

# Protokoll 2

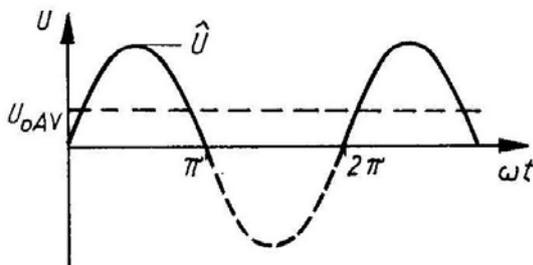
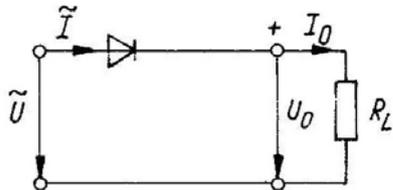
*Einweggleichrichter, Vollweggleichrichter,  
Spannungsvervielfacher, Spannungsverstärkerschaltung  
und Arbeitspunktstabilisierung*

Michael Lechermann	0135101
Ismar Mulalic	0406743
Christoph Saulder	0400944

# Einweggleichrichter

## Vorbereitung

Wir konzipierten einen Einweggleichrichter, welcher bei einer Eingangsspannung von 4V mit einem Widerstand von  $200\Omega$  arbeitet.



## Durchführung

Zuerst betrachteten wir die Ausgangsspannung am Oszi, welche wie die Eingangsspannung ein Sinussignal war, jedoch ohne die negative Halbwellen, welche durch die Diode „abgeschnitten“ wurde. Der Unterschied zwischen Eingangs- und Ausgangssignal betrug genau ein Volt, welches an der Diode abfiel. Bei Frequenzen ab 1500Hz zeigte sich, dass in Folge der endlichen Recovery-Time der Diode ein Teil der negativen Halbwellen sichtbar wurde. Dieser Effekt verstärkte sich mit zunehmender Frequenz. Nach dem Einbau eines Kondensators ( $1\mu\text{F}$ ) wurden die Berge der Sinushalbwellen des Ausgangssignals nach hinten geglättet, sodass im Bereich, in dem das Eingangssignal bereits negativ ist, das Ausgangssignal sich noch ein wenig im positiven Bereich befindet. Eine Restwelligkeit von etwa 5% erreichten wir indem wir den Widerstand auf  $240\Omega$  erhöhten.

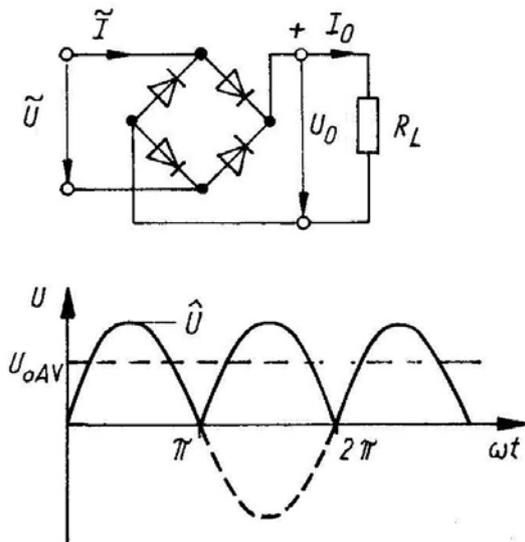
## Auswertung

Der Spannungsabfall an der Diode war etwas höher als erwartet, doch liegt noch in einem Bereich, welcher im Rahmen der Streuung vertretbar ist. Weiters zeigt sich, dass nach dem Einbau eines Kondensators sich nicht nur das Ausgangssignal veränderte, sondern auch das Eingangssignal, was jedoch auf die maximale Stromlieferkapazität des Frequenzgenerators zurückzuführen ist, da der Kondensator beim Aufladen immer viel Strom verbraucht. Leider zeigte sich auch bei größeren Widerständen keine wesentliche Verbesserung der Situation.

# Vollweggleichrichter

## Vorbereitung

Wir stellen aus 4 Dioden und einem  $620\Omega$  Widerstand einen Vollweggleichrichter zusammen.



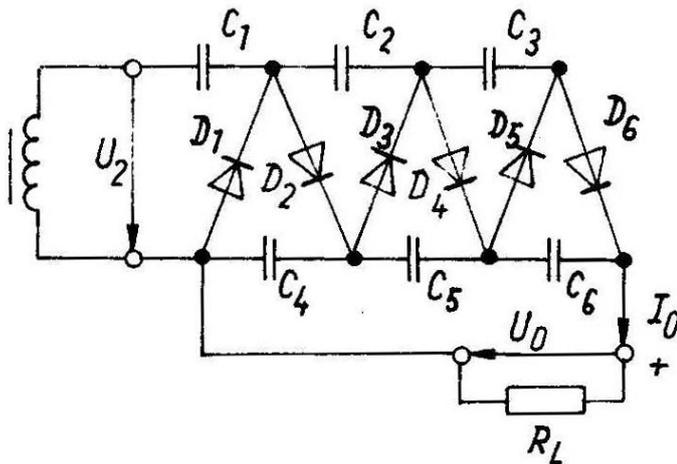
## Durchführung

Als Eingangsspannung schlossen wir wieder den Frequenzgenerator an. Jedoch schlossen wir Channel1 und Channel2 des Oszilloskops ohne Erdung links und rechts neben dem Lastwiderstand. Die Eingangsspannung von  $4,5V$  lieferte eine Ausgangsspannung von  $3,2V$ . Somit fielen  $1,3V$  ab, was etwa das Doppelte des Spannungsabfall an einer Diode ist. Jedoch muss der Strom auch 2 Dioden von Eingang bis zum Ausgang passieren. Den Verlauf der Ausgangsspannung glätteten wir indem wir einen Kondensator ( $1\ \mu F$ ) parallel zum Lastwiderstand schalteten. Die Schaltung arbeitet wie die vorherige bis zu etwa  $1500Hz$ .

# Spannungsvervielfacher

## Vorbereitung

Wir konstruierten einen Spannungsvervielfacher gemäß Schaltskizze. Wobei wir für die Kondensatoren immer  $1\mu\text{F}$  verwendeten und für den Lastwiderstand  $30\text{k}\Omega$ .



## Durchführung

Wir maßen das Eingangssignal, welches Wechselstrom mit einer Spitzenspannung von  $4,5\text{V}$  war. Das gemessene Ausgangssignal war quasi Gleichstrom mit einer Spannung von  $20\text{V}$ . Es war jedoch von einer Brummspannung von etwa  $2\text{V}$  überlagert.

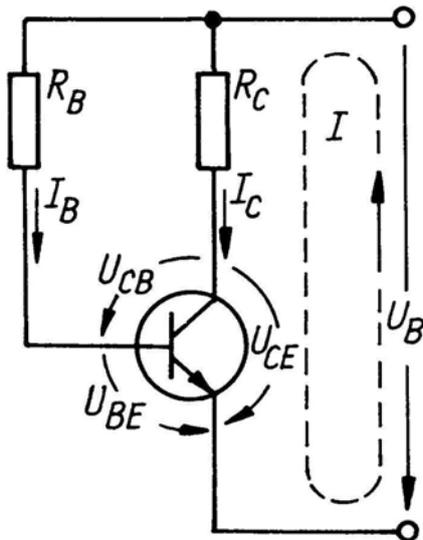
## Auswertung

Die rechnerische Leerlauf-Spannungsverstärkung lag bei unseren verwendeten 6 Dioden bei etwa  $8,5$ . Unter Berücksichtigung dass der Effektivwert der Wechselspannung geringer ist als die Spitzenspannung, ergab sich eine Spannungsverstärkung  $6,2$ . Die Spannungsverstärkung ist jedoch frequenzabhängig und unsere Angaben beziehen sich auf ihr Maximum, welches bei etwa  $5000\text{Hz}$ .

# Spannungsverstärkungsschaltung

## Vorbereitung

Wir stellten eine Spannungsverstärkungsschaltung gemäß Schaltskizze, wobei wir eine  $U_B$  von 10V verwendeten. Durch Rechnung erhielten wir einen  $R_C$  von 2,5 k $\Omega$  und einem  $R_B$  von 2,86 M $\Omega$ , bei einem Arbeitspunkt von  $U_{CE} = 5V$  und  $I_C = 2mA$ .



## Durchführung

Praktisch verwendeten wir einem  $R_B$  von 2,91M $\Omega$  und einem  $R_C$  2,4k $\Omega$ . Unsere gemessene  $U_{CE}$  betrug 4,8V,  $I_C$  1,42mA, woraus ein  $h_F$  von 441 folgte. Bei Erwärmung nahm  $U_{CE}$  um etwa ein Volt ab, während sich  $I_C$  um etwa hundert  $\mu A$  erhöhte. Für die Grenzfrequenzmessung schlossen wir an der Basis ein Eingangssignal an und griffen am Kollektor ein Ausgangssignal ab. Die Stromverstärkung bei niedrigen Frequenzen lag bei etwa 100. Die Grenzfrequenz bei welcher die Verstärkung nur noch auf 70% des ursprünglichen Wertes bei niedrigen Frequenzen abgesunken ist, wurde bei 340kHz gefunden.

## Auswertung

Die Temperaturabhängigkeit dieser Schaltung war gut zu erkennen und führt schnell zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes. Die Verstärkung ist über weite Frequenzbereiche konstant, doch ab etwa 100kHz beginnt sie einzubrechen.

# Arbeitspunktstabilisierung

## Vorbereitung

Wir dimensionierten eine Schaltung mit Arbeitspunktstabilisierung durch Stromgegenkopplung. Hierzu errechneten wir uns die benötigten Widerstände und Kondensatoren und verwendeten dann solche die den Werten so ähnliche wie mögliche waren.

Tatsächlich verwendete Bauteile:

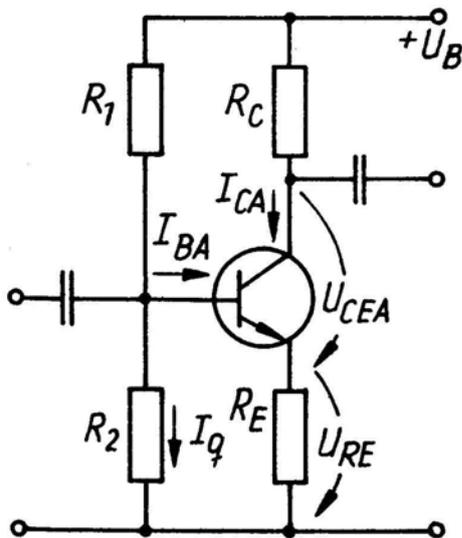
$R_1$  430k $\Omega$

$R_2$  680k $\Omega$

$R_E$  510 $\Omega$

$R_C$  2k $\Omega$

$C$  0,1 $\mu$ F



Zur Vermeidung einer verstärkungsmindernden Wechselstrom-Gegenkopplung ist  $R_E$  durch einen Kondensator gegen Masse abzublocken

$$C \approx \frac{100}{2\pi f_u R_E}$$

$f_u$  untere Grenzfrequenz

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA} - U_{RE}}{I_{CA}}$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{CA} + I_{BA}}$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA} - U_{RE}}{I_{BA} + I_q}$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_q}$$

$$I_q = n I_{BA} \text{ mit } n = 2 \dots 10$$

$U_{RE} \approx 0,1 U_B$ , aber nicht kleiner als 1V

## Durchführung

Wir bestimmten die Grenzfrequenz bei etwa 120kHz. Die Verstärkung liegt bei einem Faktor 2, obwohl eine Faktor 4 aus den Werten der verwendeten Widerständen zu erwarten wäre. Bei Erwärmung bricht die Verstärkung hier doch spürbar zusammen, doch nicht ganz so viel beim vorherigen Versuch.