

Experiment ET 03 – Circuits with non-linear resistors |
Schaltungen mit nichtlinearen Widerständen

1 Object of the experiment | Versuchsziel

Getting to know the mode of operation and the usage of circuits with non-linear resistors at the example of circuits with Z- and power rectifier diodes.

Kennenlernen der Wirkungsweise und des Einsatzes von Schaltungen mit nichtlinearen Widerständen am Beispiel von Schaltungen mit Z- und Netzgleichrichterdioden.

2 Basics | Grundlagen

2.1 Z-diode | Z-Diode

Z-diodes are silicon diodes operated at the cut-off region. They have a steep current rise in the breakdown area, whereby the voltage U at the diode changes only very slightly (Figure 1). This property of the Z-diodes is used for voltage stabilization in electronic circuits.

Z-Dioden sind Siliziumdioden, die im Sperrbereich betrieben werden. Sie besitzen im Durchbruchgebiet einen steilen Stromanstieg, wobei sich die Spannung U an der Diode nur sehr gering ändert (Figure 1). Diese Eigenschaft der Z-Dioden nutzt man zur Spannungsstabilisierung in elektronischen Schaltungen.

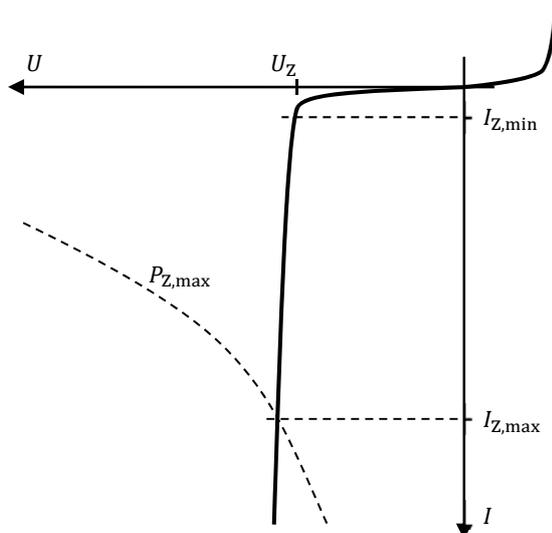


Figure 1: Reverse characteristic of a Z-diode | Sperrkennlinie einer Z-Diode

The breakdown voltage U_Z of Z-diodes can be precisely determined between 2,7 V ... 200 V using specific manufacturing processes. The maximal diode current results from the breakdown voltage and the maximum power $P_{Z,max}$, for which the Z-diode is designed, approximately to

$$I_{Z,max} = \frac{P_{Z,max}}{U_Z}. \quad (1)$$

The breakdown area of the characteristic curve (Figure 1) determines the minimum current $I_{Z,min}$, at which voltage stabilization is still possible.

Figure 2 demonstrates a circuit for stabilization of the voltage U_a at a load R by means of a Z-diode following the principle of parallel stabilization.

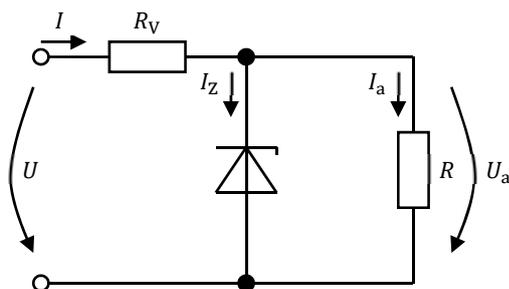


Figure 2: Stabilization of voltage U_a at a load R | Stabilisierung der Spannung U_a an einem Verbraucher R

The series resistor R_V is calculated as follows

$$R_V = \frac{U - U_a}{I_Z + I_a}. \quad (2)$$

Der Vorwiderstand R_V berechnet sich zu

Voltage stabilization at constant load | Spannungsstabilisierung bei konstanter Belastung:

When the input voltage U changes in a certain range ($U_{min} \dots U_{max}$), the voltage U_a assumes approximately the value of the breakdown voltage U_Z . By voltage division one obtains according to Figure 2:

$$U = U_Z \left(\frac{R_Z \parallel R + R_V}{R_Z \parallel R} \right) = U_Z \left[1 + R_V \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_Z} \right) \right]. \quad (3)$$

Equation (3) results in U_{min} for $R_Z \rightarrow \infty$ ($I_Z = 0$). The maximum value U_{max} is limited by the maximum acceptable power $P_{Z,max}$ of the Z-diode. In this case the resistance of the Z-diode is:

Die Spannung U_a nimmt bei Änderung der Eingangsspannung U in einem bestimmten Bereich ($U_{min} \dots U_{max}$) etwa den Wert der Durchbruchspannung U_Z an. Durch Spannungsteilung erhält man nach Figure 2:

Aus Gleichung (3) ergibt sich U_{min} bei $R_Z \rightarrow \infty$ ($I_Z = 0$). Der maximale Wert U_{max} wird durch die maximal zulässige Leistung $P_{Z,max}$ der Z-Diode begrenzt. Für diesen Fall beträgt der Widerstand der Z-Diode:

$$R_{Z,\min} = \frac{U_Z^2}{P_{Z,\max}}. \quad (4)$$

Voltage stabilization at adjustable loads | Spannungsstabilisierung bei variabler Belastung:

The same circuit also enables to keep the voltage U_a at a load resistor R which is adjustable within certain limits approximately constant. To determine the acceptable limits for R for a given series resistor R_V , the circuit is regarded as a linear active two-port, the Z diode as a non-linear passive two-port R_{AB} . (Figure 3).

Die gleiche Schaltung ermöglicht es auch, die Spannung U_a an einem in bestimmten Grenzen variablen Belastungswiderstand R annähernd konstant zu halten. Zur Ermittlung der zulässigen Grenzen für R bei vorgegebenem Vorwiderstand R_V wird die Schaltung als linearer aktiver Zweipol, die Z-Diode als nichtlinearer, passiver Zweipol R_{AB} aufgefasst (Figure 3).

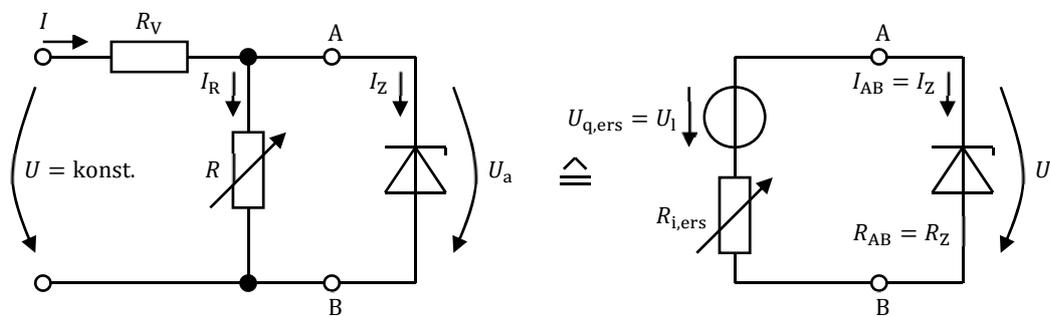


Figure 3: Voltage stabilization at adjustable R | Spannungsstabilisierung bei variablem R

Figure 4 demonstrates the current-voltage characteristics of both two-ports. For the short-circuit current $I_{k,AB}$ of the active two-port applies:

$$I_{k,AB} = \frac{U}{R_V}. \quad (5)$$

The no-load voltage $U_1 = I_{k,AB} \cdot R_{i,ers}$ with $R_{i,ers} = R \parallel R_V$ is therefore depending on R and amounts:

$$U_1 = U \cdot \frac{R}{R + R_V}. \quad (6)$$

Die Strom-Spannungs-Kennlinien beider Zweipole zeigt Figure 4. Für den Kurzschlussstrom $I_{k,AB}$ des aktiven Zweipols gilt:

Die Leerlaufspannung $U_1 = I_{k,AB} \cdot R_{i,ers}$ mit $R_{i,ers} = R \parallel R_V$ ist somit abhängig von R und beträgt:

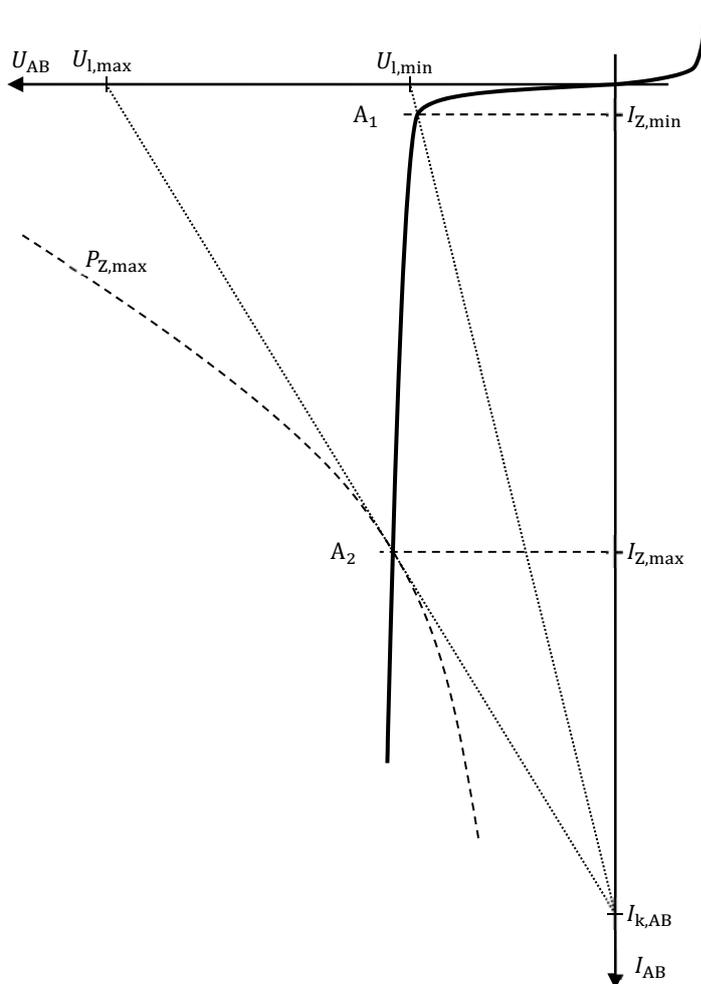


Figure 4: characteristic curves of the active and the passive two-port | Kennlinien des aktiven und passiven Zweipols

The limits of the no-load voltages $U_{l,max}$ and $U_{l,min}$ can be graphed by means of the short-circuit current $I_{k,AB}$ and of the values of the operating points A1 and A2. The limits R_{max} and R_{min} , between which the voltage U_a persists approximately constant, can be received by inversion of the equation (6).

$$R_{max} = \frac{R_v}{\frac{U}{U_{l,max}} - 1} \quad \text{und} \quad R_{min} = \frac{R_v}{\frac{U}{U_{l,min}} - 1} \quad (7)$$

The load resistor $R < R_{min}$ results in a decrease of the voltage U_a below U_Z while the acceptable power $P_{Z,max}$ of the Z-diode is passed at $R > R_{max}$.

Aus dem Kurzschlussstrom $I_{k,AB}$ und den Werten der Arbeitspunkte A1 und A2 lassen sich die Grenzwerte für die Leerlaufspannung $U_{l,max}$ und $U_{l,min}$ grafisch bestimmen. Durch Umstellen von Gleichung (6) erhält man die Grenzwerte R_{max} und R_{min} , zwischen denen die Spannung U_a annähernd konstant bleibt.

Ein Belastungswiderstand $R < R_{min}$ führt zu einem Absinken der Spannung U_a unter U_Z während bei $R > R_{max}$ die zulässige Leistung $P_{Z,max}$ der Z-Diode überschritten wird.

2.2 Rectifier diode | Gleichrichterdioden

In many cases silicon diodes are used to rectify technical alternating voltages, e.g. in power supply units for the DC supply of electronic devices. Silicon rectifier diodes have a very low resistance in the forward range for voltages above the threshold voltage $U_S = 0,5 \text{ V} \dots 0,7 \text{ V}$, while the reverse resistance for negative voltages is approx. $10^6 \Omega$. The required direct current and the maximum reverse voltage are decisive for the choice of diodes for mains rectification.

In vielen Fällen nutzt man Siliziumdioden zum Gleichrichten technischer Wechselspannungen, z. B. in Netzteilen zur Gleichspannungsversorgung elektronischer Geräte. Silizium-Gleichrichterdioden besitzen im Durchlassbereich für Spannungen oberhalb der Schliessenspannung $U_S = 0,5 \text{ V} \dots 0,7 \text{ V}$ einen sehr geringen Widerstand, während der Sperrwiderstand für negative Spannungen ca. $10^6 \Omega$ beträgt. Entscheidend für die Wahl der Dioden bei der Netzgleichrichtung sind der geforderte Gleichstrom und die maximal auftretende Sperrspannung.

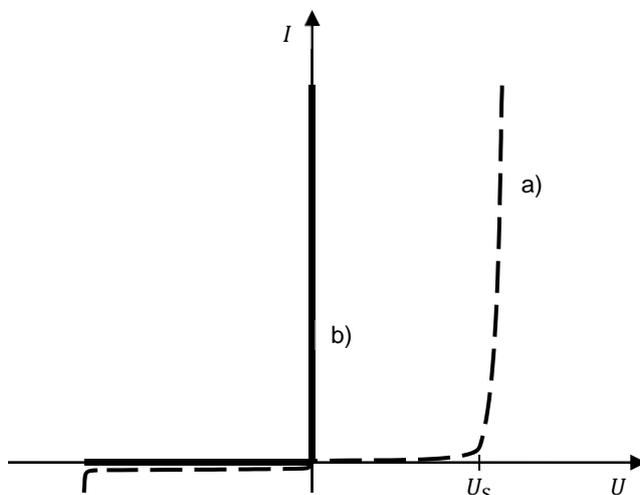


Figure 5: Current-voltage characteristic of a silicon-rectifier diode (a – real, b – ideal) | Strom-Spannungskennlinie einer Silizium-Gleichrichterdiode (a – real, b – ideal)

To simplify the relationships, an ideal characteristic curve is assumed for the following considerations (Figure 5b), i.e. the forward resistor has been neglected and the reverse resistor assumed to be infinitely high. Thus the diode acts like an ideal switch.

By rectifying a sinusoidal AC voltage, a pulsating DC voltage is first obtained, which can be smoothed by connecting capacitors and other circuits (so-called filter circuits) in parallel.

The ripple W is defined as the quotient of the rms-value U and the rectified value \bar{U} of the pulsating DC voltage as a measure of the alternating component of the DC voltage.

Zur Vereinfachung der Zusammenhänge wird für die folgenden Betrachtungen von einer idealen Kennlinie ausgegangen (Figure 5b), d. h. der Durchlasswiderstand ist vernachlässigt und der Sperrwiderstand als unendlich hoch angenommen worden. Damit wirkt die Diode wie ein idealer Schalter.

Durch Gleichrichten einer sinusförmigen Wechselspannung erhält man zunächst eine pulsierende Gleichspannung, die durch Parallelschalten von Kondensatoren und weiteren Bauelementen (sogenannten Siebschaltungen) geglättet werden kann.

Als Maß für den Wechselanteil der Gleichspannung ist die Welligkeit W als Quotient von Effektivwert U und Gleichrichtwert \bar{U} der pulsierenden Gleichspannung definiert.

$$W = \frac{U}{\bar{U}} \quad (8)$$

The rms-value (root-mean-square value) is calculated according to the relation

Der Effektivwert (quadratischer Mittelwert) errechnet sich nach der Beziehung

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (9)$$

The rectified value \bar{U} represents the arithmetic mean of the rectified voltage.

Der Gleichrichtwert \bar{U} stellt den arithmetischen Mittelwert der gleichgerichteten Spannung dar.

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T |u| dt \quad (10)$$

The lowest ripple ($W = 1$) therefore has a pure DC voltage.

Die geringste Welligkeit ($W = 1$) besitzt demnach eine reine Gleichspannung.

2.2.1 Single-wave circuit | Einwegschtaltung

With the half-wave rectifier circuit (Figure 6), pulsating DC voltages with the maximum value $U_{\max} = \hat{U}$ are obtained at the load R and at the diode D respectively. The maximum current through diode and load is:

Bei der Einweg-Gleichrichterschaltung (Figure 6) erhält man am Verbraucher R sowie an der Diode D jeweils pulsierende Gleichspannungen mit dem Maximalwert $U_{\max} = \hat{U}$. Der maximale Strom durch Diode und Verbraucher beträgt:

$$I_{\max} = \hat{I} = \frac{\hat{U}}{R}. \quad (11)$$

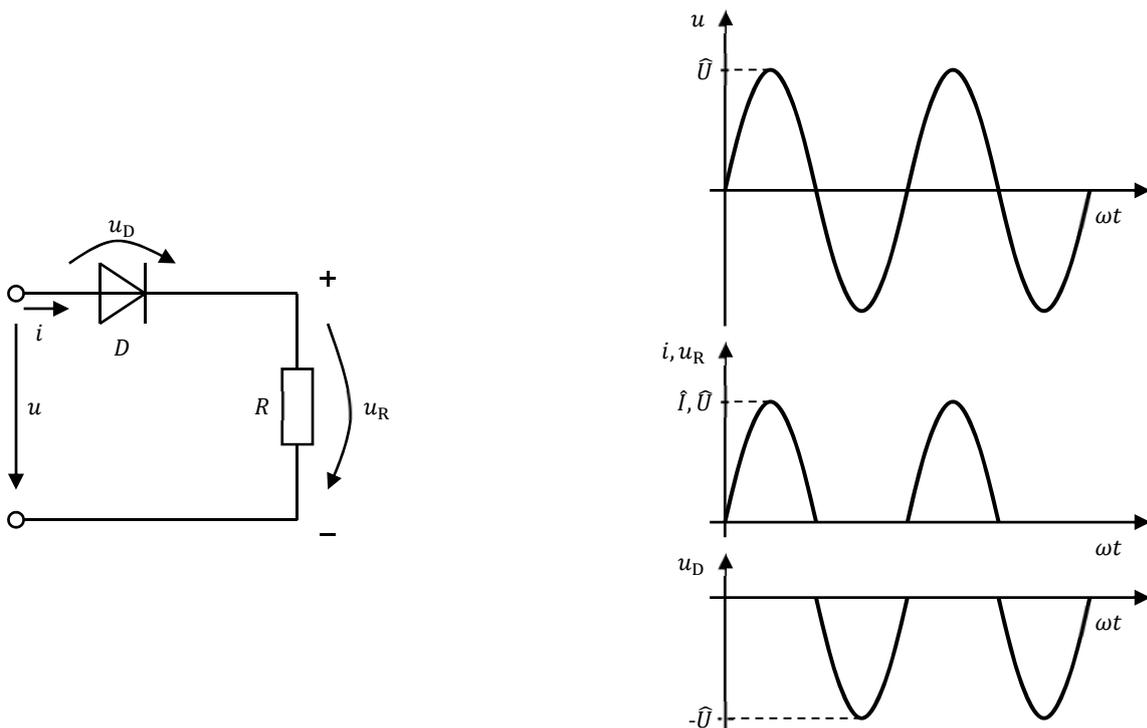


Figure 6: Half-wave rectifying without smoothing capacitor | Einweggleichrichtung ohne Glättungskondensator

The half-wave rectifying (circuit) without smoothing capacitor is preferably used in welding and electroplating technology because in these applications the ripple of the DC voltage has no negative influence.

In the simplest case, capacitors can be used to smooth the pulsating DC voltage (Figure 7). During the positive half oscillation of the applied alternating voltage $u = \hat{U} \sin \omega t$ (diodes in the forward direction passband) the capacitor C charges itself almost to the voltage \hat{U} . In the blocking time of the diode (negative half oscillation of u) the capacitor discharges via the resistor R according to the relation

$$u_R = \hat{U} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

$\tau = RC$ is the time constant of this discharging process. The larger τ is selected, the slower the capacitor C discharges, i.e. the lower is the ripple W of the DC voltage U_R . The charging process is much faster due to the extremely low forward resistance of the diode. The current i_R in the load R is proportional to the voltage u_R .

Die Einwegschtaltung ohne Glättungskondensator wird vorzugsweise in der Schweiß- und Galvanotechnik angewendet, weil in diesen Einsatzfällen die Welligkeit der Gleichspannung keinen negativen Einfluss ausübt.

Zur Glättung der pulsierenden Gleichspannung lassen sich im einfachsten Fall Kondensatoren verwenden (Figure 7). Während der positiven Halbschwingung der angelegten Wechselspannung $u = \hat{U} \sin \omega t$ (Dioden im Durchlassbereich) lädt sich der Kondensator C nahezu auf die Spannung \hat{U} auf. In der Sperrphase der Diode (negative Halbschwingung von u) entlädt sich der Kondensator über den Widerstand R nach der Beziehung

$$(12)$$

Als $\tau = RC$ bezeichnet man die Zeitkonstante dieses Entladevorganges. Je größer τ gewählt wird, desto langsamer entlädt sich der Kondensator C , d. h. umso geringer ist die Welligkeit W der Gleichspannung U_R . Der Aufladevorgang verläuft wesentlich schneller infolge des äußerst geringen Durchlasswiderstandes der Diode. Der Strom i_R im Verbraucher R verläuft proportional zur Spannung u_R .

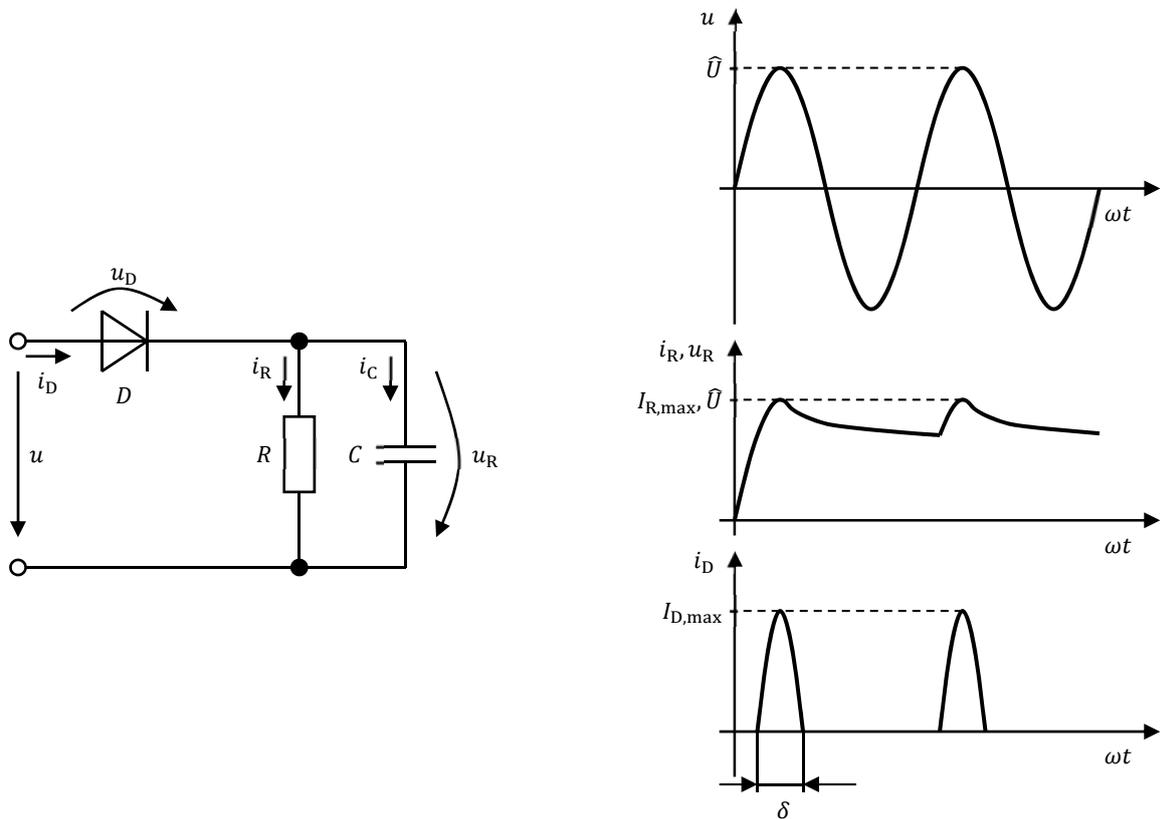


Figure 7: Half-wave rectifying with smoothing capacitor | Einwegschtaltung mit Glättungskondensator

The current i_D through the diode flows only during the charging process of the capacitor and is composed of the current i_R through the load R and the charging current i_C of the capacitor. This results in a current i_D in pulse form, whose peak value $I_{D,max}$ can be many times higher than the maximum current $I_{R,max}$ through the load R . The peak value $I_{D,max}$ of the pulse-shaped current i_D is the peak value of the pulse-shaped current. Common values are

$$I_{D,max} = (6 \dots 9) \cdot I_{R,max}.$$

This pulse loading of the diode has to be taken into account when dimensioning rectifier circuits. The duration of the current flow through the diode is given as the current flow angle δ . Practically these values are

$$\delta = 30^\circ \dots 50^\circ.$$

Der Strom i_D durch die Diode fließt nur während des Aufladevorganges des Kondensators und setzt sich zusammen aus dem Strom i_R durch den Verbraucher R und dem Aufladestrom i_C des Kondensators. Somit ergibt sich ein impulsförmiger Strom i_D , dessen Spitzenwert $I_{D,max}$ um ein Vielfaches über dem maximalen Strom $I_{R,max}$ durch den Verbraucher R liegen kann. Übliche Werte sind

Diese Impulsbeanspruchung der Diode muss bei der Dimensionierung von Gleichrichterschaltungen berücksichtigt werden. Die Zeitdauer des Stromflusses durch die Diode wird als Stromflusswinkel δ angegeben. Praktisch liegen diese Werte bei

During the blocking time of the diode, the voltage of the negative half-wave of the given AC voltage is added to the voltage u_R at the load at the diode. At no-load ($R \rightarrow \infty$) and connected capacitor voltages at the diode are possible up to

Während der Sperrphase der Diode addiert sich an der Diode die Spannung der negativen Halbwelle der angelegten Wechselspannung mit der Spannung u_R am Verbraucher. Bei Leerlauf ($R \rightarrow \infty$) und zugeschaltetem Kondensator erhält man an der Diode eine Spannung bis zu

$$U_{D,\max} = 2\hat{U} \quad (\text{siehe Figure 8}). \quad (13)$$

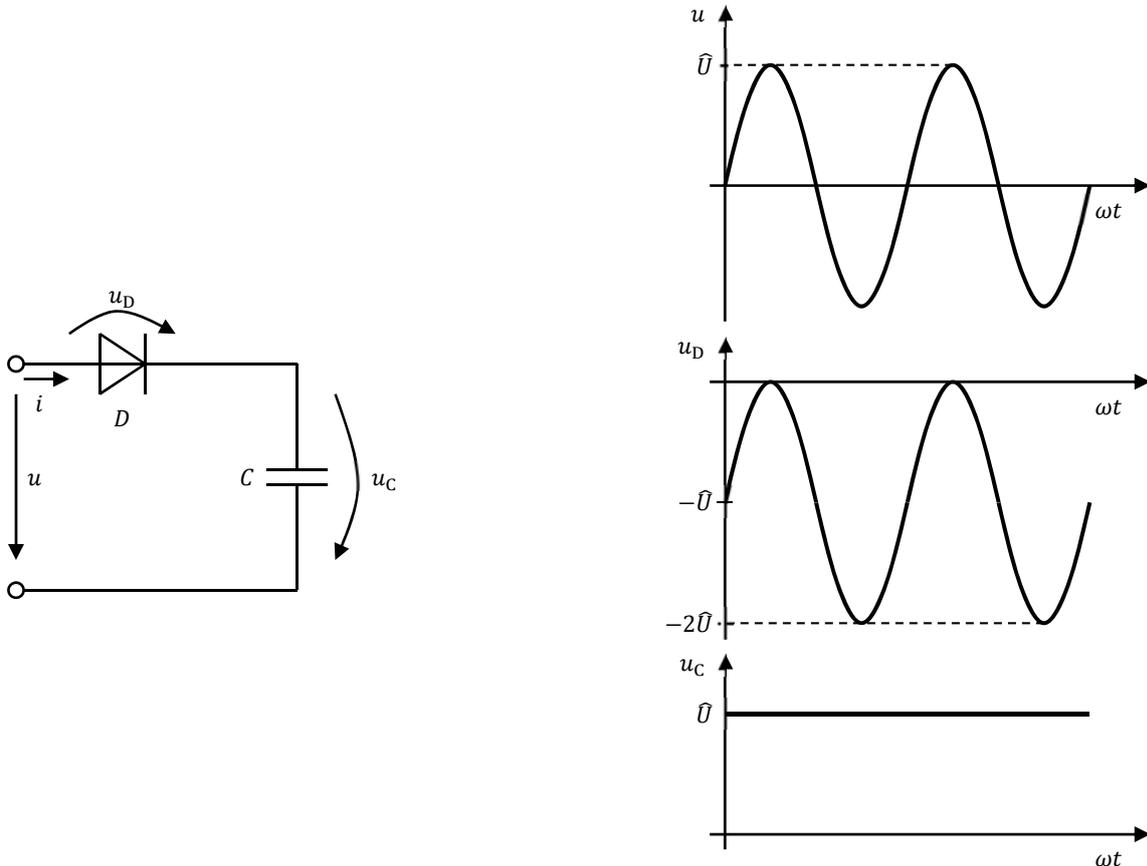


Figure 8: Half-wave circuit with all capacitive load | Einwegschtung mit rein kapazitiver Belastung

2.2.2 GRAETZ- or full-wave bridge circuit | GRAETZ- oder Brückenschaltung

The GRAETZ-circuit (Figure 9) is the most economical and most frequently used circuit for mains rectification. It uses both half-waves of the AC voltage for rectification. The maximum voltage is both at the load R and at the diode $U_{\max} = \hat{U}$, the current i_R through the load is proportional to the voltage u_R . The voltage u_R pulses with the double frequency of the input AC voltage.

Die GRAETZ-Schaltung (Figure 9) ist die wirtschaftlichste und am häufigsten angewandte Schaltung zur Netzgleichrichtung. Sie nutzt beide Halbschwingungen der Wechselspannung zur Gleichrichtung. Die maximale Spannung beträgt sowohl am Verbraucher R als auch an der Diode $U_{\max} = \hat{U}$, der Strom i_R durch den Verbraucher ist proportional der Spannung u_R . Die Spannung u_R pulsiert mit der doppelten Frequenz der Eingangswchselspannung.

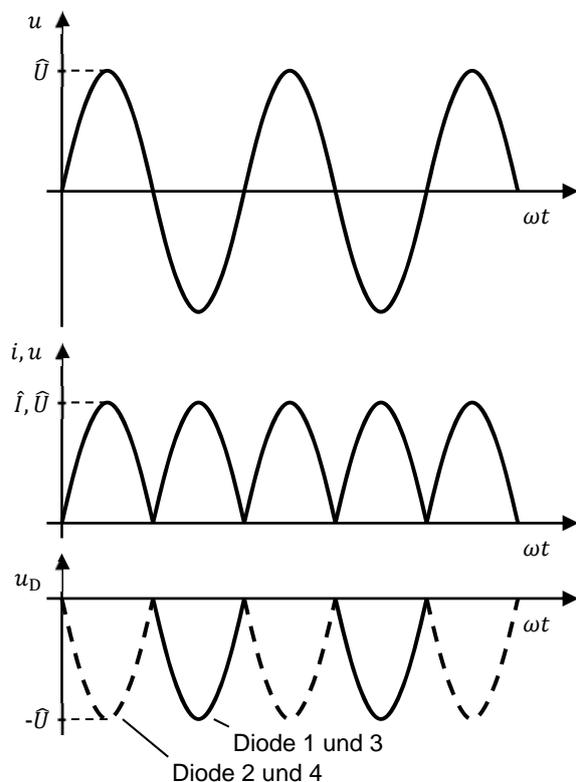
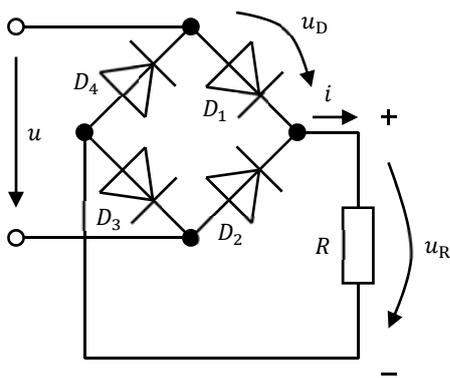


Figure 9: Graetz-circuit without smoothing capacitor | GRAETZ-Schaltung ohne Glättungskondensator

If a capacitor C is parallel connected to a load (Figure 10), the ripple of the DC voltage u_R at the load improves compared to the half-wave rectifier at the same time constant τ because of the shorter discharging times. The current i_R is proportional to the voltage u_R . The current i_D through the diodes consist of impulses. The amplitude of the impulse is reduced at the same time constant τ compared to the half-wave circuit since the capacitor discharges less.

Wird dem Verbraucher ein Kondensator C parallel geschaltet (Figure 10), verbessert sich im Vergleich zum Einweggleichrichter bei gleicher Zeitkonstante τ die Welligkeit der Gleichspannung u_R am Verbraucher auf Grund der kürzeren Entladezeiten. Der Strom i_R verhält sich proportional zur Spannung u_R . Der Strom i_D durch die Dioden besteht aus Impulsen. Im Vergleich zur Einwegschaltung verringert sich die Impulsamplitude bei gleicher Zeitkonstante τ , da sich der Kondensator weniger entlädt.

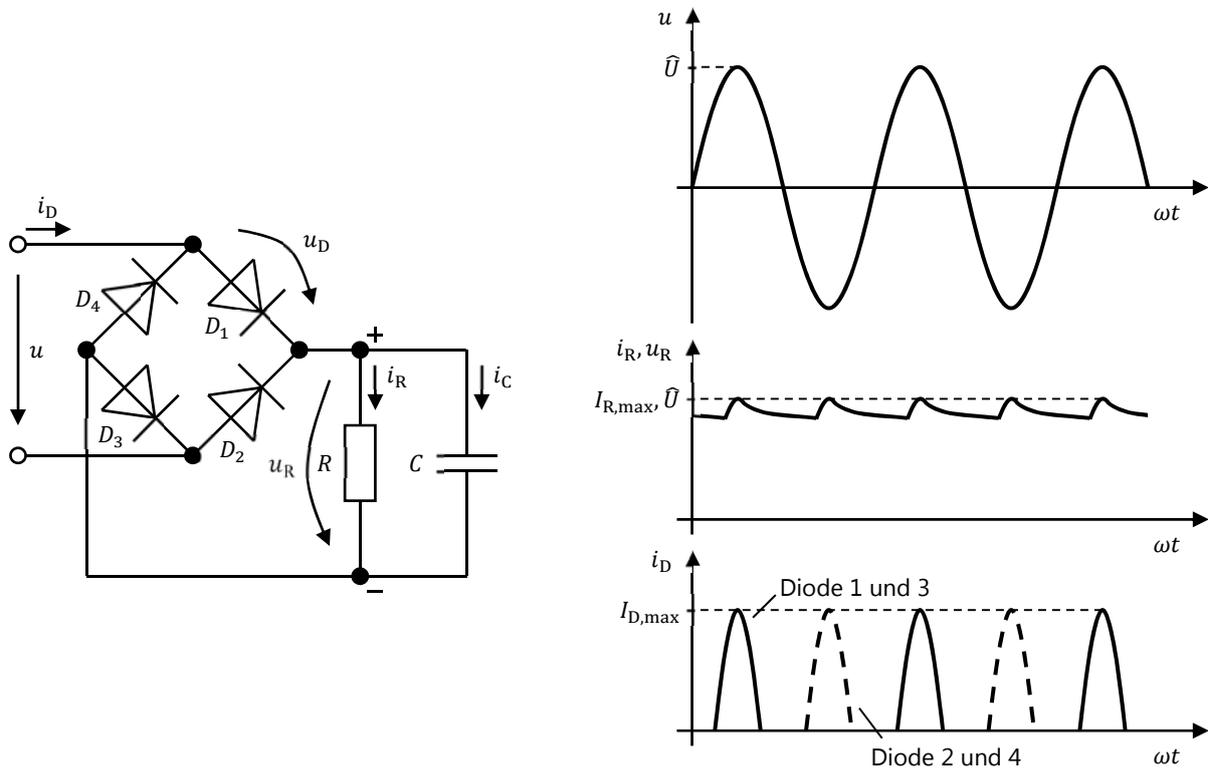


Figure 10: GRAETZ-circuit without smoothing capacitor | GRAETZ-Schaltung mit Glättungskondensator

3 Preparation of experiment | Versuchsvorbereitung

3.1 Design of a voltage stabilization circuit | Auslegung einer Schaltung zur Spannungsstabilisierung

A DC voltage U is applied at the circuit of Figure 2. The voltage at the Z-diode is $U_Z = 10\text{ V}$, the load resistor $R = 2\text{ k}\Omega$ and the series resistor $R_V = 400\ \Omega$.

An eine Schaltung nach Figure 2 wird eine Gleichspannung U angelegt. Die Spannung an der Z-Diode betrage $U_Z = 10\text{ V}$, der Lastwiderstand $R = 2\text{ k}\Omega$ und der Vorwiderstand $R_V = 400\ \Omega$.

3.1.1

What is the minimum power the Z-diode must be designed for if the circuit is to be operated with $U_{\max} = 16\text{ V}$?

Für welche Leistung muss die Z-Diode mindestens ausgelegt sein, wenn die Schaltung mit $U_{\max} = 16\text{ V}$ betrieben werden soll?

3.1.2

What is the minimum voltage U_{\min} that have to be applied to achieve $U_R = 10\text{ V}$?

Welche Spannung U_{\min} muss mindestens anliegen, damit $U_R = 10\text{ V}$ erreicht wird?

3.2 Voltage stabilization at adjustable load | Spannungsstabilisierung bei variabler Last

The characteristic curve of a Z-diode ($P_{Z,\max} = 2\text{ W}$; $U_Z = 10\text{ V}$) is given below (Figure 11). Determine graphically in which range the load may change (circuit according to Figure 3) so that the voltage U_R at the load resistor R remains constant and the diode is not overloaded. $U = 24\text{ V}$; $R_V = 60\ \Omega$.

Gegeben sei untenstehende Kennlinie (Figure 11) einer Z-Diode ($P_{Z,\max} = 2\text{ W}$; $U_Z = 10\text{ V}$). Ermitteln Sie grafisch, in welchem Bereich sich die Belastung ändern darf (Schaltung nach Figure 3), damit die Spannung U_R am Lastwiderstand R konstant bleibt und die Diode nicht überlastet wird. $U = 24\text{ V}$; $R_V = 60\ \Omega$.

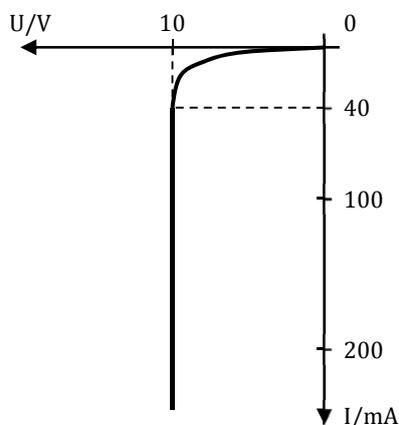


Figure 11: Characteristic curve of Z-diode | Kennlinie der Z-Diode

3.3 Characteristics of rectifier circuits | Kennwerte von Gleichrichterschaltungen

Determine in general the rms-values U_R , the rectifier values \bar{U}_R and the values of the ripple W at a half-wave and GRAETZ-circuit with ohmic load as well (Figure 6 und Figure 9), if the input AC voltage is $u(t) = \hat{U} \sin \omega t$!

Ermitteln Sie allgemein die Effektivwerte U_R , die Gleichrichtwerte \bar{U}_R sowie die Werte der Welligkeit W bei Einweg- und GRAETZ-Schaltung mit ohmscher Belastung (Figure 6 und Figure 9) bei einer Eingangsspannung $u(t) = \hat{U} \sin \omega t$!

4 Experimental procedure | Versuchsdurchführung

4.1 Recording of the current-voltage characteristic curve of diodes | Aufnahme der Strom-Spannungs-Kennlinie von Dioden

Record the current-voltage characteristic curves of the Z diode presented (see Figure 12) and the rectifier diode (see Figure 13)!

Nehmen Sie die Strom-Spannungs-Kennlinien der vorgelegten Z-Diode (siehe Figure 12) sowie der Gleichrichterdiode (siehe Figure 13) auf!

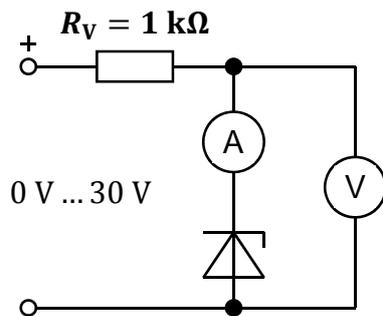


Figure 12: Test circuit of Z-diode (measurement only in reverse direction) | Mess-schaltung für Z-Diode (nur Sperr-richtung messen!)

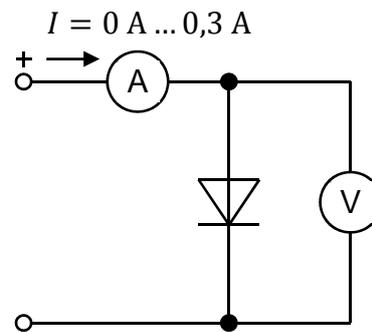


Figure 13: Test circuit of rectifier diode (measurement only in forward direction) | Messschaltung für Gleichrichterdiode (nur Durchlassrichtung messen!)

4.2 Measurement at Z-diodes | Messungen an der Z-Diode

Measure the output voltage U_a at the load resistor R and the current I_Z through the Z-diode as well:

Messen Sie die Ausgangsspannung U_a am Lastwiderstand R sowie den Strom I_Z durch die Z-Diode:

- Depending on applied DC voltage U at a constant load R (Figure 14); $U_a = f(U)$ and $I_Z = f(U)$ have to be presented in one diagram!
- Depending on the load R at a constant voltage U (Figure 15)! $U_a = f(R)$ and $I_Z = f(R)$ have to be presented in one diagram (Scale of R -axis: 1 cm \triangleq 500 Ω)!

- in Abhängigkeit von der angelegten Gleichspannung U bei konstanter Belastung R (Figure 14); Darzustellen sind $U_a = f(U)$ und $I_Z = f(U)$ in einem Diagramm!
- in Abhängigkeit von der Belastung R bei konstanter Spannung U (Figure 15)! Darzustellen sind $U_a = f(R)$ und $I_Z = f(R)$ in einem Diagramm (Maßstab der R -Achse: 1 cm \triangleq 500 Ω)!

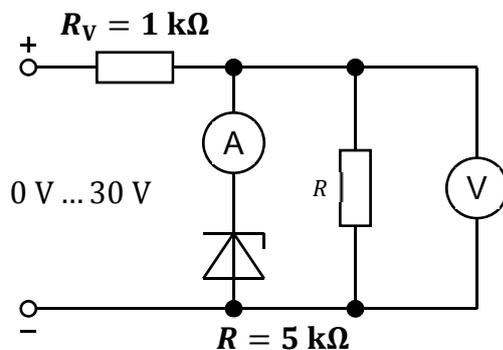


Figure 14: Test circuit at constant load R | Messschaltung bei konstanter Belastung R

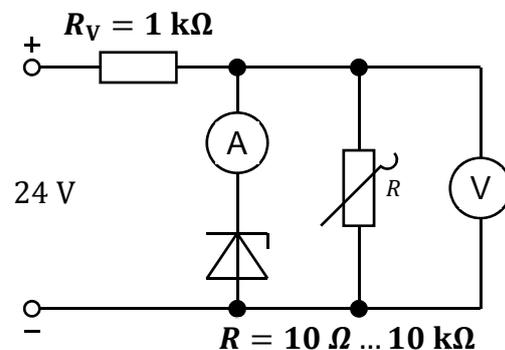


Figure 15: Test circuit at constant voltage U | Messschaltung bei konstanter Spannung U

4.3 Power at Z-diodes | Leistung an der Z-Diode

Determine the power P_Z of the Z-diode depending on the input voltage U resp. on the load resistor R by means of the results of task 4.2 and plot these functions!

Ermitteln Sie aus den Ergebnissen der Aufgabe 4.2 die Leistung P_Z der Z-Diode in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U bzw. vom Lastwiderstand R und stellen Sie diese Funktionen grafisch dar!

4.4 Measurements for half-wave and GRAETZ-circuit by multimeters | Messungen für Einweg- und GRAETZ-Schaltung mit Vielfachmessern

Measure the arithmetic means (rectified values) of the voltage \bar{U}_R and the diode current \bar{I}_D for the half-wave rectifier circuits (Figure 6 and Figure 7) and for the GRAETZ-circuits (Figure 9 and Figure 10) at different loads with the multimeter (use the DC measurement range!)

Messen Sie für die Einweg-Gleichrichterschaltungen (Figure 6 und Figure 7) sowie für die GRAETZ-Schaltungen (Figure 9 und Figure 10) die arithmetischen Mittelwerte (Gleichrichtwerte) der Spannung \bar{U}_R und des Diodenstromes \bar{I}_D bei unterschiedlicher Belastung mit Vielfachmessern (Gleichstrommessbereich verwenden!)

Measure the rms-value U of the applied AC voltage $u(t)$ (use the AC measurement range of the multimeter!).

Messen Sie den Effektivwert U der angelegten Wechselspannung $u(t)$ (Wechselstrommessbereich des Vielfachmessers!).

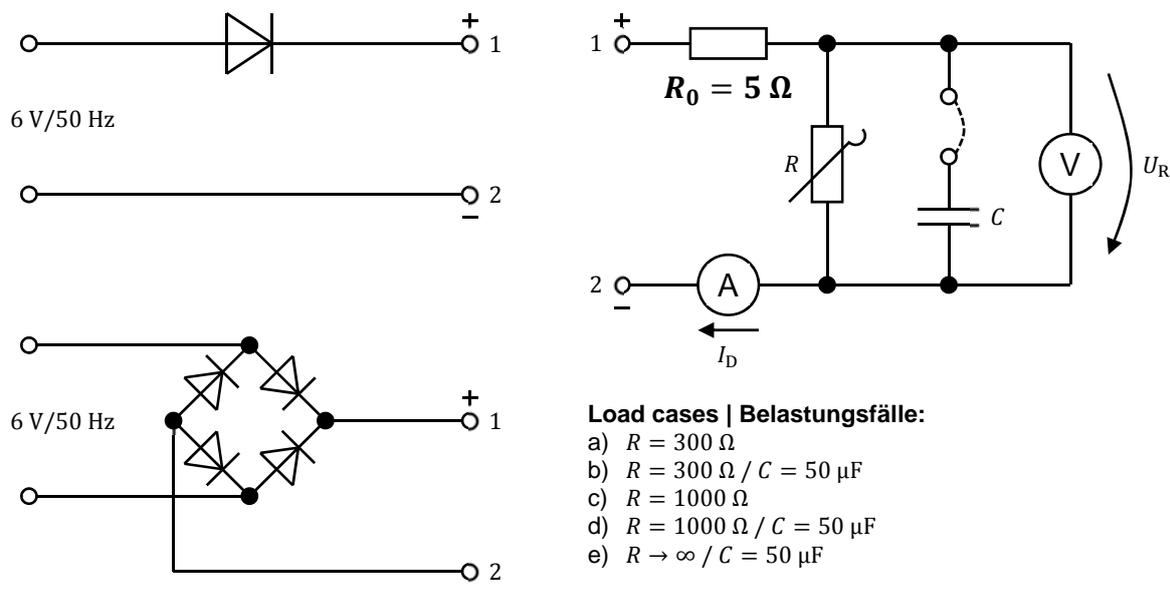
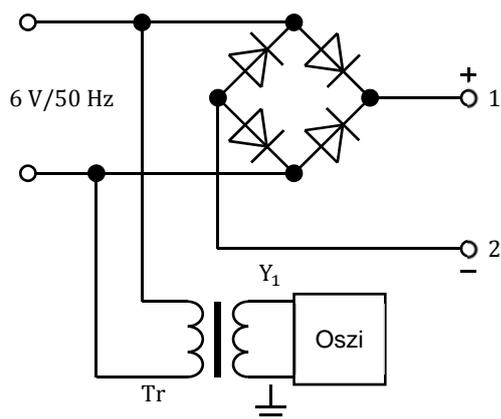
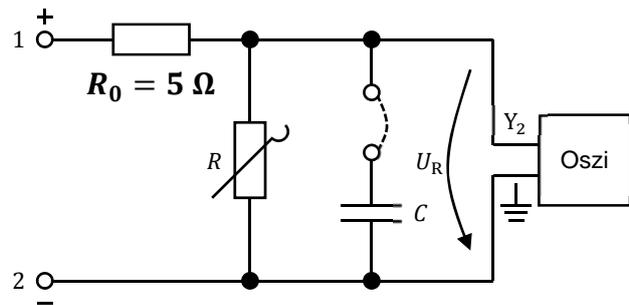
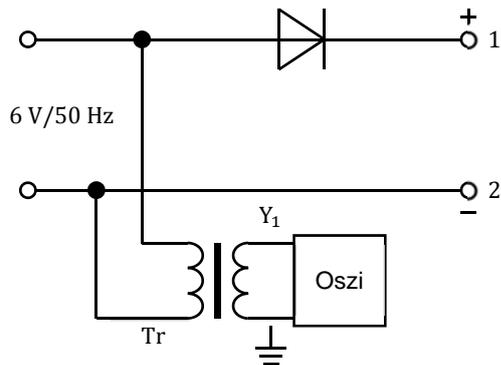


Figure 16: Test circuit of half-wave rectifying (above) and GRAETZ-circuit (below) | Messschaltungen für Einweggleichrichtung (oben) und GRAETZ-Schaltung (unten)

4.5 Measurements for half-wave and GRAETZ-circuit by oscilloscope | Messungen für Einweg- und GRAETZ-Schaltung mit Oszilloskop

Measure by oscilloscope the chronological sequences of the input AC voltage $u(t)$ and the voltage $u_R(t)$ at different loads of the half-wave and GRAETZ-circuit. Display the oscillograms to scale!

Oszillografieren Sie für Einweg- und GRAETZ-Schaltung die zeitlichen Verläufe der Eingangswchselspannung $u(t)$ und der Spannung $u_R(t)$ für unterschiedliche Belastungen und stellen Sie die Oszillogramme maßstäblich dar!



Load cases | Belastungsfälle:

- $R = 300 \Omega$
- $R = 300 \Omega / C = 50 \mu\text{F}$
- $R = 1000 \Omega / C = 50 \mu\text{F}$
- $R \rightarrow \infty / C = 50 \mu\text{F}$

Figure 17: Test circuit of half-wave rectifying (above) and GRAETZ-circuit (below) | Messschaltungen für Einweggleichrichtung (oben) und GRAETZ-Schaltung (unten)

4.6 Analyze the diode current by means of oscilloscope | Oszillografieren des Diodenstromes

Measure by oscilloscope the chronological sequences of the input AC voltage $u(t)$ and the diode current $i_D(t)$ at different loads of the half-wave circuit. Display the oscillograms to scale!

Oszillografieren Sie für die Einwegschaltung die zeitlichen Verläufe der Eingangswchselspannung $u(t)$ und des Diodenstromes $i_D(t)$ für unterschiedliche Belastungen und stellen Sie die Oszillogramme maßstäblich dar!

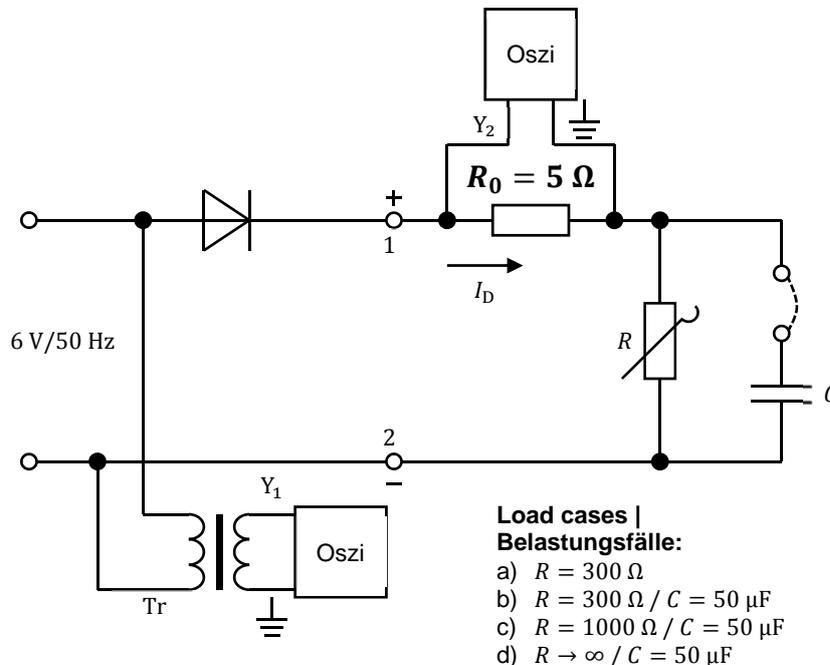


Figure 18: Test circuit for determining the diode current | Messschaltung zur Ermittlung des Diodenstromes

4.7 Current maxima and current flow angle | Strommaxima und Stromflusswinkel

Determine the maximum values of the currents $I_{D,\max}$ and the angle of current flow δ by means of the oscillograms of task 4.6!

Ermitteln Sie aus den Oszillogrammen von Aufgabe 4.6 die Maximalwerte der Ströme $I_{D,\max}$ sowie die Stromflusswinkel δ !

4.8 Determination of the voltage at the diode | Ermitteln der Spannung der Diode

Measure by oscilloscope the voltage $u_D(t)$ over the diode at no-load ($R \rightarrow \infty$) and at switched on capacitor C (Figure 8) at the half-wave circuit!

Sketch to scale the course of $u_D(t)$ and take from the oscillogram $U_{D,max}$!

Oszillografieren Sie bei der Einwegschtaltung die Spannung $u_D(t)$ über der Diode bei Leerlauf ($R \rightarrow \infty$) und zugeschaltetem Kondensator C (Figure 8)!

Skizzieren Sie maßstäblich den Verlauf $u_D(t)$ und entnehmen Sie dem Oszillogramm $U_{D,max}$!

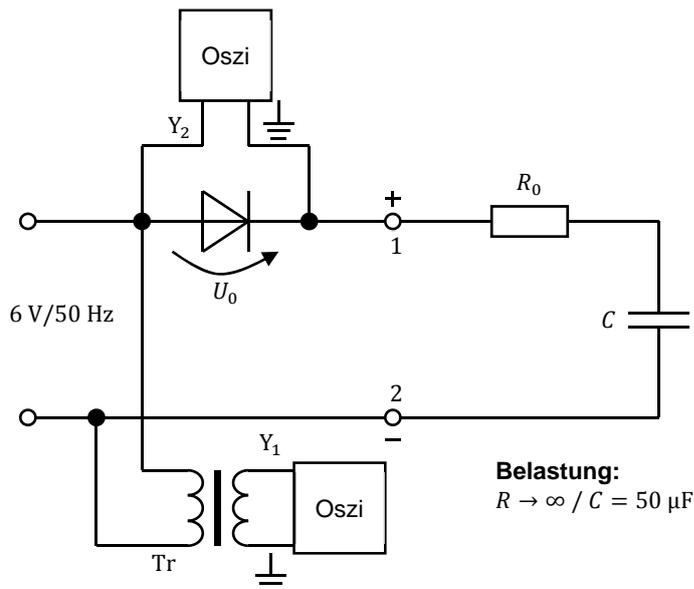


Figure 19: Test circuit for determining the voltage over a diode | Messschaltung zur Ermittlung der Spannung über der Diode

Hint:

Make sure that the capacitor is completely discharged before starting the measurement!

Hinweis:

Stellen Sie sicher, dass der Kondensator vor Messbeginn vollständig entladen ist!

5 Literature | Literatur

- [1] S. Altmann, D. Schlayer, Lehr- und Übungsbuch Elektrotechnik, Fachbuchverlag Leipzig - Köln, 1995.
- [2] W.-E. Büttner, Grundlagen der Elektrotechnik 1, Oldenbourg Verlag München - Wien, 2004.
- [3] T. Harriehausen, D. Schwarzenau, Moeller Grundlagen der Elektrotechnik, Springer Vieweg – Wiesbaden, 2013.

6 Attachment | Anhang

6.1 Equipment list | Geräteliste

1 triple DC power supply STATRON (2 x 0...32 V/3 A, 1 x 5 V/3 A)	1 Dreifach-Gleichspannungs-Netzgerät STATRON (2 x 0...32 V/3 A, 1 x 5 V/3 A)
1 Power supply (6 V~/50 Hz, 4 A)	1 Netzgerät (6 V~/50 Hz, 4 A)
1 Dual channel storage oscilloscope HM507 with printer HP Laserjet 1100	1 Zweikanal-Speicheroszilloskop HM507 mit Drucker HP Laserjet 1100
1 Isolating transformer Tr	1 Trenn-Übertrager Tr
1 Decade resistor $R = 10 \times 10 \Omega$	1 Dekadenwiderstand $R = 10 \times 10 \Omega$
1 Decade resistor $R = 10 \times 100 \Omega$	1 Dekadenwiderstand $R = 10 \times 100 \Omega$
1 Decade resistor $R = 10 \times 1000 \Omega$	1 Dekadenwiderstand $R = 10 \times 1000 \Omega$
1 Analog multimeter MetraHit 1A	1 Analog-Multimeter MetraHit 1A
1 Analog multimeter MA 2H	1 Analog-Multimeter MA 2H
3 prepared circuits	3 vorgefertigte Schaltungen