (20Hz)



Abb. 7.7: 0,2ms (1kHz)

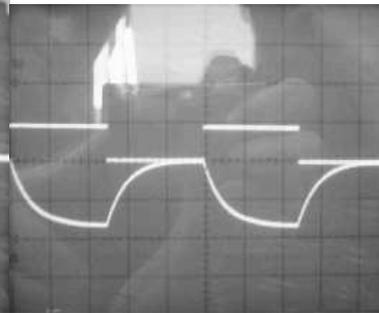


Abb. 7.8: 0,1ms (2kHz)

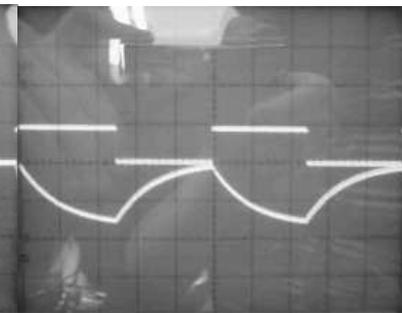


Abb. 7.9: 50μs (5kHz)

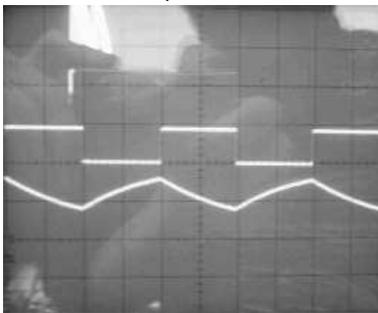
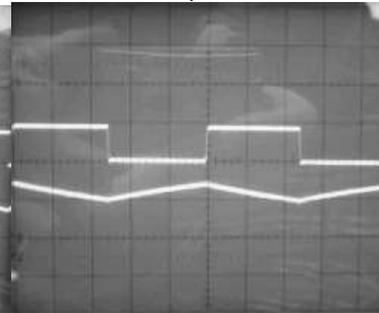


Abb. 7.10: 20μs (10kHz)



Sinussignal:

Einstellung: $U_E = 1V$; [1V (U_E) / 5V (U_A)]

Abb. 7.11: 10ms (20Hz)

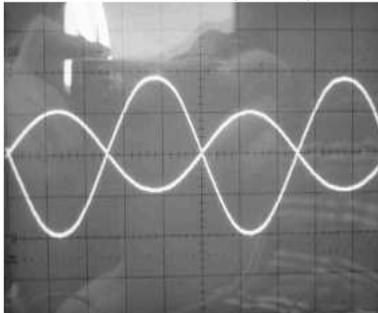


Abb. 7.12: 0,5ms (500Hz)

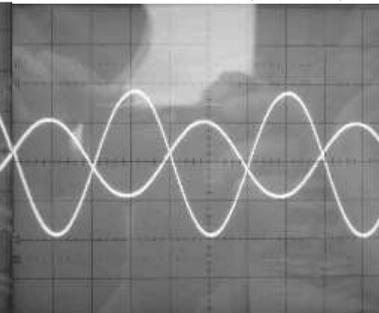


Abb. 7.13: 0,2ms (1kHz)

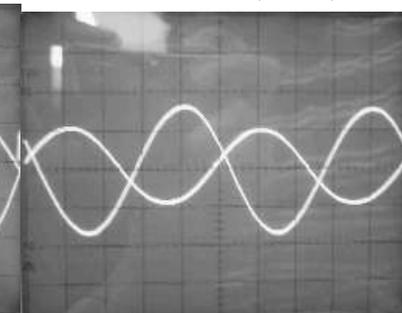


Abb. 7.14: 0,1s (1,5kHz)

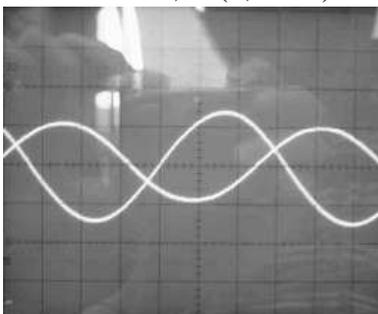


Abb. 7.15: 0,1ms (2kHz)

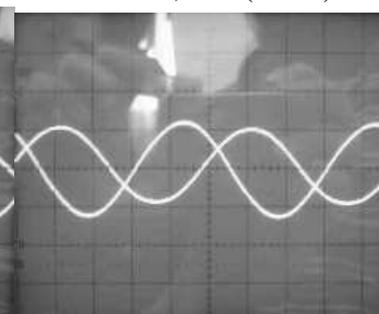


Abb. 7.16: 50μs (3kHz)

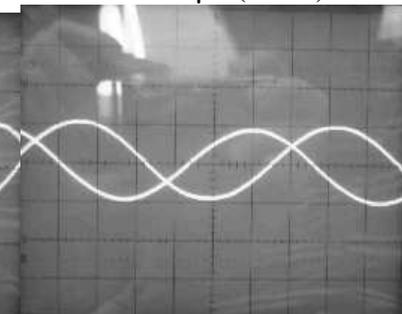
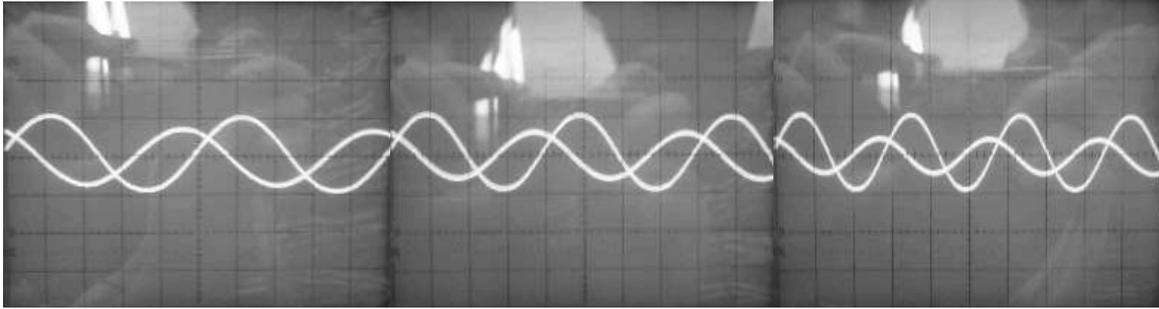
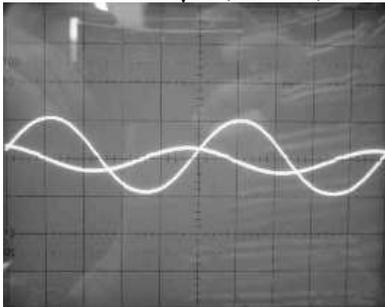
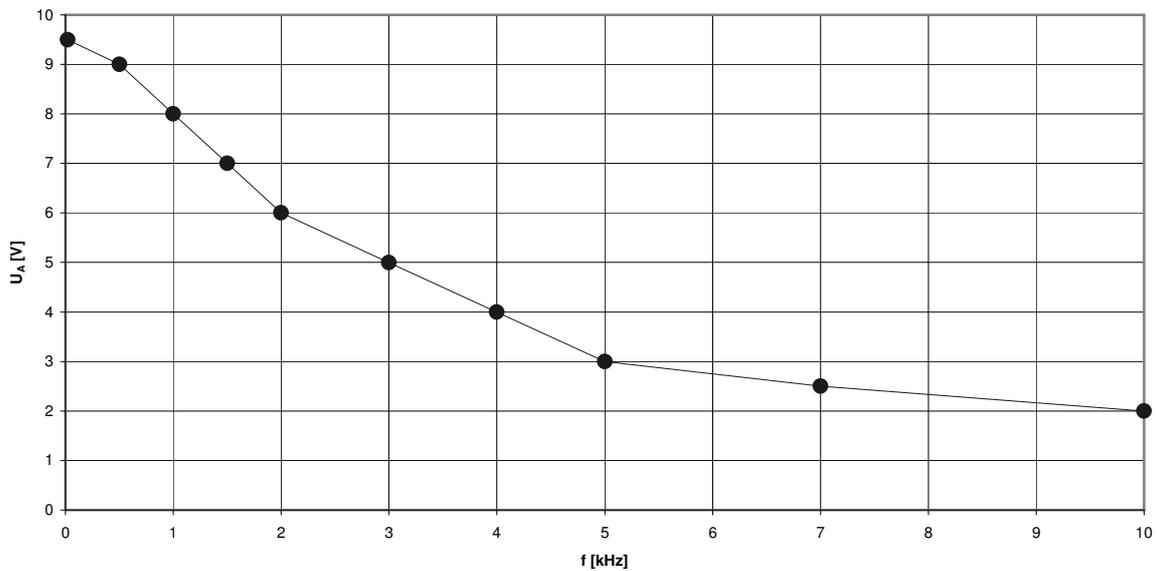


Abb. 7.17: 50 μ s (4kHz)Abb. 7.18: 50 μ s (5kHz)Abb. 7.19: 50 μ s (7kHz)Abb. 7.20: 20 μ s (10kHz)

Bei allen Frequenzpunkten ist das Ausgangssignal invertiert und verstärkt. Mit steigender Frequenz schafft es der Kondensator nicht mehr sich vollständig zu ent- bzw. aufzuladen. Dadurch sinkt mit steigender Frequenz die Ausgangsspannungsverstärkung. Das Ausgangssignal wird von dem Be- und Entladestrom des Kondensators überlagert.

f [kHz]	U_E [V]	U_A [V]	U_A / U_E [V]
0,02	1	9,5	9,5
0,5	1	9	9
1	1	8	8
1,5	1	7	7
2	1	6	6
3	1	5	5
4	1	4	4
5	1	3	3
7	1	2,5	2,5
10	1	2	2

Amplitudengang

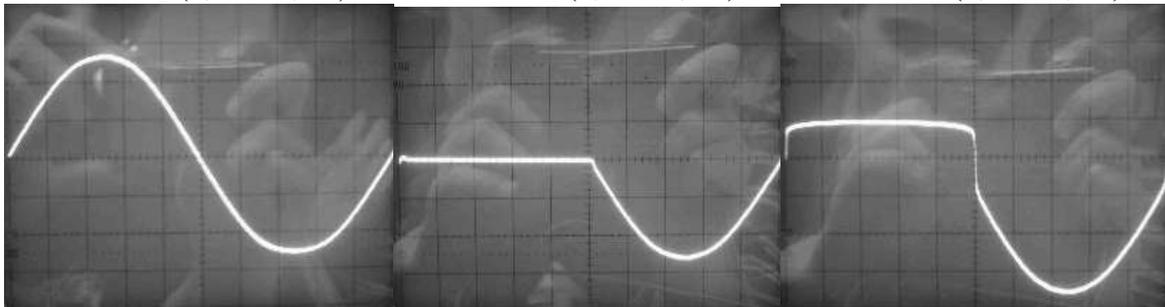


Die Schaltung zeigt die typischen Eigenschaften eines Tiefpasses. Die Ausgangsspannung wird aber zusätzlich noch um den Faktor 10 verstärkt. Es tritt auch noch eine Phasenverschiebung auf.

8) Präzisionsgleichrichter

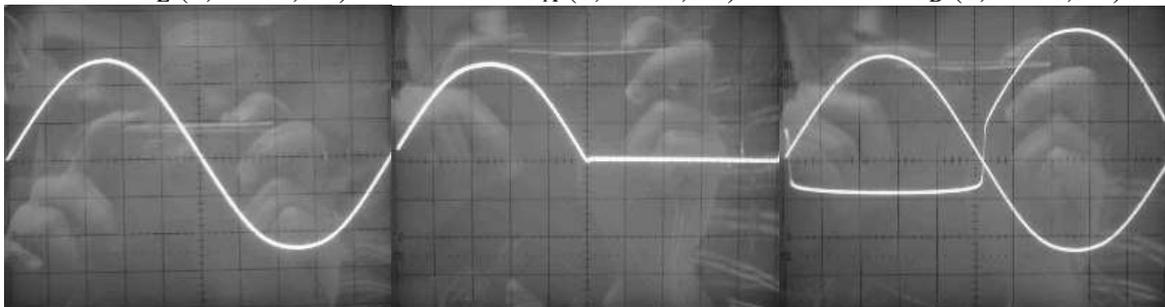
a) $U_{\text{eff}} = 1\text{V}$; $f = 1\text{kHz}$

Abb. 8.1: U_E (0,1ms/0,5V) Abb. 8.2: U_A (0,1ms/0,5V) Abb. 8.3: U_B (0,1ms/0,5V)



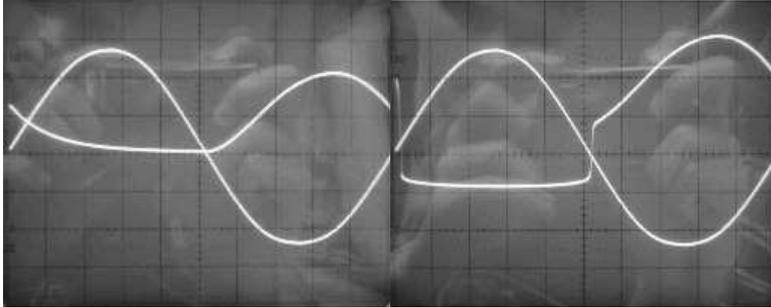
b) Dioden umgepolt

Abb. 8.4: U_E (0,1ms/0,5V) Abb. 8.5: U_A (0,1ms/0,5V) Abb. 8.6: U_B (0,1ms/0,5V)



c) mit Kondensator

Abb. 8.7: U_A (0,1ms/0,5V) Abb. 8.8: U_B (0,1ms/0,5V)



Die Schaltung zeigt das gleiche Verhalten wie der Einweggleichrichter. Das Umpolen der Dioden bewirkt das Abschneiden der ersten oder zweiten Halbwelle. Der Kondensator glättet zwar das Signal aber die Amplitude wird geringer. An Punkt B der Schaltung ist dem Signal noch eine Spannung von 0,5V überlagert.