

Institut für Experimentalphysik der Technischen Universität Graz

&

Institut für Physik der Universität Graz

LABORÜBUNGEN 2: ELEKTRIZITÄT, MAGNETISMUS, OPTIK

Übungsnummer: 5

Übungstitel: Halbleiterdiode

Betreuer/in: Franz Hanauer

Gruppennummer: 13

Name: Sebastian Brötz

Name: Stefanie Brandstötter

Mat. Nr.: 12406478

Mat. Nr.: 12415127

Datum der Übung: 25.11.2025

WS 2025/2026

Inhaltsverzeichnis

1 Allgemeine Informationen	3
2 Versuch 1: Gleichrichterdiode	3
2.1 Auswertung	3
2.1.1 Durchlassrichtung	3
2.1.2 Sperrrichtung	4
2.2 Diskussion	6
2.2.1 Interpretation der Durchlasskennlinie	6
2.2.2 Interpretation der Sperrkennlinie	6
3 Versuch 2: Zenerdiode	6
3.1 Auswertung	6
3.2 Diskussion	8
3.2.1 Interpretation der Zeit- und Kennlinienverläufe	8
3.2.2 Bewertung der Signalfilterung	8
4 Versuch 3: Einweg-Gleichrichterschaltung	9
4.1 Auswertung	9
4.2 Diskussion	13
4.2.1 Betrachtung der Welligkeiten	13
4.2.2 Übereinstimmung der Welligkeiten im Leerlauf	13
5 Versuch 4: Greinacher-Schaltung	14
5.1 Auswertung	14
5.2 Diskussion	15
5.2.1 Interpretation der Spannungsverdopplung	15
5.2.2 Einfluss der Belastung	15

1 Allgemeine Informationen

Zu Beginn des Laborberichts werden allgemeine Konventionen und Definitionen, die während der gesamten Auswertung verwendet werden angeführt. Auf diese Punkte wird im Text fortlaufend hingewiesen.

- **Software / Fits.** Alle numerischen Auswertungen, Kurvenanpassungen und Regressionsrechnungen werden mit Python durchgeführt. Für nichtlineare und lineare Fits wird die Software `scipy.optimize.curve_fit` [1] verwendet. Aus der gelieferten Kovarianzmatrix der Regressionsrechnung werden zudem die Unsicherheiten der jeweiligen Fitparameter entnommen.
- **Größtunsicherheitsmethode.** Für die Fehlerabschätzung von berechneten Größen wird die Größtunsicherheitsmethode verwendet. Sei dabei eine beliebige Zielgröße y als Funktion der Messgrößen x_i gegeben, so folgt die Unsicherheit von y aus der Größtunsicherheitsmethode mit:

$$\Delta y_{\max} = \sum_i \left| \frac{\partial y}{\partial x_i} \right| \Delta x_i, \quad (1)$$

Hier ist Δx_i die Unsicherheit der jeweiligen Messgröße.

- **Fehlerfortpflanzung bei unabhängigen Größen.** Hängt eine berechnete Größe y von mehreren unabhängigen Messgrößen x_i ab, deren Unsicherheiten statistischer Natur sind (z.B. Standardabweichung), so werden die einzelnen Beiträge wie folgt kombiniert [7]:

$$\Delta y = \sqrt{\sum_i \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i \right)^2}. \quad (2)$$

Dies gewährleistet eine korrekte statistische Fehlerabschätzung bei mehreren unabhängigen Unsicherheiten.

2 Versuch 1: Gleichrichterdiode

2.1 Auswertung

In diesem Versuch soll das Strom-Spannungs-Verhalten einer Gleichrichterdiode sowohl in Durchlassrichtung als auch in Sperrrichtung untersucht werden. Die Messungen erfolgen entsprechend der Versuchsanleitung [5] unter Verwendung von zwei digitalen Multimetern. Im Folgenden werden die experimentellen Ergebnisse für beide Belastungsarten dargestellt und ausgewertet.

2.1.1 Durchlassrichtung

Zur Charakterisierung der Diode in Durchlassrichtung wurde der Spannungsabfall über eine Gleichrichterdiode U_F und der entsprechende Strom I_F für verschiedene Eingangsspannungen in einem Bereich von 0 – 20 V gemessen. Die ermittelten Messwerte sind in Tabelle 1 angeführt. Die zugehörigen Unsicherheiten wurden entsprechend der Herstellerangaben aus dem Datenblatt [3] des verwendeten Multimeters berechnet.

Tabelle 1: Messreihe der Gleichrichterdiode in Durchlassrichtung. Dargestellt sind die Durchlassspannung U_F sowie der zugehörige Durchlassstrom I_F jeweils mit den berechneten Unsicherheiten ΔU_F und ΔI_F .

Messung	U_F / V	I_F / mA
1	$0,698 \pm 0,010$	$12,95 \pm 0,16$
2	$0,732 \pm 0,011$	$28,0 \pm 0,4$
3	$0,750 \pm 0,011$	$42,5 \pm 0,5$
4	$0,763 \pm 0,011$	$57,3 \pm 0,7$
5	$0,773 \pm 0,011$	$71,7 \pm 0,8$
6	$0,779 \pm 0,011$	$82,4 \pm 0,9$
7	$0,784 \pm 0,011$	$93,8 \pm 1,0$
8	$0,788 \pm 0,011$	$102,2 \pm 1,1$
9	$0,792 \pm 0,011$	$111,9 \pm 1,2$
10	$0,796 \pm 0,011$	$122,5 \pm 1,3$
11	$0,799 \pm 0,011$	$132,3 \pm 1,4$
12	$0,802 \pm 0,012$	$142,1 \pm 1,5$
13	$0,805 \pm 0,012$	$151,9 \pm 1,6$
14	$0,808 \pm 0,012$	$161,6 \pm 1,7$
15	$0,810 \pm 0,012$	$172,3 \pm 1,8$
16	$0,813 \pm 0,012$	$181,8 \pm 1,9$
17	$0,815 \pm 0,012$	192 ± 2

Zur Visualisierung der Diodenkennlinie (Strom-Spannungs-Kennlinie) in Durchlassrichtung wird der Strom I_F in Abhängigkeit von der Spannung U_F in einem Diagramm aufgetragen. Die grafische Darstellung ist in Abbildung 1 zu erkennen. Der charakteristische exponentielle Anstieg des Stroms mit zunehmender Spannung entspricht dem erwarteten Verhalten einer Halbleiterdiode. Die gestrichelte Linie dient als Orientierungshilfe und verbindet die Messdaten.

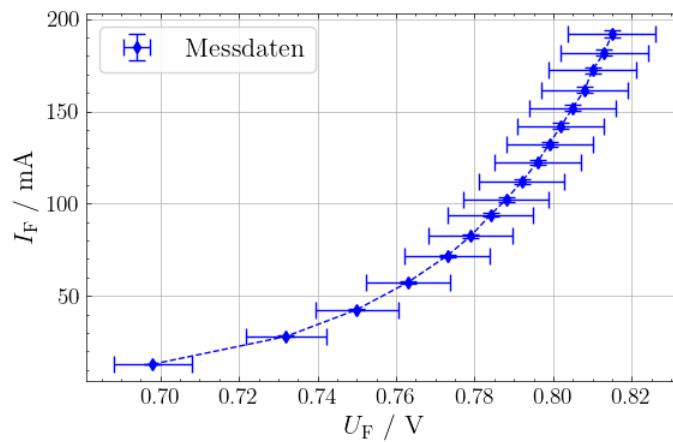


Abbildung 1: Kennlinie der Gleichrichterdiode in Durchlassrichtung. Dargestellt ist der Durchlassstrom I_F in Abhängigkeit von der Durchlassspannung U_F . Die Fehlerbalken repräsentieren die berechneten Unsicherheiten.

2.1.2 Sperrrichtung

Im zweiten Teil gilt es die Diode in Sperrrichtung zu untersuchen. Dazu wurde die elektrische Schaltung gemäß Abbildung 3 aus der Angabe [5] aufgebaut und die Spannung U_{Ser} über die Serienschaltung einer Diode in Sperrrichtung und einem bekannten Widerstand $R = 1 \text{ M}\Omega$ gemessen.

Zusätzlich wurde der Spannungsabfall über den Widerstand U_{R2} ermittelt¹, woraus der Sperrstrom I_R der Diode berechnet werden kann. Die Sperrspannung U_R ergibt sich aus der Differenz der gemessenen Spannungen $U_R = U_{Ser} - U_{R2}$. Die entsprechenden Messwerte für U_{Ser} und U_{R2} sind in Tabelle 2 dargestellt, wobei die Messunsicherheiten entsprechend dem Datenblatt des jeweiligen Messgerätes berechnet wurden.

Tabelle 2: Messreihe der Gleichrichterdiode in Sperrrichtung bestehend aus der Gesamtspannung über die Serienschaltung U_{Ser} und dem Spannung U_{R2} über einen bekannten Widerstand R .

Messung	U_{Ser} / V	U_{R2} / mV
1	$4,81 \pm 0,08$	$1,0 \pm 0,4$
2	$11,16 \pm 0,15$	$1,4 \pm 0,4$
3	$18,9 \pm 0,3$	$1,8 \pm 0,4$
4	$25,2 \pm 0,3$	$2,2 \pm 0,4$
5	$31,6 \pm 0,4$	$2,5 \pm 0,4$
6	$35,7 \pm 0,4$	$2,7 \pm 0,4$
7	$39,7 \pm 0,5$	$3,0 \pm 0,4$

Aus dem Messdaten kann nun der Sperrstrom I_R und die Sperrspannung bestimmt werden. Der Sperrstrom ergibt sich dabei aus dem Ohmschen Gesetz [4]:

$$I_R = U_{R2}/R \quad (3)$$

Die Unsicherheiten berechnen sich entsprechend der Größtunsicherheitsmethode (siehe Kapitel 1). Die Diodenkennlinie in Sperrrichtung ist in Abbildung 2 dargestellt. Um zu verdeutlichen dass es sich um die Sperrrichtung der Diode handelt werden die Größen im dritten Quadranten aufgetragen. Dazu wurden beide Achsen invertiert und die Beschriftungen entsprechend angepasst.

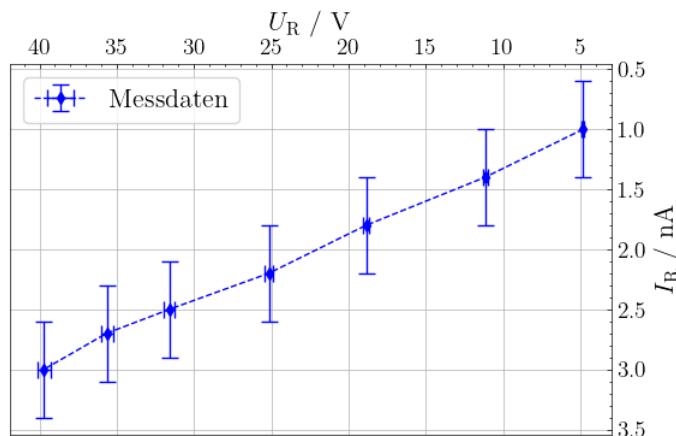


Abbildung 2: Kennlinie der Gleichrichterdiode in Sperrrichtung. Dargestellt ist der Sperrstrom I_R in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R . Die Fehlerbalken repräsentieren die berechneten Unsicherheiten.

Der sehr geringe Sperrstrom im Bereich weniger Nanoampere bestätigt das erwartete Sperrverhalten der Diode. Eine leichte Zunahme des Sperrstroms mit steigender Sperrspannung ist erkennbar und auf Leckströme beziehungsweise thermische Effekte zurückzuführen.

¹Der Wert für den Spannungsabfall am Widerstand U_{R2} ist betragsmäßig sehr gering, weshalb dieser mit einem genaueren digitalen Multimeter [6] bestimmt wird.

2.2 Diskussion

2.2.1 Interpretation der Durchlasskennlinie

Die in Tabelle 1 dokumentierten Messwerte und die graphische Darstellung der Kennlinie in Abbildung 1 zeigen einen ausgeprägten exponentiellen Anstieg des Stroms ab etwa 0,7 V. Diese Schwellspannung stimmt sehr gut mit der für Siliziumdioden typischen Diffusionsspannung überein, wie sie auch in der Aufgabenstellung [5] beschrieben ist. Die Kennlinie bildet damit exakt den erwarteten Übergang vom nahezu stromlosen Bereich hin zum stark leitenden Verhalten ab. Im oberen Strombereich wird eine leichte Abweichung vom idealen exponentiellen Verlauf sichtbar, was sich durch den unvermeidlichen Serienwiderstand der Diode sowie den Vorwiderstand erklären lässt. Diese Abweichungen sind typisch für reale pn-Übergänge und stellen keine Verletzung theoretischer Gesetzmäßigkeiten dar.

2.2.2 Interpretation der Sperrkennlinie

Die aus den Daten in Tabelle 2 erstellte Kennlinie, die in Abbildung 2 aufgeführt ist, zeigt erwartungsgemäß Stromwerte im Nanoampere-Bereich. Der Sperrbereich ist im untersuchten Spannungsfenster sehr stabil, und es lassen sich keinerlei Anzeichen eines Durchbruchs erkennen. Der leicht ansteigende Sperrstrom mit zunehmender Spannung entspricht dem Verhalten realer Dioden im Sperrbetrieb. Die indirekte Strombestimmung über den $1\text{ M}\Omega$ -Widerstand wurde korrekt umgesetzt und erlaubt eine gute Charakterisierung des Sperrbereichs.

Die wichtigsten Fehlerquellen ergeben sich aus der Messmethode selbst. Der Kontaktwiderstand der Messkabel kann insbesondere im Bereich kleiner Spannungen zu geringen systematischen Abweichungen führen. Auch thermische Effekte im Halbleiter spielen eine Rolle: Schon geringe Temperaturänderungen beeinflussen die Schwellspannung, was sich bei der Messung als Drift äußern kann. Im Sperrbereich wiederum ist die indirekte Bestimmung des Stroms über einen sehr hohen Widerstand äußerst empfindlich gegenüber Messrauschen und Auflösung des Multimeters.

Eine Verbesserung des Messaufbaus wäre durch eine Temperaturstabilisierung der Diode möglich, um den Einfluss der temperaturabhängigen Diffusionsspannung zu reduzieren. Für die Bestimmung kleiner Sperrströme wäre der Einsatz eines präzisen Stromverstärkers bzw. Elektrometers sinnvoll, da dadurch die indirekte Bestimmung über den hochohmigen Widerstand ersetzt werden könnte.

3 Versuch 2: Zenerdiode

3.1 Auswertung

Im zweiten Versuchsteil wird das Verhalten einer Zenerdiode untersucht. Entsprechend der Versuchsanleitung [5] wurde mithilfe eines Oszilloskops der Zeitliche Verlauf der Eingangsspannung U_E und der Spannung über die Zenerdiode U_{D1} aufgezeichnet. Die Diode war dabei mit einem bekannten Widerstand $R = 100\Omega$ in Reihe geschaltet. Aus dem Spannungsabfall über den Widerstand lässt sich der Strom durch die Diode I_D berechnen.

In Abbildung 3 sind die gemessene Eingangsspannung U_E und Diodenspannung U_{D1} zu erkennen. Beide Signale zeigen einen periodischen Verlauf entsprechend der angelegten Wechselspannung.

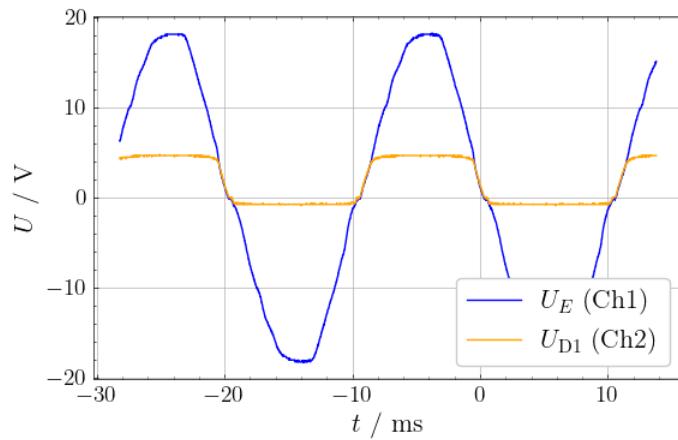


Abbildung 3: Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung U_E (blau) und der Spannung über der Zenerdiode U_{D1} (orange).

Die Unsicherheit der Spannungsmessung ergibt sich aus der Herstellerspezifikation des verwendeten Oszilloskops [8] und setzt sich aus mehreren Komponenten zusammen. Bei den verwendeten Messeinstellungen von 5,00 V/div und einem Vollausschlag von 40 V ergibt sich eine Gesamtunsicherheit von:

$$\begin{aligned}\Delta U &= \text{DC vertical gain accuracy} + \text{DC vertical offset accuracy} + 0,25\% \text{ full scale} \\ &= (3\% \text{ full scale}) + (0,1\text{div} + 2\text{mV}) + (0,25\% \text{ full scale}) \\ &= 1,2 \text{ V} + 0,502 \text{ V} + 0,1 \text{ V} = 1,802 \text{ V}\end{aligned}$$

Dieser Wert ist jedoch für die vorliegenden Messungen nicht aussagekräftig, da die berechnete Unsicherheit die Messwerte selbst teilweise übersteigt. Leider konnten dem Datenblatt keine genaueren Informationen entnommen werden. Da für die Auswertung primär die relative Form der Kennlinie interessant ist, wird die Unsicherheit im Folgenden nicht explizit berechnet.

Aus der Differenz zwischen der Eingangsspannung U_E und der Spannung über der Zenerdiode U_{D1} ergibt sich die Spannung am Widerstand U_R . Die Unsicherheit pflanzt sich gemäß der Größtunsicherheitsmethode fort:

$$U_R = U_E - U_{D1} \quad \Delta U_R = \Delta U_E + \Delta U_{D1} \quad (4)$$

Mit dem bekannten Widerstandswert von $R = 100 \Omega$ folgt der Diodenstrom I_D , sowie die Unsicherheit des Diodenstroms ΔI_D , direkt aus dem Ohmschen Gesetz [4]:

$$I_D = \frac{U_R}{R} \quad \Delta I_D = \frac{\Delta U_R}{R} \quad (5)$$

Aus den berechneten Werten für die Spannung U_{D1} und Strom I_D wird die charakteristische Strom-Spannungs-Kennlinie der Zenerdiode konstruiert und in Abbildung 4 dargestellt. Zur besseren Veranschaulichung wurden beide Achsen invertiert, sodass die Kennlinie die Form aufweist welche üblicherweise in den meisten Datenblättern verwendet wird.

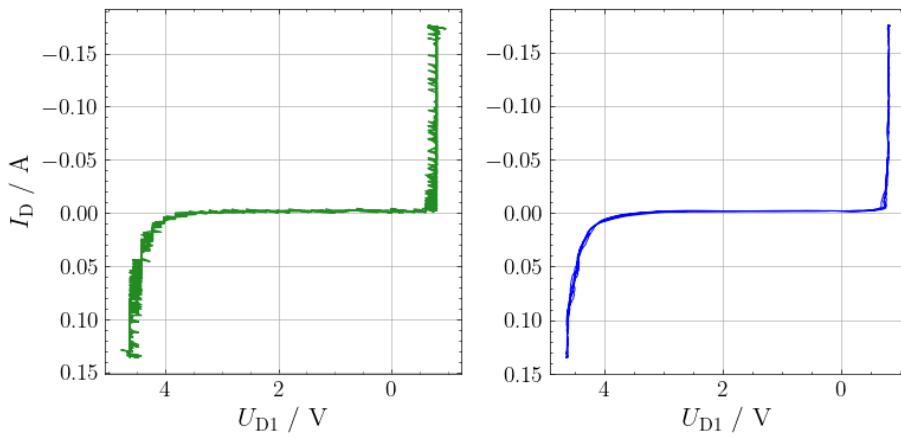


Abbildung 4: Kennlinie der Zenerdiode. Dargestellt sind der Diodenstrom I_D in Abhängigkeit von der Spannung U_{D1} in jeweils zwei Diagrammen. Der linke Plot zeigt dabei die originalen Messdaten mit hochfrequentem Rauschen an. Der rechte Verlauf stellt die geglättete Kennlinie nach Anwendung eines Signal-Filters zur Rauschunterdrückung dar.

Der linke Plot in Abbildung 4 zeigt die Rohdaten der Messung. Diese Daten sind, wie deutlich erkennbar, mit einem hochfrequenten Rauschen behaftet. Um die charakteristische Form der Kennlinie besser darstellen zu können, wurde ein Savitzky-Golay-Filter [2] auf die Messreihen angewendet². Dieser Filter glättet die Daten durch Annäherung mit Polynomen und erhält dabei die wesentliche Form der Kennlinie. Die gefilterten Messdaten sind im rechten Plot von Abbildung 4 zu erkennen und zeigen den erwarteten Verlauf der Zenerdioden-Kennlinie sehr deutlich an.

3.2 Diskussion

3.2.1 Interpretation der Zeit- und Kennlinienverläufe

Die in Abbildung 3 dargestellten Zeitverläufe machen das charakteristische Verhalten der Zenerdiode sehr deutlich sichtbar. In den positiven Halbwellen zeigt sich das für Siliziumdioden typische Verhalten, bei dem nur ein geringer Spannungsabfall an der Diode auftritt und der Großteil der Eingangsspannung am Widerstand abfällt. In den negativen Halbwellen hingegen liegt fast gar keine Spannung an der Zenerdiode an, was auf den Zener-Effekt zurückzuführen ist. Die daraus rekonstruierte Strom-Spannungs-Kennlinie in Abbildung 4 zeigt im geglätteten Verlauf klar einen Bereich geringen Stroms sowie einen ausgeprägten Anstieg des Stroms im Zenerbetrieb, wodurch die Funktionsweise der Diode eindeutig bestätigt wird.

3.2.2 Bewertung der Signalfilterung

Die ursprünglichen Messdaten weisen einen beträchtlichen Anteil hochfrequenter Störanteile auf. Ursache hierfür sind sowohl die digitale Abtastung des Oszilloskops als auch parasitäre Einflüsse innerhalb der Versuchsschaltung. Die Wahl eines Savitzky-Golay-Filters erwies sich für diese Messreihe als besonders geeignet, da er das Rauschen reduziert, ohne die Form der Kennlinie erkennbar zu verfälschen. Im Vergleich zu einer einfachen Mittelung über mehrere Perioden bleiben wichtige Merkmale wie die steilen Kurvenabschnitte besser erhalten. Damit wurde die Sichtbarkeit des charakteristischen Übergangs in den Zenerbetrieb deutlich verbessert, ohne dass die zugrunde liegenden Strukturen zerstört wurden.

Ein wesentlicher Unsicherheitsfaktor der Messung besteht im Auftreten von hochfrequentem Rauschen, das sowohl aus der internen Elektronik des Oszilloskops, aus dem verwendeten Transistor

²Für den Filter wurde die Fenstergröße mit $w = 31$ und Grad der Polynome mit $p = 2$ gewählt.

oder auch aus Störungen innerhalb der Schaltung entsteht. Dieses Rauschen überlagert insbesondere die Bereiche geringer Spannungsdifferenzen, sodass besonders kleine Ströme empfindlich auf Störungen reagieren. Hinzu kommen parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten der Leitungen, die bei den schnell variierenden Spannungen der Wechselquelle zu Signalverzerrungen führen können. Auch der im Versuch verwendete Widerstand zur Strombestimmung trägt zu Unsicherheiten bei. Zusätzlich ist die Bandbreite des Oszilloskops begrenzt, wodurch besonders schnelle Signalanteile abgeschwächt werden und der tatsächliche Verlauf leicht abweichen kann.

Eine genauere Erfassung der Kennlinie wäre möglich, wenn die Differenzspannung zwischen Eingangs- und Diodenspannung vor der Aufnahme verstärkt würde. Ein rauscharmes Verstärkersignal würde das Signal-to-Noise-Ratio SNR deutlich verbessern und die anschließende Glättung erleichtern. Zusätzlich könnte eine kompaktere Leitungsführung mit möglichst kurzen und abgeschirmten Kabeln parasitäre Effekte reduzieren. Als weitere Verbesserung würde sich eine alternative Messung mit einer variablen Gleichspannung anbieten, da der Übergang in den Zenerbetrieb dabei ohne überlagerte Wechselanteile sichtbar wird und weniger anfällig gegenüber hochfrequenten Störungen ist.

4 Versuch 3: Einweg-Gleichrichterschaltung

4.1 Auswertung

Im dritten Versuchsteil wird eine Einweg-Gleichrichterschaltung untersucht. Die Messung wurde entsprechend der Versuchsanleitung [5] für drei verschiedene Lastwiderstände $R_3 = 100\Omega$, $R_3 = 1500\Omega$ und $R_3 = \infty$ (keine elektrische Verbindung) sowie für jeweils zwei Kondensatoren $C = 100\mu F$ und $C = 10\mu F$ durchgeführt. Mithilfe eines Oszilloskops wurden vier Spannungssignale aufgezeichnet, aus welchen die relevanten elektrischen Größen der Schaltung berechnet werden können. Die aufgezeichneten Oszilloskop-Signale sind für alle sechs Konfigurationen von Widerstand und Kondensator in Abbildung 5 dargestellt.

Mit dem Oszilloskop wurden zusätzlich die Effektivwerte U_{eff} und Gleichrichtwerte U_{gl} der Ausgangsspannung U_{R3} bestimmt. Die gemessenen Werte sind in Tabelle 3 zusammengefasst.

Tabelle 3: Gemessene Effektivwerte U_{eff} und Gleichrichtwerte U_{gl} der Ausgangsspannung U_{R3} für verschiedene Kombinationen von Lastwiderstand R_3 und Kondensator C . Die Bezeichnungen (a) bis (f) entsprechen den Subfiguren in Abbildung 5.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)
U_{eff} / V	5,94	3,41	3,98	0,63	0,06	0,06
U_{gl} / V	4,50	7,73	11,22	15,96	18,51	18,50

Die Unsicherheit der Spannungsmessung ergibt sich aus der Herstellerangabe des verwendeten Oszilloskops [8] und setzt sich aus mehreren Komponenten, welche abhängig vom Messbereich sind, zusammen. Da die Berechnung dieser Unsicherheiten komplex ist und für die qualitative Analyse der Signalverläufe nur eine untergeordnete Rolle spielt, wird eine weitere Berechnung nicht durchgeführt (vgl. Kapitel 3.1). Alle abgeleiteten Größen, insbesondere die im Zuge des Versuches berechneten Welligkeiten, sind somit mit einer impliziten Unsicherheit zu verstehen, welche zu $\pm 5\%$ vom jeweiligen Messwert angesetzt wird!

Zur übersichtlicheren Darstellung ohne Rauschen wurden alle aufgezeichneten Signale mit dem selben Signalfilter [2] wie in der vorigen Aufgabe geglättet. Aus den gemessenen Spannungssignalen Ch₁ bis Ch₄ werden die relevanten elektrischen Größen berechnet. Die Eingangsspannung U_E , die Spannung über die Gleichrichterdiode U_{D1} sowie die Spannung über den Lastwiderstand U_{R3}

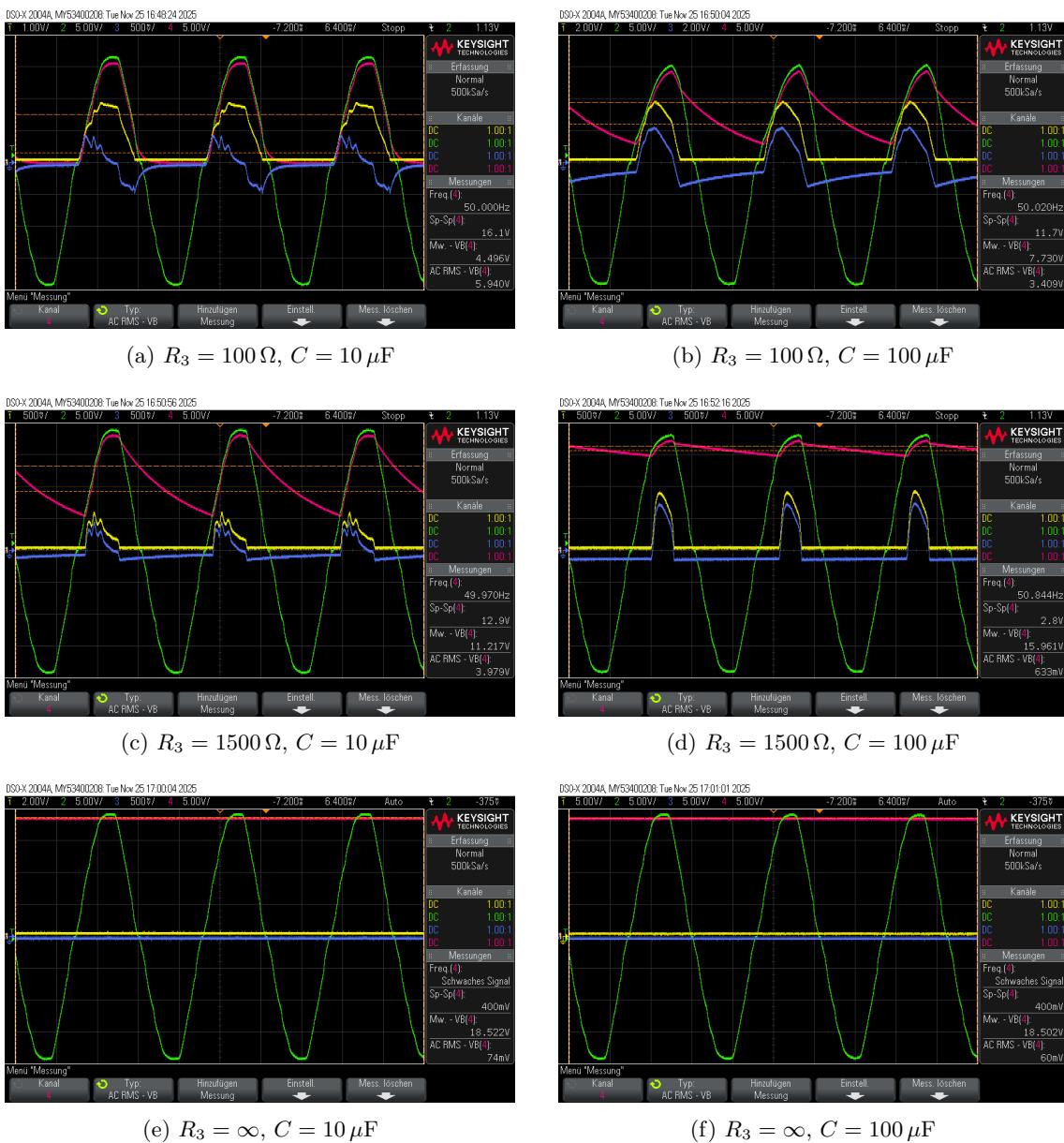


Abbildung 5: Oszilloskop-Aufnahmen der Einweg-Gleichrichterschaltung für verschiedene Kombinationen von Lastwiderstand R_3 und Kondensator C .

ergeben sich zu:

$$U_E = Ch_2 \quad U_{D1} = Ch_2 - Ch_4 \quad U_{R3} = Ch_4 \quad (6)$$

Die Ströme durch die Diode I_{D1} , den Kondensator I_{C1} und den Lastwiderstand I_{R3} werden über dem Spannungsabfall an bekannten Messwiderständen $R_1 = R_2 = 10 \Omega$ und R_3 bestimmt.

$$I_{D1} = \frac{Ch_1}{R_1} \quad I_{C1} = \frac{Ch_3}{R_2} \quad I_{R3} = \frac{U_{R3}}{R_3} \quad (7)$$

Zuletzt wird noch Welligkeit w der Ausgangsspannung U_{R3} aus dem Verhältnis von Effektivwert U_{eff} zu Gleichrichtwert U_{gl} berechnet.

$$w = \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} \quad (8)$$

Die Welligkeit ist dabei ein Maß für die Qualität der Gleichrichtung. Eine kleinere Welligkeit entspricht einer besseren Glättung. In Abbildung 6 sind die zeitlichen Verläufe der berechneten

Spannungen und Ströme für den Widerstand $R_3 = 100\Omega$ dargestellt. Die linke Spalte zeigt die Messung mit $C = 10\mu\text{F}$ und die rechte Spalte mit $C = 100\mu\text{F}$.

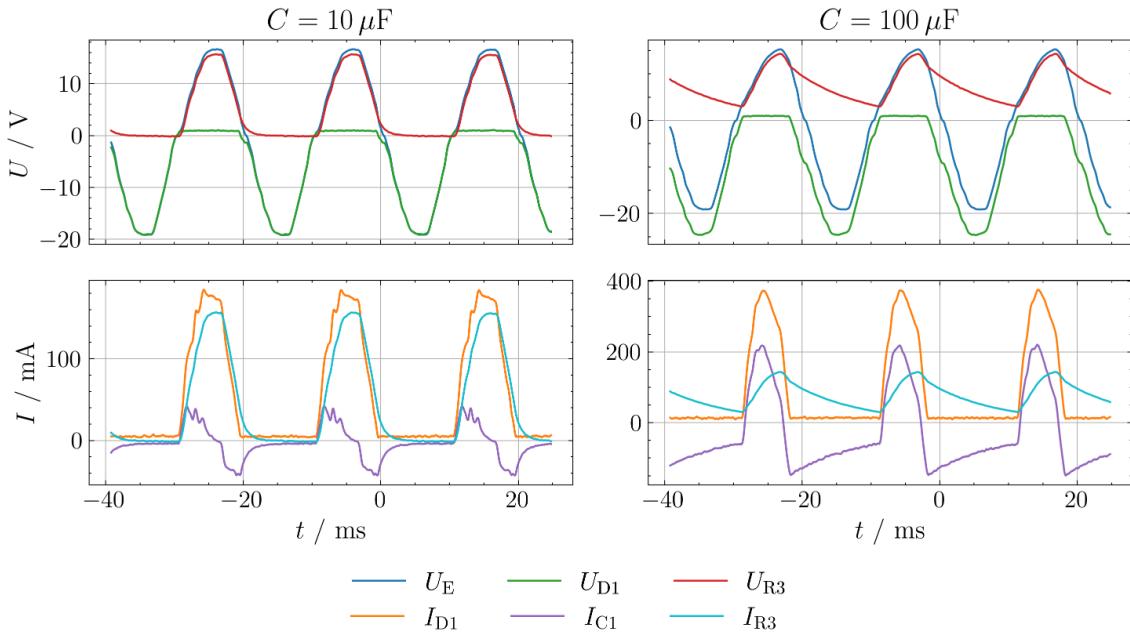


Abbildung 6: Zeitlicher Verlauf verschiedener elektrischer Größen in einer Gleichrichterschaltung mit Lastwiderstand $R = 100\Omega$. Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Diodenspannung U_{D1} (grün) und die Ausgangsspannung U_{R3} (rot) in der oberen Reihe, sowie die Ströme durch die Diode I_{D1} (orange), den Kondensator I_{C1} (violett) und den Lastwiderstand I_{R3} (cyan) in der unteren Reihe. Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Kondensator mit $C = 10\mu\text{F}$ und der rechte Plot bei $C = 100\mu\text{F}$.

Die berechneten Welligkeiten w ergeben sich zu:

$$w_a = 1,32 \quad w_b = 0,44$$

Der größere Kondensator benötigt mehr Zeit sich zu entladen, da dieser eine größere Menge an Ladung speichern kann. Dies führt zu einer stärkeren Glättung, was mit der deutlich reduzierten Welligkeit konsistent ist.

Abbildung 7 zeigt die entsprechenden Messungen für den größeren Lastwiderstand $R_3 = 1500\Omega$. Die Ausgangsspannung zeigt eine deutlich geringere Welligkeit im Vergleich zum vorigen Fall mit $R_3 = 100\Omega$. Dies ist auf die langsamere Entladung des Kondensators durch den höheren Lastwiderstand zurückzuführen. Die berechneten Welligkeiten betragen:

$$w_c = 0,35 \quad w_d = 0,04$$

Im letzten Fall wird der Lastwiderstand vollständig entfernt, was einem Leerlauf, beziehungsweise einem Lastwiderstand von $R_3 = \infty$, entspricht. Die zugehörigen Messungen sind in Abbildung 8 angeführt.

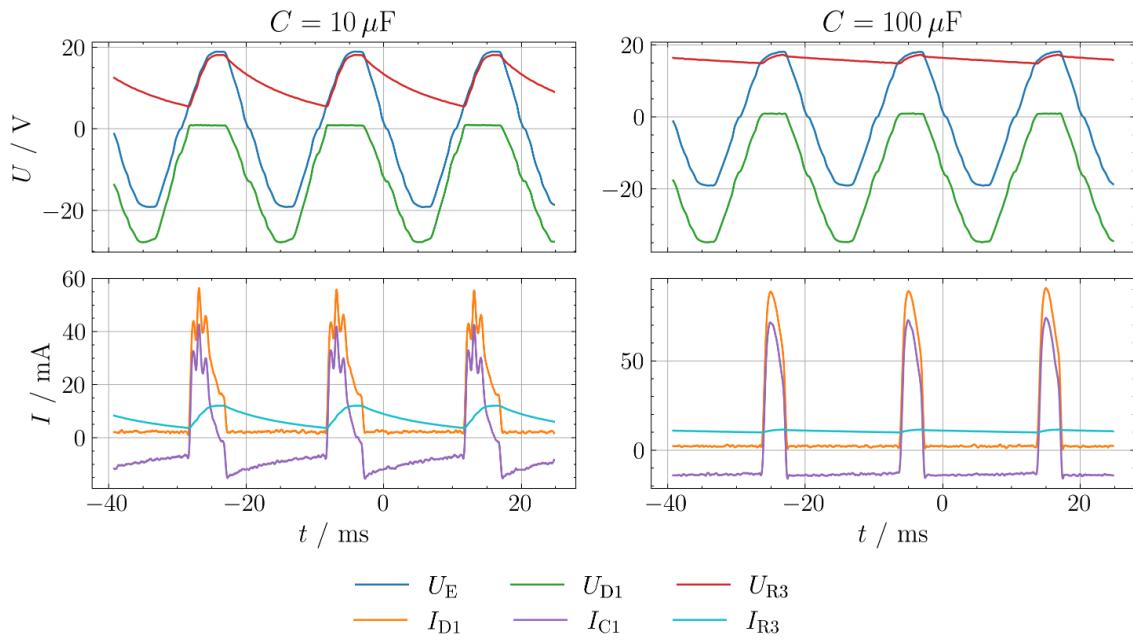


Abbildung 7: Zeitlicher Verlauf verschiedener elektrischer Größen in einer Gleichrichterschaltung mit Lastwiderstand $R = 1500 \Omega$. Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Diodenspannung U_{D1} (grün) und die Ausgangsspannung U_{R3} (rot) in der oberen Reihe, sowie die Ströme durch die Diode I_{D1} (orange), den Kondensator I_{C1} (violett) und den Lastwiderstand I_{R3} (cyan) in der unteren Reihe. Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Kondensator mit $C = 10 \mu\text{F}$ und der rechte Plot bei $C = 100 \mu\text{F}$.

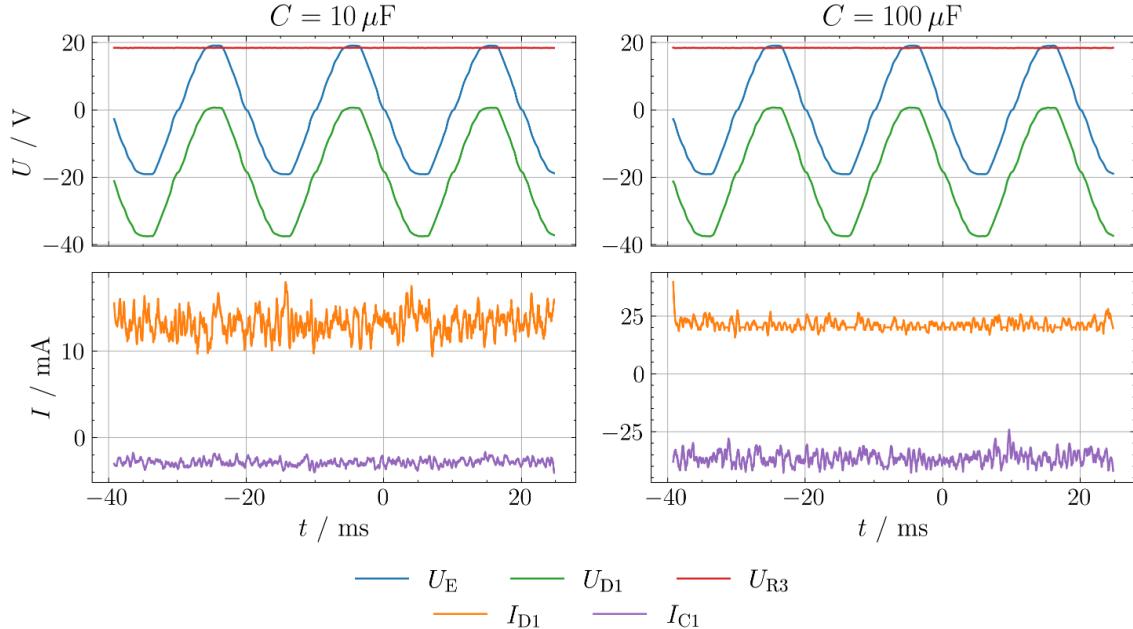


Abbildung 8: Zeitlicher Verlauf verschiedener elektrischer Größen in einer Gleichrichterschaltung im Leerlauf ($R = \infty$). Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Diodenspannung U_{D1} (grün) und die Ausgangsspannung U_{R3} (rot) in der oberen Reihe, sowie die Ströme durch die Diode I_{D1} (orange) und den Kondensator I_{C1} (violett) in der unteren Reihe. Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Kondensator mit $C = 10 \mu\text{F}$ und der rechte Plot bei $C = 100 \mu\text{F}$.

Ein bemerkenswertes Ergebnis der Messung im Leerlauf ist, dass die Welligkeiten unabhängig vom verwendeten Kondensator denselben Wert besitzen.

$$w_e = 0,0034$$

$$w_f = 0,0034$$

4.2 Diskussion

In der Einweg-Gleichrichterschaltung wird der Kondensator während jeder positiven Halbwelle über die leitende Diode auf die jeweilige Spitzenspannung geladen, wie in Abbildungen 6–8 zu sehen ist. Sinkt die Eingangsspannung ab, sperrt die Diode und der Kondensator hält die Ausgangsspannung aufrecht. Der weitere Verlauf hängt vom Lastwiderstand ab: Bei vorhandenem R_3 entlädt sich der Kondensator kontinuierlich über die Last, wodurch die typische sägezahnartige Ausgangsspannung entsteht. Je kleiner R_3 oder C , desto stärker fällt die Entladung aus.

Im Leerlauf ($R_3 = \infty$) entfällt der Entladestrom vollständig. Der Kondensator behält seine Ladung nahezu unverändert bei, weshalb die Ausgangsspannung der Spitzenspannung gleicht und die Welligkeit minimal wird. Da kein nennenswerter Entladeprozess stattfindet, ist diese Welligkeit unabhängig von der Kapazität.

4.2.1 Betrachtung der Welligkeiten

Tabelle 4: Zusammenfassung der berechneten Welligkeiten w für verschiedene Kombinationen von Lastwiderstand R_3 und Kondensator C . Die Bezeichnungen (a) bis (f) entsprechen den Subfiguren in Abbildung 5.

	(a) $R_3 = 100\Omega$ $C = 10\mu F$	(b) $R_3 = 100\Omega$ $C = 100\mu F$	(c) $R_3 = 1500\Omega$ $C = 10\mu F$	(d) $R_3 = 1500\Omega$ $C = 100\mu F$	(e) $R_3 = \infty$ $C = 10\mu F$	(f) $R_3 = \infty$ $C = 100\mu F$
$w / 1$	1,3200	0,4400	0,3500	0,0400	0,0034	0,0032

Die in Tabelle 4 zusammengefassten Welligkeiten zeigen das erwartete Verhalten: Kleine Lastwiderstände ($R_3 = 100\Omega$) führen zu großen Welligkeiten, welche durch größere Kapazitäten deutlich reduziert werden können. Bei $R_3 = 1500\Omega$ sinkt die Welligkeit ab, da der Kondensator langsamer entladen wird. Die Signalverläufe in Abbildung 7 bestätigen dies.

Im Leerlauf ($R_3 = \infty$) sind die Welligkeiten extrem gering und unabhängig von der Kapazität (vgl. Abbildung 8).

4.2.2 Übereinstimmung der Welligkeiten im Leerlauf

Die nahezu identischen Werte für w_e und w_f resultieren daraus, dass ohne Last kein Entladestrom fließt. Der Kondensator hält seine Ladung zwischen den Halbwellen vollständig, wodurch die Ausgangsspannung die Spitzen der gleichgerichteten Eingangsspannung nahezu exakt abbildet. Die Kapazität spielt hierbei faktisch keine Rolle, da nur minimale parasitäre Leckströme wirksam sind. Dieses Verhalten stimmt vollständig mit der Theorie der Einweg-Gleichrichtung überein.

Eine wesentliche Unsicherheit entsteht durch das Oszilloskop selbst: Die Amplitudenauflösung und das unvermeidliche hochfrequente Rauschen beeinflussen insbesondere die Bestimmung kleiner Spannungsänderungen. Zudem führen parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten der Messleitungen zu leichten Verzerrungen im zeitlichen Verlauf der Ströme und Spannungen. Auch die verwendeten Kondensatoren tragen zu Abweichungen bei, da ihre effektive Kapazität frequenz- und temperaturabhängig ist.

Eine Verbesserung der Genauigkeit wäre durch kürzere und abgeschirmte Leitungen möglich, da dadurch parasitäre Effekte reduziert werden. Ebenso könnten Kondensatoren mit geringerer Toleranz und niedrigerem Innenwiderstand eingesetzt werden, um die gemessenen Spannungsverläufe stärker an das ideale Verhalten anzunähern. Ein rauschärmerer Messaufbau oder die Verwendung

eines Funktionsgenerators mit stabilerer Ausgangsspannung würde zusätzlich zu klareren Signalverläufen beitragen.

5 Versuch 4: Greinacher-Schaltung

5.1 Auswertung

Im letzten Versuchsteil wird eine Greinacher-Schaltung zur Spannungsverdopplung untersucht. Die Messung wurde entsprechend der Versuchsanleitung [5] einmal mit einem Lastwiderstand von $R_3 = 1500 \Omega$ und einmal im Leerlauf ($R_3 = \infty$) durchgeführt. Mithilfe eines Oszilloskops wurde die Eingangsspannung U_E , die Spannung über der ersten Spannungsstufe und die Ausgangsspannung U_A aufgezeichnet. Die entsprechenden zeitlichen Verläufe der Signale sind in Abbildung 9 dargestellt.

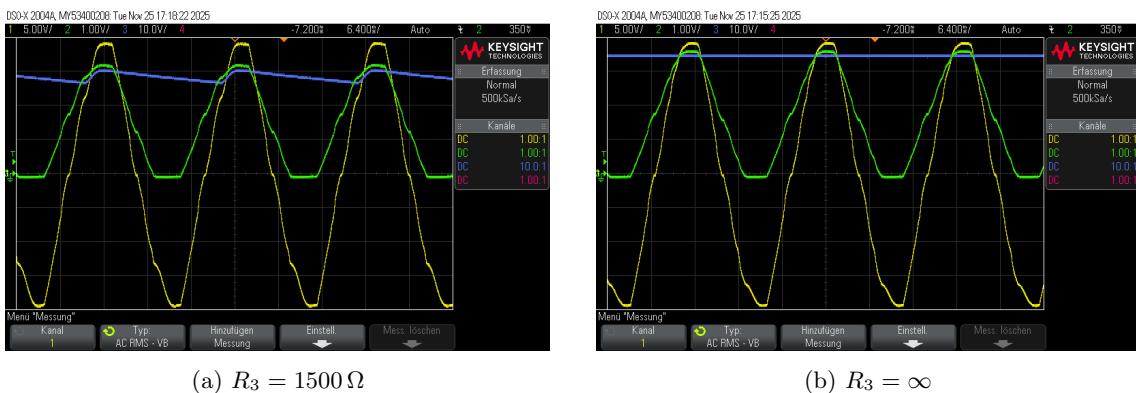


Abbildung 9: Oszilloskop-Aufnahmen der Greinacher-Schaltung für zwei verschiedene Lastwiderstände. Links ist die Messung mit einem Lastwiderstand $R_3 = 1500 \Omega$ zu erkennen und rechts die Messung im Leerlauf ($R_3 = \infty$).

Wie in den vorigen Versuchen bereits erläutert (siehe Kapitel 3.1 und 4.1), ist die Berechnung der Unsicherheiten aufwendig und nicht relevant für die weitere Auswertung. Dementsprechend wird auf eine explizite Berechnung verzichtet und es sind alle angegebenen Größen mit einer impliziten Unsicherheit zu verstehen. Zur übersichtlichen Darstellung wurden ebenfalls, analog zum vorigen Versuch, alle aufgezeichneten Signale mit einem Signal-Filter geglättet.

Im nächsten Schritt werden die Spannungen über den Kondensator C_1 und die Diode D_2 aus den gemessenen Signalen berechnet, wobei die Eingangsspannung $U_E = \text{Ch}_1$ und die Ausgangsspannung $U_A = \text{Ch}_3$ werden direkt gemessen werden:

$$U_{C1} = \text{Ch}_1 - \text{Ch}_2 \quad U_{D2} = \text{Ch}_2 - \text{Ch}_3 \quad (9)$$

Bei der Berechnung ist außerdem zu beachten, dass das Signal Ch_2 aufgrund der verwendeten Tastkopf-Einstellung (10:1) mit einem Faktor von 10 multipliziert werden muss. Die grafische Darstellung der zeitlichen Verläufe der berechneten Spannungen ist in Abbildung 10 zu erkennen. Der linke Plot zeigt die Messung mit Lastwiderstand $R_3 = 1500 \Omega$ und die rechte Darstellung die Messung im Leerlauf.

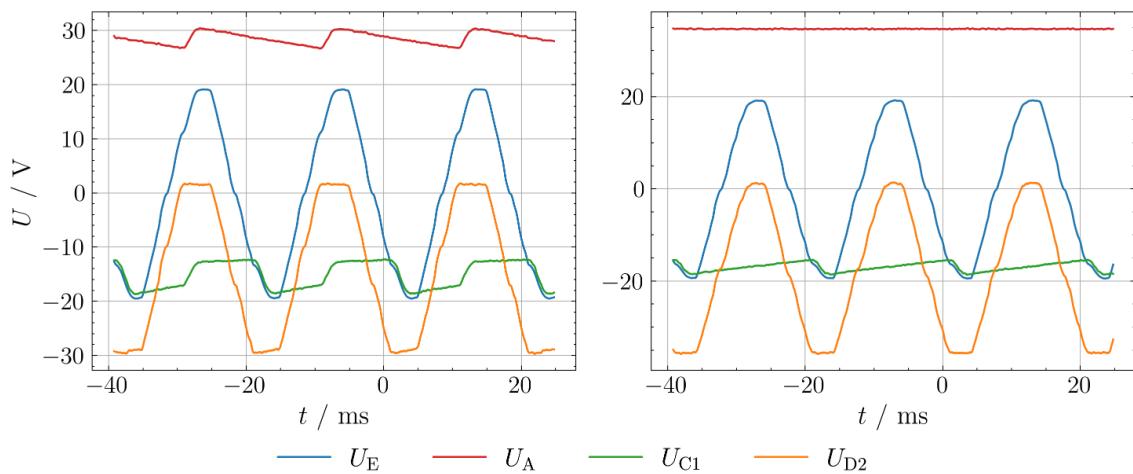


Abbildung 10: Zeitlicher Verlauf der Spannungen einer Greinacher-Schaltung im eingeschwungenen Zustand. Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Ausgangsspannung U_A (rot), die Kondensatorspannung U_{C1} (grün) und die Spannung über der Diode U_{D2} (orange). Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Lastwiderstand von $R_3 = 1500\Omega$ und der rechte Plot die Messung im Leerlauf ($R = \infty$).

5.2 Diskussion

5.2.1 Interpretation der Spannungsverdopplung

Die in Abbildung 10 dargestellten Zeitverläufe zeigen deutlich das erwartete Verhalten einer Greinacher-Schaltung. Bei der Messung wurde ausschließlich der eingeschwungene Zustand betrachtet. In diesem Zustand erreicht die Ausgangsspannung nahezu die doppelte Amplitude der Eingangsspannung, was die grundlegende Funktionsweise der Spannungsverdopplung experimentell bestätigt. Die Schaltung arbeitet damit genau so, wie es die Theorie [5] beschreibt. Die Kondensatoren laden sich wechselseitig auf und addieren sich im eingeschwungenen Zustand zur nahezu doppelten Spitzenspannung.

5.2.2 Einfluss der Belastung

Der Einfluss des Lastwiderstands ist in den Messergebnissen klar erkennbar. Bei angeschlossenem Lastwiderstand zeigt U_A eine ausgeprägte Welligkeit, die durch die periodische Entladung der Kondensatoren entsteht. Da der Laststrom kontinuierlich Energie entzieht, sinkt die Spannung zwischen den Ladeimpulsen merklich ab. Die Diode kann den Kondensator nur in einem kurzen Zeitfenster laden, wodurch sich die typische Sägezahnstruktur ergibt. Im Leerlauf hingegen ($R_3 = \infty$) entfällt diese kontinuierliche Entladung vollständig, sodass die Welligkeit deutlich geringer ausfällt. Die Ausgangsspannung bleibt in diesem Fall viel stabiler und nähert sich stärker dem idealen Wert der Spannungsverdopplung an. Dieser Unterschied zwischen Last- und Leerlauffall bestätigt exakt das in der Theorie beschriebene Verhalten und zeigt die Abhängigkeit von der angeschlossenen Last der Schaltung.

Eine wichtige Fehlerquelle entsteht durch die realen Eigenschaften der Kondensatoren. Ihre effektive Kapazität kann vom Nennwert abweichen und ist zudem frequenz- und temperaturabhängig, was sich insbesondere auf die Höhe der Ausgangsspannung und die Stärke der Welligkeit auswirkt. Auch der Innenwiderstand des Transfornators sowie Spannungsverluste an den Dioden verändern den idealen Spannungswert und können das Erreichen der theoretischen doppelten Spitzenspannung verhindern. Darüber hinaus wirken sich parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten der Leitungen auf die Flanken aus und können die reale Kurvenform geringfügig verändern.

Eine genauere Analyse wäre möglich, wenn Kondensatoren mit geringer Toleranz und kleinerem Innenwiderstand verwendet würden, da dadurch sowohl die Höhe der Ausgangsspannung als auch die Form der Welligkeit präziser reproduzierbar wäre. Der Einsatz eines Funktionsgenerators anstelle eines Netztransformators würde zudem eine stabilere und exakt sinusförmige Eingangsspannung gewährleisten. Durch kürzere und abgeschirmte Leitungen könnten parasitäre Einflüsse reduziert werden. Schließlich würde eine Messung mit höherer zeitlicher Auflösung die schmalen Ladeimpulse der Dioden besser erfassen und den zeitlichen Verlauf der Spannungsverdopplung noch detaillierter sichtbar machen.

Literatur

- [1] S. community. `scipy.optimize.curve_fit`. https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.optimize.curve_fit.html, 2025. zuletzt besucht: 29.10.2025.
- [2] S. community. `scipy.signal.savgol_filter`. https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.signal.savgol_filter.html, 2025. zuletzt besucht: 28.11.2025.
- [3] F. Cooperation. 170 series truerms digital multimeter, 2018. URL https://media.fluke.com/cb593913-08c5-4667-814f-b10600699782_original%20file.pdf. zuletzt besucht: 26.11.2025.
- [4] W. Demtröder. *Experimentalphysik 2 - Elektrizität und Optik*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 7 edition, 2018. ISBN 978-3-662-55790-7. zuletzt besucht: 08.11.2025.
- [5] Institut für Experimentalphysik, Technische Universität Graz and Institut für Physik, Universität Graz. Laborübung 2.05: Halbleiterdiode, 2025. Laborpraktikum Elektrizität, Magnetismus, Optik, WS 2025/26.
- [6] A. . T. T. INSTRUMENTS. *1604 40,000 Count Digital Multimeter*, 2015. URL https://resources.aimtti.com/manuals/1604_Instruction_Manual-Iss12.pdf. zuletzt besucht: 26.11.2025.
- [7] iso.org. Determining combined standard uncertainty. https://www.iso.org/sites/JCGM/GUM/JCGM100/C045315e-html/C045315e_FILES/MAIN_C045315e/05_e.html, 2025. zuletzt besucht: 16.11.2025.
- [8] K. Technologies. *InfiniiVision 2000 X-Series Oscilloscopes*, 2022. URL <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-02733/data-sheets/5990-6618.pdf>. published in USA, May 30, 2022.

Abbildungsverzeichnis

1	Kennlinie der Gleichrichterdiode in Durchlassrichtung. Dargestellt ist der Durchlassstrom I_F in Abhängigkeit von der Durchlassspannung U_F . Die Fehlerbalken repräsentieren die berechneten Unsicherheiten.	4
2	Kennlinie der Gleichrichterdiode in Sperrrichtung. Dargestellt ist der Sperrstrom I_R in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R . Die Fehlerbalken repräsentieren die berechneten Unsicherheiten.	5
3	Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung U_E (blau) und der Spannung über der Zenerdiode U_{D1} (orange).	7

4	Kennlinie der Zenerdiode. Dargestellt sind der Diodenstrom I_D in Abhängigkeit von der Spannung U_{D1} in jeweils zwei Diagrammen. Der linke Plot zeigt dabei die originalen Messdaten mit hochfrequentem Rauschen an. Der rechte Verlauf stellt die geglättete Kennlinie nach Anwendung eines Signal-Filters zur Rauschunterdrückung dar.	8
5	Oszilloskop-Aufnahmen der Einweg-Gleichrichterschaltung für verschiedene Kombinationen von Lastwiderstand R_3 und Kondensator C	10
6	Zeitlicher Verlauf verschiedener elektrischer Größen in einer Gleichrichterschaltung mit Lastwiderstand $R = 100\Omega$. Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Diodenspannung U_{D1} (grün) und die Ausgangsspannung U_{R3} (rot) in der oberen Reihe, sowie die Ströme durch die Diode I_{D1} (orange), den Kondensator I_{C1} (violett) und den Lastwiderstand I_{R3} (cyan) in der unteren Reihe. Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Kondensator mit $C = 10\mu F$ und der rechte Plot bei $C = 100\mu F$	11
7	Zeitlicher Verlauf verschiedener elektrischer Größen in einer Gleichrichterschaltung mit Lastwiderstand $R = 1500\Omega$. Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Diodenspannung U_{D1} (grün) und die Ausgangsspannung U_{R3} (rot) in der oberen Reihe, sowie die Ströme durch die Diode I_{D1} (orange), den Kondensator I_{C1} (violett) und den Lastwiderstand I_{R3} (cyan) in der unteren Reihe. Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Kondensator mit $C = 10\mu F$ und der rechte Plot bei $C = 100\mu F$	12
8	Zeitlicher Verlauf verschiedener elektrischer Größen in einer Gleichrichterschaltung im Leerlauf ($R = \infty$). Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Diodenspannung U_{D1} (grün) und die Ausgangsspannung U_{R3} (rot) in der oberen Reihe, sowie die Ströme durch die Diode I_{D1} (orange) und den Kondensator I_{C1} (violett) in der unteren Reihe. Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Kondensator mit $C = 10\mu F$ und der rechte Plot bei $C = 100\mu F$	12
9	Oszilloskop-Aufnahmen der Greinacher-Schaltung für zwei verschiedene Lastwiderstände. Links ist die Messung mit einem Lastwiderstand $R_3 = 1500\Omega$ zu erkennen und rechts die Messung im Leerlauf ($R_3 = \infty$).	14
10	Zeitlicher Verlauf der Spannungen einer Greinacher-Schaltung im eingeschwungenen Zustand. Dargestellt sind die Eingangsspannung U_E (blau), die Ausgangsspannung U_A (rot), die Kondensatorspannung U_{C1} (grün) und die Spannung über der Diode U_{D2} (orange). Der linke Plot zeigt das Verhalten bei einem Lastwiderstand von $R_3 = 1500\Omega$ und der rechte Plot die Messung im Leerlauf ($R = \infty$).	15

Tabellenverzeichnis

1	Messreihe der Gleichrichterdiode in Durchlassrichtung. Dargestellt sind die Durchlassspannung U_F sowie der zugehörige Durchlassstrom I_F jeweils mit den berechneten Unsicherheiten ΔU_F und ΔI_F	4
2	Messreihe der Gleichrichterdiode in Sperrrichtung bestehend aus der Gesamtspannung über die Serienschaltung U_{Ser} und dem Spannung U_{R2} über einen bekannten Widerstand R	5
3	Gemessene Effektivwerte U_{eff} und Gleichrichtwerte U_{gl} der Ausgangsspannung U_{R3} für verschiedene Kombinationen von Lastwiderstand R_3 und Kondensator C . Die Bezeichnungen (a) bis (f) entsprechen den Subfiguren in Abbildung 5.	9
4	Zusammenfassung der berechneten Welligkeiten w für verschiedene Kombinationen von Lastwiderstand R_3 und Kondensator C . Die Bezeichnungen (a) bis (f) entsprechen den Subfiguren in Abbildung 5.	13