

Versuchsauswertung P1-34: Oszilloskop

Kathrin Ender, Michael Walz
Gruppe 10

19. Januar 2008

Inhaltsverzeichnis

1	Kennenlernen des Oszilloskops	2
2	Messungen im Zweikanalbetrieb	2
2.1	Si-Dioden-Einweggleichrichter	2
2.1.1	Ohne Ladekondensator	3
2.1.2	Mit Ladekondensator	4
2.2	RC-Differenzglied	4
2.3	RC-Integrierglied	6
2.4	RC-Phasenschieber	6
2.5	Frequenzmodulierte Schwingung	7
2.6	Addieren	7
3	X-Y-Darstellung	9
3.1	Lissajous-Figuren	9
3.2	Kenmlinien	10
3.2.1	Kenlinie einer Z-Diode	10
3.2.2	Kenlinie eines Kondensators	11
3.3	Komponententester	11
4	Entladen eines Kondensators	11

1 Kennenlernen des Oszilloskops

Im ersten Versuchsteil sollte man sich erstmal mit dem Oszilloskop vertraut machen. Dazu sollte ein Sinussignal auf das Oszilloskop gegeben werden. Wir stellten am Generator eine Frequenz von 10 Hz ein und drehten an den Rädchen für die Skalierung so lange bis wir eine schöne Sinuskurve auf dem Oszilloskop zu sehen hatten. Anschließend experimentierten wir mit der Triggerung und stellten fest, dass man die Triggerung abschalten kann, wenn man den Triggerlevel über das Maximum der Sinusspannung legt. Dies ist eigentlich klar, da der Trigger ja genau dann auslösen soll, wenn der Triggerlevel überschritten wird. Der große Unterschied zwischen Analog und Digitalmodus war, dass der Digitalmodus sich das Bild merkt, während der Analogmodus es nur zeichnet. Bei kleineren Frequenz ist im Analogmodus nur ein wanderndes Signal zu sehen. Im Digitalmodus sind die Messwerkzeuge auch komfortabler.

Wir maßen für unsere Sinusspannung folgenden Werte direkt am Oszilloskop:

$$\text{Frequenz: } f = 8,67 \text{ Hz}$$

$$\text{Amplitude: } f = \frac{2,74}{2} \text{ V} = 1,37 \text{ V}$$

$$\text{Anstiegszeit (10\% – 90\%): } \Delta t = 31,5 \text{ ms}$$

2 Messungen im Zweikanalbetrieb

In diesem Aufgabenteil wurden immer mehrere Signale gleichzeitig über der selben Zeitachse dargestellt. Dazu wurde meist der Digitalmodus verwendet, sodass die Möglichkeit der CHOPPED-Einstellung entfiel.

2.1 Si-Dioden-Einweggleichrichter

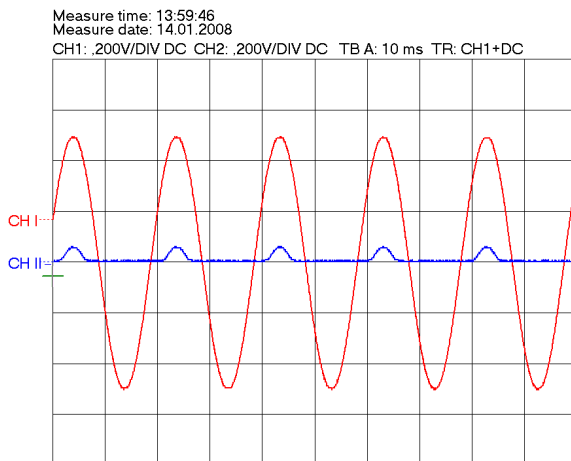
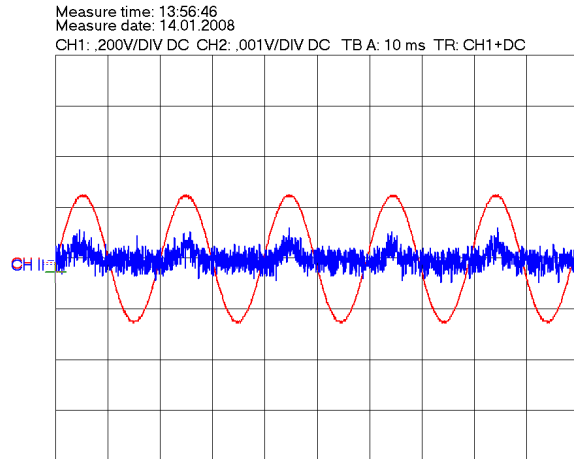
Beim Si-Dioden-Einweggleichrichter wird eine Si-Diode mit einem $1 \text{ k}\Omega$ -Widerstand in Reihe geschaltet und daran die Eingangswchelspannung angelegt und diese gleichzeitig auf Channel I des Oszilloskops gegeben. Die Ausgangsspannung (Channel II) wird über dem Widerstand abgegriffen, womit wir effektiv über $U = R \cdot I$ den Strom durch die Diode messen.

2.1.1 Ohne Ladekondensator

Bei einer Spannungsamplitude von 0,5V lässt sich kein Stromfluss mehr messen. Bei einer Auflösung von $1 \frac{\text{mV}}{\text{Einheit}}$, was über $U = R \cdot I$ und $R = 1 \text{ k}\Omega$ zu einer Auflösung von $1 \frac{\mu\text{A}}{\text{Einheit}}$ führt, sieht man nur noch ein Stromrauschen.

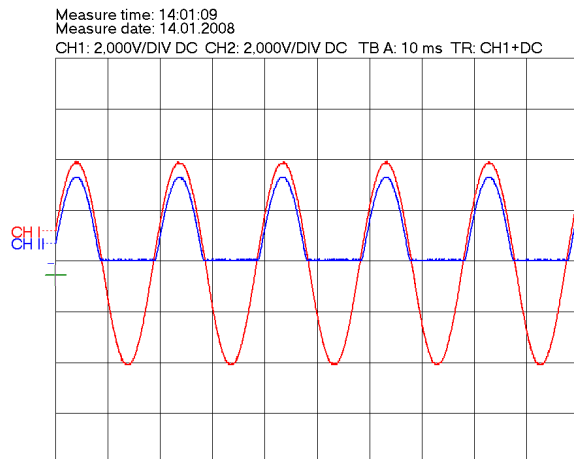
Dies deckt sich mit der Theorie, da die Schwellenspannung der Diode noch nicht erreicht wurde, sodass sie in keiner Richtung einen Stromfluss zulässt!

Es ist zu Bemerkem, dass das Rauschen leicht periodisch ist. Beim Maximum der anliegenden Spannung trat auch immer ein Maximum des Rauschens auf. Hier gibt es wohl kleine Effekte auf der atomaren Skala, die auch unterhalb der Schwellenspannung der Diode zum Tragen kommen.



Bei einer Spannungsamplitude von 1V lässt sich ein kleiner Stromfluss beim Maximum der Spannung messen. Auf dem Bild sind die Y-Achsen gleich skaliert. Man sieht also, dass die Diode auch beim Spannungsmaximum nur ganz schlecht leitet und der größte Teil der Spannung trotzdem an ihr abfließt. Der Arbeitsbereich einer SI-Diode beginnt also etwas unterhalb von 1V.

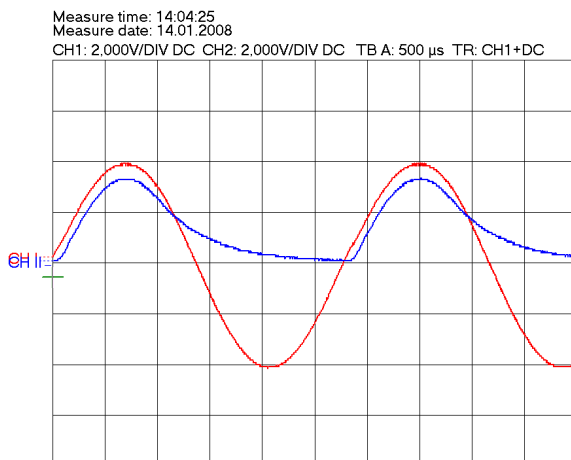
Bei einer Spannungsamplitude von 8 V lässt sich gut die Gleichrichtungseigenschaft der Diode betrachten. Liegt eine Spannung in Durchlassrichtung an, so wird die Diode leitend und (fast) die gesamte Spannung fällt am Widerstand ab. Bei negativer Spannung sperrt die Diode und es kommt kein Stromfluss zu Stande.



Dieses Verhalten änderte sich auch dann qualitativ nicht, wenn man die Frequenz der Eingangsspannung ändert.

2.1.2 Mit Ladekondensator

Der Ladekondensator zeigte bei niedrigen Frequenzen keine Wirkung. Deshalb stellten wir die Frequenz am Generator auf die maximalmögliche ohne Verwendung der Multiplikatoren ein. ($f \approx 300$ Hz)



Bei einer Spannungsamplitude von 8 V kann man schön die Entladekurve des Kondensators beobachten. Der Kondensator wird bei positiv anliegender Spannung geladen und kann sich bei negativer anliegender Spannung dann entladen. Damit lässt sich ein Teil durch die Diode verursachten spannungslosen Zeit überbrücken.

2.2 RC-Differenzierglied

Ein RC-Differenzierglied besteht aus einer Reihenschaltung eines Widerstandes und eines Kondensators. Die Ausgangsspannung wurde am Channel II angelegt und über dem Widerstand abgegriffen.

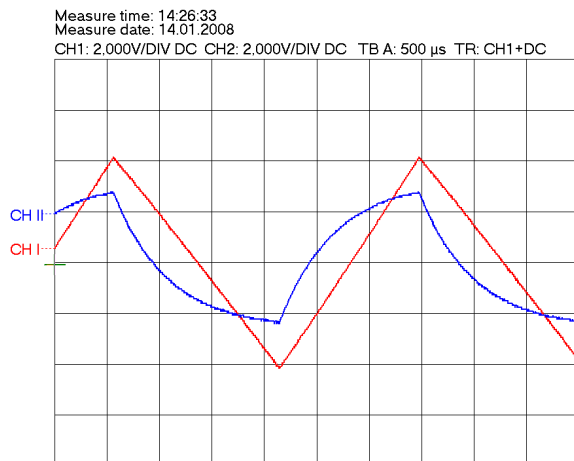
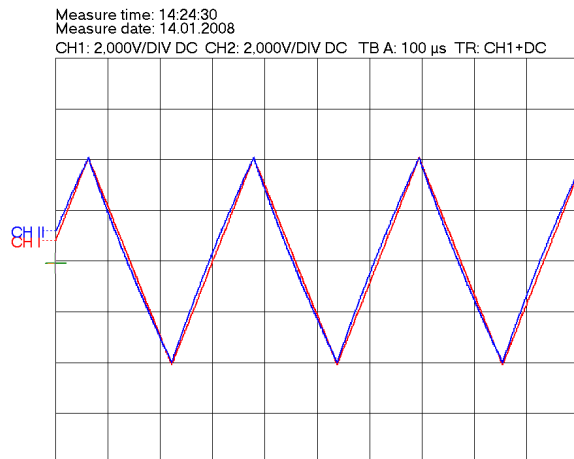
Als Eingangssignal wurde eine Dreiecksspannung gewählt. Die charakteristische Größe der Schaltung beträgt bei einem $1\text{ k}\Omega$ -Widerstand und einem $47\text{ }\mu\text{F}$ -Kondensators: $RC = 0,47\text{ ms}$ oder $\frac{1}{2\pi \cdot RC} = 338\text{ Hz}$.

Nun gibt es drei qualitativ unterschiedliche Fälle¹:

¹vgl. auch Vorbereitung. Dort wurde die Theorie dazu ausführlich hergeleitet.

$$f \approx 3,18 \text{ kHz} \quad \frac{T}{2\pi} = \frac{1}{\omega} \ll RC$$

Wie man sehr schön sehen kann liegen sind die beiden Signal fast komplett identisch, womit die Theorie, die fordert, dass die Gesamtspannung am Widerstand abfällt, bestätigt wird. Der Kondensator zeigt bei dieser Frequenz praktisch keine Wirkung. Deshalb wird er auch Hochpass genannt.

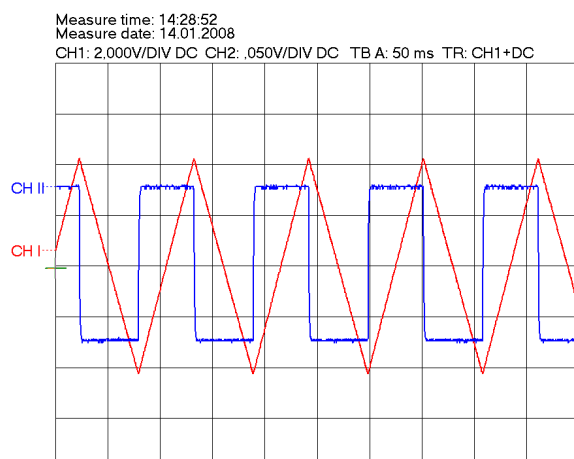


$$f \approx 345 \text{ Hz} \quad \frac{T}{2\pi} = \frac{1}{\omega} \approx RC$$

Beim Ausgangssignal sieht man die typisch exponentiell verlaufenden Ladelinien des Kondensators. Die Periodendauern sind zu kurz, als dass sich der Kondensator vollständig aufladen könnte. Im Bild sind die Achsen der beiden Kanäle immer noch gleich skaliert. Man sieht, dass eine kleine Dämpfung eingetreten ist.

$$f \approx 9,15 \text{ Hz} \quad \frac{T}{2\pi} = \frac{1}{\omega} \gg RC$$

Wie in der Vorbereitung hergeleitet zeigt in diesem Fall der Kanal 2 die Ableitung des ersten Kanals an. Aus der Dreiecksspannung wird durch differenzieren eine Rechtecksspannung. Beim Betrachten der Skalierung der Achsen fällt auf, dass das Ausgangssignal in diesem Fall sehr stark gedämpft ist. Fast die gesamte Spannung fällt am Kondensator ab.



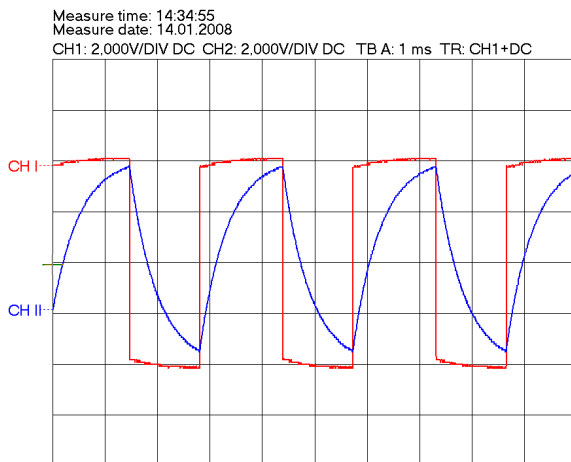
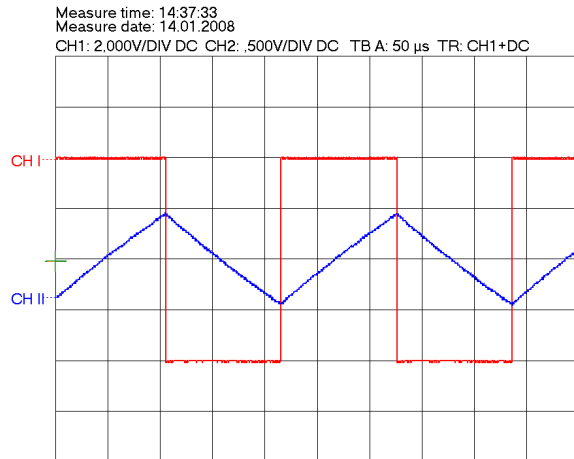
2.3 RC-Integrierglied

Das RC-Integrierglied ist RC-Differenzglied identisch, nur dass die Ausgangsspannung diesmal über dem Kondensator abgegriffen wird und dass diesmal eine Rechteckspannung angelegt wird.

Nun gibt es drei qualitativ unterschiedliche Fälle²:

$$f \approx 4,53 \text{ kHz} \quad \frac{T}{2\pi} = \frac{1}{\omega} \ll RC$$

In diesem Fall funktioniert das Integrierglied. Die angelegte Rechteckspannung wird zu einer Dreiecksspannung integriert. Wie auch beim Differenzglied tritt eine starke Dämpfung auf. Fast die gesamte Spannung fällt am Widerstand ab. Der Kondensator zeigt bei dieser Frequenz praktisch keine Wirkung.



$$f \approx 345 \text{ Hz} \quad \frac{T}{2\pi} = \frac{1}{\omega} \approx RC$$

Beim Ausgangssignal sieht man die typisch exponentiell verlaufenden Ladelinien des Kondensators. Die Periodendauer reicht fast aus, damit sich der Kondensator ganz aufladen könnte. (Die Skalierung der Achsen ist gleich.)

$$f \approx 9,15 \text{ Hz} \quad \frac{T}{2\pi} = \frac{1}{\omega} \gg RC$$

In diesem Fall sind Ein- und Ausgangssignal identisch. Praktisch die gesamte Spannung fällt am Kondensator ab. Das Aufladen geht so schnell, dass es nicht beobachtbar ist.

2.4 RC-Phasenschieber

Wir stellen durch kurzes Umstecken das RC-Differenzglied wiederher. Der Phasenschieber ist identisch dazu aufgebaut. Diesmal wurde allerdings eine sinusförmige Wechselspannung angelegt.

Wir stellen zuerst die Groundlinie beider Kanäle auf die Nulllinie des Oszilloskops ein. Bei einer Skalierung von 2:1 stellten wir die Frequenz vom Generator so ein, dass die beiden

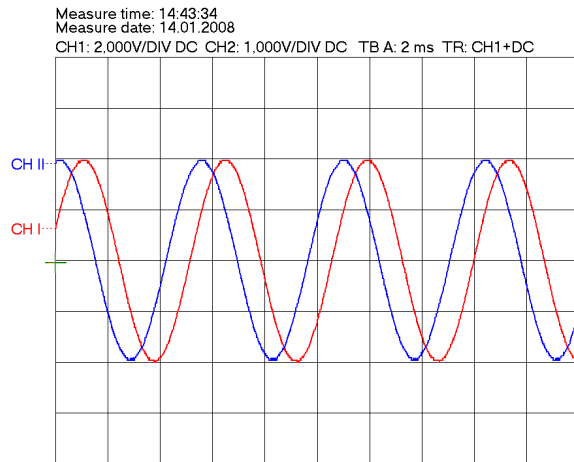
²vgl. auch Vorbereitung. Dort wurde die Theorie dazu ausführlich hergeleitet.

Sinuskurve gleich Amplituden hatten. Wie man sieht, ist hinkt der Strom (Channel II) hinter Spannungssignal hinterher. Die Phasenverschiebung ist also negativ.

Wir maßen eine zeitliche Verschiebung von $\Delta T = 895 \mu s$ bei einer Periodendauer von $T = 5,33 \text{ ms}$. Daraus berechnet sich die Phasenverschiebung und die Frequenz:

$$f = \frac{1}{T} = 187 \text{ Hz}$$

$$\varphi = -\frac{\Delta T}{T} \cdot 360^\circ = -60,45^\circ$$



Dies deckt sich sehr gut mit der Theorie. In der Vorbereitung berechneten wir:

$$f = 196 \text{ Hz} \quad \varphi = -60^\circ$$

2.5 Frequenzmodulierte Schwingung

Um eine Frequenzmodulierte Schwingung zu erhalten, stellten wir beim Generator 2 eine Sinusspannung mit einer Frequenz von $f = 50,5 \text{ Hz}$ und eine Spitzenspannung von $V_{SS} = 50,8 \text{ mV}$ ein. Der Generator 1 wurde auf $f = 1,5 \text{ kHz}$ eingestellt. Die Einstellungen kontrollierten wir mit dem Oszilloskop, da die Regler an den Generatoren selbst nicht besonders genau waren. Die Sinusspannung aus Generator 2 war an den VC_{in} -Eingang des Generators 1 zu legen. Die Trägerwelle hat also die Kreisfrequenz $\Omega_0 = 2\pi \cdot 1,5 \text{ Hz}$ und wird mit der Frequenz $f = 50,5 \text{ Hz} = \frac{\omega}{2\pi}$ moduliert. Durch diese Modulation sind auf dem Oszilloskop immer mehrere Schwingungskurven mit unterschiedlichen Periodenlängen zu sehen. Nun soll noch der Frequenzhub bestimmt werden. Wie in der Vorbereitung erläutert gilt:

$$\Delta\omega = \frac{1}{2} \cdot (\Omega_{max} - \Omega_{min}) = \frac{2\pi}{2} \cdot \left(\frac{1}{T_{min}} - \frac{1}{T_{max}} \right)$$

mit $\Delta T = T_{max} - T_{min} = 200 \mu s$ $\frac{1}{T_{max} \cdot T_{min}} \approx \left(\frac{\Omega_0}{2\pi} \right)^2$

$$\Delta\omega = \pi \cdot \Delta T \cdot \left(\frac{\Omega_0}{2\pi} \right)^2 = 1414 \text{ Hz} \quad \frac{\Delta\omega}{2\pi} = 225 \text{ Hz}$$

Die Periodendifferenz ΔT wurde durch die Measurefunktion des Oszilloskops bestimmt.

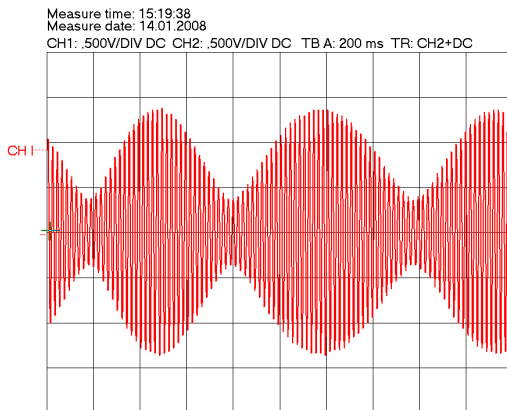
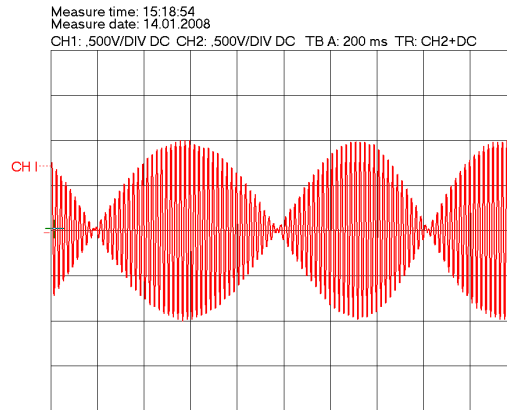
2.6 Addieren

Mit Hilfe der ADD-Möglichkeiten sollten nun Signale addiert und subtrahiert werden. Je nachdem wie sich die Frequenzen und die Amplituden zueinander verhielten waren unterschiedliche Effekte zu beobachten. Wir arbeiteten mit Sinusspannungen. Fast gleiche und unterschiedliche Frequenzen wurden jeweils aus beiden Generatoren entnommen. Gleiche Frequenzen wurden aus demselben Generator entnommen.

Addiert man zwei Signale mit **gleicher Amplitude und fast gleicher Frequenz**, so entsteht eine Schwebung, wobei die Einhüllende bis auf Null abfällt, d.h. ein Maximum der inneren Schwingung wird unterdrückt.

$$U = U_0 \cdot \sin(\omega_1 t) + U_0 \cdot \sin(\omega_2 t)$$

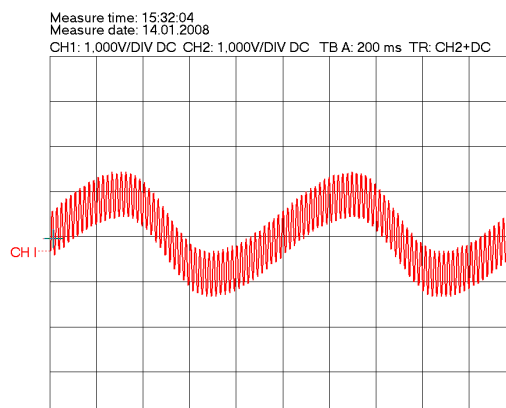
$$= 2U_0 \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right)$$



Addiert man Signale **unterschiedlicher Amplitude und fast gleicher Frequenz**, so ergibt sich wieder eine Schwebung, wobei die Einhüllende nicht bis auf Null abfällt.

Addiert man **gleiche Frequenzen**, so kommt es zu einfach einer Addition der Amplituden. Subtrahiert man sie, indem man ein Signal invertiert, so ergibt sich bei gleicher Amplitude ein Nullsignal und bei unterschiedlicher eine Sinuskurve mit der Differenz der Ausgangsamplituden als Amplitude.

Bei **sehr verschiedenen Frequenzen** kommt es zu einer Aufteilung in Träger- und Signalfrequenz.



3 X-Y-Darstellung

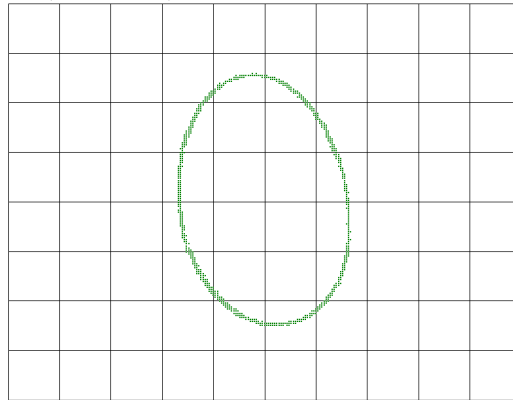
Nun sollten die Eingangssignale nicht mehr über der Zeit aufgetragen werden, sondern zwei Signale gegeneinander.

3.1 Lissajous-Figuren

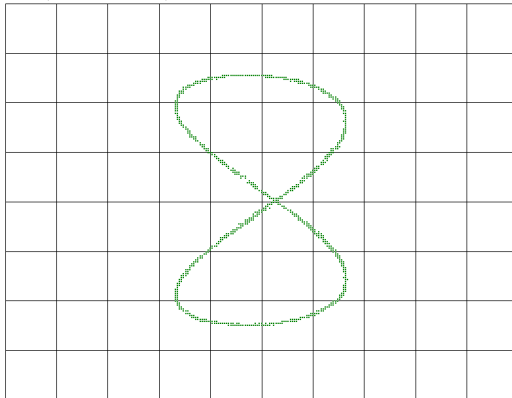
Lissajous-Figuren entstehen, wenn man zwei Sinusfunktionen gegeneinander aufträgt. Je nach Frequenzverhältnis und Phasenverschiebung entstehen unterschiedliche Figuren. Das Aufnehmen der Figuren erwies sich als knifflig, da die Frequenz nicht so fein regelbar war, dass man ohne Probleme ein stehendes Bild erhielt. Im folgenden einige Beispiele für Lissajousfiguren, die wir realisieren könnten.

Bei einem Frequenzverhältnis von 1:1 erhält man eine Ellipse. Wenn die Phasenverschiebung $\pi/2$ beträgt tritt der Spezialfall des Kreises auf.

Measure time: 15:49:14
Measure date: 14.01.2008
CHX: .500V DC CHY: .200V DC 20 MS/s

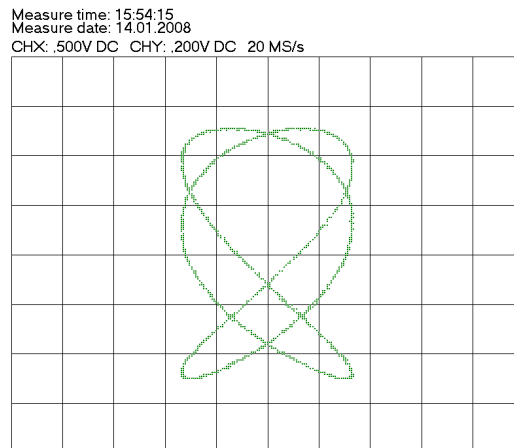


Measure time: 15:52:06
Measure date: 14.01.2008
CHX: .500V DC CHY: .200V DC 20 MS/s



Bei einem Frequenzverhältnis von 2:1 erhält man eine Figur, die einer Acht ähnelt.

Bei einem Frequenzverhältnis von 3:2 erhält man, dass schon eine komplexere Figur.

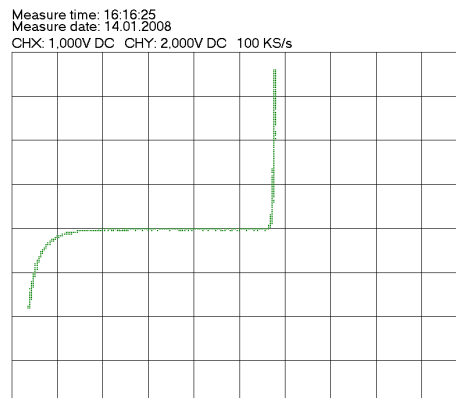


3.2 Kennlinien

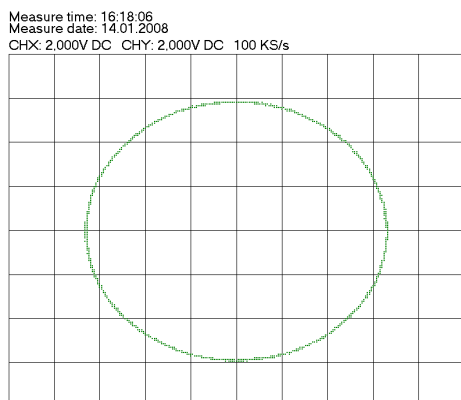
Um die Kennlinie einer Z-Diode und eines Kondensators aufzunehmen wurde Schaltung 1 mit dem jeweiligen Bauteil aufgebaut. Der Trafo ist nötig, da man sowohl über dem ohmschen Widerstand als auch über dem Bauteil eine Spannung messen will, die im Bezug zur selben Masse steht. Durch die Spannungsmessung am ohmschen Widerstand wird indirekt der Stromfluss durch die Diode gemessen, so dass Strom über Spannung aufgetragen werden kann.

3.2.1 Kennlinie einer Z-Diode

Eine Z-Diode leitet in Stromrichtung erst ab einer bestimmten Schwellspannung. Ist diese jedoch überschritten, so wird ihr Widerstand sehr kleinohmig und der Stromfluss steigt rapide an. Auch in Sperrichtung leitet die Diode, wenn die Spannung hoch genug ist. Diese Schwellspannung liegt jedoch über der normalen. Der Stromfluss steigt nach Überschreiten ebenfalls sehr stark an.



3.2.2 Kennlinie eines Kondensators



Da ein Kondensator eine Phasenverschiebung von $\pi/2$ zwischen Strom und Spannung verursacht ist als Kennlinie ein Kreis zu erwarten (siehe Lissajous-Figuren). Durch Skalierung am Oszilloskop kann auch eine Ellipse zu erkennen sein.

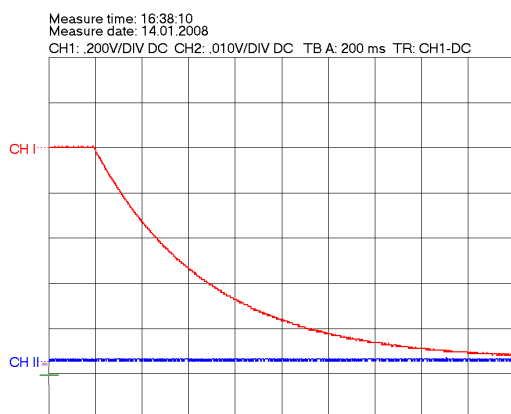
3.3 Komponententester

Im Oszilloskop ist ein Komponententester eingebaut, an den man ein Bauteil anschließen kann um Kennlinien zu erhalten. Vom Prinzip her ist dieser Tester genauso aufgebaut wie unsere externe Testschaltung. Schlossen wir die Z-Diode und den Kondensator an den Komponententester an, so ergaben sich qualitativ die gleichen Kennlinien.

4 Entladen eines Kondensators

Es sollte die Entladekurve eines Kondensators aufgenommen werden. Dafür haben wir den Kondensator mit einer niedrigfrequenten Rechteckspannung geladen und dann über den Eingangswiderstand des Oszilloskops oder zusätzlich über einen vorgeschalteten 10:1-Tastkopf entladen.

Entladen über Eingangswiderstand: Beim Entladen erhielten wir folgende Kurve:



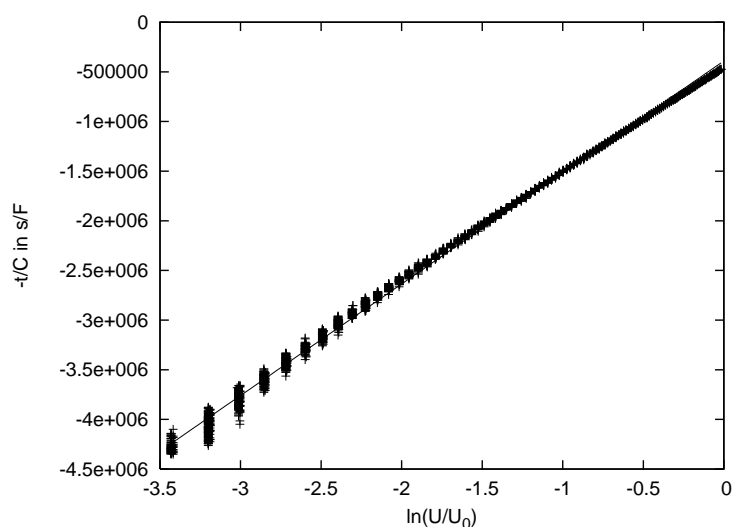
Am Oszilloskop bestimmten wir mit den Measure-Funktionen die Ausgangsspannung U_0 und die Spannungsdifferenz ΔU an einem Punkt zur Zeit t . Aus diesen Werten kann der Entlade-widerstand bestimmt werden:

$$R = -\frac{t}{C \cdot \ln((U_0 - \Delta U)/U_0)} \approx 1,005 M\Omega$$

$$\text{mit } U_0 = 944 mV \quad \Delta U = 808 mV$$

$$t = 915 ms \quad C = 0,49 \mu F$$

Laut Herstellerangabe hat das Oszilloskop einen Eingangswiderstand von $R = 1 M\Omega$. Unser Messwert passt also sehr gut.



Man kann den Widerstand jedoch auch mittels einer linearen Regression bestimmen. Trägt man $-t/C$ über $\ln(U/U_0)$ auf, so ist R die Steigung der Geraden. Die Regression wurde mit gnuplot durchgeführt. Es ergab sich:

$$R \approx 1,12M\Omega$$

Eigentlich erwarten wir, dass diese Methode genauer sein sollte als die erste, je nachdem wie genau die Herstellerangabe ist, trifft dies aber eventuell nicht zu. Eine mögliche Fehlerquelle besteht darin, dass unsere Entladekurve verschoben lag, wobei wir allerdings beide Kanäle auf demselben Nullniveau liegen hatte, so dass wir durch Differenzbildung, die tatsächliche Spannung erhalten. Diese Nullniveaueinstellung ist mit den Reglern am Oszilloskop natürlich auch nicht sehr genau.

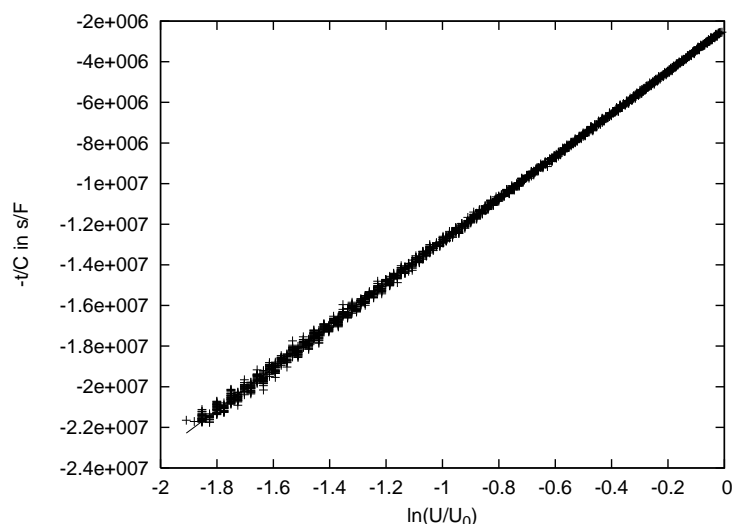
Entladen über Tastkopfwiderstand: Beim Entladen über den Tastkopf ist die Entladezeit, wie auf Grund des höheren Entladewiderstandes um einiges länger. Um den Widerstand zu bestimmen, haben wir wieder mit Measure die benötigten Größen bestimmt:

$$U_0 = 94,4mV \quad \Delta U = 72mV \quad t = 7,97s \Rightarrow R = 11,8M\Omega$$

Der so erhaltene Widerstand liegt zwar in der Nähe der $11M\Omega^3$, die wir auf Grund der Herstellerangaben erwarten, ist aber nicht so gut wie der erste bestimmte Widerstand.

Auch diesen Widerstand haben wir wie oben mittels linearer Regression bestimmt. Es ergab sich:

$$R \approx 10,4M\Omega$$



³ $11M\Omega$, da der Eingangswiderstand des Oszilloskops und der des Tastkopfes in Reihe geschaltet sind