



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

# Bachelorthesis

Jonas Christian Wolff

Entwicklung eines Kammgenerators für eine  
EMV-Referenzstrahlungsquelle

Jonas Christian Wolff  
Entwicklung eines Kammgenerators für eine  
EMV-Referenzstrahlungsquelle

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung  
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr. Ralf Wendel  
Zweitgutachter : Prof. Dr.-Ing. Jürgen Vollmer

Abgegeben am 3. Juli 2017

**Jonas Christian Wolff**

**Thema der Bachelorthesis**

Entwicklung eines Kammgenerators für eine EMV-Referenzstrahlungsquelle

**Stichworte**

Kammgenerator, Step-Recovery-Diode, Avalanche-Transistor, Impedanzanpassung, EMV

**Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit befasst sich mit der Entwicklung und dem Aufbau eines Kammgenerators auf Basis einer Step-Recovery-Diode zur Erzeugung eines breitbandigen Frequenzkammes für eine EMV-Referenzstrahlungsquelle. Zusätzlich wird die Elementarschaltung eines Kammgenerators welcher einen Transistor im Avalanche-Betrieb zur Erzeugung eines Frequenzkammes nutzt implementiert und anschließend durch Messungen mit dem zuvor entwickelten Kammgenerator verglichen.

**Jonas Christian Wolff**

**Title of the paper**

Development of a comb generator for an EMC reference radiation source

**Keywords**

comb generator, step recovery diode, avalanche transistor, impedance matching, EMC

**Abstract**

In this thesis the development and the implementation of a comb generator based on a step recovery diode to generate a broadband frequency comb for an EMC reference radiation source will be discussed. Furthermore the elementary circuit of a comb generator using an avalanche transistor to generate a frequency comb will be compared with the developed comb generator.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>6</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>7</b>
<b>Nomenklatur</b>	<b>9</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>11</b>
1.1 Motivation . . . . .	11
1.2 Aufbau der Arbeit . . . . .	12
1.3 Erfassung der Anforderungen . . . . .	12
<b>2 Theoretische Grundlagen</b>	<b>13</b>
2.1 Signaltheoretische Grundlagen . . . . .	14
2.2 Bauelemente zur Pulserzeugung . . . . .	26
2.2.1 Step-Recovery-Diode . . . . .	26
2.2.2 Avalanche-Transistor . . . . .	27
<b>3 Pulserzeugung anhand von Step-Recovery-Dioden</b>	<b>30</b>
3.1 Auslegung der Oszillatorschaltung . . . . .	31
3.1.1 Berechnung der Bauteilwerte . . . . .	33
3.1.2 Simulation der Oszillatorschaltung . . . . .	41
3.2 Auslegung der Verstärkerstufe . . . . .	44
3.2.1 Berechnung der Bauteilwerte . . . . .	45
3.2.2 Simulation der Verstärkerstufe . . . . .	51
3.3 Auslegung der Schaltung zur Pulserzeugung . . . . .	54
3.4 Schaltplan des SRD-Kammgenerators . . . . .	60
3.5 Messaufbau des SRD-Kammgenerators . . . . .	61
3.6 Messungen . . . . .	64
3.7 Auswertung . . . . .	74
<b>4 Pulserzeugung anhand von Avalanche-Transistoren</b>	<b>75</b>
4.1 Messaufbau des freilaufenden Avalanche-Transistor Kammgenerators . . . . .	78
4.2 Messungen . . . . .	80

---

4.3	Auswertung . . . . .	85
4.4	Messaufbau des Avalanche-Transistor Kammgenerators mit externer Triggerung	86
4.5	Messungen . . . . .	87
4.6	Auswertung . . . . .	92
<b>5</b>	<b>Fazit</b>	<b>93</b>
5.1	Zusammenfassung . . . . .	93
5.2	Ausblick . . . . .	94
<b>6</b>	<b>Anhang</b>	<b>95</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>96</b>

# Tabellenverzeichnis

3.1	Übersicht Widerstände . . . . .	62
3.2	Übersicht Kapazitäten . . . . .	62
3.3	Übersicht Induktivitäten . . . . .	62
3.4	Geräteliste . . . . .	64
3.5	Messergebnisse . . . . .	65
3.6	Messergebnisse . . . . .	67
3.7	Messergebnisse . . . . .	70
4.1	Bauteilübersicht . . . . .	78
4.2	Geräteliste . . . . .	80
4.3	Bauteilübersicht . . . . .	86
4.4	Geräteliste . . . . .	87
4.5	Messergebnisse . . . . .	88
4.6	Messergebnisse . . . . .	89

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Trapezfunktion . . . . .	16
2.2	Näherungskurven der Funktion $u(t)$ . . . . .	20
2.3	Näherungskurven . . . . .	22
2.4	Amplitudenspektrum . . . . .	22
2.5	Näherungskurven von $u(t)$ bei kurzer Anstiegs- und Abfallzeit . . . . .	24
2.6	Amplitudenspektrum von $u(t)$ bei kurzer Anstiegs- und Abfallzeit . . . . .	24
2.7	Aufbau einer Step-Recovery-Diode . . . . .	26
2.8	Lawinenbereich eines Bipolartransistors in Anlehnung an: (Tietze u. a., 2010, S. 48 (Abb. 2.13)) . . . . .	29
3.1	Pierce-Oszillator in Anlehnung an: (Geißler u. a., 1993, S. 313, Bild 6.3.3-3a) . . . . .	31
3.2	Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung in Anlehnung an: (Tietze u. a., 2010, S. 124, Abb. 2.77a) . . . . .	32
3.3	Kapazitive Dreipunkt Schaltung . . . . .	32
3.4	Simulationsschaltung . . . . .	35
3.5	simulierte Stromsteuerkennlinie $I_C=f(I_B)$ . . . . .	36
3.6	Elektrisches Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes in Anlehnung an: (Geißler u. a., 1993, S. 307 (Bild 6.3.3-1a)) . . . . .	41
3.7	Simulationsschaltung Pierce-Oszillator . . . . .	42
3.8	Anschwingvorgang des simulierten Pierce-Oszillators . . . . .	43
3.9	Einstufiger Selektivverstärker in Anlehnung an: (Geißler u. a., 1993, S. 244, Bild 5.4.2-1a) . . . . .	44
3.10	Simulationsschaltung . . . . .	45
3.11	simulierte Stromsteuerkennlinie $I_C=f(I_B)$ . . . . .	46
3.12	Ersatzschaltbild Selektivverstärker in Anlehnung an: (Geißler u. a., 1993, S. 244, Bild 5.4.2-1b) . . . . .	48
3.13	LTspice-Simulationsschaltung des Selektivverstärkers . . . . .	51
3.14	Ausgangsspannung des Selektivverstärkers . . . . .	52
3.15	Spektrum des Selektivverstärkers . . . . .	53
3.16	Spektrum des Pierce-Oszillators . . . . .	53
3.17	Schaltung zur Pulserzeugung in Anlehnung an: (Hewlett Packard, 1968, S. 8, (Figure 15)) . . . . .	54

3.18 Ersatzschaltbild zur Berechnung der Ausgangsimpedanz des Selektivverstärkers in Anlehnung an: (Goßner, 2011, S. 169 Abbildung 11-21) . . . . .	56
3.19 Simulationsschaltung . . . . .	56
3.20 simulierte Ausgangskennlinie $I_C=f(U_{CE})$ . . . . .	57
3.21 Schaltplan des SRD-Kammgenerators . . . . .	60
3.22 Platinenlayout des SRD-Kammgenerators . . . . .	61
3.23 Vorderseite des SRD-Kammgenerators . . . . .	63
3.24 Rückseite des SRD-Kammgenerators . . . . .	63
3.25 Zeitsignal des Oszillators (20 ns/Div; 1,2 V/Div) . . . . .	66
3.26 Zeitsignal des Verstärkers (20 ns/Div; 4 V/Div) . . . . .	66
3.27 Linienspektrum des Oszillators (0-100 MHz) . . . . .	68
3.28 Linienspektrum des Verstärkers (0-100 MHz) . . . . .	68
3.29 Messung der Pulshöhe des SRD Kammgenerators (40ns/Div; 40mV/Div) . . . . .	69
3.30 Messung der Pulsbreite des SRD Kammgenerators (400 ps/Div; 20 mV/Div) . . . . .	71
3.31 Messung der Anstiegszeit des SRD Kammgenerators (400 ps/Div; 20 mV/Div) . . . . .	71
3.32 Linienspektrum des SRD Kammgenerators (0-3 GHz) . . . . .	73
3.33 Linienspektrum des SRD Kammgenerators (0-1 GHz) . . . . .	73
4.1 Grundschialtung eines Kammgenerators auf Basis eines Avalanche-Transistors in Anlehnung an: (Williams, 1991, S. 93, Figure D1) . . . . .	75
4.2 Avalanche-Transistor-Kammgenerator mit externer Triggerung in Anlehnung an: (Hansen, 1967, S. 3, Fig. 3) . . . . .	76
4.3 Grundschialtung eines Kammgenerators auf Basis von Bipolartransistoren in Anlehnung an: (Williams, 1991, S. 93, Figure D1) . . . . .	78
4.4 Platinenlayout des Bipolartransistor-Kammgenerators . . . . .	79
4.5 Bestückte Platine des Bipolartransistor-Kammgenerators . . . . .	79
4.6 Messung der Pulsweite (500 ps/Div; 400 mV/Div) . . . . .	81
4.7 Messung der Periodendauer ( $2 \mu s$ /Div; 400 mV/Div) . . . . .	82
4.8 Spektrum (0-3 GHz) . . . . .	84
4.9 Spektrum bei einer RBW von 30 Hz (500-501 MHz) . . . . .	84
4.10 Avalanche-Transistor Kammgenerator mit externer Triggerung in Anlehnung an: (Hansen, 1967, S. 3, Fig. 3) . . . . .	86
4.11 Messung der Periodendauer (40 ns/Div; 170 mV/Div) . . . . .	88
4.12 Messung der Pulsweite (1 ns/Div; 170 mV/Div) . . . . .	89
4.13 Linienspektrum (0-3 GHz) . . . . .	91
4.14 Linienspektrum (0-1 GHz) . . . . .	91



# Nomenklatur

## Formelzeichen

Symbol	Einheit	Erklärung
$A_G$	1	Gleichspannungsverstärkung
$A_W$	1	Wechselspannungsverstärkung
$a_0$	1	Fourierkoeffizient
$B$	1	Gleichstromverstärkung
$b_n$	1	Fourierkoeffizient
$b_0$	1	Fourierkoeffizient
$\beta$	1	Wechselstromverstärkung
$I_B$	A	Basisstrom
$I_C$	A	Kollektorstrom
$I_{CB0}$	A	Kollektor-Basis-Sperrstrom
$I_{CE0}$	A	Kollektor-Emitter-Reststrom
$I_E$	A	Emitterstrom
$f_0$	Hz	Grundfrequenz; Resonanzfrequenz
$M$	1	Durchbruchfaktor
$S$	A/V	Steilheit
$T$	s	Periodendauer
$t$	s	Zeit
$t_f$	s	Abfallzeit
$t_p$	s	Pulsweite
$t_r$	s	Anstiegszeit
$t_{rf}$	s	Anstiegs- und Abfallzeit (bei $t_r=t_f=t_{rf}$ )
$\hat{u}$	V	Pulshöhe
$U_A$	V	Ausgangsspannung
$U_B$	V	Versorgungsspannung
$U_{BE}$	V	Basis-Emitter-Spannung
$U_{(BR)CEO}$	V	Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei offener Basis

---

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Erklärung</b>
$U_{(BR)CER}$	V	Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei hochohmiger Verbindung zwischen Basis und Emitter
$U_{(BR)CES}$	V	Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei Kurzschluss der Basis-Emitter-Strecke
$U_{CE}$	V	Kollektor-Emitter-Spannung
$U_E$	V	Eingangsspannung
$\omega_0$	Hz	Grundkreisfrequenz; Resonanzkreisfrequenz

---

## Indizes

---

<b>Abkürzung</b>	<b>Bedeutung</b>
_A	Anpassnetzwerk
_O	Oszillator
_PS	Parallelschwingkreis
_Q	Schwingquarz
_V	Selektivverstärker

---

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Aufgrund der fortlaufend steigenden Dichte an Elektrogeräten im Alltag der modernen Gesellschaft ist es von immer größerer Bedeutung, dass sich diese nicht durch unerwünschte Aussendung elektromagnetischer Strahlung gegenseitig stören und zudem eine gewisse Immunität gegenüber solchen Störungen aufweisen. Daher gibt es Normen und Richtlinien zur sogenannten Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) in welchen unter anderem Grenzwerte zur Störaussendung und Störempfindlichkeit festgelegt sind. Um im speziellen die Einhaltung der Richtlinien zur Störaussendung zu überprüfen, werden dazu in Absorberkammern breitbandig Messungen durchgeführt.

Da es durch Veränderungen am Messaufbau und mechanischen oder alterungsbedingten Verschleiß zu verfälschten Messergebnissen kommen kann, ist es notwendig die korrekte Funktionsweise der verwendeten Messtechnik in regelmäßigen Zeitabständen mit Hilfe einer Referenzstrahlungsquelle zu überprüfen. Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Kammgenerators für eine solche Referenzstrahlungsquelle.

## 1.2 Aufbau der Arbeit

Zu Beginn der Arbeit werden zuerst die Anforderungen an einen Kammgenerator zur Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle erfasst. Anschließend werden die signaltheoretischen Grundlagen zur Beschreibung von Pulsen im Zeit- und Frequenzbereich erläutert. Zudem wird die Funktionsweise der später zur Pulserzeugung eingesetzten Bauelemente Step-Recovery-Diode und Avalanche-Transistor eingegangen, da es sich dabei um in der Elektronikentwicklung eher unübliche Bauelemente handelt. Danach wird segmentweise eine Generatorschaltung entwickelt die Step Recovery Dioden zur Pulserzeugung verwendet. Um die Funktionsfähigkeit der Schaltung unter realen Bedingungen und ihre Eignung für die Nutzung in einer Referenzstrahlungsquelle untersuchen zu können, wird ein Messaufbau des Kammgenerators angefertigt. Anhand des Messaufbaus werden die für die Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle relevanten Parameter gemessen. Abschließend folgt eine Auswertung der Messergebnisse mit Beurteilung zur Eignung des Messaufbaus für die Nutzung in einer Referenzstrahlungsquelle entsprechend den zu Beginn erfassten Anforderungen.

Als Alternative zu Step-Recovery-Dioden wird anschließend das Verhalten zweier Schaltungen untersucht, die Bipolartransistoren im Avalanche-Betrieb zur Pulserzeugung nutzen. Im Anschluss an die Messungen wird auch deren Eignung in einer Auswertung beurteilt. Zum Abschluss folgt ein Gesamtfazit der Arbeit.

## 1.3 Erfassung der Anforderungen

Damit bei der Verwendung eines Kammgenerators in einer Referenzstrahlungsquelle aussagekräftige Messergebnisse erzielt werden können, ist es von besonderer Bedeutung, dass dieser möglichst unabhängig von äußeren Einflüssen eine hohe Frequenzkonstanz und eine gleichbleibende Ausgangsleistung aufweist. Der Kammgenerator der im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wird, sollte zudem ein weitgehend linear verlaufendes Linienspektrum ohne Nullstellen in einem Frequenzbereich von 0-1 GHz aufweisen. Da das Ausgangssignal bei Bedarf verstärkt werden kann werden keine besonderen Anforderungen an die Leistungspiegel der Frequenzen gestellt, jedoch sollten diese möglichst hoch sein, da auf diese Weise auf einen Verstärker verzichtet werden kann.

## 2 Theoretische Grundlagen

Zum Verständnis der Funktionsweise eines Kammgenerators werden die signaltheoretischen Grundlagen zur Beschreibung von Pulsen im Zeitbereich und dem daraus resultierenden Spektrum erläutert.

Zudem wird der Aufbau und die Funktion der üblicherweise in Kammgeneratoren zur Pulserzeugung eingesetzten Bauelemente Step-Recovery-Diode und Avalanche-Transistor beschrieben.

## 2.1 Signaltheoretische Grundlagen

Ein Kammgenerator erzeugt eine periodische Folge von sehr schmalen Spannungspulsen. Der Zusammenhang zwischen den vom Generator im Zeitbereich erzeugten Pulsen und dem daraus in Abhängigkeit von der Beschaffenheit der Pulse und der Pulsrate resultierenden Spektrum wird in diesem Abschnitt erläutert. Im Idealfall besitzen diese Pulse eine unendlich hohe Amplitude und eine unendlich schmale Pulsbreite. Eine solche Signalform wird auch als Dirac-Kamm oder Schah-Funktion bezeichnet. Die Schah-Funktion hat entsprechend der Gl. (2.1) sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich die gleiche Signalform und erzeugt daher ein diskretes Spektrum mit konstanter Amplitude.

$$III(t) \circ \longrightarrow \bullet III(f) \quad (2.1)$$

Das reale Spektrum eines Kammgenerators weicht jedoch von diesem idealen Verhalten ab, da die erzeugten Pulse im Gegensatz zu einem Dirac-Impuls eine endliche Pulsweite, Pulshöhe sowie Anstiegs- und Abfallzeit aufweisen.

Da es in der Messtechnik gelegentlich unterschiedliche Definitionen für die einzelnen Parameter, die einen Impuls im Zeitbereich beschreiben, gibt und sich diese zudem von der theoretischen Definition<sup>1</sup> unterscheiden, werden die einzelnen Parameter für die gesamte Arbeit wie folgt definiert:

<b>Periodendauer T</b>	Die Periodendauer bezeichnet die Dauer vom Beginn des Signals bis zur ersten Wiederholung der Signalform.
<b>Grundfrequenz <math>f_0</math></b>	Die Grundfrequenz ist der Kehrwert der Periodendauer. Sie ist die niedrigste Frequenz im Spektrum eines periodischen Signals.
<b>Anstiegszeit <math>t_r</math></b>	Bei der theoretischen Betrachtung beschreibt die Anstiegszeit den Zeitintervall den der Puls benötigt um vom Nullpunkt aus den Scheitelwert zu erreichen. In der Messtechnik wird der Zeitintervall von 10 % bis 90 % des Scheitelwertes gemessen.
<b>Abfallzeit <math>t_f</math></b>	Die Abfallzeit beschreibt in der Theorie den Zeitintervall vom Scheitelwert bis zum Erreichen des Nullpunktes. In der Messtechnik ist die Abfallzeit als Zeitintervall von 90 % bis 10 % des Scheitelwertes definiert.
<b>Pulsweite <math>t_p</math></b>	Die Pulsweite $t_p$ beschreibt die Zeit vom Beginn des Pulses bis zum erneuten Erreichen des Nullpunktes. In der Messtechnik entspricht die Pulsweite in der Regel der Halbwertsbreite also dem Zeitintervall vom ersten Erreichen des halben Scheitelwertes bis zum Abfall auf den halben Scheitelwert.
<b>Pulshöhe <math>\hat{u}</math></b>	Die Pulshöhe $\hat{u}$ entspricht dem Scheitelwert des Impulses.

<sup>1</sup>Die theoretischen Definitionen wurden in Anlehnung an: (Hoffmann, 2011, S. 65) erstellt.

Da das periodische Signal eines Kammgenerators sowohl stetig als auch monoton ist, lässt es sich nach Fourier als eine unendliche Reihe entsprechend der Gl. (2.2)<sup>2</sup> aus sich überlagernden Sinus- und Kosinusschwingungen einer sogenannten Fourier-Reihe darstellen. (vgl. Papula, 2009, S. 170)

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)], \quad (n \in \mathbb{N}_{>0}) \quad (2.2)$$

mit  $\omega_0 = 2\pi f_0, f_0 = \frac{1}{T}$

Die Koeffizienten  $a_0, a_n$  und  $b_n$  bezeichnet man als Fourierkoeffizienten. Dabei entspricht der Koeffizient  $a_0$  dem Gleichanteil. Mit Hilfe der Koeffizienten  $a_n$  und  $b_n$  erhält man die Gewichtung der einzelnen Oberschwingungen der Fourierreihe.

Die Berechnung der Fourierkoeffizienten und die daraus resultierende Zerlegung eines Signals in den Gleichanteil, die Grundschwingung sowie die Oberschwingungen wird als Fourieranalyse bezeichnet. Sofern die Funktionsgleichung des Generatorsignals bekannt ist, lassen sich die Fourierkoeffizienten für eine beliebige Periodendauer  $T$  anhand der Formeln in Gl. (2.3)<sup>3</sup> berechnen. (vgl. Papula, 2009, S. 182 f)

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{(\tau)} u(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{(\tau)} u(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{(\tau)} u(t) \cdot \sin(n\omega_0 t) dt \end{aligned} \quad (2.3)$$

<sup>2</sup>Formel übernommen aus: (Papula, 2009, S. 182 (II-55))

<sup>3</sup>Formel übernommen aus: (Papula, 2009, S. 183 (II-57))

Für die Fourieranalyse des Zeitsignals eines realen Kammgenerators wird die Pulsform durch eine Trapezfunktion  $u(t)$  in [Abbildung 2.1](#) mit einer Anstiegs- und Abfallzeit  $t_{rf}$ , einer Pulshöhe  $\hat{u}$  sowie einer Pulsweite  $t_p > 0$  angenähert.

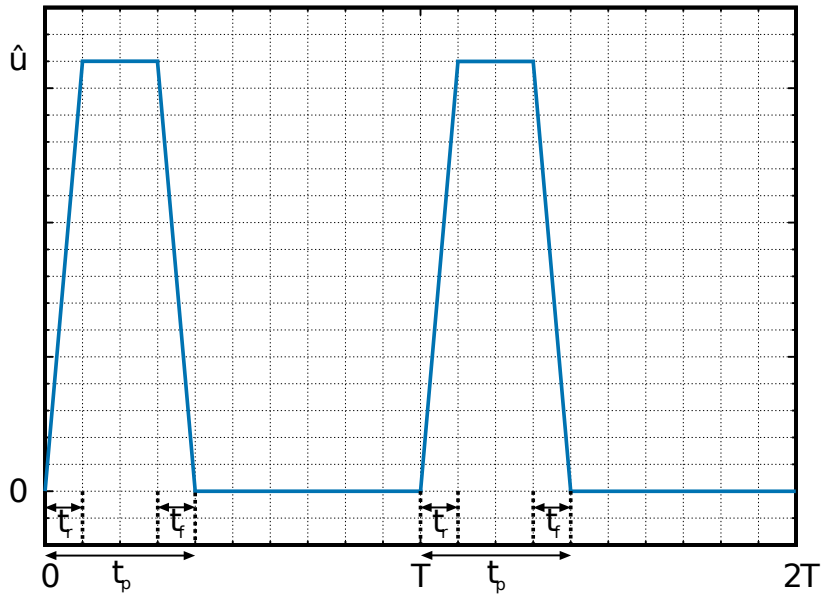


Abbildung 2.1: Trapezfunktion

Die Trapezfunktion  $u(t)$  wird für das Intervall  $[0, T)$  durch die Funktionsgleichung (2.4) beschrieben. Bei der Definition wird angenommen, dass die Anstiegszeit  $t_r$  der Abfallzeit  $t_f$  entspricht ( $t_{rf}=t_r=t_f$ ).

$$u(t) = \begin{cases} \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \cdot t & \text{für } 0 \leq t \leq t_{rf} \\ \hat{u} & \text{für } t_{rf} < t < t_p - t_{rf} \\ -\frac{\hat{u}}{t_{rf}} \cdot (t - t_p) & \text{für } t_p - t_{rf} < t < t_p \\ 0 & \text{für } t_p < t < T \end{cases} \quad (2.4)$$



Die Fourierkoeffizienten  $a_0$ ,  $a_n$  und  $b_n$  der Fourier-Reihe (2.5) der Funktion  $u(t)$  werden anhand der Formel(2.3) zur Berechnung der Koeffizienten für eine beliebige Periodendauer  $T$  berechnet:

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n\omega_0 t) + b_n \cdot \sin(n\omega_0 t)] \quad (2.5)$$

Durch abschnittsweise Integration erhält man die folgenden allgemeinen Formeln zur Berechnung der Fourierkoeffizienten  $a_0$ ,  $a_n$  und  $b_n$  der Reihe (2.5)

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) dt \\ &= \frac{2}{T} \left[ \int_0^{t_{rf}} \frac{\hat{u}}{t_{rf}} t dt + \int_{t_{rf}}^{t_p - t_{rf}} \hat{u} dt + \int_{t_p - t_{rf}}^{t_p} -\frac{\hat{u}}{t_{rf}} (t - t_p) dt + \int_{t_p}^{t_0} 0 dt \right] \\ &= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \int_0^{t_{rf}} t dt + \hat{u} \int_{t_{rf}}^{t_p - t_{rf}} 1 dt - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \int_{t_p - t_{rf}}^{t_p} (t - t_p) dt + 0 \right] \\ &= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{1}{2} t^2 \right]_0^{t_{rf}} + \hat{u} \left[ t \right]_{t_{rf}}^{t_p - t_{rf}} - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{t^2}{2} - t_p t \right]_{t_p - t_{rf}}^{t_p} \right] \\ &= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{1}{2} t_{rf}^2 \right] + \hat{u} \left[ (t_p - t_{rf}) - (t_{rf}) \right] - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \left( \frac{t_p^2}{2} - t_p^2 \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \left( \frac{(t_p - t_{rf})^2}{2} - t_p (t_p - t_{rf}) \right) \right] \right] \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \\
&= \frac{2}{T} \left[ \int_0^{t_{rf}} \frac{\hat{u}}{t_{rf}} t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \int_{t_{rf}}^{t_p-t_{rf}} \hat{u} \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \right. \\
&\quad \left. + \int_{t_p-t_{rf}}^{t_p} -\frac{\hat{u}}{t_{rf}} (t-t_p) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \int_{t_p}^{t_0} 0 \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \right] \\
&= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \int_0^{t_{rf}} t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \hat{u} \int_{t_{rf}}^{t_p-t_{rf}} \cos(n\omega_0 t) dt \right. \\
&\quad \left. - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \int_{t_p-t_{rf}}^{t_p} (t-t_p) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + 0 \right] \tag{2.7} \\
&= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{n\omega_0 t \sin(n\omega_0 t) + \cos(n\omega_0 t)}{n^2 \omega_0^2} \right]_0^{t_{rf}} + \hat{u} \left[ \frac{\sin(n\omega_0 t)}{n\omega_0} \right]_{t_{rf}}^{t_p-t_{rf}} \right. \\
&\quad \left. - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{n\omega_0 (t-t_p) \sin(n\omega_0 t) - \cos(n\omega_0 t)}{n^2 \omega_0^2} \right]_{t_p-t_{rf}}^{t_p} \right] \\
&= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{n\omega_0 t_{rf} \sin(n\omega_0 t_{rf}) + \cos(n\omega_0 t_{rf})}{n^2 \omega_0^2} - \frac{1}{n^2 \omega_0^2} \right] \right. \\
&\quad \left. + \hat{u} \left[ \frac{\sin(n\omega_0 (t_p - t_{rf}))}{n\omega_0} - \frac{\sin(n\omega_0 t_{rf})}{n\omega_0} \right] \right. \\
&\quad \left. - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{n\omega_0 ((t_p - t_{rf}) - t_p) \sin(n\omega_0 (t_p - t_{rf})) - \cos(n\omega_0 (t_p - t_{rf}))}{n^2 \omega_0^2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{\cos(n\omega_0 t_p)}{n^2 \omega_0^2} \right] \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \sin(n\omega_0 t) dt \\
&= \frac{2}{T} \left[ \int_0^{t_{rf}} \frac{\hat{u}}{t_{rf}} t \cdot \sin(n\omega_0 t) dt + \int_{t_{rf}}^{t_p-t_{rf}} \hat{u} \cdot \sin(n\omega_0 t) dt \right. \\
&\quad \left. + \int_{t_p-t_{rf}}^{t_p} -\frac{\hat{u}}{t_{rf}} (t-t_p) \cdot \sin(n\omega_0 t) dt + \int_{t_p}^{t_0} 0 \cdot \sin(n\omega_0 t) dt \right] \\
&= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \int_0^{t_{rf}} t \cdot \sin(n\omega_0 t) dt + \hat{u} \int_{t_{rf}}^{t_p-t_{rf}} \sin(n\omega_0 t) dt \right. \\
&\quad \left. - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \int_{t_p-t_{rf}}^{t_p} (t-t_p) \cdot \sin(n\omega_0 t) dt + 0 \right] \tag{2.8} \\
&= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{\sin(n\omega_0 t) - n\omega_0 t \cos(n\omega_0 t)}{n^2 \omega_0^2} \right]_0^{t_{rf}} - \hat{u} \left[ \frac{\cos(n\omega_0 t)}{n\omega_0} \right]_{t_{rf}}^{t_p-t_{rf}} \right. \\
&\quad \left. - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{\sin(n\omega_0 t) - n\omega_0 (t-t_p) \cos(n\omega_0 t)}{n^2 \omega_0^2} \right]_{t_p-t_{rf}}^{t_p} \right] \\
&= \frac{2}{T} \left[ \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{\sin(n\omega_0 t_{rf}) - n\omega_0 t_{rf} \cos(n\omega_0 t_{rf})}{n^2 \omega_0^2} \right] \right. \\
&\quad \left. - \hat{u} \left[ \frac{\cos(n\omega_0 (t_p - t_{rf}))}{n\omega_0} - \frac{\cos(n\omega_0 t_{rf})}{n\omega_0} \right] \right. \\
&\quad \left. - \frac{\hat{u}}{t_{rf}} \left[ \frac{\sin(n\omega_0 t_p)}{n^2 \omega_0^2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \frac{\sin(n\omega_0 (t_p - t_{rf})) - n\omega_0 ((t_p - t_{rf}) - t_p) \cos(n\omega_0 (t_p - t_{rf}))}{n^2 \omega_0^2} \right] \right]
\end{aligned}$$

Der exakte Verlauf einer Funktion lässt sich oft nur durch eine unendliche Fourier-Reihe darstellen. Somit führt ein Abbruch der Reihenentwicklung nach einer bestimmten Anzahl von Gliedern meist nur zu einer Näherung des tatsächlichen Funktionsverlaufs. Dieser Zusammenhang wird bei Betrachtung der [Abbildung 2.2](#) deutlich, in der die Fourierreihenentwicklung der Funktion  $u(t)$  nach zwei, fünf und 20 Reihengliedern abgebrochen wurde.

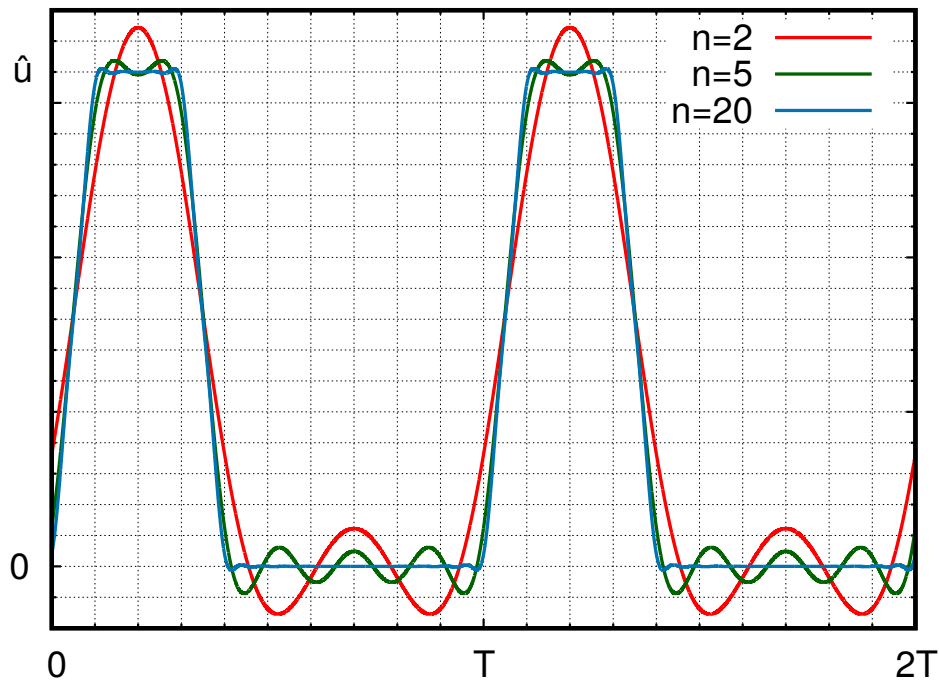


Abbildung 2.2: Näherungskurven der Funktion  $u(t)$

Das der Fourierreihe zugehörige Amplitudenspektrum erhält man anhand der Fourierkoeffizienten mit Gl. (2.9)<sup>4</sup> Die errechneten Werte entsprechen jeweils dem Betrag der Amplitude der Kreisfrequenz  $n\omega_0$ . (vgl. [Scheithauer, 2004](#), S. 149)

$$d_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ mit } (n \in \mathbb{N}_{>0}) \quad (2.9)$$

Die höchste Oberschwingung im Amplitudenspektrum für die gilt:  $d_n \neq 0$  wird durch die größte zeitliche Änderung des Signalverlaufs im Zeitbereich verursacht. (vgl. [Scheithauer, 2004](#), S. 149)

Um diesen Zusammenhang zu veranschaulichen sind in [Abbildung 2.3](#) die Näherungskurven zweier Pulse ("Puls 1" und "Puls 2") mit identischer Anstiegs- bzw. Abfallzeit  $t_{rf}$  aber unterschiedlicher Pulsweite  $t_p$  mit 20 Reihengliedern sowie in [Abbildung 2.4](#) das zugehörige Amplitudenspektrum dargestellt. Aufgrund der verhältnismäßig langen Anstiegs- und Abfallzeit  $t_{rf}$  enthält das Amplitudenspektrum nur wenige Oberschwingungen mit einer relevanten Amplitude. Die geringen Beiträge bei höheren Frequenzen werden von den "Ecken" im Funktionsgraph hervorgerufen.

---

<sup>4</sup>Formel übernommen aus: ([Scheithauer, 2004](#), S. 149 (4.105))

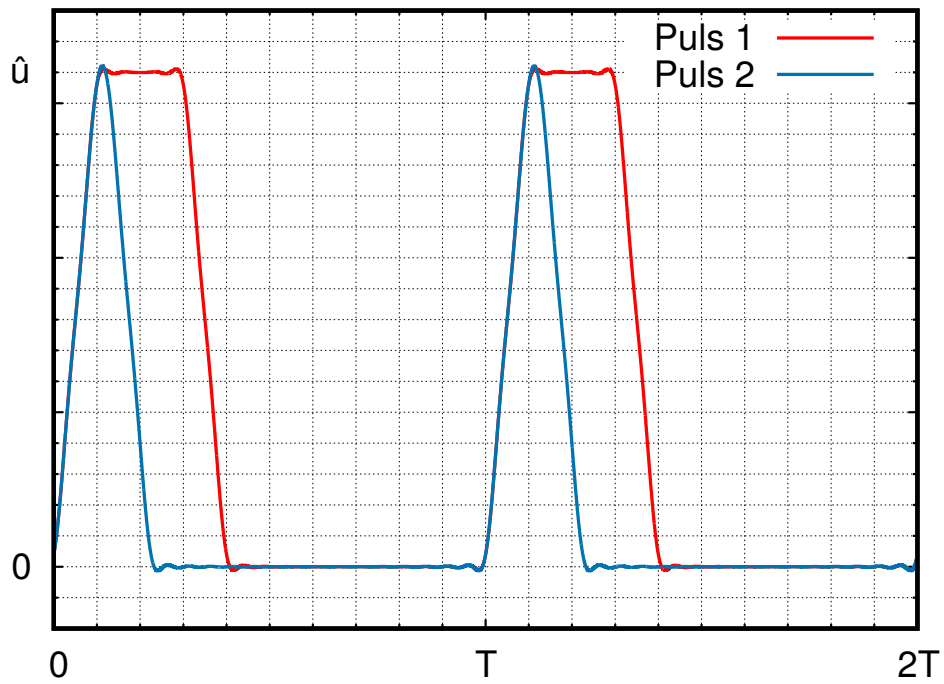


Abbildung 2.3: Näherungskurven

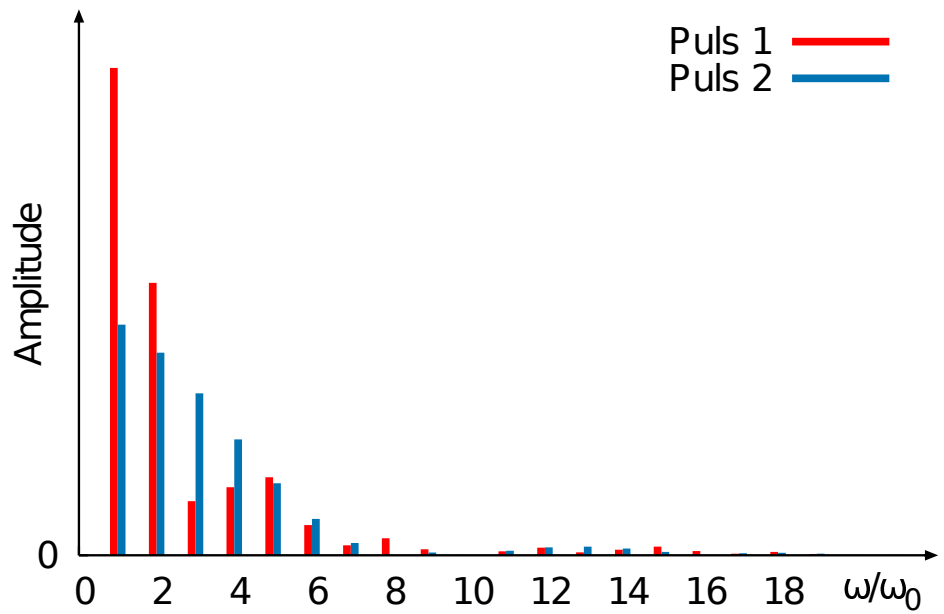
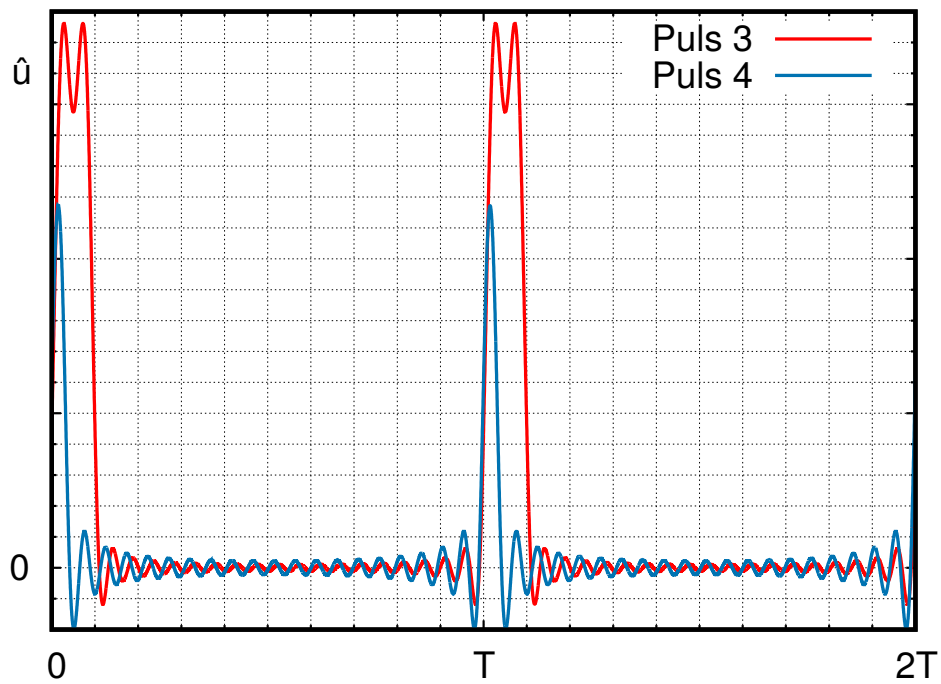
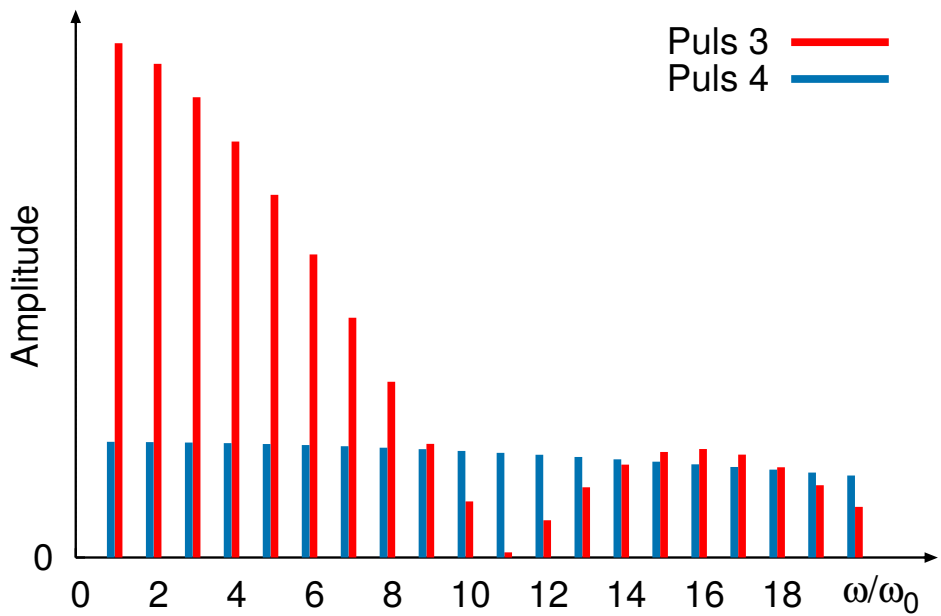


Abbildung 2.4: Amplitudenspektrum

Reduziert man die Anstiegs- und Abfallzeit  $t_{rf}$  hingegen deutlich, erhält man für die Pulse "Puls 3" und "Puls 4" die in [Abbildung 2.5](#) dargestellte Näherungsfunktion. Die Anstiegs- und Abfallzeit  $t_{rf}$  ist bei beiden Pulsen identisch und nur die Pulsweite unterscheidet sich. Am Verlauf der Näherungsfunktion ist erkennbar, dass sich die Pulsform mit 20 Reihengliedern nur unzureichend annähern lässt und die Funktion daher noch weitere Oberschwingungen mit erheblicher Amplitude enthält. Bei Betrachtung des zugehörigen Amplitudenspektrums in [Abbildung 2.6](#) fällt auf, dass eine Reduzierung der Pulsweite sowohl zu einer Verschiebung der Nullstellen im Spektrum als auch zu einer Verringerung der mittleren Amplitude führt. Bei der Entwicklung eines Kammgenerators muss man daher einen Kompromiss zwischen einer hohen Ausgangsleistung und einem möglichst linearen Linienspektrum im gewünschten Frequenzbereich finden und die Impulsweite entsprechend auslegen.

Abbildung 2.5: Näherungskurven von  $u(t)$  bei kurzer Anstiegs- und AbfallzeitAbbildung 2.6: Amplitudenspektrum von  $u(t)$  bei kurzer Anstiegs- und Abfallzeit



Da Nullstellen im für die Nutzung als Referenzquelle relevanten Teil des Spektrums vermieden werden sollten, ist es wichtig die Position in Abhängigkeit von der Pulsweite berechnen zu können. Dazu wird ein einzelner Puls im Zeitbereich als Alternative zur Definition in Gl. (2.4) durch die Faltung von zwei Rechtecken in Gl. (2.10) beschrieben.

$$u(t) = \sqrt{\hat{u}} \cdot \text{rect} \left( \frac{t}{t_p - t_{rf}} \right) * \sqrt{\hat{u}} \cdot \text{rect} \left( \frac{t}{t_{rf}} \right) \quad (2.10)$$

Mit Hilfe der Fouriertransformation erhält man die zugehörige Funktion  $U(j\omega)$  im Frequenzbereich anhand derer sich dann die Nullstellen im Spektrum bestimmen lassen.

$$\begin{aligned} U(j\omega) &= \mathcal{F}(u(t)) \\ &= \sqrt{\hat{u}} \cdot (t_p - t_{rf}) \cdot \text{si} \left( \omega \frac{t_p - t_{rf}}{2} \right) \cdot \sqrt{\hat{u}} \cdot t_{rf} \cdot \text{si} \left( \omega \frac{t_{rf}}{2} \right) \\ &= \hat{u} \cdot (t_p - t_{rf}) \cdot \text{si} \left( \omega \frac{t_p - t_{rf}}{2} \right) \cdot t_{rf} \cdot \text{si} \left( \omega \frac{t_{rf}}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Bei Betrachtung der Funktion  $U(j\omega)$  ist erkennbar, dass die Nullstellen im Spektrum an den Stellen auftreten, an denen der Klammerinhalt einer oder beider si-Glieder einem ganzzahligen Vielfachen von  $\pi$  entspricht. Da das Spektrum des Kammgenerators im relevanten Frequenzbereich frei von Nullstellen sein soll, ist für die Auslegung der Pulsweite nur die Position der ersten Nullstelle von Bedeutung. Diese liegt bei  $f=1/(t_p-t_{rf})$ .

## 2.2 Bauelemente zur Pulserzeugung

Zur Erzeugung von Pulsen mit einer sehr kurzen Anstiegs- und Abfallzeit sowie einer geringen Pulsweite werden in der Praxis je nach Anwendungsfall vor allem sogenannte Step-Recovery-Dioden und Avalanche-Transistoren eingesetzt. Auf den Aufbau und die Funktionsweise dieser Bauelemente wird in diesem Abschnitt eingegangen.

### 2.2.1 Step-Recovery-Diode

Eine Step-Recovery-Diode (SRD), auch Speicherschaltodiode genannt, besitzt im Gegensatz zu einer gewöhnlichen pn-Diode zwischen den jeweils stark dotierten p- und n-Raumladungszonen entweder eine schwach dotierte p- oder n-Schicht oder eine intrinsisch leitende<sup>5</sup> i-Schicht (siehe [Abbildung 2.7](#)). (vgl. [Kummer, 1986](#), S. 323)

Damit entspricht der Aufbau einer Step-Recovery-Diode prinzipiell einer in der Leistungselektronik und Hochfrequenztechnik gebräuchlichen PIN-Diode wobei jedoch die i-Schicht bei einer Step-Recovery-Diode deutlich schmaler ausgeführt wird. Aufgrund der schmalen i-Schicht besitzen Step-Recovery-Dioden eine wesentlich geringe Sperrspannung von meist unter 100 V. (vgl. [Stiny, 2016](#), S. 212 f)

Da in der i-Schicht beim Betrieb der Diode in Flussrichtung Ladungsträger gespeichert werden, leitet die Diode für einen kurzen Zeitraum von etwa 0,1 bis 3 ns auch in Sperrichtung bis die Ladungsträger in der i-Schicht aufgebraucht sind. Anschließend wird die Diode abrupt hochohmig, was eine sehr steile Schaltflanke zur Folge hat. Aufgrund dieser steilen Schaltflanken mit einer Schaltzeit von oft weniger als 100 ps werden Step-Recovery-Dioden vor allem zur Pulserzeugung in Kammgeneratoren und Frequenzmultiplizierern eingesetzt. Die kürzesten Pulse die so erzeugt werden können haben eine Pulsweite von nur etwa 100 ps. (vgl. [Stiny, 2016](#), S. 212 f)

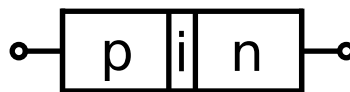


Abbildung 2.7: Aufbau einer Step-Recovery-Diode

---

<sup>5</sup>intrinsisch leitend: eigenleitend

## 2.2.2 Avalanche-Transistor

Bei einem Avalanche-Transistor handelt es sich um eine Sonderform des Bipolartransistors. Der Avalanche-Transistor wird speziell für den Betrieb im Bereich des sogenannten Lawinendurchbruchs der Kollektor-Basis-Diode des Transistors ausgelegt. (vgl. Tholl, 1978, S. 80) Beim Auftreten des Lawinendurchbruchs werden freie Elektronen in der Raumladungszone eines Halbleiterbauelements durch ein äußeres elektrisches Feld so sehr beschleunigt, dass sie genügend kinetische Energie besitzen um durch Stoßionisation Valenzelektronen aus dem Atomgitter herauszulösen und so vom Valenzband ins Leiterband zu heben ohne dabei selber die entstandenen Löcher zu besetzen. Es befinden sich also anschließend jeweils beide Elektronen im Leiterband. Bei einer ausreichend großen Sperrschichtweite werden diese erneut stark genug beschleunigt um weitere Atome zu ionisieren. Dadurch kommt es zu einem lawinenartigen Anstieg der Elektronen im Leiterband und somit des Sperrstroms, der ohne Strombegrenzung zu einer Zerstörung des Bauelements führt. (vgl. Goßner, 2011, S. 29f)

Da die Stromänderung beim Überschreiten der erforderlichen Durchbruchspannung meist eine Anstiegszeit von unter 1 ns aufweist wird der Lawinendurchbruch bei Avalanche-Transistoren zur Pulserzeugung in Kammgeneratoren eingesetzt.

Die Funktionsweise eines Kammgenerators der zur Pulserzeugung Avalanche-Transistoren im Bereich des Lawinendurchbruchs verwendet wird deutlich, wenn man das Verhalten eines solchen Transistors jeweils bei unbeschaltetem Emitter- und Basisanschluss näher betrachtet. Wird ein Avalanche-Transistor bei einem offenen Emitteranschluss mit einer positiven Kollektor-Basis-Spannung unterhalb der Durchbruchspannung der Kollektor-Basis-Diode  $U_{(BR)CB0}$  betrieben, fließt nur der Sperrstrom  $I_{CB0}$ : (vgl. Tholl, 1978, S. 80)

$$I_{CB0} = I_C = I_B \quad (2.12)$$

Durch eine Erhöhung dieser Spannung auf einen Wert oberhalb der Durchbruchspannung der Kollektor-Basis-Diode steigt der Sperrstrom um den Durchbruchfaktor  $M$ . Bei Betrachtung der Gl. (2.13)<sup>6</sup> ist zu erkennen, dass in diesem Fall der Kollektorstrom  $I_C$  gegen unendlich strebt. (vgl. Tholl, 1978, S. 80)

$$M I_{CB0} = I_C = I_B = \frac{I_{CB0}}{1 - (U_{CB}/U_{(BR)CB0})^m} \quad (2.13)$$

<sup>6</sup>Formel übernommen aus: (Tholl, 1978, S. 80 (80.2))

Wird der Transistor hingegen anstatt eines unbeschalteten Emitters mit einer offen Basis betrieben, so fließt der Sperrstrom  $I_{CB0}$  über die Basis-Emitter-Diode und bewirkt wie bei einem extern eingepägten Basisstrom zusätzlich einen um den Stromverstärkungsfaktor  $B$  verstärkten Strom  $I_{CB0}$ . Für den Kollektor-Emitter-Reststrom  $I_{CE0}$  gilt somit entsprechend der Gl. (2.14)<sup>7</sup>: (vgl. Tholl, 1978, S. 80)

$$I_{CE0} = (B + 1)I_{CB0} \quad (2.14)$$

Im Bereich des Lawinendurchbruchs gilt bei einer unbeschalteten Basis für den Kollektorstrom  $I_C$  die Gl. (2.15)<sup>8</sup>. Durch Einsetzen der Spannung  $U_{CE} = U_{CE0} = U_{(BR)CB0} / \sqrt[m]{B + 1}$  ist erkennbar, dass der Strom bereits bei der Spannung  $U_{CE0}$  gegen unendlich strebt und die Durchbruchspannung  $U_{(BR)CE0}$  somit unterhalb der Durchbruchspannung  $U_{(BR)CB0}$  liegt. (vgl. Tholl, 1978, S. 80 f)

$$I_C = \frac{I_{CE0}}{1 - (B + 1)(U_{CE}/U_{(BR)CB0})^m} \quad (2.15)$$

<sup>7</sup>Formel übernommen aus: (Tholl, 1978, S. 80 (80.4))

<sup>8</sup>Formel übernommen aus: (Tholl, 1978, S. 81 (81.1))

Die Durchbruchspannung  $U_{(BR)CE}$  ist dabei entsprechend der [Abbildung 2.8](#) abhängig von der Beschaltung der Basis. Schaltet man einen Widerstand zwischen Basis und Emitter des Transistors fließt ein negativer Basisstrom und die Basis-Emitter-Diode ist nur sehr schwach leitend. Der Transistor verhält sich daher wie bei einem offenen Emitter. Daher kann die Spannung  $U_{CE}$  Werte über  $U_{(BR)CE0}$  annehmen. Da durch eine Erhöhung der Spannung auch der Strom  $I_C \approx I_B$  durch den Basiswiderstand steigt, wächst auch die über dem Basiswiderstand abfallende Spannung  $U_{BE}$ . Sobald an der Basis bei  $U_{(BR)CER}$  die Schwellspannung von ca. 0,6 V anliegt, wird auch die Basis-Emitter-Diode leitend. Durch Stoßionisation in der Kollektor-Basis-Diode steigt der Basisstrom und damit auch die Spannung  $U_{BE}$  weiter an, sodass die Basis-Emitter-Diode zunehmend besser leitet und der Kollektorstrom fast ausschließlich über den Emitteranschluss des Transistors fließt. Bedingt durch einen nur noch sehr geringen Basisstrom verhält sich der Transistor nun wie bei einer unbeschalteten Basis und die Durchbruchspannung sinkt bei einem weiter steigenden Kollektorstrom  $I_C$  auf den Wert von  $U_{(BR)CE0}$ . Der Wert von  $U_{(BR)CER}$  ist also abhängig vom Basiswiderstand. Je kleiner dieser ausfällt, desto höher ist die Durchbruchspannung  $U_{CE}$  bis bei einem Wert von  $0 \Omega$  die Durchbruchspannung  $U_{(BR)CES}$  erreicht wird. Negative Basisspannungen können den Wert noch weiter steigern. Die Durchbruchspannung  $U_{(BR)CB0}$  stellt dabei aber stets die höchste Durchbruchspannung des Transistors dar. (vgl. [Tholl, 1978](#), S. 80 f)

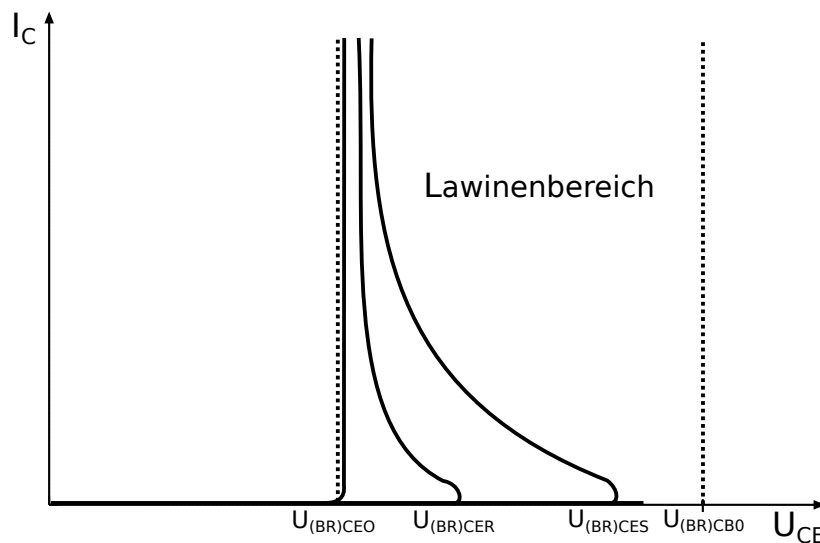


Abbildung 2.8: Lawinenbereich eines Bipolartransistors in Anlehnung an: ([Tietze u. a., 2010](#), S. 48 (Abb. 2.13))

## **3 Pulserzeugung anhand von Step-Recovery-Dioden**

Step-Recovery-Dioden werden aufgrund ihrer sehr kurzen Schaltzeiten und ihrer Langlebigkeit oft für den Aufbau von Kammgeneratoren mit geringer Ausgangsleistung eingesetzt. Zur Pulserzeugung wird dabei neben einer Pulsformschaltung, die im Wesentlichen aus einer Treiberinduktivität und der Step-Recovery-Diode besteht, noch ein Oszillator mit einem nachgeschalteten Verstärker zur Erzeugung einer hochfrequenten Versorgungsspannung sowie ein Netzwerk zur Impedanzanpassung benötigt. In diesem Abschnitt wird Segmentweise durch Auswahl und Auslegung geeigneter Standardschaltungen eine solche Kammgenerator-schaltung entwickelt.

### 3.1 Auslegung der Oszillatorschaltung

Für die Erzeugung der hochfrequenten Versorgungsspannung mit einer Frequenz von 10 Mhz wird ein Oszillator mit einer hohen Taktgenauigkeit benötigt, um die Grundfrequenz des Kammgenerators konstant zu halten. Generell eignen sich Quarzoszillatoren aufgrund Ihrer hohen Güte und einem sehr geringen Temperaturgang für diesen Anwendungsfall besonders. Da bei diesem Verwendungszweck keine hohen Anforderungen an den Signal-Rausch-Abstand des Oszillators gestellt werden, kann ein Taktoszillator, der zwar vergleichsweise stark rauscht, jedoch eine hohe Frequenzkonstanz aufweist und mit einem geringen schaltungstechnischen Aufwand realisiert werden kann, verwendet werden. Ein sogenannter Pierce-Oszillator in Emitterschaltung (siehe [Abbildung 3.1](#)) erfüllt alle die genannten Anforderungen und wird daher als Oszillatorschaltung verwendet. Beim Pierce-Oszillator handelt es sich um einen Colpitts-Oszillator bei welchem die Induktivität  $L$  des Oszillatorschwingkreises durch einen Schwingquarz ersetzt wird. Allgemein kann ein Pierce-Oszillator als Grundton- oder Oberton-Oszillator ausgeführt werden. Für die Erzeugung der Versorgungsspannung wird der Oszillator als Grundton-Oszillator realisiert. (vgl. [Geißler u. a., 1993](#), S. 313 f), (vgl. [Tietze u. a., 2010](#), S. 1557 f)

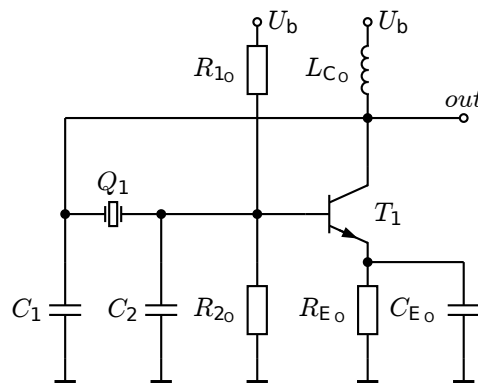


Abbildung 3.1: Pierce-Oszillator in Anlehnung an: ([Geißler u. a., 1993](#), S. 313, Bild 6.3.3-3a)

Die Schaltung des Pierce-Oszillators basiert auf einem Verstärker in Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung. Durch den Widerstand  $R_E$  wird die Gleichstromverstärkung  $A_G$  und damit auch die nichtlineare sowie die Temperaturdrift reduziert. Die Wechselstromverstärkung  $A_W$  wird aufgrund der Kapazität  $C_E$  bei höheren Frequenzen nur wenig beeinflusst. (vgl. Tietze u. a., 2010, S. 108 f, S. 123 f)

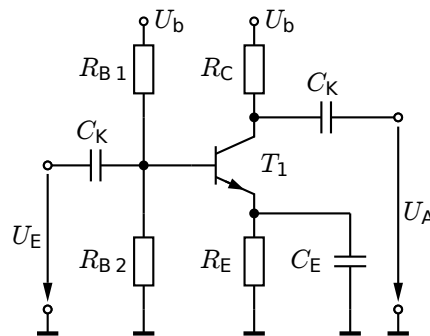


Abbildung 3.2: Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung in Anlehnung an: (Tietze u. a., 2010, S. 124, Abb. 2.77a)

Beim Pierce Oszillator wird der Ausgang des Verstärkers über einen Parallelschwingkreis welcher als kapazitive Dreipunktschaltung entsprechend der [Abbildung 3.3](#) ausgeführt wird auf den Eingang des Verstärkers zurückgekoppelt. Der Punkt zwischen den beiden Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  wird dabei auf Masse gelegt, um die  $180^\circ$ -Phasendrehung die der Ausgang des Verstärkers in Emitterschaltung gegenüber dem Eingang aufweist, zu korrigieren. (vgl. Geißler u. a., 1993, S. 300 f)

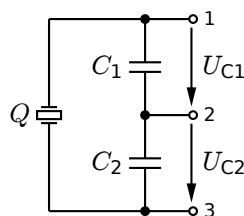


Abbildung 3.3: Kapazitive Dreipunkt Schaltung

Der Kollektorwiderstand  $R_C$  in [Abbildung 3.2](#) wird durch eine Spule zur Entkopplung der Schwingung von der Versorgungsspannung  $U_B$  ersetzt. Alternativ kann auch ein ohmscher Widerstand eingesetzt werden, der jedoch zu einer stärkeren Dämpfung der Oszillatorschwingung führt.



### 3.1.1 Berechnung der Bauteilwerte

In diesem Abschnitt werden die Werte der Bauelemente des Pierce-Oszillators berechnet. Die Auslegung der Bauelemente erfolgt für eine Versorgungsspannung von 18 V, da der Kammgenerator später mit Batterien betrieben werden soll und sich diese Spannung leicht durch Reihenschaltung zweier 9V-Blockbatterien realisieren lässt.

Für den Verstärker in Emitterschaltung des Pierce-Oszillators wird für einen Transistor vom Typ CDIL BC547B verwendet. Die Widerstände werden anhand der Formeln<sup>1</sup> zur Berechnung eines Verstärkers in Emitterschaltung ausgelegt:

$$\begin{aligned}
 R_{E_0} &= \frac{U_{R_{E_0}}}{-I_{E_0}} \approx \frac{U_{R_{E_0}}}{I_{C_0}} \\
 R_{C_0} &= \frac{U_B - U_{C_{E_0}} - U_{R_{E_0}}}{I_{C_0}} \\
 R_{1_0} &= \frac{U_B - U_{BE} - U_{R_{E_0}}}{I_{R_{2_0}} + I_{B_0}} \\
 R_{2_0} &= \frac{U_{BE} + U_{R_{E_0}}}{I_{R_{2_0}}}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Für die Auslegung des Emitterwiderstandes  $R_{E_0}$  wird für die Spannung  $U_{R_E}$  entsprechend der Empfehlung in (Goßner, 2011, S. 134) eine Spannung von 2 V gewählt.

Damit ergibt sich nach Gl. (3.1) für den Widerstand  $R_{E_0}$ :

$$R_{E_0} = \frac{U_{R_{E_0}}}{-I_{E_0}} \approx \frac{U_{R_{E_0}}}{I_{C_0}} = \frac{2\text{ V}}{10\text{ mA}} = 200\ \Omega$$

<sup>1</sup>Formeln übernommen aus: (Goßner, 2011, S. 134)

Die Spannung  $U_{CE}$  wird so gewählt, dass der Arbeitspunkt des Oszillators bei der Hälfte des maximalen Aussteuerbereichs liegt. Da 2 V über dem Widerstand  $R_{E_0}$  abfallen, folgt für die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE_0}$  entsprechend der Gl. (3.2) eine Spannung von 8 V.

$$U_{CE_0} = \frac{1}{2} \cdot (U_B - U_{R_{E_0}}) = \frac{1}{2} \cdot (18\text{ V} - 2\text{ V}) = 8\text{ V} \quad (3.2)$$

Daher gilt nach Gl. (3.1) für den Kollektorwiderstand  $R_{C_0}$ :

$$R_{C_0} = \frac{U_B - U_{CE_0} - U_{R_{E_0}}}{I_{C_0}} = \frac{18\text{ V} - 8\text{ V} - 2\text{ V}}{10\text{ mA}} = 800\ \Omega$$

Wie bereits in Abschnitt 3.1 erwähnt, wird anstatt eines ohmschen Kollektorwiderstandes zur Reduzierung der Dämpfung eine Spule verwendet. Diese wird so ausgelegt, dass ihr Blindwiderstand bei der Resonanzfrequenz des Pierce-Oszillators dem berechneten Wert von  $R_{C_o}$  entspricht:

$$R_{C_o} = \omega_0 \cdot L_{C_o}$$

$$L_{C_o} = \frac{R_{C_o}}{\omega_0} = \frac{800 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz}} = 12,73 \mu\text{H}$$

Für die Auslegung des Basisspannungsteilers aus  $R_{1_0}$  und  $R_{2_0}$  wird der Basisstrom  $I_B$  benötigt. Dieser kann näherungsweise entsprechend der Gl. (3.16) über den Kollektorstrom  $I_C$  und die Wechselstromverstärkung  $\beta$  bestimmt werden. Zur Bestimmung Wechselstromverstärkung des Transistors CDIL BC547B wird zuerst die Stromsteuerkennlinie  $I_C = f(I_B)$  mit Linear Technology LTspice IV simuliert. Zur Simulation der Kennlinie wird bei einer konstanten Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE} = 8 \text{ V}$  an der Stromquelle I1 in der Simulationsschaltung in [Abbildung 3.4](#) ein DC-sweep von  $0 \mu\text{A}$  bis  $40 \mu\text{A}$  mit einer Schrittweite von  $100 \text{ nA}$  durchgeführt.

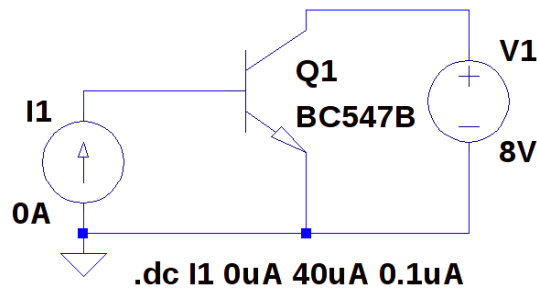


Abbildung 3.4: Simulationsschaltung

Die simulierte Stromsteuerkennlinie ist in [Abbildung 3.5](#) dargestellt. Der Kennlinie wird zur Bestimmung der Gleichstromverstärkung der einem Kollektorstrom  $I_C$  von 10 mA zugehörige Basisstrom  $I_B$  entnommen. Dieser beträgt 33,4  $\mu\text{A}$ .

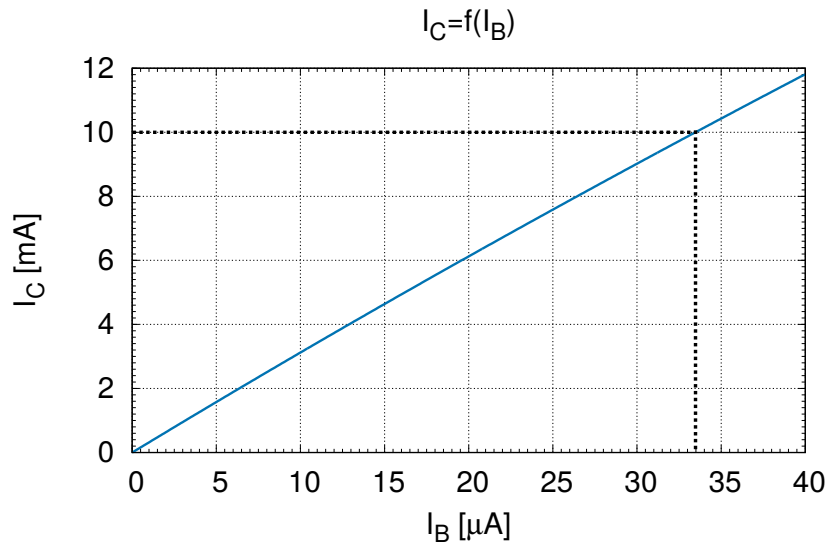


Abbildung 3.5: simulierte Stromsteuerkennlinie  $I_C=f(I_B)$

Anhand der Werte für  $I_C$  und  $I_B$  wird die Gleichstromverstärkung  $B$  mit Gl. (3.3)<sup>2</sup> ermittelt.

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10 \text{ mA}}{33,4 \mu\text{A}} = 299 \quad (3.3)$$

Besonders bei höheren Frequenzen weicht die Gleichstromverstärkung  $B$  zunehmend von der Wechselstromverstärkung  $\beta$  ab. Da die Wechselstromverstärkung linear abfällt und bei der Transitfrequenz  $f_T$  einen Wert von  $\beta = 1$  hat, kann die Wechselstromverstärkung entsprechend der Gleichung (3.4) anhand der Gleichstromverstärkung und der Transitfrequenz bestimmt werden. Die Transitfrequenz  $f_T$  des Transistors beträgt laut Datenblatt<sup>3</sup> 300 MHz.

Daher gilt für die Wechselstromverstärkung des Transistors bei  $f=10$  MHz:

$$\beta(f = 10 \text{ MHz}) = -\frac{299 - 1}{300 \text{ MHz}} \cdot 10 \text{ MHz} + 299 = 289 \quad (3.4)$$

<sup>2</sup>Formel übernommen aus: (Goßner, 2011, S. 124)

<sup>3</sup>Datenblatt des Transistors: [Continental Device India Limited \(a\)](#)

Für einen Kollektorstrom von 10 mA bei einer Frequenz von 10 MHz wird somit entsprechend Gl. (3.5) ein Basisstrom von 34,6  $\mu\text{A}$  benötigt.

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{B} = \frac{10 \text{ mA}}{289} = 34,6 \mu\text{A} \quad (3.5)$$

Der Strom  $I_{R_2}$  wird entsprechend der Empfehlung in (Goßner, 2011, S. 134) so gewählt, dass gilt:  $I_{R_2} = (3 \dots 10) I_B$ .

Damit folgt für die Widerstände des Basisspannungsteilers entsprechend der Gl. (3.1):

$$R_{10} = \frac{U_B - U_{BE} - U_{RE0}}{I_{R_{20}} + I_B} = \frac{18 \text{ V} - 0,7 \text{ V} - 2 \text{ V}}{346 \mu\text{A} + 34,6 \mu\text{A}} = 40,2 \text{ k}\Omega$$
$$R_{20} = \frac{U_{BE} + U_{RE0}}{I_{R_{20}}} = \frac{0,7 \text{ V} + 2 \text{ V}}{346 \mu\text{A}} = 7,8 \text{ k}\Omega$$

**Auslegung der Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$ :**

Die vom Hersteller für einen Schwingquarz angegebene Frequenz entspricht der gezogenen Reihen- oder Parallelresonanzfrequenz wenn an den Anschlüssen des Quarzes die vorgesehene Lastkapazität  $C_L$  angeschlossen ist.

Für den Pierce-Oszillator wird ein 10 MHz Schwingquarz vom Typ HC-49/US für den laut Datenblatt<sup>4</sup> eine Lastkapazität von 32 pF vorgesehen ist verwendet. Die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  des Oszillators werden daher so ausgelegt, dass sie in Reihe geschaltet einen Wert von 32 pF haben.

Aufgrund der kleinen Werte der Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  müssen die Kapazitäten  $C_{BE}$  und  $C_{CE}$  des Bipolartransistors bei der Berechnung der Lastkapazität berücksichtigt werden. Der Transistor hat laut Datenblatt<sup>5</sup> eine Basis-Emitter-Kapazität  $C_{BE}$  von 9pF und eine Kollektor-Emitter-Kapazität  $C_{CE}$  von 4,5 pF. (vgl. [Geißler u. a., 1993](#), S. 313 f)

Daher folgt für die Lastkapazität  $C_L$ :

$$C_L = \frac{(C_1 + C_{CE}) \cdot (C_2 + C_{BE})}{C_1 + C_{CE} + C_2 + C_{BE}} \quad (3.6)$$

Für die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  gilt somit:

$$C_1 = \frac{C_L \cdot (C_{CE} + C_2 + C_{BE}) - C_{CE} \cdot (C_2 + C_{BE})}{C_2 + C_{BE} - C_L} \quad (3.7)$$

$$C_2 = \frac{C_L \cdot (C_1 + C_{CE} + C_{BE}) - C_{BE} \cdot (C_1 + C_{CE})}{C_1 + C_{CE} - C_L} \quad (3.8)$$

<sup>4</sup>Datenblatt des Schwingquarzes: [HC49US](#)

<sup>5</sup>Datenblatt des Transistors: [Continental Device India Limited \(a\)](#)

Damit der Pierce-Oszillator anschwingt muss der Koppelfaktor  $K$  entsprechend der Gl.(3.9)<sup>6</sup> größer sein als der Kehrwert der Verstärkung  $V_0$ . (vgl. Geißler u. a., 1993, S. 302)

$$K > \frac{1}{V_0} \quad (3.9)$$

Unter der Bedingung, dass gilt:  $C_1 \gg C_2$  sowie  $r_{CE} \gg R_C$  und  $R_p \gg R_C$  gilt näherungsweise die Gl. (3.10)<sup>7</sup>. (vgl. Geißler u. a., 1993, S. 302)

$$K = \frac{C_2}{C_1} > \frac{1}{S R_C} \quad (3.10)$$

Die Steilheit  $S$  wird anhand der Temperaturspannung  $U_T$  und dem Kollektorstrom im Arbeitspunkt  $I_{C,A}$  in Gl. (3.11)<sup>8</sup> berechnet.

$$S = \frac{I_{C,A}}{U_T} \text{ mit } U_T = \frac{k \cdot T}{e} \quad (3.11)$$

Bei einer Betriebstemperatur von 50°C (323,15K) folgt damit für die Steilheit  $S$ :

$$S = \frac{I_{C,A}}{\frac{k \cdot T}{e}} = \frac{10 \text{ mA}}{\frac{k \cdot T}{e}} \approx 0,359 \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

Durch Einsetzen der Steilheit  $S$  erhält man für die Bedingung in (3.10):

$$K = \frac{C_2}{C_1} > \frac{1}{S R_C} = \frac{1}{0,359 \Omega^{-1} \cdot 800 \Omega} = 3,48 \cdot 10^{-3} \quad (3.12)$$

Wählt man für  $C_1$  eine Kapazität von 200 pF folgt mit Gl. (3.8) für  $C_2$  ein Wert von 28 pF. Damit gilt  $K=0,14$  und die Bedingung (3.10) ist sicher erfüllt.

<sup>6</sup>Formel übernommen aus: (Geißler u. a., 1993, S. 302 (6.3.2/22))

<sup>7</sup>Formel übernommen aus: (Geißler u. a., 1993, S. 302)

<sup>8</sup>(vgl. Rost, 1992, S. 205 f (4.71))

**Berechnung des Emitterkondensators**

Durch den Emitterkondensator wird der Emitterwiderstand  $R_{E_0}$  für die Resonanzfrequenz des Pierce-Oszillators weitgehend kurzgeschlossen, um die Wechselspannungsverstärkung  $A_W$  nicht durch den Emitterwiderstand zu reduzieren. Für den Kondensator wird daher eine Kapazität von 22 nF gewählt, was bei einer Frequenz von 10 MHz entsprechend Gl. (3.13) einem Blindwiderstand von  $0,72 \Omega$  entspricht. (vgl. [Tietze u. a., 2010](#), S. 123)

$$X_{C_E} = \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz} \cdot 22 \text{ nF}} = 0,72 \Omega \quad (3.13)$$



### 3.1.2 Simulation der Oszillatorschaltung

Um die Funktionsfähigkeit des berechneten Pierce-Oszillators zu überprüfen, wird das Verhalten der Schaltung in Linearer Technology LTspice IV simuliert. Der verwendete Schwingquarz wird dabei mit Hilfe des elektrischen Ersatzschaltbildes in [Abbildung 3.6](#) in der Simulationsschaltung nachgebildet.

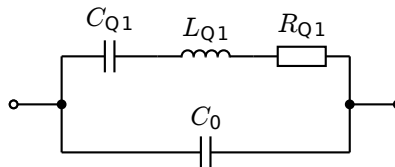


Abbildung 3.6: Elektrisches Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes in Anlehnung an: ([Geißler u. a., 1993](#), S. 307 (Bild 6.3.3-1a))

Die Berechnung der Ersatzparameter des Schwingquarzes erfolgt anhand des Serienwiderstandes mit den Formeln zur Berechnung der Güte eines Reihen- und Parallelschwingkreises. Der Serienwiderstand  $R_{Q1}$  hat laut Datenblatt<sup>9</sup> einen Wert von  $60 \Omega$ . Reale Schwingquarze haben einen sehr hohen Gütefaktor von etwa  $10^6$ . Da die Schaltung bei einer so hohen Güte nur sehr langsam anschwingen würde, werden die Ersatzparameter für  $C_{Q1}$  und  $L_{Q1}$  für einen Gütefaktor von 1000 berechnet: (vgl. [Gunthard Kraus, 2014](#), S. 132 ff)

$$C_{Q1} = \frac{1}{\omega_r R_{Q1} \cdot Q} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz} \cdot 60 \Omega \cdot 1000} = 0,265258 \text{ pF}$$

$$L_{Q1} = \frac{R_{Q1} Q}{\omega_r} = \frac{60 \Omega \cdot 1000}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz}} = 954,930 \mu\text{H}$$

<sup>9</sup>Datenblatt des Schwingquarzes: HC49US

Die Simulationsschaltung inklusive der Messpunkte ist in [Abbildung 3.7](#) dargestellt. Die im Ersatzschaltbild in [Abbildung 3.6](#) enthaltene Kapazität  $C_{Q0}$  entfällt in der Simulationsschaltung, da diese der aus den Kapazitäten  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_{BE}$  und  $C_{CE}$  resultierenden Gesamtlastkapazität  $C_L$  aus Abschnitt 3.1.1 entspricht.

Ein realer Pierce Oszillator schwingt aufgrund des Einschaltimpulses oder durch Rauschen an. Damit die Simulationsschaltung des Pierce-Oszillators anschwingt, wird daher z.B. ein Schaltimpuls an der Versorgungsspannung  $U_B$  benötigt. Aus diesem Grund wird anstatt einer gewöhnlichen Gleichspannungsquelle für die Versorgung der Oszillatorschaltung eine Quelle verwendet die einen Rechtecksprung mit einer Anstiegszeit von 10 ns simuliert. (vgl. [Kraus, 2014](#), S. 125)

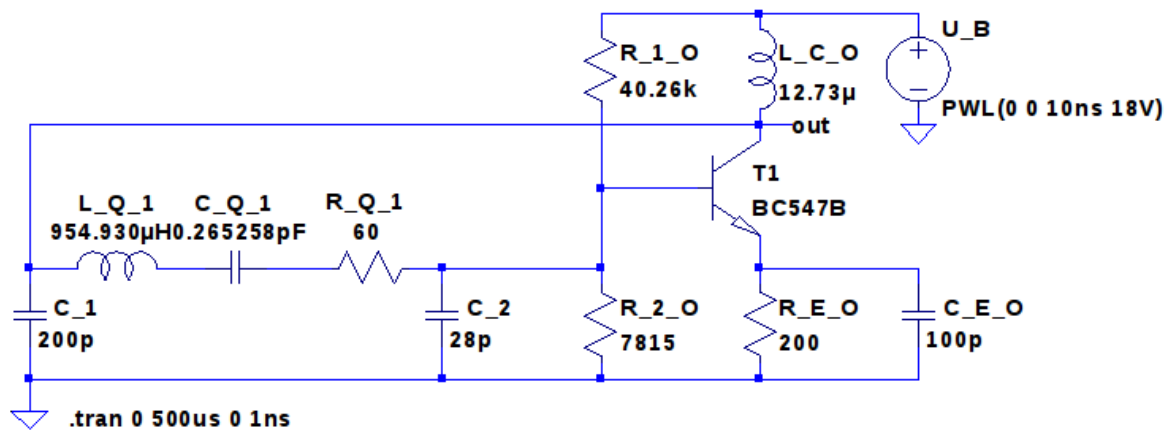


Abbildung 3.7: Simulationsschaltung Pierce-Oszillator

Die [Abbildung 3.8](#) zeigt die simulierte Ausgangsspannung des Pierce Oszillators für die ersten 500  $\mu\text{s}$ . Es ist erkennbar, dass der Oszillator mit den berechneten Bauelementen sicher anschwingt. Das starke Überschwingen zu Beginn der Simulation wird von der simulierten Schaltflanke in der Versorgungsspannung  $U_B$  verursacht. Nach dem Anschwingen des Oszillators beträgt die Spitze-Spitze-Spannung  $U_{ppO}$  am Ausgang des Oszillators im stationären Betrieb 11,86 V.

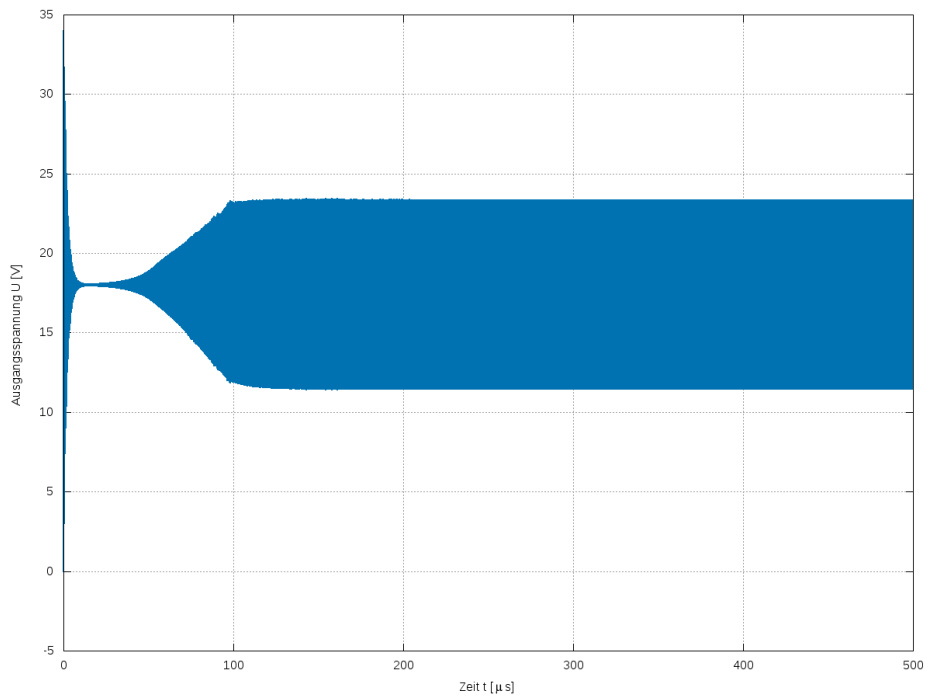


Abbildung 3.8: Anschwingvorgang des simulierten Pierce-Oszillators

## 3.2 Auslegung der Verstärkerstufe

Da der Ausgang des Pierce-Oszillators vergleichsweise hochohmig ist und die Schwingung des Oszillators durch die abrupt wechselnde Belastung durch das Netzwerk zur Pulserzeugung gestört werden würde, wird dazwischen eine Verstärkerstufe geschaltet. Zur Unterdrückung der Oberschwingungen des Oszillators bei der Verstärkung des Oszillatorsignals, wird ein aus diskreten Bauelementen aufgebauter Selektivverstärker eingesetzt. Dabei handelt es sich wie bereits bei dem Pierce-Oszillator um einen Verstärker in Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung bei dem der Kollektorwiderstand  $R_C$  durch einen Parallelschwingkreis ersetzt wird (siehe [Abbildung 3.9](#)). Die Spannungsverstärkung des Selektivverstärkers erreicht somit bei der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises ihr Maximum. (vgl. [Geißler u. a., 1993](#), S. 244 ff)

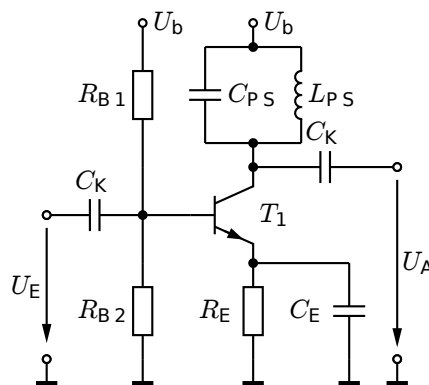


Abbildung 3.9: Einstufiger Selektivverstärker in Anlehnung an: ([Geißler u. a., 1993](#), S. 244, Bild 5.4.2-1a)

### 3.2.1 Berechnung der Bauteilwerte

#### Auslegung der Widerstände

Die Berechnung des Basisspannungsteilers des Selektivverstärkers erfolgt entsprechend der Beschreibung in Abschnitt 3.1.1. Für den Verstärker wird erneut ein Transistor vom Typ CDIL BC547B verwendet. Dieser darf laut Datenblatt<sup>10</sup> mit einem maximalen Kollektorstrom von 100 mA betrieben werden. Da bei dem maximal zulässigen Kollektorstrom mit einer erheblichen Erwärmung und einer damit verbundenen Veränderung der Verstärkung  $\beta$  des Transistors zu rechnen ist, wird als Kompromiss zwischen einem möglichst niederohmigen Verstärkerausgang und einer geringen Erwärmung des Transistors ein Kollektorstrom von 50 mA gewählt. Die Wechselstromverstärkung des Transistors wird erneut entsprechend der in Abschnitt 3.1.1 beschriebenen Vorgehensweise ermittelt. Die für die Simulation der Stromsteuerkennlinie verwendete Simulationsschaltung ist in **Abbildung 3.10** dargestellt. Für die Simulation der Kennlinie wird bei einer konstanten Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE} = 8 \text{ V}$  an der Stromquelle I1 ein DC-sweep von  $0 \mu\text{A}$  bis  $300 \mu\text{A}$  mit einer Schrittweite von  $500 \text{ nA}$  durchgeführt.

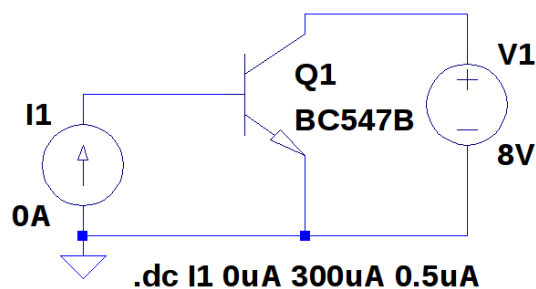


Abbildung 3.10: Simulationsschaltung

<sup>10</sup>Vgl. Continental Device India Limited (a)

Der simulierten Stromsteuerkennlinie in [Abbildung 3.11](#) wird der einem Kollektorstrom  $I_C$  von 50 mA zugehörige Basisstrom  $I_B$  entnommen. Dieser beträgt 210  $\mu A$ . Anhand dieser Daten wird die Gleichstromverstärkung  $B$  mit Gl. (3.14) berechnet.

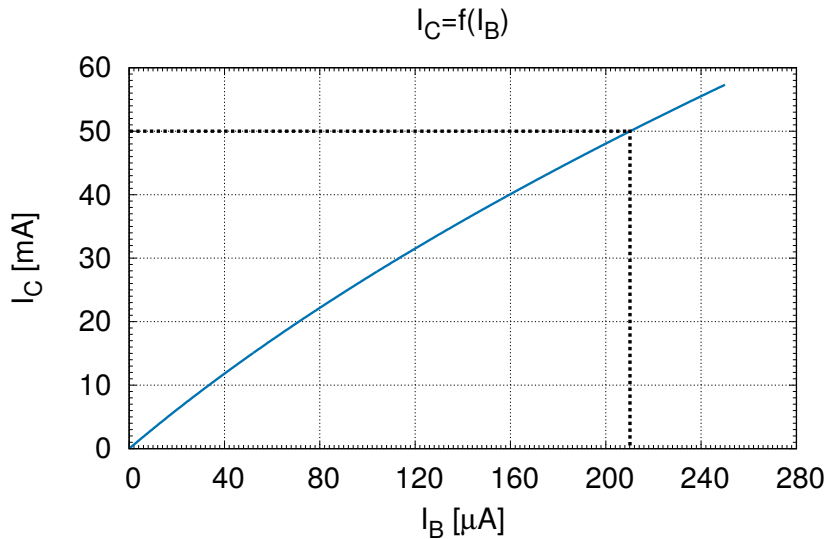


Abbildung 3.11: simulierte Stromsteuerkennlinie  $I_C = f(I_B)$

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{50 \text{ mA}}{210 \mu A} = 238 \quad (3.14)$$

Die Berechnung der Wechselstromverstärkung  $\beta$  für eine Frequenz von 10 MHz erfolgt entsprechend der Beschreibung in [Abschnitt 3.1.1](#):

$$\beta(f = 10 \text{ MHz}) = -\frac{238 - 1}{300 \text{ MHz}} \cdot 10 \text{ MHz} + 238 = 230 \quad (3.15)$$

Daraus folgt für den Basisstrom  $I_{B_V}$ :

$$I_{B_V} = \frac{I_{C_V}}{\beta} = \frac{50 \text{ mA}}{230} = 217,2 \mu A \quad (3.16)$$

Für die Widerstände  $R_{1V}$ ,  $R_{2V}$  und  $R_{EV}$  folgt somit mit Gl. (3.1):

$$R_{1V} = \frac{U_B - U_{BE} - U_{REv}}{I_{R_{2V}} + I_{Bv}} = \frac{18\text{ V} - 0,7\text{ V} - 2\text{ V}}{2,172\text{ mA} + 217,2\text{ }\mu\text{A}} = 6404\text{ }\Omega$$

$$R_{2V} = \frac{U_{BE} + U_{REv}}{I_{R_{2V}}} = \frac{0,7\text{ V} + 2\text{ V}}{2,172\text{ mA}} = 1243\text{ }\Omega$$

$$R_{EV} = \frac{U_{REv}}{-I_{Ev}} \approx \frac{U_{REv}}{I_{Cv}} = \frac{2\text{ V}}{50\text{ mA}} = 40\text{ }\Omega$$

### Berechnung des Parallelschwingkreises

Zur Berechnung der Bauteilwerte des Parallelschwingkreises wird das in [Abbildung 3.12](#) dargestellte Ersatzschaltbild des Selektivverstärkers verwendet. Der Parallelschwingkreis wird so ausgelegt, dass seine Resonanzfrequenz bei 10 MHz liegt. Wie im Ersatzschaltbild erkennbar ist, haben die der Kapazität  $C_{PS}$  parallelgeschalteten Kapazitäten  $C_{CE}$  und  $C_S$  einen Einfluss auf die Resonanzfrequenz des Schwingkreises und müssen daher bei der Berechnung berücksichtigt werden. Die Kapazität  $C_S$  berücksichtigt dabei die parasitäre Kapazität des Schaltungsaufbaus. Damit gilt für die resultierende Kapazität  $C_{PS_{res}}$  des Parallelschwingkreises: (vgl. [Geißler u. a., 1993](#), S. 244 f)

$$C_{PS_{res}} = C_{CE} + C_S + C_{PS} \quad (3.17)$$

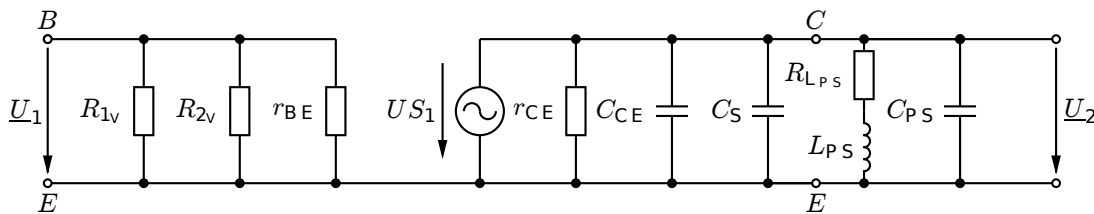


Abbildung 3.12: Ersatzschaltbild Selektivverstärker in Anlehnung an: ([Geißler u. a., 1993](#), S. 244, Bild 5.4.2-1b)

Zur Berechnung der Resonanzfrequenz  $f_0$  wird die Gesamtadmittanz  $\underline{Y}_{PS_{ges}}$  des Schwingkreises benötigt. Für diese gilt:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{PS_{ges}} &= \frac{1}{R_{LPS} + j\omega_0 L} + j\omega_0 C \\ &= \frac{R_{LPS}}{L_{PS}^2 \omega_0^2 + R_{LPS}^2} + \left( \frac{L_{PS}^2 C_{PS} \omega_0^3 + C_{PS} R_{LPS}^2 \omega_0 - L_{PS} \omega_0}{L_{PS}^2 \omega_0^2 + R_{LPS}^2} \right) j \end{aligned} \quad (3.18)$$

Bei der Resonanzkreisfrequenz  $\omega_0$  des Parallelschwingkreises gilt für den Imaginärteil der Gesamtadmittanz  $\underline{Y}_{PS_{ges}}$ :

$$\begin{aligned} \text{Im}\{\underline{Y}_{PS_{ges}}\} &= 0 \\ \frac{L_{PS}^2 C_{PS} \omega_0^3 + C_{PS} R_{LPS}^2 \omega_0 - L_{PS} \omega_0}{L_{PS}^2 \omega_0^2 + R_{LPS}^2} &= 0 \end{aligned} \quad (3.19)$$



Daraus folgt für die Resonanzkreisfrequenz  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_{PS} - R_{LPS}^2 C_{PS}}{L_{PS}^2 C_{PS}}} \text{ mit } \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (3.20)$$

und somit für die Resonanzfrequenz  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{PS} - R_{LPS}^2 C_{PS}}{L_{PS}^2 C_{PS}}} \quad (3.21)$$

Wie anhand der Formel (3.20) erkennbar ist, kann bei gegebener Resonanzfrequenz der Wert einer der beiden Energiespeicher frei gewählt werden. Da sich der Schwingkreis über die Anpassung des Windungsabstandes leicht Abstimmen lässt, wird für die Kapazität ein Wert von 1 nF vorgegeben. Aufgrund der Exemplarstreuung des realen Kondensators  $C_{PS}$ , werden die deutlich kleineren Kapazitäten  $C_{CE}$  und  $C_S$  bei der Berechnung vernachlässigt. Die Abweichung wird später beim Messaufbau durch das Abstimmen der Induktivität  $L_{PS}$  korrigiert. Mit (3.20) folgt somit für die Induktivität  $L_{PS}$ :

$$\begin{aligned} L_{PS} &= \frac{1}{2 C_{PS} \omega_0^2} + \sqrt{\left(\frac{1}{2 C_{PS} \omega_0^2}\right)^2 - \frac{R_{LPS}^2}{\omega_0^2}} \\ &= \frac{1}{2 \cdot 1 \text{ nF} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz})^2} \\ &\quad + \sqrt{\left(\frac{1}{2 \cdot 1 \text{ nF} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz})^2}\right)^2 - \frac{(0,1 \Omega)^2}{(2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz})^2}} \\ &= 253 \text{ nH} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Anhand der Güte des Schwingkreises lässt sich die Bandbreite des Selektivverstärkers beeinflussen. Da die Bandbreite mit steigender Güte zunehmend geringer wird, ist eine hohe Güte von Vorteil um eine möglichst große Dämpfung der Oberschwingungen des Pierce-Oszillators zu erreichen. Allerdings wird das Abstimmen des realen Schwingkreises mit steigender Güte durch die sehr geringe Bandbreite zu einer Herausforderung, da in diesem Fall die Oszillatorfrequenz und die Resonanzfrequenz des Schwingkreises sehr genau übereinstimmen müssen.

**Auslegung der Koppelkondensatoren**

Für den Koppelkondensator  $C_{K_1}$  am Eingang des Selektivverstärkers wird ein Kondensator mit einer Kapazität von 10 pF verwendet, um das Oszillatorsignal möglichst wenig durch die frequenzabhängige Belastung durch den Selektivverstärker zu verzerren.

Der Kondensator  $C_{K_2}$  wird so ausgelegt, dass bei einer Lastimpedanz von  $50\Omega$  eine möglichst geringe Spannung am Koppelkondensator abfällt. Daher wird ein Kondensator mit einer Kapazität von 1 nF gewählt. Bei einer Frequenz von 10 MHz entspricht dieser Wert einer Impedanz von  $15,9\Omega$

$$X_{CK_2} = \frac{1}{\omega C_{K_2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ nF}} = 15,9\Omega \quad (3.23)$$

### 3.2.2 Simulation der Verstärkerstufe

Zur Überprüfung der Funktionsfähigkeit der Schaltung sowie zur Ermittlung der Dämpfung der ersten Oberschwingung des Pierce-Oszillators durch den Selektivverstärker wird das Verhalten der Schaltung mit Lineaer Technology LTspice IV simuliert. Die zugehörige Simulationsschaltung ist in [Abbildung 3.13](#) dargestellt. Damit der Pierce-Oszillator anschwingt wird erneut mit Hilfe der "PWL"-Funktion eine Schaltflanke in der Versorgungsspannung  $U_B$  simuliert.

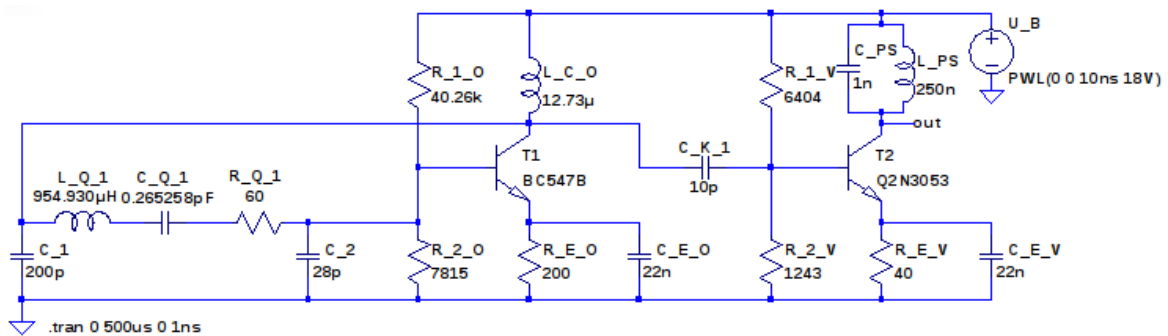


Abbildung 3.13: LTspice-Simulationsschaltung des Selektivverstärkers

Der durch den Selektivverstärker verstärkte Anschwingvorgang des Pierce-Oszillators ist in [Abbildung 3.14](#) dargestellt. Aufgrund der Induktivität  $L_{PS}$  kommt es zu Spannungsüberhöhungen am Ausgang des Verstärkers mit einer Spitze-Spitze-Spannung  $U_{ppV}$  von 21,78 V.

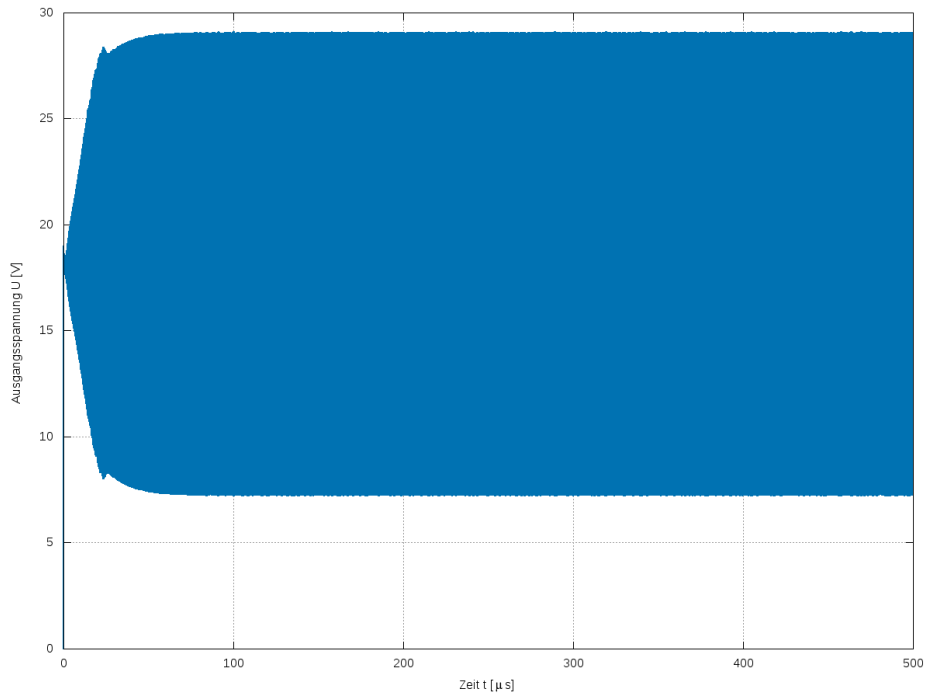


Abbildung 3.14: Ausgangsspannung des Selektivverstärkers

Die simulierten Ausgangsspektren des Pierce-Oszillators und des Selektivverstärkers sind in [Abbildung 3.16](#) und [Abbildung 3.15](#) dargestellt. Die vom Pierce-Oszillator erzeugten Oberschwingungen werden durch den Selektivverstärker gedämpft. Dadurch vergrößert sich der Pegelabstand der Grundschwingung zur 1. Oberschwingung von 17,42 dB auf 33,70 dB. Die Werte wurden mit Hilfe der Zoomfunktion in LTspice erfasst.

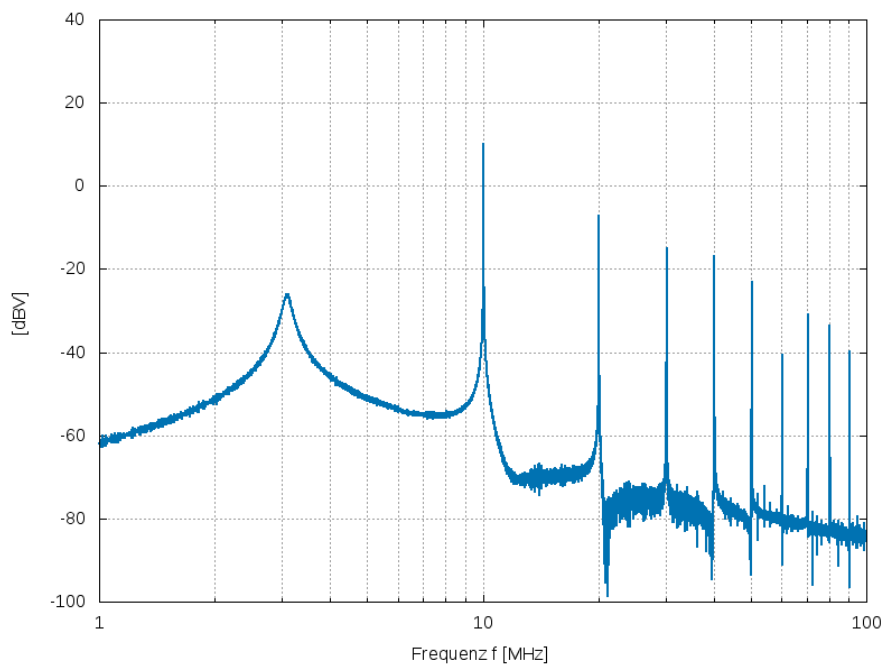


Abbildung 3.15: Spektrum des Selektivverstärkers

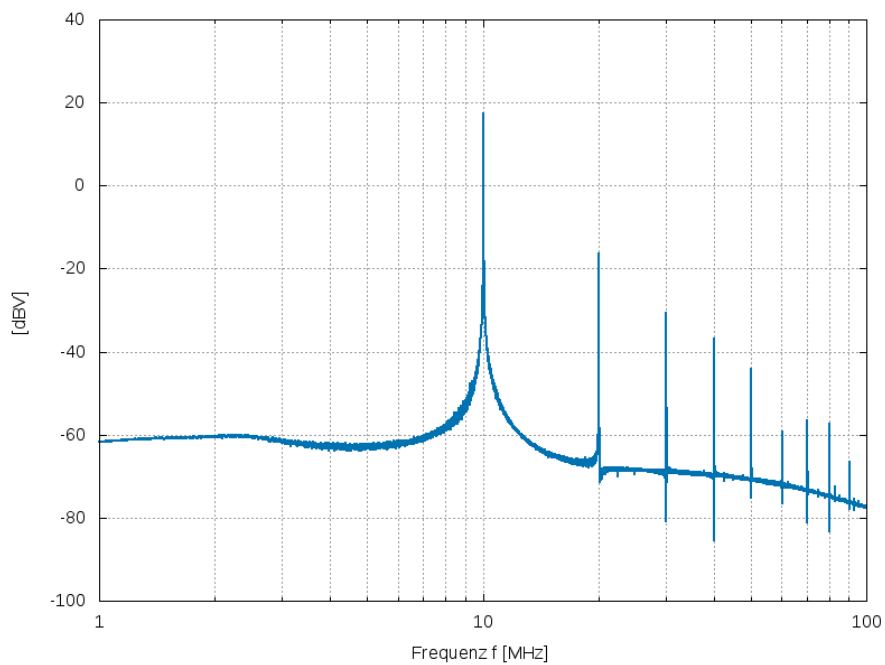


Abbildung 3.16: Spektrum des Pierce-Oszillators

### 3.3 Auslegung der Schaltung zur Pulserzeugung

Zur Auslegung der Schaltung zur Pulserzeugung wird die Anleitung in (Hewlett Packard, 1968, S. 8 f) verwendet. Der zugehörige Schaltplan ist in [Abbildung 3.17](#) dargestellt. Zur Pulserzeugung wird das Netzwerk hinter den Klemmen 3 und 4 über ein Anpassnetzwerk bestehend aus den Elementen  $L_A$  und  $C_A$  an den Klemmen 1 und 2 an die hochfrequente Versorgungsspannung am Ausgang des Selektivverstärkers angeschlossen. Sobald im Betrieb während der negativen Halbwelle die Ladungsträger aus der i-Schicht der Step-Recovery-Diode verschwunden sind, fällt der Stromfluss durch die Treiberinduktivität abrupt ab, was den gewünschten Spannungspuls zur Folge hat. Dieser wird über den Koppelkondensator  $C_{K_3}$  an die Lastimpedanz  $R_L$  abgegeben. Die Kapazität  $C_T$  dient zur Blindleistungskompensation des Netzwerks ab den Klemmen 3 und 4 bei der Grundfrequenz des Kammgenerators. (vgl. Hewlett Packard, 1968, S. 8 f)

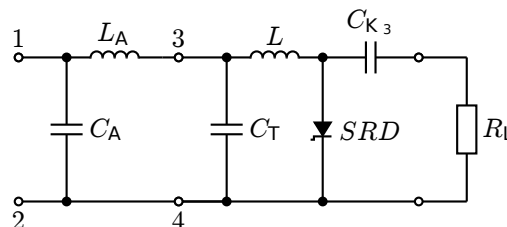


Abbildung 3.17: Schaltung zur Pulserzeugung in Anlehnung an: (Hewlett Packard, 1968, S. 8, (Figure 15))

Die Pulsweite  $t_p$  und damit die Position der Nullstellen im Spektrum lässt sich über den Wert der Induktivität  $L$  steuern. Die Berechnung der Pulsweite erfolgt abweichend von dem Abschnitt 2.1 anhand der Gl. (3.24)<sup>11</sup>. Für die Position der ersten Nullstelle wird eine Frequenz  $f_N$  von 2 GHz gewählt, da im Umfeld der Nullstelle deutlich geringere Pegel auftreten und der Kammgenerator im Bereich von 10 MHz bis 1 GHz ein möglichst lineares Spektrum erzeugen soll. Die Wahl der Frequenz von 2 GHz stellt dabei einen Kompromiss zwischen einem möglichst linearen Ausgangsspektrum und möglichst hoher Leistungspegel im relevanten Frequenzbereich dar.

$$t_p = \frac{3}{2 f_N} = \frac{3}{2 \cdot 2 \cdot 10^9 \text{ Hz}} = 750 \text{ ps} \quad (3.24)$$

<sup>11</sup>Formel übernommen aus: (Hewlett Packard, 1968, S. 8)

Die Induktivität  $L$  wird entsprechend der Gleichung (3.25)<sup>12</sup> berechnet. Die Kapazität  $C_{VR}$  ist die Reverse-Bias-Kapazität der Step-Recovery-Diode. Der Wert von  $C_{VR}$  wird dem Datenblatt<sup>13</sup> entnommen.

$$\begin{aligned}
 L &\approx \left(\frac{t_p}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{C_{VR}} \\
 L &\approx \left(\frac{750 \text{ ps}}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{1,55 \text{ pF}} \\
 L &\approx 36,77 \text{ nH}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Zur Berechnung der Kapazität  $C_T$  zur Blindleistungskompensation des Netzwerks hinter den Klemmen 3 und 4, wird zuerst die Gesamtadmittanz  $\underline{Y}_L$  des Netzwerks aufgestellt und in die kartesische Form gebracht.

$$\begin{aligned}
 \underline{Y}_L &= j\omega_0 C_T + \frac{1}{j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C_{K_3}} + R_L} \\
 \underline{Y}_L &= \frac{\omega_0^2 C_{K_3}^2 R_L}{(1 - \omega_0^2 L C_{K_3})^2 + \omega_0^2 R_L^2 C_{K_3}^2} \\
 &\quad + \left( \omega_0 C_T + \frac{\omega_0 C_{K_3} - \omega_0^3 L C_{K_3}^2}{(1 - \omega_0^2 L C_{K_3})^2 + \omega_0^2 R_L^2 C_{K_3}^2} \right) j
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Anschließend wird der Blindleitwert aus Gl. (3.26) mit Null gleichgesetzt und nach  $C_T$  umgeformt:

$$\begin{aligned}
 0 &= \omega_0 C_T + \frac{\omega_0 C_{K_3} - \omega_0^3 L C_{K_3}^2}{(1 - \omega_0^2 L C_{K_3})^2 + \omega_0^2 R_L^2 C_{K_3}^2} \\
 C_T &= \frac{\omega_0^2 L C_{K_3}^2 - C_{K_3}}{(1 - \omega_0^2 L C_{K_3})^2 + \omega_0^2 R_L^2 C_{K_3}^2}
 \end{aligned}$$

<sup>12</sup>Formel übernommen aus: (Hewlett Packard, 1968, S. 9)

<sup>13</sup>Datenblatt der Step-Recovery-Diode Hewlett-Packard 5082-0112: [Hewlett Packard](#)

Für den Koppelkondensator  $C_{K_3}$  wird ein Wert von 10 nF vorgeben. Damit ergibt sich für die Kapazität  $C_T$  entsprechend der Gl. (3.27) ein Wert von 4,57 pF.

$$C_T = \frac{(2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz})^2 \cdot 36,77 \text{ nH} \cdot 10 \text{ nF} - 10 \text{ nF}}{(1 - (2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz})^2 \cdot 36,77 \text{ nH} \cdot 10 \text{ nF})^2 + (2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ MHz})^2 \cdot (50 \Omega)^2 \cdot (10 \text{ nF})^2}$$

$$C_T = 4,57 \text{ pF}$$

Zur Impedanzanpassung des Ausganges des Selektivverstärkers an die Eingangsimpedanz des Netzwerkes zur Pulserzeugung, wird das aus den Elementen  $L_A$  und  $C_A$  bestehende Anpassnetzwerk so ausgelegt, dass die Ausgangsimpedanz des Selektivverstärkers an den Klemmen 3 und 4 der konjugiert komplexen Gesamtimpedanz des Netzwerkes zur Pulserzeugung entspricht. Da die Ausgangsimpedanz des Selektivverstärkers unbekannt ist, wird diese mit Hilfe des Ersatzschaltbildes in [Abbildung 3.18](#) bestimmt. Da für die Gesamtimpedanz  $Z_{PS}$  des Parallelschwingkreises des Selektivverstärkers bei der Resonanzfrequenz gilt:  $Z_{PS}(f = f_r) \rightarrow \infty$  entfallen dessen Elemente im Ersatzschaltbild.

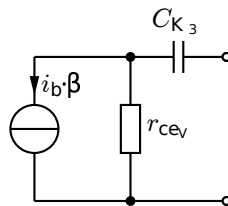


Abbildung 3.18: Ersatzschaltbild zur Berechnung der Ausgangsimpedanz des Selektivverstärkers in Anlehnung an: (Goßner, 2011, S. 169 Abbildung 11-21)

Der Widerstand  $r_{ce}$  wird mit Hilfe der Ausgangskennlinie anhand der Tangentensteigung ermittelt. Die Ausgangskennlinie wird unter Verwendung der Simulationsschaltung in [Abbildung 3.19](#) für einen konstanten Basisstrom  $I_B = 210 \mu\text{A}$  mit LTspice IV simuliert.

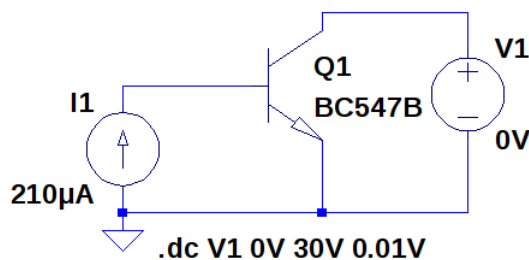


Abbildung 3.19: Simulationsschaltung



Die simulierte Ausgangskennlinie ist in [Abbildung 3.20](#) dargestellt. Der differentielle Widerstand  $r_{ce}$  wird mit Hilfe des eingezeichneten Steigungsdreiecks berechnet.

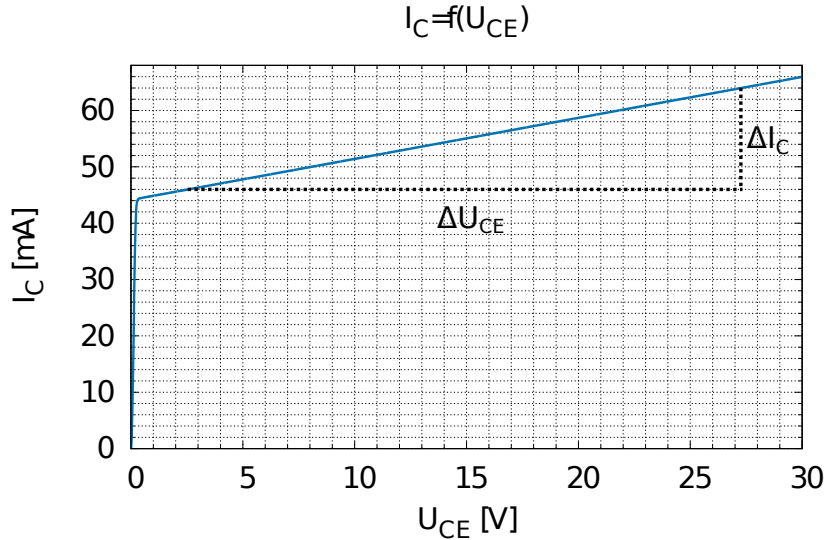


Abbildung 3.20: simulierte Ausgangskennlinie  $I_C = f(U_{CE})$

Für den Widerstand  $r_{ce}$  folgt somit entsprechend der Gl. (3.27) ein Wert von  $1375 \Omega$ .

$$r_{ce} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{24,75 \text{ V}}{18 \text{ mA}} = 1375 \Omega \quad (3.27)$$

Für die Ausgangsimpedanz  $Z_A$  des Selektivverstärkers aus Sicht der Klemmen 3 und 4 folgt mit Hilfe des Ersatzschaltbildes in [Abbildung 3.18](#):

$$\begin{aligned} \underline{Z}_A &= \left( \frac{1}{j\omega_0 C_{K_2}} + r_{ce} \parallel \frac{1}{j\omega_0 C_A} \right) + j\omega L_A \\ \underline{Z}_A &= \frac{\omega_0^2 C_{K_2}^2 r_{ce}}{\omega_0^4 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A^2 + (\omega_0 C_A + \omega_0 C_{K_2})^2} \\ &\quad + \left( \omega_0 L_A - \frac{\omega_0^3 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A + \omega_0 C_{K_2} + \omega_0 C_A}{\omega_0^4 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A^2 + (\omega_0 C_A + \omega_0 C_{K_2})^2} \right) j \end{aligned} \quad (3.28)$$

Da bei Wirkleistungsanpassung gilt:

$$R_A = \frac{1}{G_L} \quad (3.29)$$

$$\frac{\omega_0^2 C_{K_2}^2 r_{ce}}{\omega_0^4 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A^2 + (\omega_0 C_A + \omega_0 C_{K_2})^2} = \frac{(1 - \omega_0^2 L C_{K_3})^2 + \omega_0^2 R_L^2 C_{K_3}^2}{\omega_0^2 C_{K_3}^2 R_L}$$

mit  $\underline{Z}_A = R_A + X_{Aj}$  und  $\underline{Y}_L = G_L + B_{Lj}$ , erhält man durch Umformen der Gl. (3.29) nach  $C_A$ :

$$C_A = -\frac{C_{K_2}}{2 + \omega_0^2 2 r_{ce}^2 C_{K_2}^2} + \sqrt{\left(\frac{C_{K_2}}{2 + \omega_0^2 2 r_{ce}^2 C_{K_2}^2}\right)^2} \quad (3.30)$$

$$- \left( \frac{C_{K_2}^2}{1 + \omega_0^2 r_{ce}^2 C_{K_2}^2} - \frac{\omega_0^2 C_{K_2}^2 C_{K_3}^2 r_{ce} R_L}{(1 + \omega_0^2 r_{ce}^2 C_{K_2}^2)((1 - \omega_0^2 L C_{K_3})^2 + \omega_0^2 R_L^2 C_{K_3}^2)} \right)$$

Durch Einsetzen der Werte erhält man für die Kapazität  $C_A$  einen Wert von 59,63 pF.

Da der Imaginärteil aufgrund der Blindleistungskompensation entfällt, gilt für die Induktivität  $L_A$ :

$$0 = X_A$$

$$0 = \omega_0 L_A - \frac{\omega_0^3 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A + \omega_0 C_{K_2} + \omega_0 C_A}{\omega_0^4 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A^2 + (\omega_0 C_A + \omega_0 C_{K_2})^2} \quad (3.31)$$

$$L_A = \frac{\omega_0^2 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A + C_{K_2} + C_A}{\omega_0^4 r_{ce}^2 C_{K_2}^2 C_A^2 + (\omega_0 C_A + \omega_0 C_{K_2})^2}$$

Setzt man die Werte in die Gl. (3.32), erhält man für die Induktivität  $L_A$  einen Wert von 4,08  $\mu H$ .

Zur Kontrolle werden die berechneten Werte für  $C_A$ ,  $L_A$ ,  $C_T$  und  $L$  in die Gl. (3.26) zur Berechnung der Lastadmittanz  $\underline{Y}_L$  sowie die Gl. (3.28) zur Berechnung der angepassten Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_A$  des Selektivverstärkers eingesetzt. Man erhält für  $\underline{Z}_A$  und  $\underline{Z}_L=1/\underline{Y}_L$ :

$$\underline{Z}_A = (49,9 + 0j) \Omega$$

$$\underline{Z}_L = (50,0 + 0j) \Omega$$

Da die Reaktanzen von  $\underline{Z}_A$  und  $\underline{Z}_L$  nahezu identisch sind und beide Impedanzen keinen Blindanteil haben, ist die Wirkleistungsanpassung der Schaltung korrekt.

### **Simulation der Schaltung zur Pulserzeugung**

Eine Simulation der Schaltung zur Pulserzeugung ist mangels eines geeigneten Spice-Models für die Step-Recovery-Diode leider nicht möglich.

### 3.4 Schaltplan des SRD-Kammgenerators

Zur Übersicht ist abschließend der Schaltplan des gesamten SRD-Kammgenerators in [Abbildung 3.21](#) abgebildet. Die Werte der Bauelemente können den Tabellen entnommen werden.

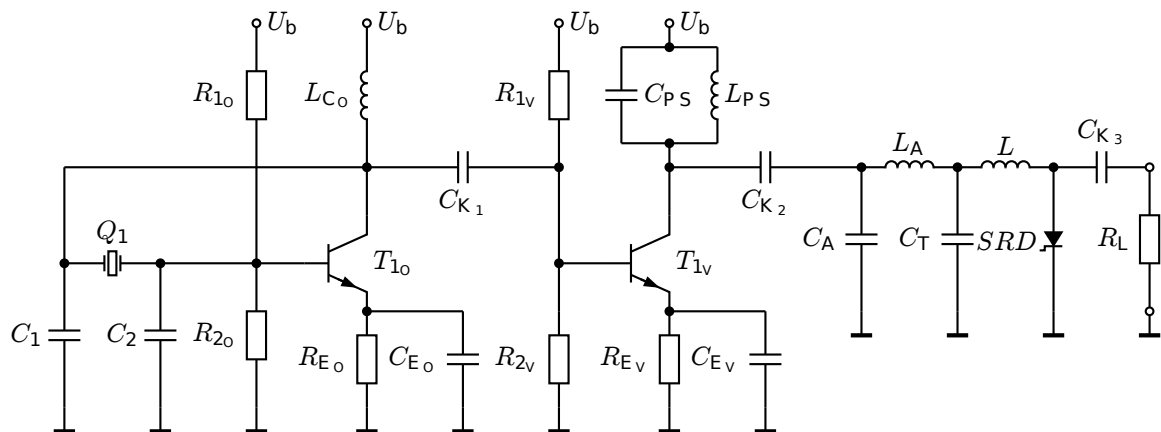


Abbildung 3.21: Schaltplan des SRD-Kammgenerators

#### Kapazitäten

##### Bauelement berechneter Wert:

$C_{E0}$	22 nF
$C_{K1}$	100 pF
$C_1$	200 pF
$C_2$	28 pF
$C_{PS}$	1 nF
$C_{EV}$	22 nF
$C_{K2}$	1 nF
$C_A$	59,63 pF
$C_T$	4,94 pF
$C_{K3}$	10 nF
$C_N$	330 nF

#### Widerstände

##### Bauelement berechneter Wert:

$R_{1o}$	40,26 k $\Omega$
$R_{2o}$	7815 $\Omega$
$R_{E0}$	200 $\Omega$
$R_{1v}$	6404 $\Omega$
$R_{2v}$	1243 $\Omega$
$R_{EV}$	40 $\Omega$
$R_B$	11,76 k $\Omega$

#### Induktivitäten

##### Bauelement berechneter Wert:

$L_{C0}$	12,73 $\mu$ H
$L_{PS}$	253 nH
$L_A$	4,08 $\mu$ H
$L$	36,77 nH

### 3.5 Messaufbau des SRD-Kammgenerators

Um die Eignung des entworfenen SRD-Kammgenerators für die Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle anhand von Messungen beurteilen zu können, wird ein Messaufbau des Schaltplans in [Abbildung 3.21](#) angefertigt. Das zugehörige Platinenlayout wird in Cad-Soft Eagle entworfen. Abweichend vom Schaltplan wird zwischen den einzelnen Schaltungssegmenten (Oszillator, Verstärker und Schaltung zur Pulserzeugung) jeweils ein Jumper zur Unterbrechung der Verbindung zum nächsten Segment sowie eine BNC-Buchse am Ausgang des jeweiligen Segments eingefügt, sodass durch das jeweilige Entfernen der Jumper Messungen ohne Belastung durch die nachfolgende Schaltung möglich sind. Das Platinenlayout ist in [Abbildung 3.22](#) dargestellt.

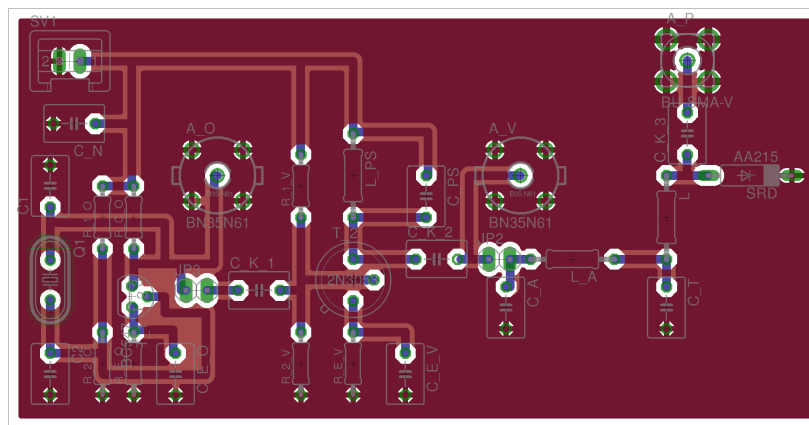


Abbildung 3.22: Platinenlayout des SRD-Kammgenerators

Für die Bestückung der Platine werden die in Tabellen [3.1-3.3](#) aufgeführten Bauelemente verwendet. Falls die Kapazitäten der verfügbaren Kondensatoren sehr von dem zuvor berechneten Kapazitäten abweichen, wird auf der Rückseite der Platine ein weiterer Kondensator zur Anpassung der Kapazität angelötet. In diesem Fall werden beide Kondensatoren nebeneinander in der Tabelle aufgeführt und in der Spalte "gemessener Wert" die Summe der beiden zugehörigen Einzelmesswerte eingetragen. Da sich die Spule  $L_{C_0}$  direkt neben einer BNC-Buchse befindet, wird sie so gewickelt, dass ihre Induktivität etwas unter dem berechneten Wert liegt.

Tabelle 3.1: Übersicht Widerstände

Bezeichnung:	berechneter Wert:	verwendeter Widerstand	Reihe	gemessener Wert:
$R_{1O}$	40,26 k $\Omega$	39 k $\Omega$	E12	38,92 k $\Omega$
$R_{2O}$	7815 $\Omega$	8,2 k $\Omega$	E24	8268 $\Omega$
$R_{EO}$	200 $\Omega$	180 $\Omega$	E12	180,4 $\Omega$
$R_{1V}$	6404 $\Omega$	6,34 k $\Omega$	E96	6378 $\Omega$
$R_{2V}$	1243 $\Omega$	1,2 k $\Omega$	E12	1197 $\Omega$
$R_{EV}$	40 $\Omega$	39 $\Omega$	E12	38,9 $\Omega$
$R_B$	11,76 k $\Omega$	11,8 k $\Omega$	E96	11,808 k $\Omega$

Tabelle 3.2: Übersicht Kapazitäten

Bezeichnung:	berechneter Wert:	verwendeter Kondensator	gemessener Wert:
$C_{EO}$	22 nF	22 nF	22,8 nF
$C_{K1}$	100 pF	100 pF	124 pF
$C_1$	200 pF	220 pF	220,2 pF
$C_2$	28 pF	22 pF	24,4 pF
$C_{PS}$	1 nF	1 nF	1,02 nF
$C_{EV}$	22 nF	22 nF	23,57 nF
$C_{K2}$	1 nF	1 nF	977,5 pF
$C_A$	59,63 pF	56 pF + 2,2 pF	59,15 pF
$C_T$	4,94 pF	4,7 pF	4,83 pF
$C_{K3}$	10 nF	10 nF	10,384 nF
$C_N$	330 nF	330 nF	328,8 nF

Tabelle 3.3: Übersicht Induktivitäten

Bezeichnung:	berechneter Wert:	gemessener Wert:
$L_{CO}$	12,73 $\mu H$	9,52 $\mu H$
$L_{PS}$	253 nH	nicht gemessen
$L_A$	4,08 $\mu H$	4,11 $\mu H$
$L$	36,77 nH	nicht gemessen

In [Abbildung 3.23](#) ist die bestückte Platine des SRD-Kammgenerators zu sehen. Vor der Durchführung der Messungen wird die Schwingkreisinduktivität für eine Resonanzfrequenz von 10 MHz abgestimmt.

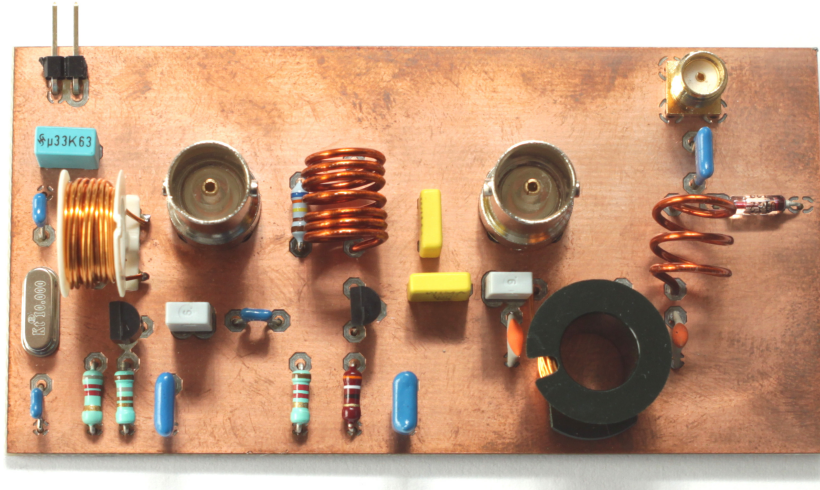


Abbildung 3.23: Vorderseite des SRD-Kammgenerators

Da die Ausgangsspannung des Selektivverstärkers bei Belastung durch das Netzwerk zur Pulserzeugung auf eine Spitzenspannung von etwa 9 V einbricht und so aufgrund der Transformation durch das Anpassnetzwerk die Schwellenspannung der Step-Recovery-Diode von ca. 0,7 V nicht erreicht wird, wird die Diode durch einen Widerstand zwischen der Anode und der Versorgungsspannung etwas vorgespannt. Der optimale Wert des Widerstandes wird mit Hilfe eines Potentiometers ermittelt und beträgt etwa 10,8 k $\Omega$ .

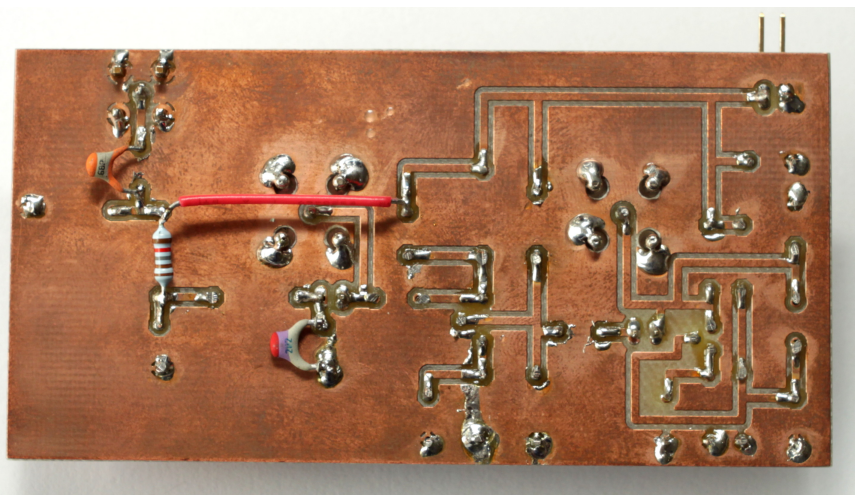


Abbildung 3.24: Rückseite des SRD-Kammgenerators

### 3.6 Messungen

Bevor die eigentlichen Messungen zur Eignung des SRD-Kammgenerators erfolgen, werden zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise des Oszillators und des Selektivverstärkers die Zeitsignale am jeweiligen Ausgang gemessen. Zudem wird für einen Vergleich mit der Simulation die Dämpfung der ersten Oberschwingung des Oszillators durch den Selektivverstärker erfasst. Anschließend erfolgen am Ausgang des Kammgenerators, zur Beurteilung ob der Kammgenerator für den Einsatz in einer Referenzstrahlungsquelle geeignet ist, neben einer Messung des Linienspektrums Messungen der Pulsweite sowie der Anstiegszeit. Alle Messungen werden bei einer Versorgungsspannung  $U_B$  von 18,0 V durchgeführt. Die für die Durchführung der Messung verwendeten Geräte können der Tabelle 3.4 entnommen werden.

Tabelle 3.4: Geräteliste

<b>Gerät:</b>	<b>Hersteller:</b>	<b>Bezeichnung:</b>	<b>Seriennummer:</b>
Labornetzgerät	VOLTCRAFT		unbekannt
Oszilloskop	ROHDE&SCHWARZ	RTO 1024	1316.100K24-200168-DA
RLC-Meter	PHILIPS	PM6304/001	9452 063 04001
Spektrumanalyser	ROHDE&SCHWARZ	1093.4495.03	838164/033



### Messung des Zeitsignals am Oszillator- und Verstärkerausgang

Zur Messung des Zeitsignals am Oszillatörausgang wird der Jumper "JP3" der Messschaltung entfernt um das Zeitsignal ohne Belastung messen zu können. Der Kanal des Oszilloskops der für die Messung verwendet wird, wird auf DC-Kopplung bei einer Lastimpedanz von  $1\text{ M}\Omega$  geschaltet. Anschließend wird die BNC-Buchse am Oszillatörausgang mit dem entsprechenden Kanal des Oszilloskops verbunden und das Zeitsignal für ca. zwei Perioden aufgezeichnet. Zusätzlich wird die Frequenz und die Spitze-Spitze-Spannung mit Hilfe der "Measure"-Funktion des Oszilloskops gemessen. Das zugehörige Oszillogramm ist in [Abbildung 3.25](#) abgebildet.

Für die Erfassung des Zeitsignals am Verstärkerausgang wird der Jumper "JP3" wieder gesetzt und der Jumper "JP2" entfernt, um eine Verzerrung des Signals durch die Schaltung zur Erzeugung der Pulse zu vermeiden. Ansonsten erfolgt die Messung nach dem gleichen Schema. Das zugehörige Oszillogramm ist in [Abbildung 3.26](#) dargestellt. Die Messergebnisse für die Oszillatorfrequenz  $f$  und die Spitze-Spitze-Spannung  $U_{pp}$  können der [Tabelle 3.5](#) entnommen werden.

Tabelle 3.5: Messergebnisse

Messung:	Messwert:	theoretischer Wert:	relativer Fehler
$f_O$	10 MHz	10 MHz	0,0 %
$U_{ppo}$	9,34 V	11,86 V	21,3 %
$f_V$	10 MHz	10 MHz	0,0 %
$U_{ppv}$	29,41 V	21,78 V	35,1 %

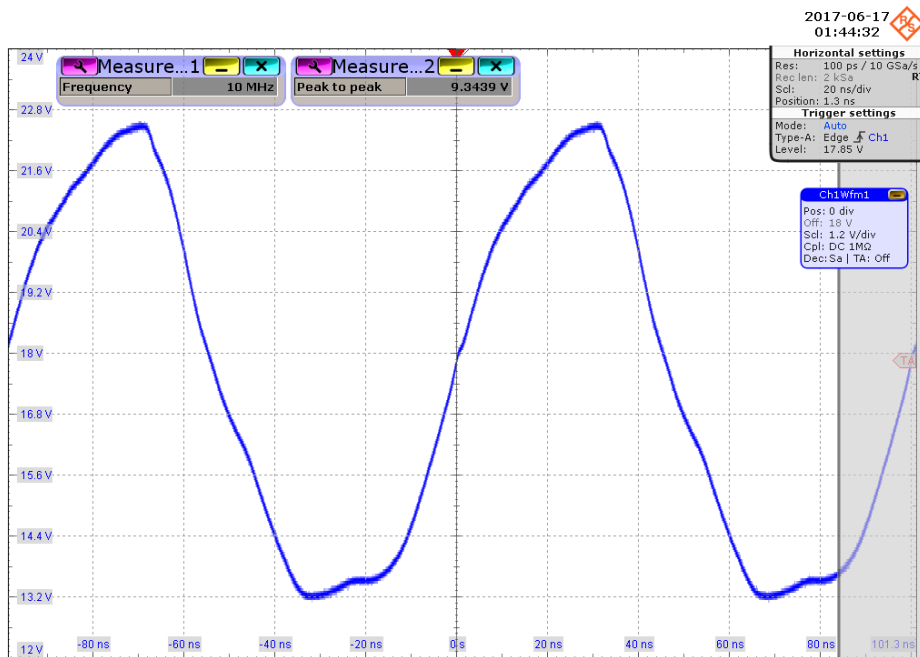


Abbildung 3.25: Zeitsignal des Oszillators (20 ns/Div; 1,2 V/Div)

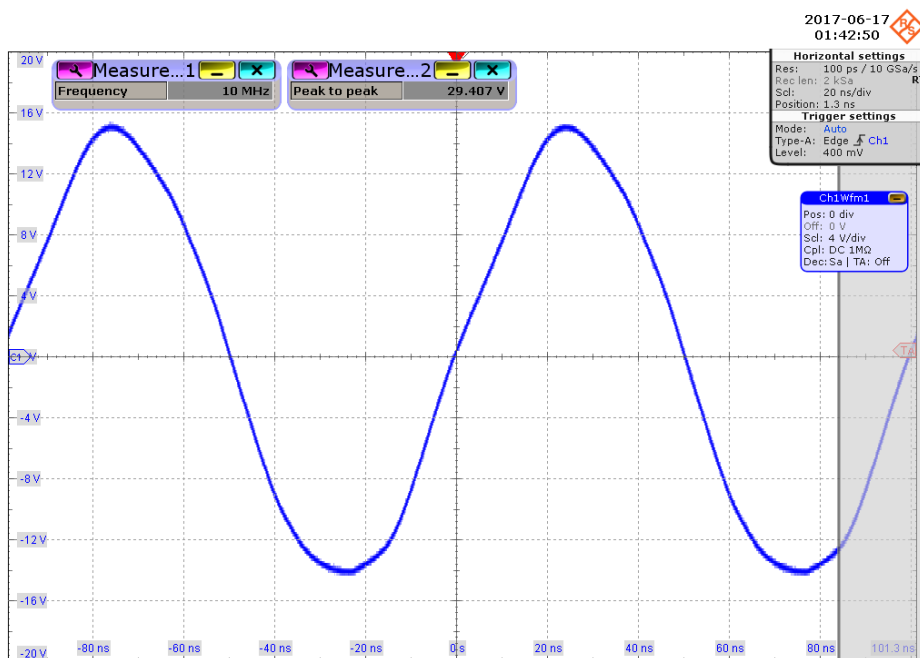


Abbildung 3.26: Zeitsignal des Verstärkers (20 ns/Div; 4 V/Div)

### Messung der Dämpfung der ersten Oberschwingung

Zur Messung der Dämpfung der ersten Oberschwingung werden mit Hilfe des Spektrumanalysers die Linienspektren am Ausgang des Oszillator und des Selektivverstärkers für einen Frequenzbereich von 0-100 MHz bei einer Resolution Bandwidth von 1 kHz erfasst. Dabei werden beide Messungen mit einem 20 dB-Dämpfungsglied zwischen dem jeweiligen Ausgang und dem Eingang des Spektrumanalysers durchgeführt um Schäden am Spektrumanalysers durch unerwartet hohe Pulse zu vermeiden. Zur Erfassung des Linienspektrums am Ausgang des Oszillators, wird erneut der Jumper "JP3" entfernt. Bei der Vermessung des Verstärkers, wird dieser wieder gesetzt und Jumper "JP2" entfernt. Die Grundschiwingung bei 10 MHz und die erste Oberschwingung bei 20 MHz werden jeweils mit Markern markiert und so der Abstand gemessen. Die Resolution Bandwidth beträgt bei beiden Messungen 1 kHz. Die mit Hilfe der Marker erfassten Abstände sind in Tabelle 3.6 aufgelistet. Die zugehörigen Linienspektren können den Abbildungen [Abbildung 3.27](#) und [Abbildung 3.28](#) entnommen werden.

Tabelle 3.6: Messergebnisse

Messung:	Messwert:	theoretischer Wert:	relativer Fehler
$P_{f_{0o}} - P_{f_{1o}}$	16,92 dB	17,42 dB	2,9 %
$P_{f_{0v}} - P_{f_{1v}}$	32,64 dB	33,70 dB	3,1 %

Die Dämpfung der ersten Oberschwingung des Oszillators durch den Selektivverstärker entspricht dem Betrag der Differenz der beiden Abstandsmessungen von der Grundschiwingung zur ersten Oberschwingung (siehe Gl. (3.32)).

$$D = |(P_{f_{0o}} - P_{f_{1o}}) - (P_{f_{0v}} - P_{f_{1v}})| = |16,92 \text{ dB} - 32,64 \text{ dB}| = 15,72 \text{ dB} \quad (3.32)$$

Somit konnte der Pegelabstand der Grundschiwingung des Oszillators zur ersten Oberschwingung durch den Selektivverstärker um 15,72 dB erhöht werden.

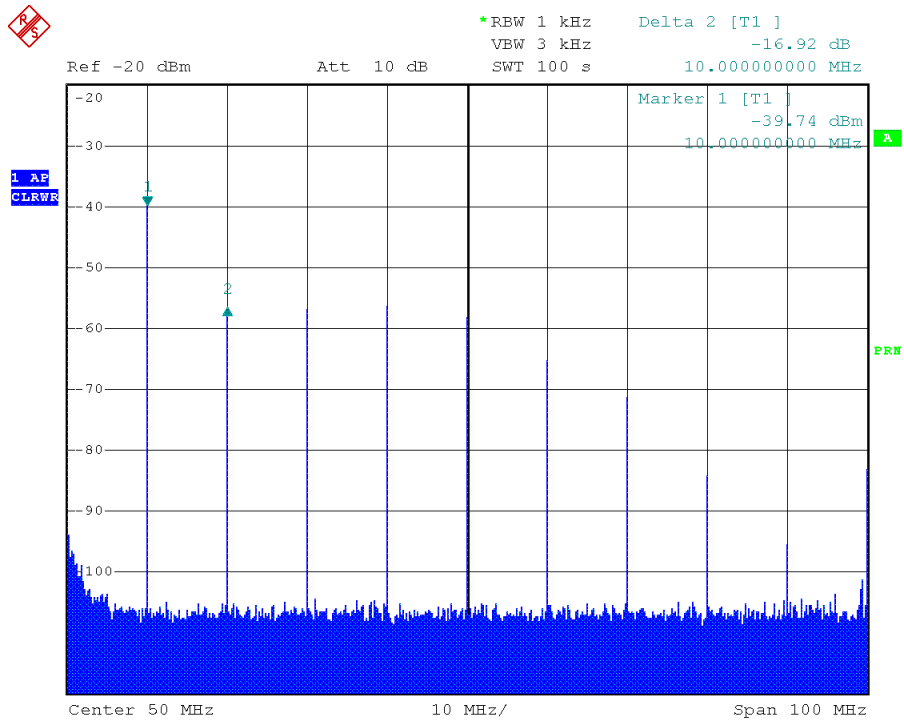


Abbildung 3.27: Linienspektrum des Oszillators (0-100 MHz)

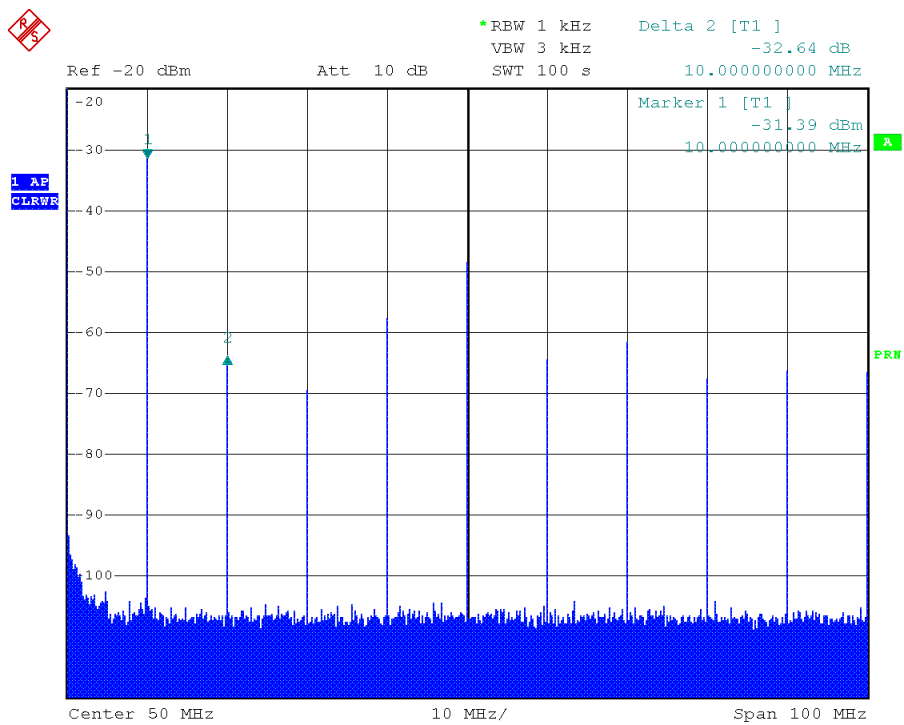


Abbildung 3.28: Linienspektrum des Verstärkers (0-100 MHz)

### Messung der Pulshöhe

Zur Messung der Pulshöhe wird der Ausgang des Kammgenerators über ein 20 dB-Dämpfungsglied mit dem Oszilloskop verbunden. Der entsprechende Kanal wird im Menü des Oszilloskops auf DC-Kopplung mit einer Lastimpedanz von  $50 \Omega$  gestellt. Mit Hilfe der Cursor-Funktion wird die Differenz vom Beginn des Pulses zur Spitze erfasst. Die gemessene Pulshöhe beträgt 152 mV. Das zugehörige Oszillogramm kann der [Abbildung 3.29](#) entnommen werden.

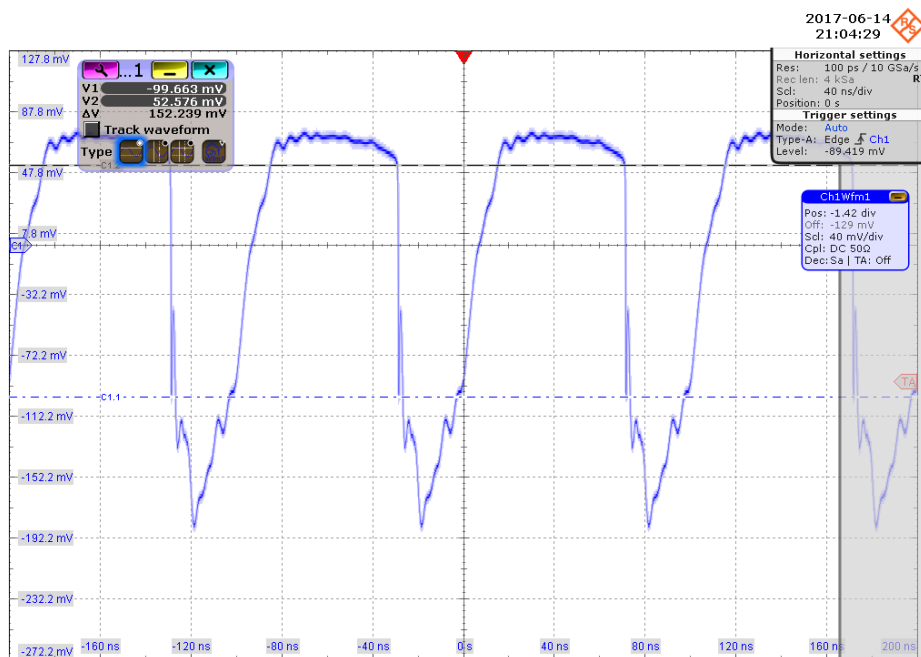


Abbildung 3.29: Messung der Pulshöhe des SRD Kammgenerators (40ns/Div; 40mV/Div)

Aufgrund des 20 dB Dämpfungsgliedes entspricht die gemessene Pulshöhe von 152 mV einer tatsächlichen Pulshöhe von 1,52 V. Somit hat der Puls eine Spitzenleistung von 46,2 mW (siehe Gl. (3.33)).

$$\begin{aligned} \hat{u}_{Puls} &= 152 \text{ mV} \cdot 10^{\frac{20 \text{ dB}}{20}} = 1,52 \\ \hat{p}_{Puls} &= \frac{(1,52 \text{ V})^2}{50 \Omega} = 46,2 \text{ mW} \end{aligned} \quad (3.33)$$

### Messung der Pulsweite und der Anstiegszeit

Zur Messung der Pulsweite wird die Zeitbasis auf 400 ps/Div reduziert und anschließend mit Hilfe der Cursor-Funktion die Pulsweite ermittelt. Da der Puls nicht wieder auf den Startwert abfällt wird die Pulsweite im Oszillogramm in [Abbildung 3.30](#) nur näherungsweise erfasst.

Die Anstiegszeit wird ebenfalls mit Hilfe der Cursor Funktion gemessen. Um die vertikalen Cursor möglichst präzise an den Punkten bei 10 % und 90 % der Pulshöhe positionieren zu können, werden die horizontalen Cursor verwendet. Für die Aufnahme der Messung in [Abbildung 3.31](#) wurden diese anschließend ausgeblendet. Die Messergebnisse beider Messungen können der [Tabelle 3.7](#) entnommen werden.

Tabelle 3.7: Messergebnisse

Messung:	Messwert:	theoretischer Wert:	relativer Fehler
Pulsbreite $t_p$	780 ps	750 ps	4,0 %
Anstiegszeit $t_r$	288 ps	175 ps	64,6 %

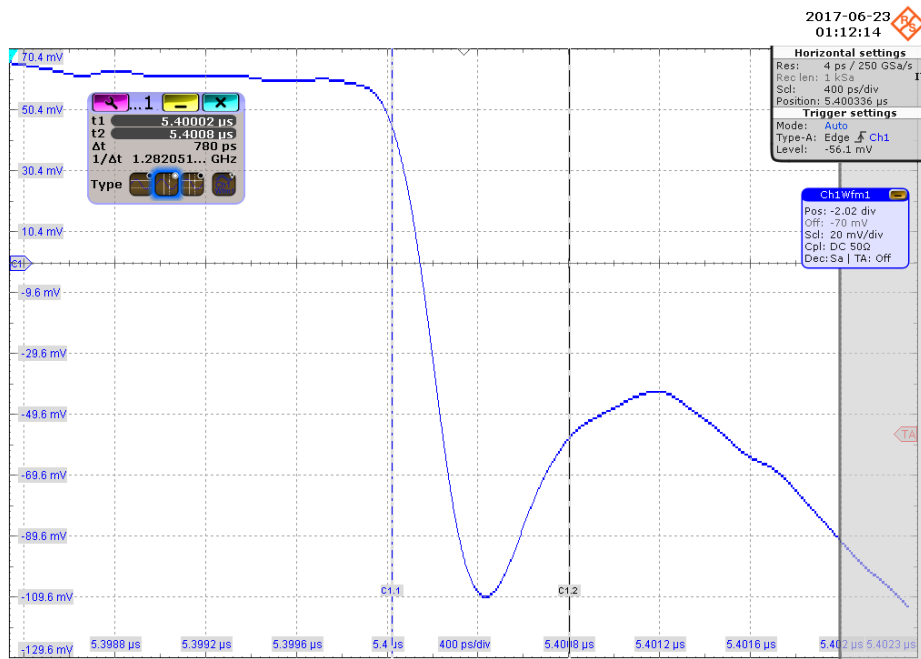


Abbildung 3.30: Messung der Pulsbreite des SRD Kammgenerators (400 ps/Div; 20 mV/Div)

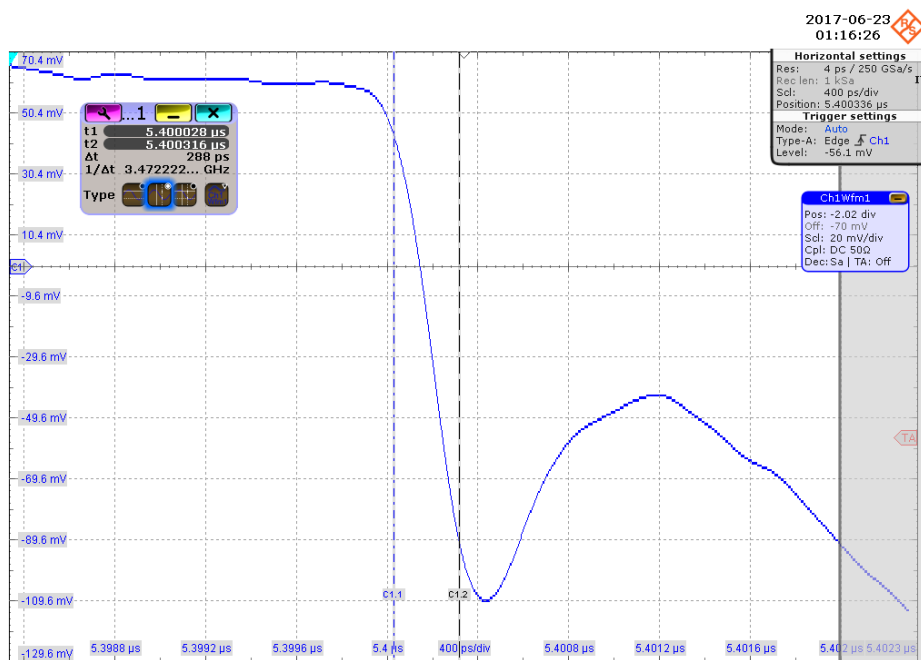


Abbildung 3.31: Messung der Anstiegszeit des SRD Kammgenerators (400 ps/Div; 20 mV/Div)

### Messung des Linienspektrums

Abschließend wird das Linienspektrum des Kammgenerators in einen Frequenzbereich von 0-3 GHz aufgenommen und der Leistungspegel an der oberen Grenze des für die Nutzung in einer Referenzstrahlungsquelle relevanten Spektrums bei ca. 1 GHz mit Hilfe eines Markers erfasst. Die Messung wird mit einer Resolution Bandwidth von 1 kHz durchgeführt. Die Signalpegel am Ausgang des Kammgenerators werden erneut durch ein 20 dB-Dämpfungsglied gedämpft.

Da bei einer Frequenz von 1 GHz keine Oberschwingung gemessen werden kann, wird die Nächstgelegene bei 998 MHz für die Erfassung des Leistungspegels an der oberen Grenze verwendet. Die gemessene Leistung beträgt -57,40 dBm, was aufgrund der Dämpfung von 20 dB einem tatsächlichen Leistungspegel von -37,40 dBm entspricht.

Für einen bessere Übersicht des für die Nutzung in einer Referenzstrahlungsquelle relevanten Anteils des Linienspektrums wird die Messung für den Bereich von 0-1 GHz wiederholt. Die beiden gemessenen Linienspektren sind in [Abbildung 3.32](#) und [Abbildung 3.33](#) dargestellt.



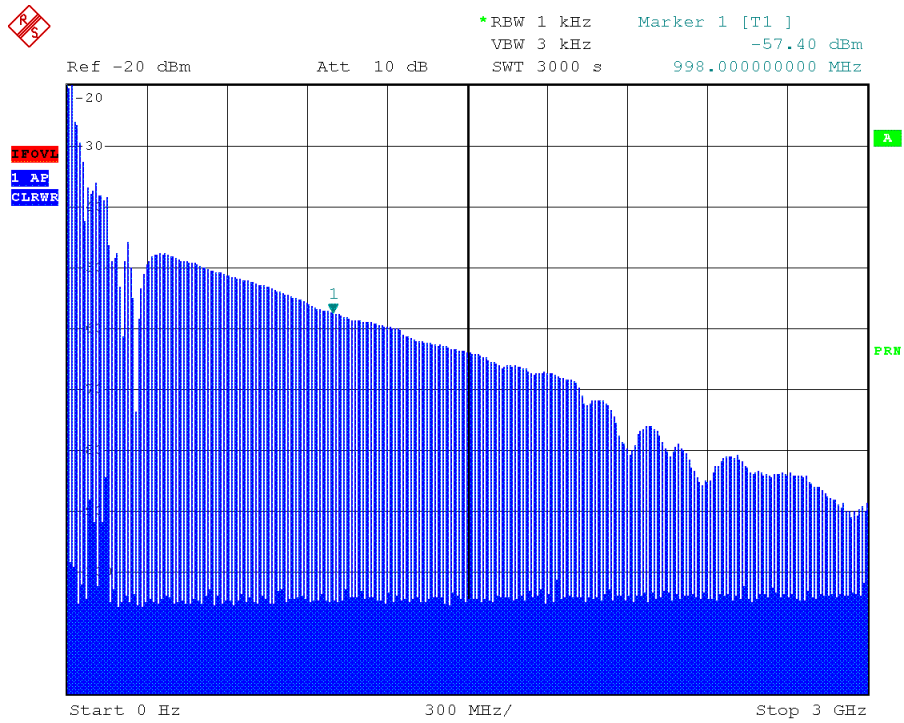


Abbildung 3.32: Linienspektrum des SRD Kammgenerators (0-3 GHz)

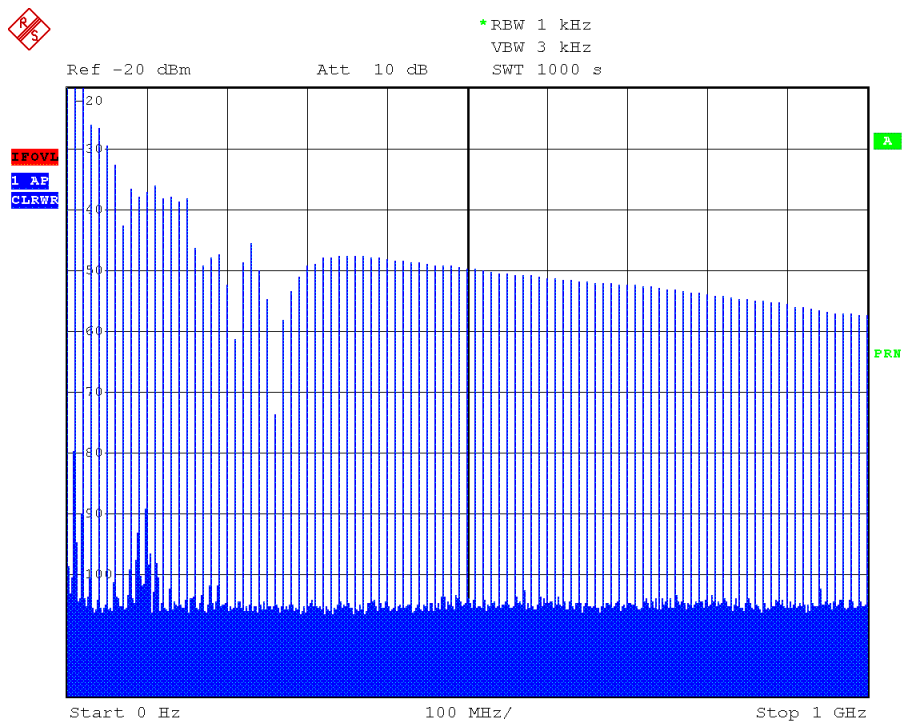


Abbildung 3.33: Linienspektrum des SRD Kammgenerators (0-1 GHz)

### 3.7 Auswertung

Der SRD-Kammgenerator erzeugt nach einer Aufwärmphase von etwa fünf Minuten Pulse mit einer konstanten Pulsrate und Pulshöhe. Die Pulsrate weicht dabei etwas von der zuvor berechneten Resonanzfrequenz des Pierce-Oszillators ab, da die Resonanzfrequenz des enthaltenen Schwingquarzes, aufgrund der von der theoretischen Berechnung abweichenden Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$ , leicht gezogen wird. Auch wenn diese Abweichung bei den Messungen im Zeitbereich aufgrund der fehlenden Nachkommastellen, nicht erfasst werden konnte, ist sie doch im Linienspektrum in [Abbildung 3.32](#) erkennbar, da bei einer Frequenz von 1 GHz keine Oberschwingung gemessen werden konnte.

Die gemessene Anstiegszeit von 288 ps weicht deutlich von den Herstellerangaben von 175 ps der Step-Recovery-Diode ab. Es ist davon auszugehen, dass es hier zu einem erheblichen Messfehler gekommen ist, da das für die Messung verwendete Oszilloskop nur eine Bandbreite von 2 GHz hat und somit bei einer Frequenz von 2 GHz bereits eine Dämpfung von 3 dB auftritt, welche bei noch höheren Frequenzen zunehmend stärker wird. Da bei einer Anstiegszeit von 175 ps jedoch mit Beiträgen bis zu einer Frequenz von 5,71 GHz zu rechnen ist, kann davon ausgegangen werden, dass das reale Signal des Kammgenerators aufgrund der zunehmenden Dämpfung der Oberschwingungen durch das Oszilloskop verändert dargestellt wird und es so zu der hohen Abweichung der gemessenen Anstiegszeit kommt. Die gemessene Pulsweite von 780 ps weicht nur leicht von dem berechneten Wert ab. Die leichte Abweichung wird vermutlich von einer minimal größeren Treiberinduktivität  $L$  verursacht.

Bei Betrachtung des Linienspektrums in [Abbildung 3.33](#) fällt auf, dass der Pegel der Oberschwingung bei einer Frequenz von ca. 260 MHz etwa 15 dB geringer ausfällt als bei den beiden benachbarten Oberschwingungen. Vermutlich stellt ein Teil der Schaltung zur Pulserzeugung in der Nähe dieser Frequenz einen Saugkreis dar, sodass es zu diesem Pegelbruch kommt.

Da das Ausgangssignal eine hohe Frequenzkonstanz, ein ab 300 MHz weitgehend lineares Spektrum mit nach der Aufwärmphase konstanten Pegeln und die Oberschwingung mit dem geringsten Pegel bei 998 MHz eine Leistung von -37,40 dBm aufweist, ist der SRD-Kammgenerator entsprechend den in der Einleitung definierten Anforderungen für die Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle geeignet.

## 4 Pulserzeugung anhand von Avalanche-Transistoren

Als Alternative zu Step-Recovery-Dioden können auch Avalanche-Transistoren beim Betrieb im Bereich des Lawinendurchbruchs zur Pulserzeugung verwendet werden. Da sich mit Step-Recovery-Dioden nur Pulse mit verhältnismäßig wenig Leistung erzeugen lassen, werden Avalanche-Transistoren vor allem dann verwendet, wenn leistungsstarke Pulse erforderlich sind.

Die Grundsaltung eines Kammgenerators, bei der ein Transistor im Bereich des Lawinendurchbruchs zur Pulserzeugung eingesetzt wird, ist in [Abbildung 4.1](#) dargestellt. Bei der Schaltung handelt es sich um einen freilaufenden Kammgenerator dessen Pulsrate von den Werten der Bauelemente  $R_{C_{K1}}$  und  $C_{T_{K1}}$  abhängt. (vgl. [ham radio, 1970](#), S. 23)

Zur Pulserzeugung wird der Kondensator  $C_{T_{K1}}$  über den Widerstand  $R_{C_{K1}}$  geladen, bis die durch den Basiswiderstand  $R_{B_{K1}}$  erhöhte Durchbruchspannung  $U_{(BR)CER}$  erreicht wird. Sobald an der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors die Spannung  $U_{(BR)CER}$  anliegt, steigt der Stromfluss auf der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors lawinenartig an und  $C_{T_{K1}}$  wird über den Widerstand  $R_L$  solange entladen bis die für den Lawineneffekt notwendige Beschleunigungsspannung  $U_{(BR)CE0}$  unterschritten wird und der Transistor abrupt wieder sperrt. Somit entsteht ein Puls, dessen Pulsweite über die Dimensionierung von  $C_{T_{K1}}$  und  $R_L$  gesteuert werden kann. Anschließend wird der Kondensator  $C_{T_{K1}}$  wieder geladen und der Vorgang wiederholt sich. (vgl. [Tholl, 1978](#), S. 80 ff), (vgl. [Williams, 1991](#), S. 93)

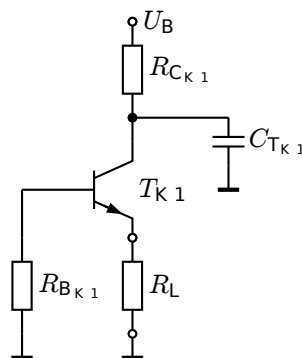


Abbildung 4.1: Grundsaltung eines Kammgenerators auf Basis eines Avalanche-Transistors in Anlehnung an: ([Williams, 1991](#), S. 93, Figure D1)

Bei der Auslegung eines solchen Kammgenerators muss der Strom durch den Widerstand  $R_{C_{K1}}$  gering genug gehalten werden, um eine Zerstörung des Transistors zu verhindern. Die Pulsrate kann daher nicht beliebig gesteigert werden. Ein zu hoher Widerstand führt jedoch dazu, dass die Durchbruchspannung  $U_{(BR)CER}$  aufgrund des Sperrstromes des Transistors nie erreicht wird und somit keine Pulse erzeugt werden. Zudem darf die Kapazität des Kondensator  $C_{T_{K1}}$  nicht beliebig hoch gewählt werden, da während des Lawinendurchbruchs Ströme auftreten welche in der Regel den maximal zulässigen Kollektorstrom weit übersteigen, was bei einer zu hohen Pulsweite oder einer zu hohen Pulsrate zur Zerstörung des Transistors führt. Zumeist werden Kondensatoren mit einer Kapazität von nur wenigen Picofarad verwendet. (vgl. [ham radio, 1970](#), S. 25)

Durch eine Abänderung der Schaltung entsprechend der [Abbildung 4.2](#) kann der Zeitpunkt des Lawinendurchbruchs durch ein externes Triggersignal gesteuert werden. Die Widerstände  $R_{B_{K2}}$  und  $R_{C_{K2}}$  werden dabei so gewählt, dass sich aufgrund des Sperrstroms im Leerlauf ein Arbeitspunkt im Lawinenbereich des Transistors etwas unterhalb der Durchbruchspannung  $U_{(BR)CER}$  einstellt. Sobald nun durch ein Triggersignal an der Basis die Schwellspannung des Transistors anliegt, wird der Lawinendurchbruch ausgelöst und der Kondensator  $C_{T_{K2}}$  über den Lastwiderstand  $R_L$  entladen. Der Transistor bleibt dabei durchgeschaltet bis die Basisspannung die Schwellspannung wieder unterschreitet. Anschließend fließt nur der Sperrstrom und der Kondensator  $C_{T_{K2}}$  wird wieder über  $R_{C_{K2}}$  geladen. (vgl. [Tholl, 1978](#), S. 82-85)

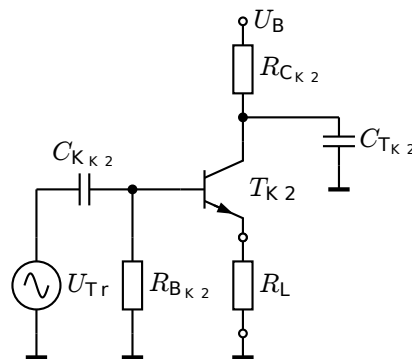


Abbildung 4.2: Avalanche-Transistor-Kammgenerator mit externer Triggerung in Anlehnung an: ([Hansen, 1967](#), S. 3, Fig. 3)

## Transistorauswahl

Neben Avalanche-Transistoren welche oft relativ schwer zu beschaffen sind können auch gewöhnliche Bipolartransistoren bzw. aufgrund ihrer kurzen Schaltzeiten HF-Transistoren zur Pulserzeugung eingesetzt werden. Dabei sollten Transistoren verwendet werden bei welchen die Durchbruchspannung der Kollektor-Basis-Strecke deutlich höher ist als die Lawinendurchbruchspannung des Transistors. (vgl. [Hansen, 1967](#), S. 2)

Da es aufgrund der Exemplarstreuung zu unterschieden bei den Schaltzeiten und es zudem in Abhängigkeit von der Dotierung zu einem Ausbleiben des Lawineneffekts kommen kann, ist eine Selektion der Transistoren erforderlich. (vgl. [Williams, 1991](#), S. 93)

## 4.1 Messaufbau des freilaufenden Avalanche-Transistor Kammgenerators

Für die Vermessung des freilaufenden Avalanche-Transistor Kammgenerators aus Abschnitt 4 wird der Schaltplan in [Abbildung 4.2](#) durch einen Kondensator  $C_N$  zur Stabilisierung der Versorgungsspannung  $U_B$  erweitert. Da der Avalanche-Transistor mit der niedrigsten verfügbaren Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung  $U_{(BR)CE0}$  eine Durchbruchspannung von 260 V aufweist und somit aufgrund der noch deutlich höheren Durchbruchspannung  $U_{(BR)CES}$  beim Betrieb mit Basiswiderstand  $R_{BK1}$  mit Spannungspulsen mit einer Amplitude von 300-400 Vp zu rechnen ist, wird anstelle eines Avalanche-Transistors ein Transistor vom Typ CDIL 2N708 verwendet. Da die Durchbruchspannungen  $U_{(BR)CE0}$  und  $U_{(BR)CES}$  nicht dem Datenblatt<sup>1</sup> des Transistors entnommen werden können, wird die Versorgungsspannung  $U_B$  bei der Durchführung der Messungen solange erhöht, bis es zu sich periodisch wiederholenden Lawinendurchbrüchen kommt. Die für die Versuchsschaltung verwendeten Bauteilwerte können der Tabelle 4.1 entnommen werden. Die Werte wurden durch vorherige Experimente so gewählt das die Pulsweite möglichst gering ist und der Transistor nicht durch eine zu hohe Pulsrate zerstört wird.

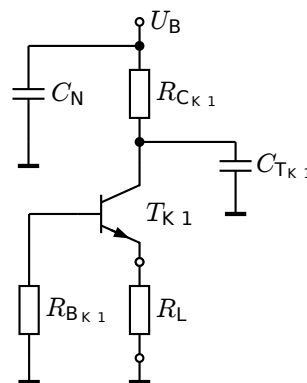


Abbildung 4.3: Grundschtaltung eines Kammgenerators auf Basis von Bipolartransistoren in Anlehnung an: ([Williams, 1991](#), S. 93, Figure D1)

Tabelle 4.1: Bauteilübersicht

Bezeichnung:	verwendetes Bauteil:	Messwert:
$C_N$	330 nF	352,7 nF
$C_{TK1}$	1,5 pF	1,58 pF
$R_{BK1}$	10 kΩ	9,80 kΩ
$R_{CK1}$	220 kΩ	219,55 kΩ

<sup>1</sup>Datenblatt des Transistors CDIL 2N708: [Continental Device India Limited \(b\)](#)

Um den Einfluss externer Störquellen durch lange Leitungswege möglichst gering zu halten, wird das Platinenlayout um einen kompakten Schaltungsaufbau zu erreichen in CadSoft Eagle entworfen. Das Platinenlayout der Messschaltung ist in [Abbildung 4.4](#) dargestellt.

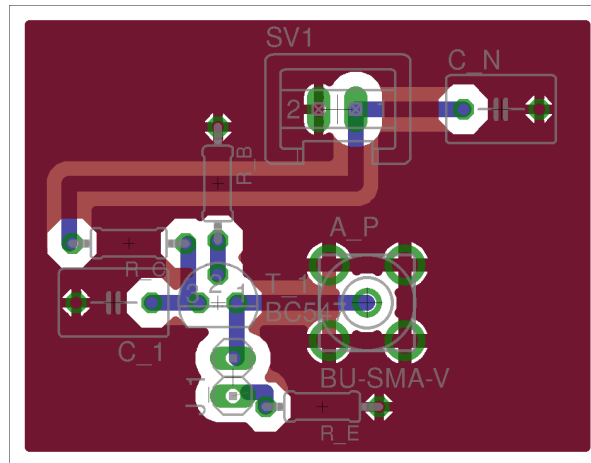


Abbildung 4.4: Platinenlayout des Bipolartransistor-Kammgenerators

Die [Abbildung 4.5](#) zeigt die bestückte Platine. Bei Bedarf kann über den Jumper "J\_1" eine  $50\ \Omega$  Lastimpedanz zugeschaltet werden.

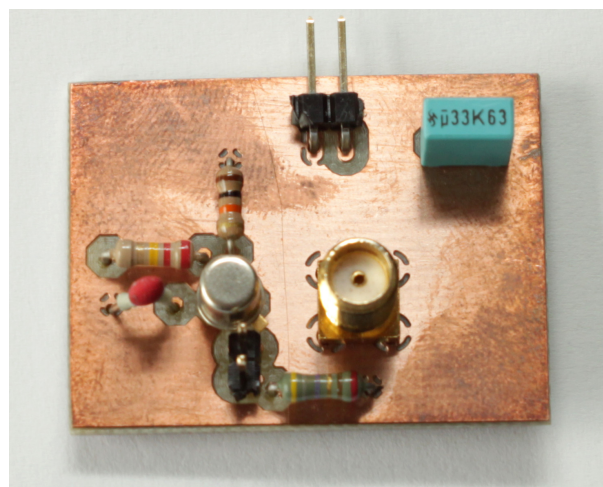


Abbildung 4.5: Bestückte Platine des Bipolartransistor-Kammgenerators

## 4.2 Messungen

Anhand der Messschaltung werden die Pulsweite, die Pulsrate sowie das Spektrum erfasst. Die Messungen werden bei einer Versorgungsspannung  $U_B$  von 133,83 V durchgeführt. Die für die Messungen verwendeten Geräte können der Tabelle 4.2 entnommen werden. Da zu erwarten ist, dass der Kammgenerator sehr leistungsstarke Pulse erzeugt, wird an den Ausgang des Generators mit einem SMA-BNC-Adapter ein 20 dB-Dämpfungsglied angeschlossen, um Schäden an den Messgeräten zu vermeiden.

Tabelle 4.2: Geräteliste

<b>Gerät:</b>	<b>Hersteller:</b>	<b>Bezeichnung:</b>	<b>Seriennummer:</b>
Multimeter	BBC GOERZ METRAWATT	M2110	M 15 17 3076
Labornetzgerät	MC POWER	MRGN-900	unbekannt
Labornetzgerät	ROHDE&SCHWARZ	NGL 20	203 4415 02 FNR
Oszilloskop	ROHDE&SCHWARZ	RTO 1024	1316.100K24-200168-DA
RLC-Meter	PHILIPS	PM6304/001	9452 063 04001
Spektrumanalyser	ROHDE&SCHWARZ	1093.4495.03	838164/033



### Messung der Pulsweite

Zur Messung der Pulsweite wird der Ausgang des Dämpfungsgliedes mit dem Channel 1 des Oszilloskops verbunden. Im Menü des Oszilloskops wird der Kanal auf DC-Kopplung bei einer Impedanz von  $50 \Omega$  geschaltet. Die Messung der Pulsweite erfolgt mit Hilfe der Cursor-Funktion. Dazu werden die Cursor jeweils an den Flanken des Pulses bei der Spannung die 10 % des Spitzenwertes entspricht, positioniert und so die Pulsweite von ca. 1,12 ns ermittelt. Das Oszillogramm der Messung ist in [Abbildung 4.6](#) dargestellt.

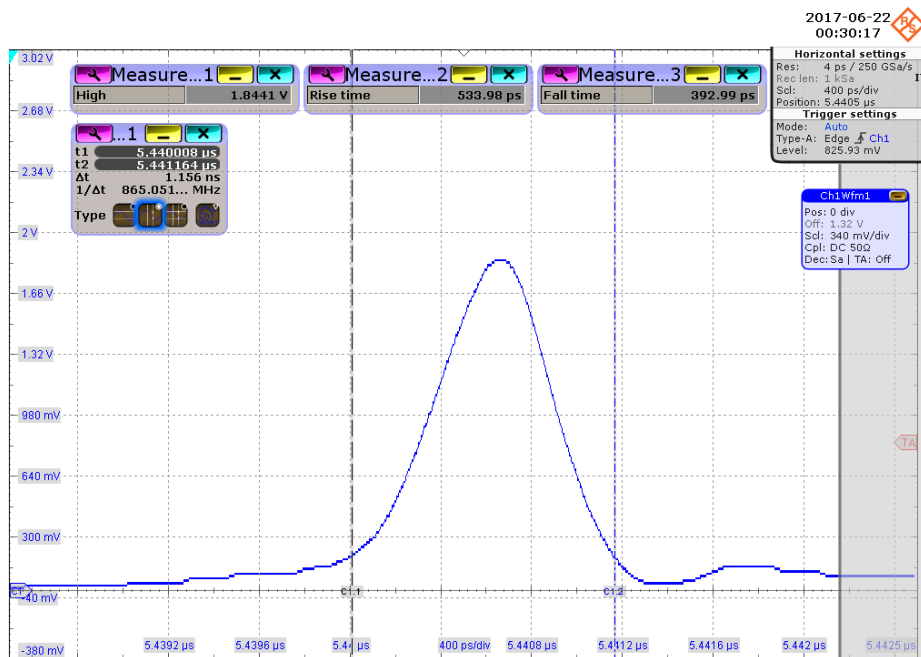


Abbildung 4.6: Messung der Pulsweite (500 ps/Div; 400 mV/Div)

Die Pulshöhe liegt im Oszillogramm bei ca. 1,8 V. Von einer präzisen Messung wird aufgrund einer stark schwankenden Pulshöhe abgesehen. Da der Puls um 20 dB gedämpft wird hat er entsprechen der Gl. (4.1) eine Pulshöhe von ca. 18 V und somit eine Spitzenleistung von 6,48 W.

$$\begin{aligned} \hat{u}_{Puls} &= 1,8 \text{ V} \cdot 10^{\frac{20 \text{ dB}}{20}} = 18 \text{ V} \\ \hat{p}_{Puls} &= \frac{(18 \text{ V})^2}{50 \Omega} = 6,48 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.1)$$

### Messung der Periodendauer

Zur Messung der Periodendauer wird mit Hilfe der Cursor-Funktion die Zeit zwischen zwei aufeinander folgenden Pulsen gemessen. Da die Periodendauer bei der Messschaltung stark schwankt wird die Messung zur Erfassung der ungefähren Dauer mit der "Run Cont"-Taste angehalten. Die gemessene Periodendauer beträgt in diesem Fall ca.  $11,8 \mu\text{s}$ . Das zugehörige Oszillogramm ist in [Abbildung 4.7](#) dargestellt.

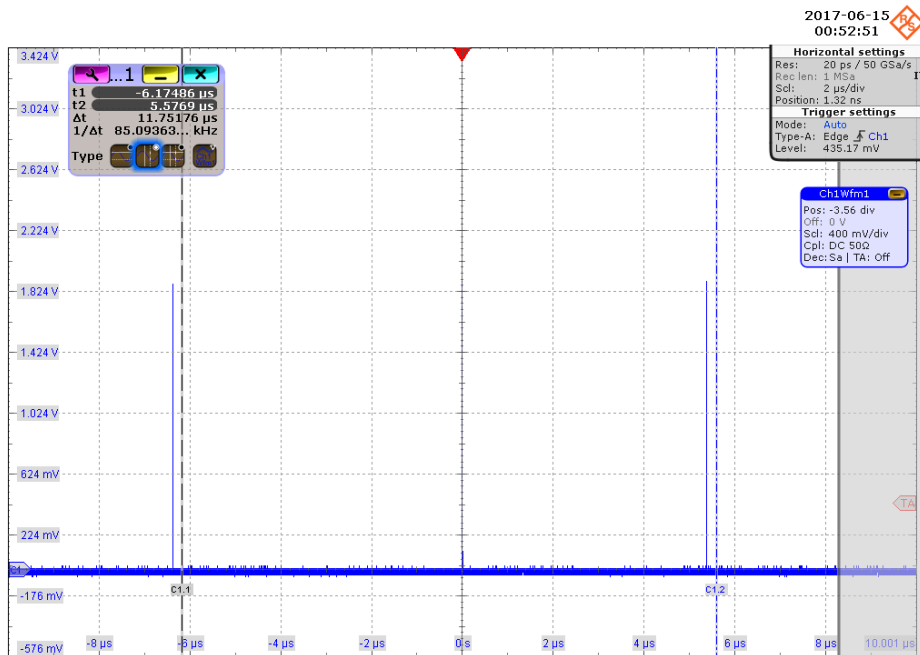


Abbildung 4.7: Messung der Periodendauer ( $2 \mu\text{s}/\text{Div}$ ;  $400 \text{ mV}/\text{Div}$ )

Für die Pulsrate  $f_{\text{Puls}}$  des Kammgenerators folgt somit:

$$f_{\text{Puls}} = \frac{1}{11,8 \mu\text{s}} \approx 85 \text{ kHz}$$

### Messung des Spektrums

Das Spektrum des Kammgenerators wird mit dem Spektrumanalyser bei einer Resolution Bandwidth von 1 kHz für einen Bereich von 0 Hz bis 3 GHz aufgezeichnet. Das aufgenommene Spektrum ist in [Abbildung 4.8](#) zu sehen. Beim ablesen der Werte ist darauf zu achten, dass die jeweiligen Signalpegel um 20 dB gedämpft sind.

Um den Abstand der Frequenzlinien zu erfassen wird der Frequenzbereich auf 500-501 MHz reduziert und bei einer Resolution Bandwidth von 30 Hz das Spektrum gemessen (siehe [Abbildung 4.9](#)). Um sicher zu gehen, dass es sich bei dem gemessenen Spektrum nicht nur um Grundrauschen handelt, wird bei abgeschalteter Versorgungsspannung der Pegel des Grundrauschens gemessen. Dieser liegt bei der Messung unter -120 dBm.

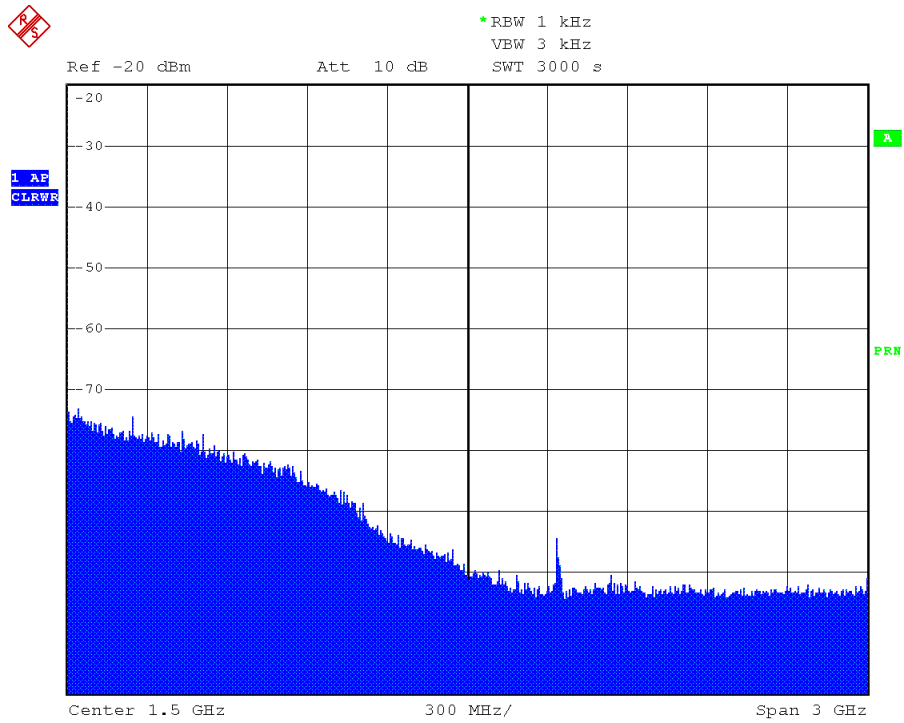


Abbildung 4.8: Spektrum (0-3 GHz)

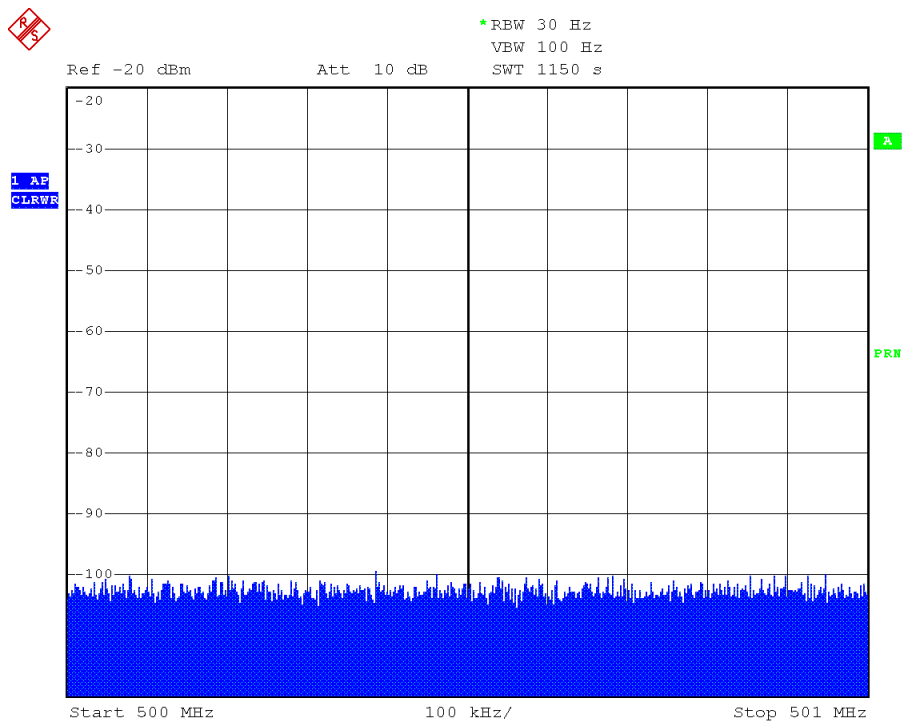


Abbildung 4.9: Spektrum bei einer RBW von 30 Hz (500-501 MHz)

### 4.3 Auswertung

Bei einem Vergleich der vom Oszilloskop gemessenen Anstiegs- und Abfallzeit von 534 ps bzw. 392 ps mit dem Kehrwert der Frequenz von 1,8 GHz bei der das Signal im Rauschen untergeht, ist erkennbar, dass diese Werte in etwa übereinstimmen. Daher ist auch wenn es für den Transistor keine Vergleichswerte gibt davon auszugehen, dass die gemessenen Zeiten weitgehend den tatsächlichen Anstiegs- und Abfallzeiten des Pulses entsprechen.

Da die gemessene Periodendauer von 85 kHz stark schwankt entsteht ein quasi kontinuierliches Spektrum. So konnten selbst in einem schmalen Ausschnitt des Spektrums bei einer Resolution Bandwidth von 30 Hz noch keine Frequenzlinien festgestellt werden. Obwohl die Spitzenleistung der Pulse von 6,48 W und die damit einhergehende Pulsenergie deutlich höher sind als beim SRD-Kammgenerator, fallen die Leistungspegel im Spektrum wesentlich geringer aus, da sich die Pulsenergie auf die Leistungspegel der einzelnen Frequenzen aufteilt.

Aufgrund der stark schwankenden Periodendauer und Pulshöhe sowie einer sehr geringen Ausgangsleistung bezogen auf die einzelnen Frequenzen, ist der freilaufende Avalanche-Transistor Kammgenerator für die Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle nicht geeignet.

## 4.4 Messaufbau des Avalanche-Transistor Kammgenerators mit externer Triggerung

Da der Kammgenerator ohne externe Triggerung wegen der starken Frequenzschwankungen und der variierenden Pulshöhe für den Einsatz in einer Referenzstrahlungsquelle ungeeignet ist, Transistoren im Avalanche-Betrieb aber aufgrund ihrer sehr hohen Pulsenergie eine interessante alternative zu Step-Recovery-Dioden darstellen wird die Schaltung entsprechend der Beschreibung in Abschnitt 4 für die Triggerung des Lawinendurchbruchs durch ein externes Signal aufgebaut. Mit der Schaltung in [Abbildung 4.2](#) war bei Testmessungen keine externe Triggerung des Zeitpunktes des Lawinendurchbruchs möglich. Daher wird die Basis des Transistors entsprechend der Beschreibung in ([ham radio, 1970, S. 24](#)) mit einer 1,5 V Batterie negativ vorgespannt. Ohne diese Änderung konnte in Abhängigkeit von der Amplitude des Triggersignals entweder gar kein Durchbruch erzielt werden oder der Durchbruch erfolgte unabhängig von der Frequenz selbständig wie bei dem Kammgenerator ohne externe Triggerung im Abschnitt zuvor. Anstatt eines Avalanche-Transistors wird für den Messaufbau ein Transistor vom Typ CDIL 2N3904 verwendet. Die Werte der verwendeten Bauelemente können der [Tabelle 4.3](#) entnommen werden.

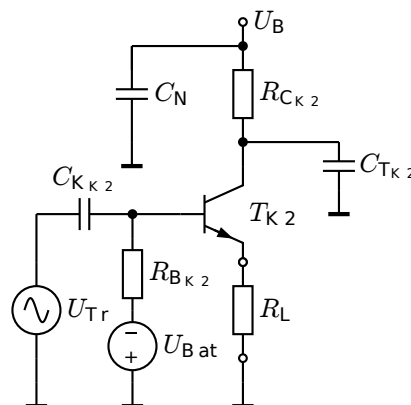


Abbildung 4.10: Avalanche-Transistor Kammgenerator mit externer Triggerung in Anlehnung an: ([Hansen, 1967, S. 3, Fig. 3](#))

Tabelle 4.3: Bauteilübersicht

Bezeichnung:	verwendetes Bauelement:	Messwert:
$C_N$	330 nF	352,7 nF
$C_{KK2}$	470 pF	486,7 pF
$C_{TK2}$	1,5 pF	1,69 pF
$R_{BK2}$	100 $\Omega$	100,66 $\Omega$
$R_{CK2}$	2 · 5,6 k $\Omega$	11,14 k $\Omega$

## 4.5 Messungen

Anhand der Messschaltung werden für die Beurteilung ob der Avalanche-Transistor Kammgenerator mit externer Triggerung für die Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle geeignet ist, neben dem Linienspektrum, die Pulshöhe, die Pulsweite sowie die Anstiegs- und Abfallzeit erfasst. Die Messungen werden bei einer Betriebsspannung  $U_B$  von 183,2 V durchgeführt. Der Funktionsgenerator erzeugt ein Sinussignal mit einer Spannung von 5,12 Vpp. An der Batterie zur Erzeugung des negativen Offsets liegt im Leerlauf eine Spannung von 1,544 V an.

Tabelle 4.4: Geräteliste

<b>Gerät:</b>	<b>Hersteller:</b>	<b>Bezeichnung:</b>	<b>Seriennummer:</b>
Funktionsgenerator	Agilent	33521B	MY52700433
Multimeter	BBC GOERZ METRAWATT	M2110	M 15 17 3076
Labornetzgerät	MC POWER	MRGN-900	unbekannt
Labornetzgerät	ROHDE&SCHWARZ	NGL 20	203 4415 02 FNR
Oszilloskop	ROHDE&SCHWARZ	RTO 1024	1316.100K24-200168-DA
RLC-Meter	PHILIPS	PM6304/001	9452 063 04001
Spektrumanalyser	ROHDE&SCHWARZ	1093.4495.03	838164/033

### Messung der Pulshöhe

Zur Messung der Pulshöhe wird der Ausgang des Kammgenerators über ein 20 dB-Dämpfungsglied mit dem Oszilloskop verbunden. Anschließend wird der entsprechende Kanal im Menü des Oszilloskops auf DC-Kopplung mit einer Impedanz von  $50 \Omega$  gestellt. Die Messung der Pulshöhe erfolgt anhand der "Measure"-Funktion mit der Auswahl "peak to peak". Zusätzlich wird zur Kontrolle ebenfalls mit Hilfe der "Measure"-Funktion die Grundfrequenz des Signals gemessen. Die Messergebnisse können der Tabelle 4.5 entnommen werden. Das zugehörige Oszillogramm ist in [Abbildung 4.11](#) abgebildet.

Tabelle 4.5: Messergebnisse

Messung:	Messwert:	theoretischer Wert:	relativer Fehler
Pulshöhe $\hat{u}$	1,29 V	-	-
Grundfrequenz $f_0$	9,9993 MHz	10 MHz	0.01 %

Die tatsächliche Pulshöhe  $\hat{u}$  beträgt aufgrund der 20 dB-Dämpfungsgliedes 12,9 V und der Puls besitzt somit eine Spitzenleistung von 3,33 W.

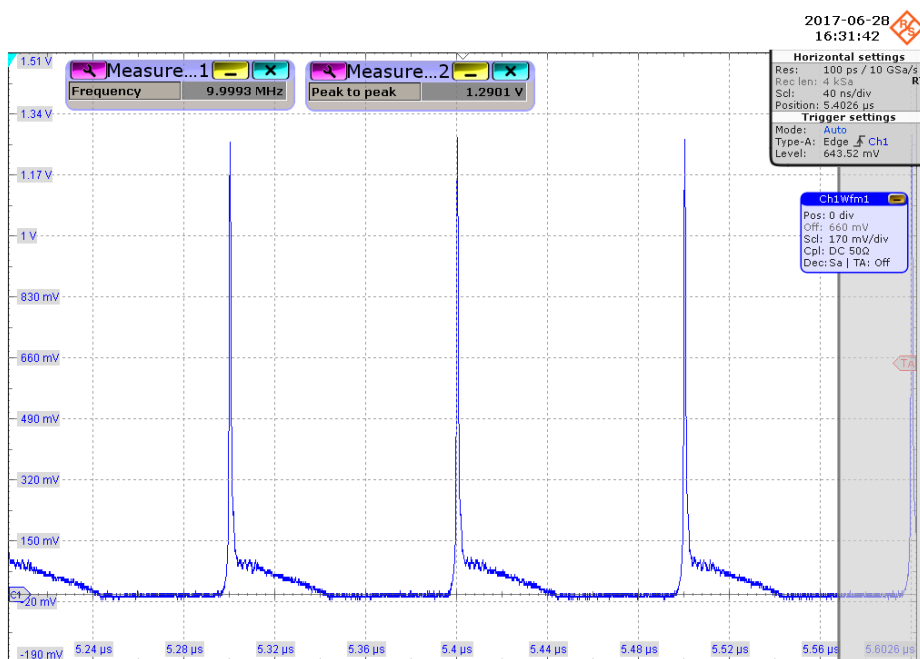


Abbildung 4.11: Messung der Periodendauer (40 ns/Div; 170 mV/Div)



### Messung der Pulsweite sowie der Anstiegs- und Abfallzeit

Für die Messung der Pulsweite wird die Cursor-Funktion des Oszilloskops verwendet. Die Anstiegs- und Abfallzeit der Pulse wird anhand der "Measure"-Funktion mit der Auswahl "rise time" bzw. "fall time" erfasst. Da der Auslösezeitpunkt des Lawinendurchbruchs leicht schwankt und es somit zu Problemen bei der Signaltriggerung im Oszilloskop kommt, wird die Messung für die Aufnahme des der Messung zugehörigen Oszillgramms in [Abbildung 4.12](#) mit der "Run Cont"-Taste angehalten. Die erfassten Zeiten können der Tabelle [4.6](#) entnommen werden. Da bei dieser Messreihe keine theoretischen Daten verfügbar sind entfällt ein Vergleich mit den theoretischen Werten.

Tabelle 4.6: Messergebnisse

Messung:	Messwert:	1/Δt
Pulsbreite $t_p$	1,72ns	–
Anstiegszeit $t_r$	642ps	1,558GHz
Abfallzeit $t_f$	1,547ns	646,4MHz

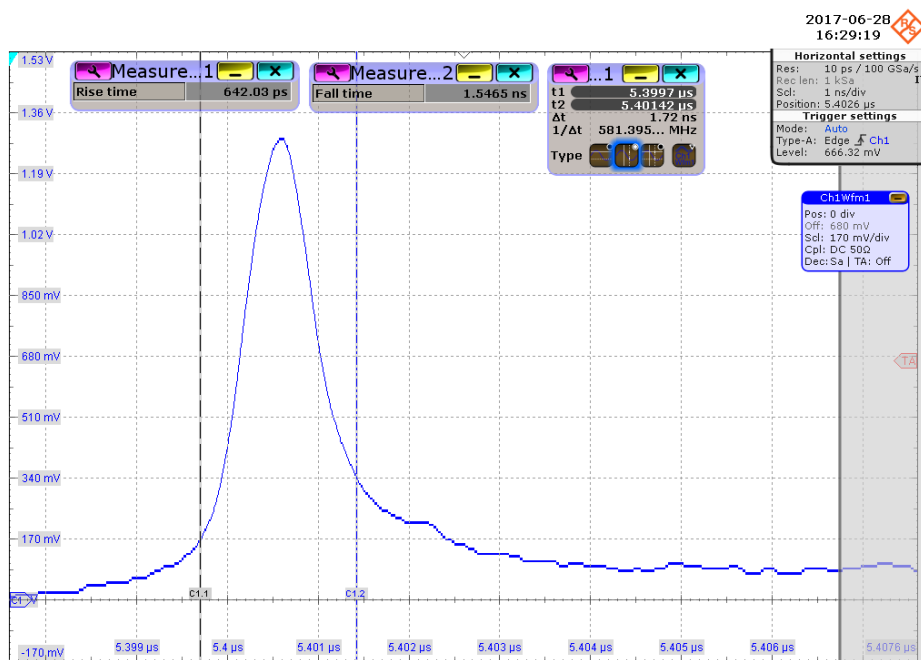


Abbildung 4.12: Messung der Pulsweite (1 ns/Div; 170 mV/Div)

### Messung des Linienspektrums

Zum Abschluss der Messungen wird für die Erfassung der Leistungspegel der einzelnen Oberschwingungen das Linienspektrum des Kammgenerators mit Hilfe des Spektrumanalysers erfasst. Der Ausgang des Kammgenerators wird dazu erneut über ein 20 dB-Dämpfungsglied mit dem Eingang des Spektrumanalysers verbunden. Die Messung des Linienspektrums erfolgt bei einer Resolution Bandwidth von 1 kHz erneut sowohl für einen Frequenzbereich von 0-1 GHz als auch von 0-3 GHz. Die erfassten Linienspektren sind in [Abbildung 4.14](#) und [Abbildung 4.13](#) dargestellt.

Für die Erfassung der Spektren wurde ein Leistungsdämpfungsglied vom Typ Rohde & Schwarz RBU BN 33666/50 verwendet. Da dieses Dämpfungsglied nur für einen Frequenzbereich von 0-1 GHz geeignet ist werden die Pegel oberhalb von 1 GHz in [Abbildung 4.13](#) zunehmend stärker gedämpft.

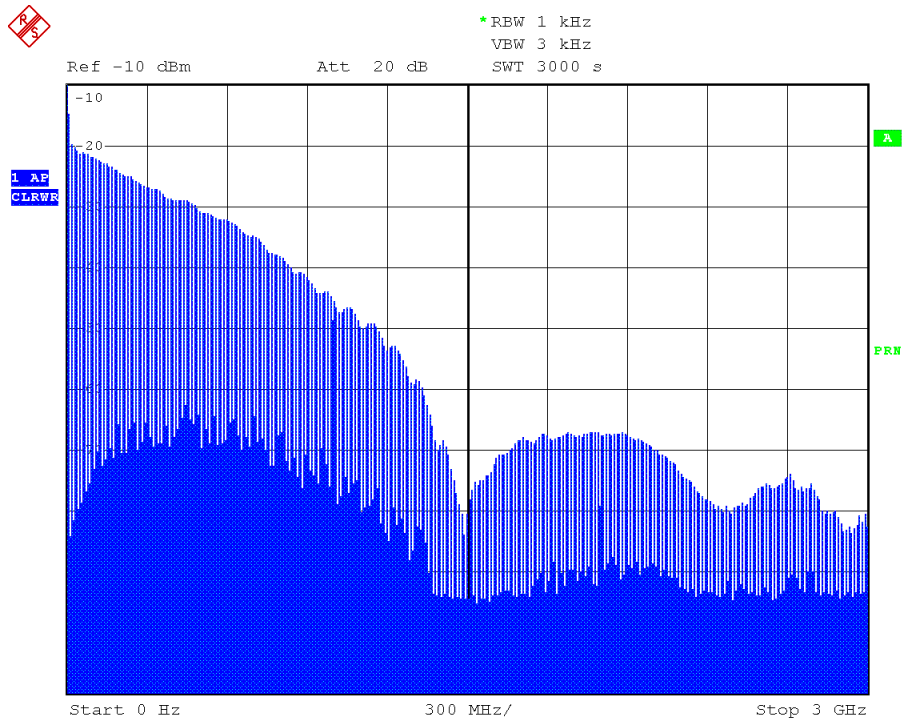


Abbildung 4.13: Linienspektrum (0-3 GHz)

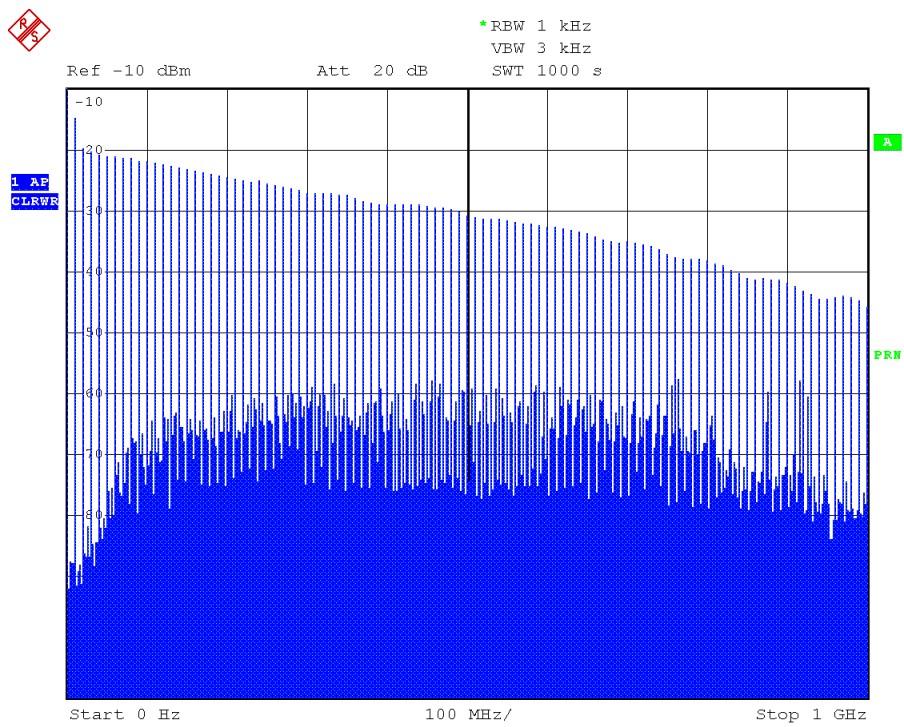


Abbildung 4.14: Linienspektrum (0-1 GHz)

## 4.6 Auswertung

Der Avalanche-Transistor Kammgenerator mit externer Triggerung erzeugt in Abhängigkeit von dem Triggersignal Pulse mit einer weitgehend konstanten Pulsrate und Pulshöhe. Die leichten Schwankungen entstehen, da die Schaltung bedingt durch die Funktionsweise verglichen mit dem SRD-Kammgenerator anfälliger für Störungen ist, welche durch einen weitläufigeren Messaufbau zudem noch begünstigt werden.

Bei Betrachtung des Linienspektrums in [Abbildung 4.14](#) ist auffällig, dass auch zwischen den Oberschwingungen Leistungspegel erfasst wurden die deutlich über dem Grundrauschen liegen. Diese Pegel werden vermutlich von den durch Störungen abweichend vom Triggersignal ausgelösten Lawiniendurchbrüchen verursacht.

Vergleicht man die im Linienspektrum bei einer Frequenz von ca. 1,5 GHz auftretende Nullstelle mit der aufgrund einer gemessenen Pulsweite von 1,72 ns entsprechend der Gl. (3.24) zu erwarteten Position bei ca.  $f_N = 3/(2 \cdot 1,72 \text{ ns}) = 872 \text{ MHz}$ , ist erkennbar, dass diese Werte deutlich voneinander Abweichen. Daher ist davon auszugehen, dass die vom Oszilloskop gemessene Signalform aufgrund der zunehmenden Dämpfung von Frequenzen oberhalb von 1GHz durch das Dämpfungsglied erheblich von der tatsächlichen Signalform abweicht und somit auch die gemessenen Anstiegs- und Abfallzeiten von 642 ps und 1,547 ns in Wirklichkeit geringer sind.

Wenn man davon ausgeht, dass sich die leichten Schwankungen der Pulshöhe und der Pulsrate durch eine Verbesserung des Messaufbaues beheben lassen, ist der Kammgenerator aufgrund seines weitgehend linear abfallenden Spektrums ohne Nullstellen im Bereich von 0-1 GHz und seiner zudem verhältnismäßig hohen Ausgangsleistung entsprechend den in der Einleitung formulierten Anforderungen für die Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle geeignet.

# 5 Fazit

## 5.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde unter Verwendung einer Step-Recovery-Diode zur Pulserzeugung ein Kammgenerator für eine Referenzstrahlungsquelle entwickelt. Anhand von Messungen konnte gezeigt werden, dass der entwickelte Kammgenerator aufgrund der Verwendung eines Quarzoszillators eine hohe Frequenzkonstanz sowie nach einer kurzen Aufwärmphase eine konstante Ausgangsleistung aufweist. Der Kammgenerator erzeugt zudem im Bereich von 0-1 GHz ein weitgehend lineares Linienspektrum ohne Nullstellen und erfüllt somit die in der Einleitung formulierten Anforderungen für die Nutzung in einer Referenzstrahlungsquelle.

Zusätzlich wurden zwei Kammgeneratoren, welche zur Pulserzeugung Transistoren die im Bereich des Lawinendurchbruchs betrieben werden verwenden, als eine Alternative zur Nutzung von Step-Recovery-Dioden für einen Vergleich aufgebaut und vermessen. Bei der ersten Schaltung handelte sich um einen freilaufenden Kammgenerator welcher aufgrund von starken Schwankungen der Pulsrate und Pulshöhe nicht für den Einsatz in einer Referenzstrahlungsquelle geeignet ist. Daher wurde bei dem zweiten Kammgenerator der Lawinendurchbruch durch ein externes Triggersignal ausgelöst, mit dessen Hilfe sich Pulsrate und Pulshöhe konstant halten ließen. Da dieser Kammgenerator zudem im Bereich von 0-1 GHz ein lineares Spektrum ohne Nullstellen bei vergleichsweise hohen Leistungspegeln der einzelnen Oberschwingungen aufweist, ist er für die Verwendung in einer Referenzstrahlungsquelle prinzipiell geeignet. Dabei ist jedoch zu beachten, dass solche Schaltungen bedingt durch ihre Funktionsweise anfälliger für Störungen sind.

## 5.2 Ausblick

Um den Einfluss der Umgebungstemperatur auf die Ausgangsleistung des entwickelten Kammgenerators zusätzlich zu verringern sollten die Transistoren der Schaltung an einem gemeinsamen Kühlkörper befestigt werden, der mit einem Lastwiderstand und einer Temperaturregelung auf einer konstanten Temperatur gehalten wird. Zudem sollten die Spulen der Schaltung vergossen werden, um einer Veränderung der Induktivität durch Berührungen oder Erschütterungen vorzubeugen.

# **6 Anhang**

## **Inhalt der CD**

Auf der CD befinden sich die als pdf-Datei vorliegenden Quellen sowie eine pdf-Version der Bachelorthesis.

# Literaturverzeichnis

- [Continental Device India Limited a] CONTINENTAL DEVICE INDIA LIMITED: *NPN SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS. Datenblatt BC547B*
- [Continental Device India Limited b] CONTINENTAL DEVICE INDIA LIMITED: *NPN SILICON PLANAR SWITCHING TRANSISTOR. Datenblatt 2N708*
- [Geißler u. a. 1993] GEISSLER, Rainer ; KAMMERLOHER, Werner ; SCHNEIDER, Hans W.: *Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 1*. 1. Auflage. Braunschweig; Wiesbaden : Vieweg, 1993. – ISBN 3-528-04749-6
- [Goßner 2011] GOSSNER, Stefan: *Grundlagen der Elektronik*. 8. Auflage. Aachen : Shaker Verlag, 2011. – ISBN 978-3-8265-8825-9
- [Gunthard Kraus 2014] GUNTARD KRAUS: Quarzoszillator-Simulation mit LTspice. In: *UKW-Berichte* (2014), 3, S. 131–141
- [ham radio 1970] HAM RADIO: avalanche-transistor circuits. In: *ham radio magazine* (1970), S. 22–25
- [Hansen 1967] HANSEN, James P.: A Nanosecond, High-Current Pulse Generator Using Paralled Avalanche Transistors / NAVAL RESEARCH LABORATORY. Washington, D.C., September 1967 (6539). – NRL Report
- [HC49US ] HC49US: *HC-49/US, HC-49/US-SMD Quartz Crystal Resonator. Datenblatt HC49US*
- [Hewlett Packard ] HEWLETT PACKARD: *Glass Packaged Step Recovery Diodes. Technical Data 5082-0112*
- [Hewlett Packard 1968] Hewlett Packard (Veranst.): *Harmonic Generation Using Step Recovery Diodes and SRD Modules*. 1968. – Application Note 920
- [Hoffmann 2011] HOFFMANN, Jörg: *Taschenbuch der Messtechnik*. 6. Auflage. München : Carl Hanser Verlag, 2011. – ISBN 978-3-446-42391-6
- [Kraus 2014] KRAUS, Gunthard: *SPICE-Schaltungs-Simulation mit LTspice IV*. 2014



- [Kummer 1986] KUMMER, Manfred: *Grundlagen der Mikrowellentechnik*. 1. Auflage. Berlin : VEB Verlag Technik, 1986. – ISBN 3-341-00088-7
- [Papula 2009] PAPULA, Lothar: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. 12. Auflage. Wiesbaden : Vieweg+Teubner, 2009. – ISBN 978-3-8348-0564-5
- [Rost 1992] ROST, Albrecht: *Grundlagen der Elektronik*. 3. Auflage. Akademie Verlag, 1992. – ISBN 3-05-501545-2
- [Scheithauer 2004] SCHEITHAUER, Rainer: *Signale und Systeme*. 2. Auflage. Wiesbaden : B.G. Teubner Verlag, 2004. – ISBN 3 3-519-16425-6
- [Stiny 2016] STINY, Leonhard: *Aktive elektronische Bauelemente*. 3. Auflage. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2016. – ISBN 978-3-658-14386-2
- [Tholl 1978] THOLL, Herbert: *Bauelemente der Halbleiterelektronik Teil 2*. 1. Auflage. Stuttgart : B.G. Teubner, 1978. – ISBN 3-519-06419-7
- [Tietze u. a. 2010] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph ; GAMM, Eberhard: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 13. Auflage. Berlin Heidelberg : Springer-Verlag, 2010. – ISBN 978-3-642-01621-9
- [Williams 1991] WILLIAMS, Jim: *High Speed Amplifier Techniques*. Milpitas, U.S.A.: Linear Technology (Veranst.), August 1991. – Application Note 47

# Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 3. Juli 2017

Ort, Datum

Unterschrift