

# Bachelorarbeit

Tobias Marwedel

Entwicklung eines Envelope-Detektors zur  
Strahllagemessung an einem Positionsmonitor beim  
Linearbeschleuniger FLASH

Tobias Marwedel

Entwicklung eines Envelope-Detektors zur  
Strahlungsmessung an einem Positionsmonitor beim  
Linearbeschleuniger FLASH

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung  
im Studiengang *Bachelor of Science Elektro- und Informationstechnik*  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel  
Zweitgutachter: M.Sc. Bastian Lorbeer

Eingereicht am: 16. Januar 2023

**Tobias Marwedel**

## **Thema der Arbeit**

Entwicklung eines Envelope-Detektors zur Strahllagemessung an einem Positionsmonitor beim Linearbeschleuniger FLASH

## **Stichworte**

Envelope-Detektor, transversale Strahllage, Strahllagemonitor, Pick-up-Elektrode, Linearbeschleuniger FLASH, Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY, Entwicklung, Dimensionierung, Simulation, Charakterisierung, Signalnachbildung eines BPM-Signals, Optimierung

## **Kurzzusammenfassung**

Im Linearbeschleuniger FLASH (Freie-Elektronen-Laser-Hamburg) am Deutschen Elektronen-Synchrotron (DESY) in Hamburg, wird die transversale Lage des Elektronenstrahls von einem Strahllagemonitor, im Englischen Beam Position Monitor (BPM), gemessen. Der Strahllagemonitor enthält sogenannte Pick-up-Elektroden, mit denen sich die transversale Position des Elektronenstrahls im Strahlrohr bestimmen lässt. Aufgrund der physikalischen Eigenschaften des Detektors und der Teilchen beträgt die Signaldauer nur einige 100 ps.

Für die Auswertung der transversalen Lage des Elektronenstrahls am Computer ist eine Digitalisierung der Amplituden der Ausgangssignale von den Pick-up-Elektroden nötig. Eine direkte Auswertung dieser Signale mit einem Analog-digital-Wandler (ADC) bei einer Samplerate von typischerweise 100 MHz ist aufgrund der kurzen Signaldauer nur schwierig realisierbar. Mithilfe eines „Envelope-Detektors“ kann die Amplitude aufrecht erhalten werden, um eine erfolgreiche Abtastung des Signals zu ermöglichen.

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Entwicklung, Dimensionierung und Simulation des Envelope-Detektors sowie deren Bewertung anhand eines synthetischen Signals des Strahllagemonitors im Labor. Abschließend werden in einem kurzen Ausblick die Möglichkeiten der Optimierung des Envelope-Detektors vorgestellt.

---

**Tobias Marwedel**

**Title of Thesis**

Development of an envelope detector for beam position measurement on a position monitor at the linear accelerator FLASH

**Keywords**

Envelope detector, transverse beam position, Beam Position Monitor, pick-up electrode, linear accelerator FLASH, Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY, development, dimensioning, simulation, characterization, signal simulation of a BPM signal, optimization

**Abstract**

In the linear accelerator FLASH (Free Electron Laser Hamburg) at Deutsches Elektronen-Synchrotron (DESY) in Hamburg, the transversal position of the electron beam is measured by a Beam Position Monitor (BPM). The BPM contains pick-up electrodes to determine the transversal position of the electron beam in the beam tube. Due to the physical properties of the detector and the particles the signal duration at the pick-up electrode is only a few 100 ps.

In order to evaluate the transversal position of the electron beam on the computer, the amplitudes of the output signals from the pick up electrodes must be digitized. A direct evaluation of these signals with an analog digital converter (ADC) at a sample rate of typically 100 MHz is difficult to implement due to the brief signal duration. As a result, an „envelope detector“ can be used to maintain amplitude to allow successful sampling of the signal.

This thesis describes the development, dimensioning and the simulation of the envelope detector as well as their evaluation on the basis of a synthetic signal of a beam position monitor in the laboratory. Finally, the possibilities of optimizing the envelope detector are presented in a short outlook.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>vii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Das Deutsche Elektronen-Synchrotron DESY . . . . .	1
1.2 Der Linearbeschleuniger FLASH . . . . .	1
1.3 Die Strahlungsmessung im Beschleuniger . . . . .	2
1.4 Ausgangssignal eines Strahlungsmonitors . . . . .	3
1.5 BPM-Signal des Linearbeschleunigers FLASH . . . . .	5
<b>2 Motivation</b>	<b>6</b>
<b>3 Entwicklung eines Envelope-Detektors</b>	<b>7</b>
3.1 Grundprinzip der Detektierung . . . . .	7
3.2 Übersicht der Detektorschaltung . . . . .	8
3.3 Dimensionierung der Detektorschaltung . . . . .	9
3.3.1 Bandbreite des BPM-Signals . . . . .	9
3.3.2 Zeitkonstante für den Aufladevorgang . . . . .	10
3.3.3 Berechnung der erforderlichen Kapazität im Aufladevorgang . . . . .	11
3.3.4 Berechnung des Widerstandes im Entladevorgang . . . . .	11
3.4 Vorspannen der Schottky-Diode . . . . .	12
3.5 Dimensionierung der Hoch- und Tiefpässe . . . . .	12
3.5.1 Hochpass im Eingang des Envelope-Detektors . . . . .	12
3.5.2 Tiefpass im Vorspannungszweig der Schottky-Diode . . . . .	13
3.6 Simulation der Detektorschaltung . . . . .	13
3.7 Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung . . . . .	15
3.8 Dimensionierung der Transistorschaltung . . . . .	16
3.9 Dimensionierung des Impedanzwandlers . . . . .	17

<b>4</b>	<b>Charakterisierung der Detektorelektronik</b>	<b>19</b>
4.1	Nachbildung des BPM-Signals . . . . .	19
4.1.1	Pulsnachbildung mithilfe eines Rechteckgenerators . . . . .	20
4.1.2	Analyse der Pulsnachbildung . . . . .	21
4.1.3	Spektrum der Pulsnachbildung . . . . .	22
4.1.4	Nachbildung einer definierten Anzahl an Bunchen . . . . .	23
4.2	Verstärkung des Eingangssignals . . . . .	24
4.2.1	Platine mit der Transistorschaltung . . . . .	24
4.2.2	Ausgangssignal des Transistorverstärkers . . . . .	25
4.3	Erweiterung durch den Envelope-Detektor . . . . .	26
4.3.1	Ergänzung der Platine mit der Detektorschaltung . . . . .	26
4.3.2	Ladungskurve des Envelope-Detektors . . . . .	27
4.4	Entkopplung des Ausgangs . . . . .	29
4.4.1	Platine mit der Impedanzanpassung . . . . .	29
4.4.2	Ausgangssignal des Impedanzwandlers . . . . .	30
4.5	Minimalpegel des Eingangssignals . . . . .	32
4.5.1	Bestimmung der Vorspannung in der Praxis . . . . .	32
4.5.2	Vervollständigung der Schaltung, durch die Vorspannung . . . . .	34
4.5.3	Messergebnis des minimalen Eingangspegels . . . . .	34
4.6	Änderungen an der Envelope-Detektor-Schaltung . . . . .	37
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>38</b>
<b>6</b>	<b>Ausblick</b>	<b>39</b>
6.1	Erweiterung des Anwendungsbereichs . . . . .	39
6.2	Optimierung der Messgenauigkeit . . . . .	39
6.3	Vervielfachung der Detektorschaltung . . . . .	40
6.4	Weiterentwicklung zum Peak-Detektor . . . . .	40
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>41</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>42</b>
A.1	Datenblätter . . . . .	42
A.1.1	Operationsverstärker AD8055 . . . . .	42
A.1.2	Schottky-Diode BAT15-04 . . . . .	54
A.1.3	Transistor QPA7489A . . . . .	65
	Selbstständigkeitserklärung . . . . .	75

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Schematischer Aufbau eines Strahllagemonitors . . . . .	2
1.2	Skizze Hintergrund vom Ausgangssignal des Monitors . . . . .	4
1.3	BPM-Signale des Linearbeschleunigers FLASH bei 400 pC . . . . .	5
3.1	Skizze Grundprinzip der Detektierung . . . . .	7
3.2	Detektorschaltung in LTspice . . . . .	8
3.3	Simulation des Detektors in LTspice . . . . .	14
3.4	Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung in LTspice . . . . .	15
4.1	Messergebnis des Oszilloskops von der Pulsnachbildung . . . . .	21
4.2	Spektrum des Pulses von den Rechteckgeneratoren . . . . .	22
4.3	Nachbildung einer definierten Anzahl an Bunchen . . . . .	23
4.4	Platine mit der Transistorschaltung . . . . .	24
4.5	Ausgangssignal des Transistorverstärkers . . . . .	25
4.6	Platine mit der Ergänzung der Detektorschaltung . . . . .	26
4.7	Ausgangssignal hinter dem Envelope-Detektor . . . . .	27
4.8	Platine mit der Impedanzanpassung des Ausgangs . . . . .	29
4.9	Messergebnis hinter dem Impedanzwandler . . . . .	30
4.10	Ausgangssignal der angepassten Schaltung . . . . .	31
4.11	Platine mit der Schottky-Diode (BAT15-099) . . . . .	32
4.12	Vorwärtsstrom der Schottky-Diode (BAT15-099) . . . . .	33
4.13	Platine mit allen Komponenten des Envelope-Detektors . . . . .	34
4.14	Ausgangssignal bei minimalem Eingangspegel . . . . .	35
4.15	Messergebnis der vollständigen Schaltung . . . . .	36
4.16	Änderungen an der Envelope-Detektor-Schaltung in LTspice . . . . .	37

# 1 Einleitung

## 1.1 Das Deutsche Elektronen-Synchrotron DESY

Das DESY beschreibt sich selber mit der folgenden Tätigkeitsbeschreibung.

„DESY zählt zu den weltweit führenden Beschleunigerzentren. Mit den DESY-Großgeräten erkunden Forscherinnen und Forscher den Mikrokosmos in seiner ganzen Vielfalt – vom Wechselspiel kleinster Elementarteilchen über das Verhalten neuartiger Nanowerkstoffe bis hin zu jenen lebenswichtigen Prozessen, die zwischen Biomolekülen ablaufen. Die Beschleuniger wie auch die Nachweisinstrumente, die DESY entwickelt und baut, sind einzigartige Werkzeuge für die Forschung: Sie erzeugen das stärkste Röntgenlicht der Welt, bringen Teilchen auf Rekordenergien und öffnen völlig neue Fenster ins Universum. Damit ist DESY nicht nur ein Magnet für jährlich mehr als 3000 internationale Forschende aus über 40 Nationen, sondern auch gefragter Partner in nationalen und internationalen Kooperationen. Engagierte Nachwuchsforschende finden bei DESY ein spannendes, interdisziplinäres Umfeld. Für eine Vielzahl von Berufen bietet das Forschungszentrum eine ansprechende Ausbildung. Um neue, gesellschaftsrelevante Technologien voranzutreiben und Innovationen zu fördern, kooperiert DESY mit Industrie und Wirtschaft. Dadurch gewinnen auch die Metropolregionen der beiden Standorte Hamburg und Zeuthen bei Berlin.“ (Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY, 2022 [2])

## 1.2 Der Linearbeschleuniger FLASH

Die Funktionsweise von FLASH lässt sich wie folgt zusammenfassen.

„Seit 2005 erzeugt FLASH, der weltweit erste Freie-Elektronen-Laser im Röntgenbereich, bei DESY in Hamburg ein ganz besonderes Licht: extrem intensive, ultrakurz gepulste Röntgenlaserblitze. Forscher aus aller Welt verfolgen damit die Bewegungen von

Atomen und Molekülen. FLASH beschleunigt Elektronen fast auf Lichtgeschwindigkeit. Anschließend zwingen spezielle Magnetanordnungen, die „Undulatoren“, die Elektronen auf einen Slalom-Kurs. In den Kurven geben die schnellen Teilchen Röntgenlichtblitze ab, die sich überlagern und im Gleichtakt schwingen. Auf diese Weise erzeugt FLASH unvorstellbar intensive, ultrakurze Lichtblitze im Bereich von „Femtosekunden“ – also milliardstel Sekunden. Damit lassen sich beispielsweise chemische Reaktionen filmen, die ebenfalls in Femtosekunden-Geschwindigkeit ablaufen. FLASH ist die Pionieranlage, an der wichtige Grundlagen für Filme aus dem Nanokosmos erforscht wurden.“ (Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY, 2022 [3])

### 1.3 Die Strahllagemessung im Beschleuniger

Die Bestimmung und eventuelle Korrektur der Lage des Elektronenstrahls vom Linearbeschleuniger FLASH ist für den Betrieb relevant, da nur hierdurch sichergestellt wird, dass der Elektronenstrahl am Ende des Strahlrohrs ankommt. Die transversale Strahllage wird mithilfe von Strahllagemonitoren gemessen.

Anhand des Aufbaus kann die Funktionsweise der Strahllagemessung erläutert werden. Aus diesem Grund ist in der folgenden Abbildung ein schematischer Aufbau des Strahllagemonitors zu sehen, anschließend wird dessen Funktionsweise detailliert erläutert.

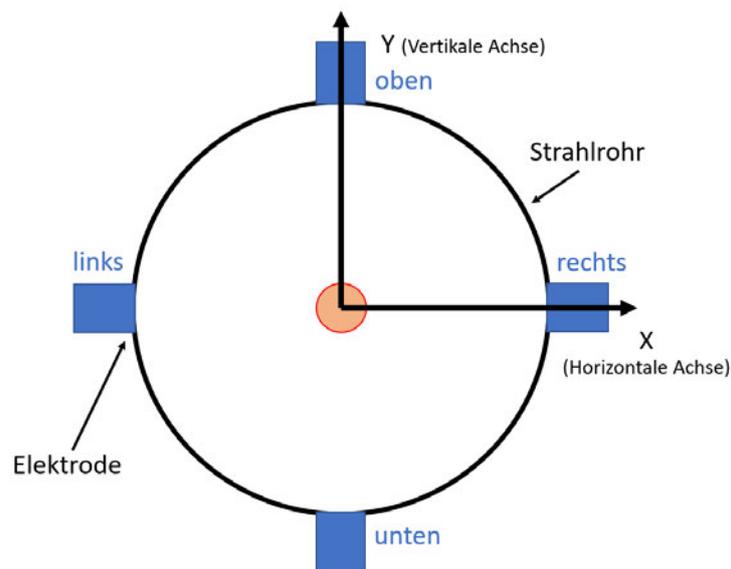


Abbildung 1.1: Schematischer Aufbau eines Strahllagemonitors

Wie in der Abbildung zu erkennen ist, befindet sich in der minimalen und maximalen X- und Y-Position des Strahlrohrs jeweils eine Elektrode. Mithilfe dieser Pick-up-Elektroden werden die nötigen Ausgangssignale für die Strahllagemessung erzeugt. Dabei fängt die Ausgangsspannung der Elektrode an zu steigen, sobald die ersten Elektronen des Strahls durch den Strahllagemonitor hindurchfliegen.

Dadurch, dass in jeder Achse zwei Elektroden am Strahlrohr angebracht sind, können die Ausgangsspannungen miteinander verglichen werden. Wenn der Strahl genau in der Mitte des Strahlrohrs liegt, liefern alle Elektroden das gleiche Ausgangssignal. Trifft dies nicht zu, wird anhand der Pegeldifferenz die Lage des Elektronenstrahls bestimmt. Um die Strahllagemessung an vielen longitudinalen Positionen zu ermöglichen, sind über 100 Strahllagemonitore über die komplette Länge von 300 Metern des Linearbeschleunigers FLASH verteilt.

### 1.4 Ausgangssignal eines Strahllagemonitors

Im Folgenden wird analysiert, wie die Form des Ausgangssignals von einem Beam Position Monitor zustande kommt. Eine Aneinanderreihung von Elektronen wird als Bunch bezeichnet. Fliegt ein Bunch durch einen Strahllagemonitor, wird durch die Elektroden die Ladung der Elektronen detektiert. Dabei geben die Elektroden ein Ausgangssignal mit ladungsabhängiger Amplitude aus.

Um das Ausgangssignal eines Beam Position Monitors zu verstehen, muss zunächst die Ladung des Bunches erläutert werden. Ein Bunch besitzt von Anfang bis Ende eine glockenartige Anzahl an Elektronen. Infolgedessen verhält sich die detektierte Ladung an den Elektroden eines Strahllagemonitors dementsprechend. Da die Elektronen eine negative Ladung besitzen, ist die Glockenfunktion der Ladung über die Abszisse gespiegelt. Als Ausgangssignal der Elektrode kommt jedoch eine andere Signalform zustande. Die Form des BPM-Signals kann als eine negative und positive Halbwelle beschrieben werden. Diese verhält sich proportional zur Ableitung des Ladungssignals der Pick-up-Elektroden.

In der folgenden Abbildung ist das Ladungssignal der Elektroden  $Q_t$  (rot) sowie das BPM-Signal  $U_t$  (blau), in Abhängigkeit eines Bunches, der im Strahlrohr durch einen Beam Position Monitor hindurchfliegt, zu sehen.

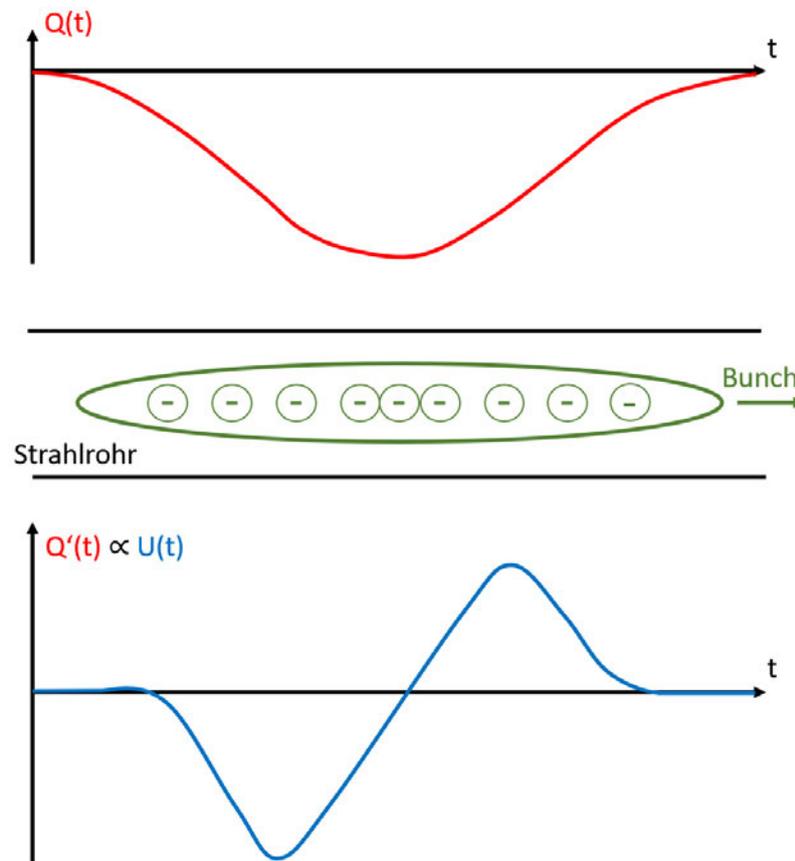


Abbildung 1.2: Skizze Hintergrund vom Ausgangssignal des Monitors

Zur Visualisierung der Entstehung des BPM-Signals, ist die Skizze sehr aussagekräftig, jedoch sieht der Puls in der Realität etwas anders aus. Tatsächlich weist die negative Halbwellen, aufgrund von einer asymmetrischen Ladungsverteilung innerhalb des Bunches, stets eine höhere Amplitude als die positive Halbwellen auf. Daraus kann geschlossen werden, dass sich mehr Elektronen am Anfang des Bunches befinden.

## 1.5 BPM-Signal des Linearbeschleunigers FLASH

Die folgende Abbildung zeigt das Messergebnis des Oszilloskops (Tektronix TDS 3054C) von der Elektrode rechts (CH1 in gelb), links (CH2 in blau), oben (CH3 in lila) und unten (CH4 in grün) des Strahllagemonitors 15ACC7 vom Beschleuniger FLASH.

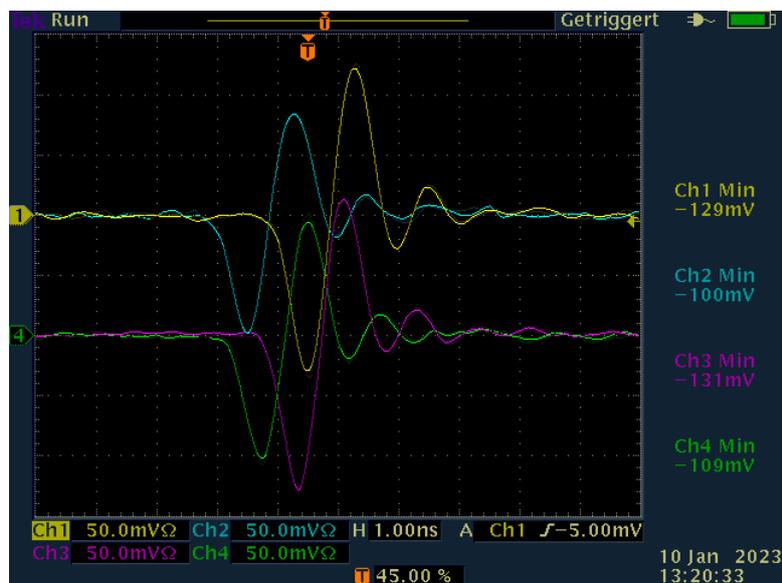


Abbildung 1.3: BPM-Signale des Linearbeschleunigers FLASH bei 400 pC

Bei den BPM-Signalen ist zu erkennen, dass die negative Halbwellen der Pulse eine höhere Amplitude aufweist. Die Höhe der Amplituden ist auf die Ladung im Beschleuniger von 400 pC sowie auf die aktuelle Strahllage zurückzuführen. Die Verzögerungen zwischen den BPM-Signalen kommt durch die unterschiedlichen Leitungslängen des Messaufbaus zustande.

Überschlagsweise kann die Strahllage anhand der aufgenommenen Signale bestimmt werden. Hierfür werden die Amplituden der gegenüberliegenden Elektroden analysiert. Wie zu sehen ist, ist die Amplitude der rechten Elektrode größer als die, der linken Elektrode. Aufgrund dessen kann angenommen werden, dass der Elektronenstrahl im rechten Bereich des Strahlrohrs liegt. Beim Vergleich der unten- und obenliegenden Elektrode ist zu erkennen, dass die Amplitude von der Elektrode an der Unterseite des Strahlrohrs größer ist. Schlussfolgernd kann die Lage des Elektronenstrahls auf die rechte untere Hälfte des Strahlrohrs beschränkt werden.

## 2 Motivation

Aus der Einleitung ist bekannt, dass durch die Amplituden der BPM-Signale die transversale Lage des Elektronenstrahls bestimmt wird. Das Messergebnis stellt den Ist-Wert der Strahllage im Strahlrohr dar. Stellt der Ist-Wert nicht den Soll-Wert der Strahllage dar, muss die Lage des Elektronenstrahls korrigiert werden. Dies geschieht durch große Elektromagneten, die die transversale Strahllage verschieben.

In Abhängigkeit von der Stromstärke, die durch die Elektromagneten fließt, baut sich ein entsprechendes Magnetfeld auf. Aufgrund des physikalischen Grundprinzips, dass sich gleichpolige Magnetfelder abstoßen, kann der Elektronenstrahl durch ein, von außen einwirkendes, Magnetfeld in die gewünschte Ablage verschoben werden.

Die genaue transversale Strahllage des Elektronenstrahls im Linearbeschleuniger FLASH wird mithilfe eines Computers im Beschleuniger-Kontrollraum, anhand der Amplituden der BPM-Signale, berechnet. Hierfür werden die folgenden Formeln verwendet (Peter Forck, 2022 [5]).

$$\text{Horizontale Achse : } x = \frac{1}{S_x} \cdot \frac{U_{rechts} - U_{links}}{U_{rechts} + U_{links}} + \delta_x = \frac{1}{S_x} \cdot \frac{\Delta U_x}{\sum U_x} + \delta_x \quad (2.1)$$

$$\text{Vertikale Achse : } y = \frac{1}{S_y} \cdot \frac{U_{oben} - U_{unten}}{U_{oben} + U_{unten}} + \delta_y = \frac{1}{S_y} \cdot \frac{\Delta U_y}{\sum U_y} + \delta_y \quad (2.2)$$

Hierbei stellen die Amplituden des BPM-Signals  $U_x$  und  $U_y$ , mit den Monitorkonstanten  $\frac{1}{S_x}$  und  $\frac{1}{S_y}$ , die lineare Steigung der Funktionen der transversalen Strahllage dar. Mithilfe der addierten Deltas  $\delta_x$  und  $\delta_y$  wird der Offset von den Funktionen angepasst.

Die BPM-Signale an den Pick-up-Elektroden besitzen nur eine Zeitdauer von einigen 100 ps. Dadurch ist eine direkte Auswertung dieser Signale mit einem Analog-digital-Wandler im Computer bei einer Samplerate von typischerweise 100 MHz nur schwierig realisierbar. Infolgedessen ist eine Schaltung nötig, die die Amplitude der Signale aufrechterhalten kann. Diese Schaltungsart wird als „Envelope-Detektor“ bezeichnet. Im folgenden Kapitel wird die Entwicklung des Detektors erläutert.

# 3 Entwicklung eines Envelope-Detektors

## 3.1 Grundprinzip der Detektierung

Da der ADC nur eine Samplerate von 100 MHz besitzt, muss zur Abtastung der Amplitude des BPM-Signals, diese durch einen Envelope-Detektor für eine gewisse Zeit aufrechterhalten werden. Aufgrund der Elektronenverteilung im Bunch besitzt die negative Halbwellen des BPM-Signals immer eine größere Amplitude. Für die technische Umsetzung der Detektorschaltung ist eine möglichst hohe Energie im Eingangssignal nötig. Aus diesem Grund wird der Envelope-Detektor für die negative Halbwellen ausgelegt. In der folgenden Abbildung ist zu erkennen, welche Unterschiede bei Abtastung des Originalsignals, im Vergleich zu dem Ausgangssignal des Detektors, entstehen.

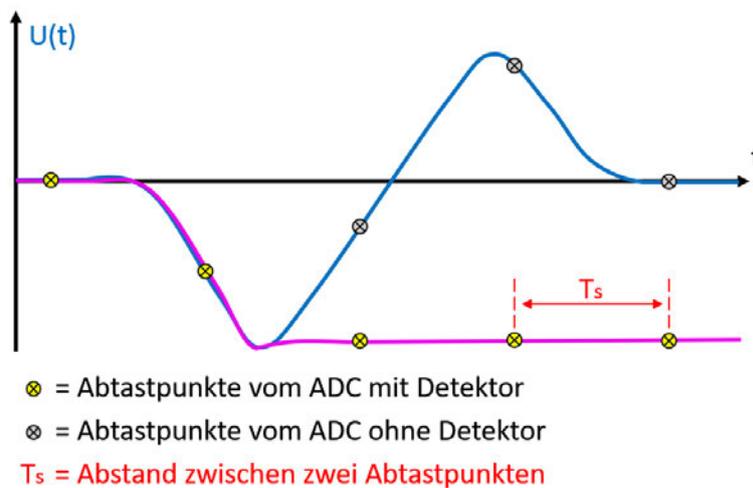


Abbildung 3.1: Skizze Grundprinzip der Detektierung

Anhand der Skizze ist zu erkennen, dass durch den Envelope-Detektor eine präzisere Abtastung der Amplitude des BPM-Signals ermöglicht wird.

## 3.2 Übersicht der Detektorschaltung

Zur Übersicht ist in der folgenden Abbildung die Detektorschaltung abgebildet. Anschließend wird die Funktion im Einzelnen erklärt sowie dessen Berechnung dargestellt.

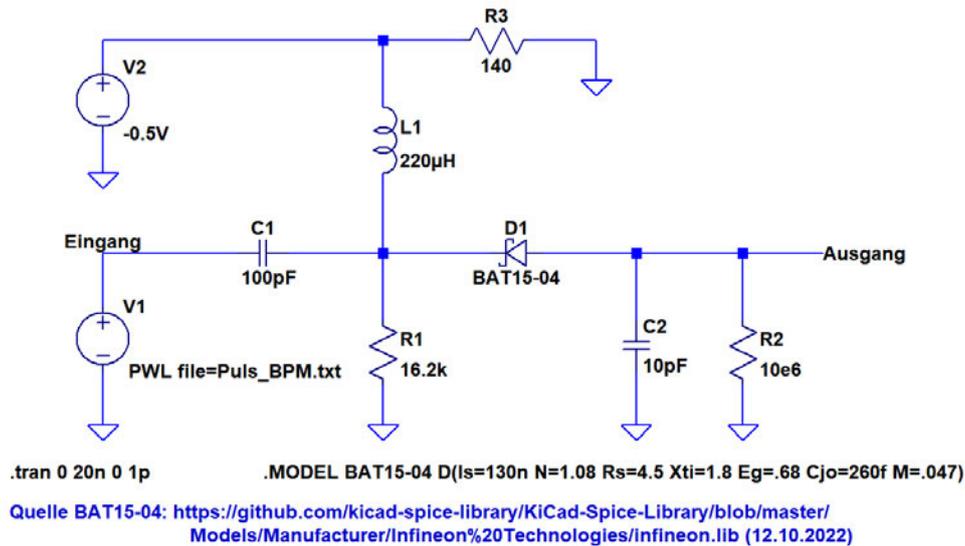


Abbildung 3.2: Detektorschaltung in LTSpice

Zur Umsetzung des erklärten Envelope-Detektors, wird eine sehr kleine Kapazität, in Form eines Kondensators  $C_2$ , durch die negative Halbwelle einer Spannungsquelle  $V_1$ , die das BPM-Signal nachbildet, geladen. Dabei muss der Kondensator möglichst schnell auf die Amplitude aufgeladen werden. Hierfür kann über die Zeitkonstante  $\tau_{\text{Auf}}$  berechnet werden, wie lange der Aufladevorgang auf die Spannung der Amplitude des BPM-Signals dauert. In der Schaltung kann das Tau als Funktion von der Größe der Kapazität und des Widerstandes, der in Reihe zur Kapazität liegt, berechnet werden. Der serielle Widerstand  $R_F$  ergibt sich durch den Innenwiderstand der Schottky-Diode. Die Funktion der Diode wird im Späteren erläutert. Die Zeitkonstante im Aufladevorgang ist ausschlaggebend dafür, dass der Envelope-Detektor die Amplitude des BPM-Signals erreichen kann. Ist das Tau zu groß gewählt, wird der maximale Spannungswert des Pulses nicht erreicht. Bei zu kleiner Auslegung ist nicht genug Energie in der Kapazität gespeichert, um die Amplitude solange aufrechtzuerhalten, dass der Analog-digital-Wandler mehrere Abtastpunkte des rekonstruierten Amplitudensignals abtasten kann. Aus diesem Grund

wird die negative Halbwelle des BPM-Signals verwendet, da diese mehr Energie in den Kondensator einspeisen kann.

Nachdem die Zeitdauer des BPM-Signals vorbei ist, ist der Kondensator maximal geladen. Nun folgt der Teil, in dem die Kapazität sich langsam entlädt. In diesem Fall hängt die Zeit, bis der Kondensator vollständig entladen ist, nicht von der Zeitkonstante  $\tau_{\text{Auf}}$  ab, sondern von einer neuen Zeitkonstanten  $\tau_{\text{Ent}}$ . Diese ist abhängig von der aufgeladenen Kapazität und einem Widerstand  $R_2$ , über den der Strom abfließt. Die Entladung des Kondensators soll möglichst langsam erfolgen, denn so erhält der ADC möglichst viele Abtastpunkte der rekonstruierten Amplitudenfunktion des Detektors. Um das BPM-Signal gleichzurichten, wird eine Diode  $D_1$  verwendet. Diese verhindert zudem, dass die Entladung des Amplitudensignals im Kondensator in Richtung der Quelle geschieht. Damit der Spannungsabfall über die, in Stromrichtung vorwärtsliegende, Diode möglichst klein ist, wird eine Schottky-Diode BAT15-04 gewählt (Datenblatt: BAT15-04, Infineon Technologies, 2018 [4]). Die Schottky-Diode bietet, im Vergleich zu einer herkömmlichen Gleichrichterdiode 1N4007, den Vorteil, dass der Spannungsabfall in Durchlassrichtung nur einige 100 mV beträgt.

Zudem wird die Diode mit einer Spannung in Durchflussrichtung vorgespannt. Das hat zur Folge, dass die Diode durchgängig in die Vorwärtsspannung leitfähig ist. Jedoch ist dafür eine weitere Spannungsquelle  $V_2$  nötig. Für diese muss auch gegeben sein, dass der Kondensator sich nicht über den Innenwiderstand von dieser Quelle entladen kann. Dies wird durch einen RL-Tiefpass aus  $L_1$  und  $R_3$  sichergestellt, der nur Gleichspannungen durchlässt. Des Weiteren ist ein RC-Hochpass aus  $C_1$  und  $R_1$  im Eingang des Detektors, um mögliche Gleichanteile des BPM-Signals herauszufiltern.

## 3.3 Dimensionierung der Detektorschaltung

### 3.3.1 Bandbreite des BPM-Signals

Die Berechnung der Bandbreite ist nötig, da diese zur Dimensionierung der Detektorschaltung unerlässlich ist. Um die Bandbreite des BPM-Signals zu berechnen, wird die folgende Formel verwendet.

$$f_{max} \leq \frac{1}{\pi \cdot T_r} \quad (3.1)$$

Die Formel ergibt sich aus der Transformation eines Trapezimpulses in den Frequenzbereich. Aufgrund dessen, dass eine Halbwelle des BPM-Signals einem Trapezimpuls angenähert werden kann, wird die genannte Formel zur Berechnung der Bandbreite verwendet. Wird der transformierte Trapezimpuls im logarithmischen Frequenzbereich grafisch analysiert, fällt auf, dass die Amplitude ab der maximal berechneten Frequenz  $f_{\max}$  mit einer Steigung von -40 dB/Dekade abfällt. Zur Vereinfachung kann angenommen werden, dass die Amplituden ab diesem Punkt so schnell abfällt, dass die berechnete Frequenz als Bandbreite des Signals betrachtet werden kann.

Da die Formel auf Basis der Anstiegszeit  $T_r$  die Bandbreite berechnet, muss darauf geachtet werden, dass die variable Anstiegszeit vom Puls so gewählt wird, dass diese zu der größtmöglichen Bandbreite führt. Aus der Erfahrung ist bekannt, dass die Anstiegszeit des Pulses von 250 ps bis zu 2 ns variieren kann. Die Unterschiede der Anstiegszeit entstehen vornehmlich aus der Länge der Leitungen und den Kapazitätswerten der Pickup-Geometrien der Strahllagemonitore. Dadurch, dass die Anstiegszeit im Nenner steht, muss für eine maximale Bandbreite die kleinstmögliche Anstiegszeit des BPM-Signals zur Berechnung verwendet werden. In der folgenden Rechnung wird die theoretische Bandbreite des Signals berechnet.

$$f_{\max} \leq \frac{1}{\pi \cdot 250 \text{ ps}} = 1,27 \text{ GHz} \quad (3.2)$$

Aus Messungen mit einem Spektrumanalysator ist erkennbar, dass zur Rekonstruktion der Amplitude ein Frequenzband von einigen 100kHz bis 1GHz ausreichen. Somit stellt die Berechnung der maximalen Frequenz  $f_{\max}$  eine gute Abschätzung der maximal erforderlichen Bandbreite dar. Infolgedessen wird für die Auslegung der Bauteile eine obere Grenzfrequenz von 1 GHz angesetzt.

#### 3.3.2 Zeitkonstante für den Aufladevorgang

Wird die zuvor verwendete Formel zur Berechnung der Bandbreite so umgestellt, dass die Anstiegszeit berechnet werden kann, kann mithilfe der Bandbreite, die zu erwartende Anstiegszeit berechnet werden. Durch die folgende Rechnung wird nicht die schnellste Anstiegszeit von 250 ps erneut berechnet, sondern anhand der Bandbreite aus der Erfahrung die schnellste Anstiegszeit  $T_{r \min}$ , die für die Detektorschaltung nötig ist.

$$T_{r \min} = \frac{1}{\pi \cdot f} = \frac{1}{\pi \cdot 1 \text{ GHz}} = 318 \text{ ps} \quad (3.3)$$

Um die Amplitude des BPM-Signals mit der Detektorschaltung abbilden zu können, muss der Kondensator  $C_2$  innerhalb der kürzesten Anstiegszeit  $T_{r \min}$  vollständig aufgeladen werden. Aus der Formelsammlung „Formeln der Elektronik“ ist bekannt, dass eine Kapazität nach der fünffachen Zeit von Tau die Amplitude der Ladespannung erreicht (Zastrow, 2007, S. 15 [7]). Somit ergibt sich die folgende Zeitkonstante für die Dimensionierung.

$$\text{Komplette Aufladung: } T_{voll} = 5 \cdot \tau_{Auf} = T_{r \min} = 318 \text{ ps} \quad (3.4)$$

$$\text{Aufladung zu 63 \%: } \tau_{Auf} = \frac{T_{voll}}{5} = \frac{318 \text{ ps}}{5} = 63,6 \text{ ps} \quad (3.5)$$

Für die weitere Berechnung, in der der Kondensator  $C_2$  aufgeladen wird, wird die berechnete Zeitkonstante  $\tau_{Auf}$  von 63,3 ps verwendet.

#### 3.3.3 Berechnung der erforderlichen Kapazität im Aufladevorgang

Anhand der berechneten Zeitkonstante  $\tau_{Auf}$  und dem seriellen Widerstand von der Schottky-Diode  $R_F = 5,8 \Omega$  aus dem Datenblatt, kann die Kapazität  $C_2$ , die durch die Detektorschaltung auf die Amplitude des BPM-Signals aufgeladen wird, berechnet werden. Hierfür wird der Zusammenhang zwischen der Zeitkonstanten, dem Widerstand und der Kapazität einer Schaltung genutzt. Hinzu kommt, dass vor der Berechnung des Kondensators die parasitäre Kapazität der Schottky-Diode von  $C_i = 0,3 \text{ pF}$  aus dem Datenblatt entnommen wird, um diesen bei der Berechnung zu berücksichtigen.

$$C_2 = \frac{\tau_{Auf}}{R_F} - C_i = \frac{63,6 \text{ ps}}{5,8 \Omega} - 0,3 \text{ pF} = 10,67 \text{ pF} \quad (3.6)$$

Anhand der Berechnung für die Kapazität von 10,67 pF, wird aus den aktuellen Laborbeständen ein Kondensator mit 10 pF gewählt.

#### 3.3.4 Berechnung des Widerstandes im Entladevorgang

Wie in der Funktionserklärung des Envelope-Detektors (Abbildung 3.1: Skizze Grundprinzip der Detektierung) dargestellt ist, muss der Entladevorgang möglichst langsam ablaufen, um möglichst viele Abtastpunkte bei gleichbleibender Ausgangsspannung des Detektors zu erhalten. Dies wird durch einen möglichst großen Widerstand realisiert. Um Einflüsse durch Schwankungen der Luftfeuchtigkeit zu vermeiden, kann jedoch kein

unendlich hoher Widerstand realisiert werden. Denn der gegebene Widerstand von der Atmosphäre ist abhängig von der Luftfeuchtigkeit. Dadurch muss die Entladung des Envelope-Detektors in der Praxis über einen klar definierten Widerstand erfolgen. Aufgrund der Laborbestände wird in diesem Fall ein Widerstand von  $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$  verwendet. Die folgende Berechnung stellt dar, wie lang der Entladevorgang des Kondensators dauert.

$$\text{Entladung auf 37 \% : } \tau_{Ent} = R \cdot C = 10 \text{ M}\Omega \cdot 10 \text{ pF} = 100 \text{ }\mu\text{s} \quad (3.7)$$

$$\text{Komplette Entladung : } T_{leer} = 5 \cdot \tau_{Ent} = 5 \cdot 100 \text{ }\mu\text{s} = 500 \text{ }\mu\text{s} \quad (3.8)$$

Der Analog-digital-Wandler im Computer digitalisiert mit einer Zeit zwischen den Abtastpunkten von  $T_s = 10 \text{ ns}$ . Dadurch ergeben sich zehntausend Abtastpunkte, bis der Kondensator zu 37 % entladen wurde. Des Weiteren sind die  $500 \text{ }\mu\text{s}$  kurz genug, um den Envelope-Detektor bei einem Multibunch-Betrieb vollständig zu entladen. Hierdurch werden Überlagerungen der Ausgangsamplitude des Detektors vermieden. Ein Multibunch-Betrieb ist eine Aneinanderreihung von Bunchen. Durch die Zeitstruktur von FLASH, werden für  $800 \text{ }\mu\text{s}$  mehrere Bunche hintereinander gesendet. Anschließend folgen ungefähr  $100 \text{ ms}$ , in denen kein Elektronenstrahl im Strahlrohr vorhanden ist.

## 3.4 Vorspannen der Schottky-Diode

Die nötige Spannung der Spannungsquelle  $V_2$  zum Vorspannen der Schottky-Diode, wird anhand der Abbildung „Figure 2: Forward current  $I_F$  vs. forward voltage  $V_F$ “ aus dem Datenblatt bestimmt. In der Abbildung ist erkenntlich, dass die Schottky-Diode ab einer Vorspannung von  $0,5 \text{ V}$  sicher leitfähig ist. Da die Diode in der Detektorschaltung für die negative Halbwelle leitfähig sein soll, wird die Spannungsquelle zum Vorspannen der Diode auf  $V_2 = -0,5 \text{ V}$  eingestellt.

## 3.5 Dimensionierung der Hoch- und Tiefpässe

### 3.5.1 Hochpass im Eingang des Envelope-Detektors

Der Hochpass vor der Schottky-Diode verhindert, dass Gleichspannungsanteile in die Messschaltung des Detektors gelangen. Da die niedrigste Frequenz des BPM-Signals bei

$f_{\min} = 100$  kHz liegt, wird der Hochpass auf diese ausgelegt. Für den Hochpass wird ein Kondensator von  $C_1 = 100$  pF gewählt. Mithilfe dieser definierten Kapazität, kann der nötige Widerstand  $R_1$  so berechnet werden, dass sich die genannte Grenzfrequenz ergibt.

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot f_{\min}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \text{ pF} \cdot 100 \text{ kHz}} = 15,92 \text{ k}\Omega \quad (3.9)$$

Der Widerstand von  $15,92 \text{ k}\Omega$  wird durch den Laborbestand mit einem Widerstand von  $16,2 \text{ k}\Omega$  ersetzt.

#### 3.5.2 Tiefpass im Vorspannungszweig der Schottky-Diode

Der Tiefpass verhindert, dass die Energie des Signals über die Spannungsquelle gegen Masse abgeleitet wird. In diesem Fall wird der Tiefpass so dimensioniert, dass alle Frequenzen bis zur niedrigsten Signalfrequenz von  $f_{\min} = 100$  kHz durchgelassen werden. Der Tiefpass wird durch eine Spule realisiert, da diese im Strompfad einen deutlich kleineren Widerstand darstellt, als der Widerstand bei einem RC-Tiefpass. Die Spule von dem LR-Tiefpass wird mit  $L_1 = 220 \text{ }\mu\text{H}$  gewählt. Dies sorgt dafür, dass der berechnete Widerstand nicht so klein wird, dass das Netzteil einen hohen Strom treiben muss. In der folgenden Berechnung wird der Widerstand  $R_3$  so dimensioniert, dass sich mithilfe der zuvor definierten Spule die genannte Grenzfrequenz ergibt.

$$R_3 = 2 \cdot \pi \cdot L_1 \cdot f_{\min} = 2 \cdot \pi \cdot 220 \text{ }\mu\text{H} \cdot 100 \text{ kHz} = 138,2 \text{ }\Omega \quad (3.10)$$

Durch die Laborbestände wird ein Widerstand mit einem Wert von  $R_3 = 140 \text{ }\Omega$  ausgewählt.

### 3.6 Simulation der Detektorschaltung

Durch die Berechnung der Bauteile kann die Envelope-Detektor-Schaltung in LTspice simuliert werden. Hierfür wird das Ausgangssignal des Detektors  $V_{\text{Ausgang}}$  (lila) erzeugt, indem ein nachgebildetes BPM-Signal  $V_{\text{Eingang}}$  (blau) in den Eingang der Detektorschaltung eingespeist wird.

Die folgende Abbildung zeigt die beschriebene Simulation der Envelope-Detektor-Schaltung.

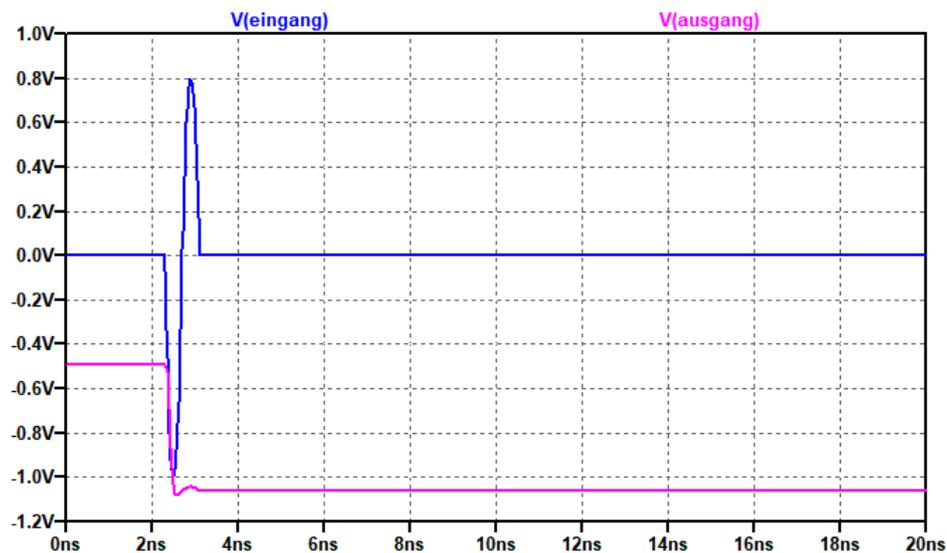


Abbildung 3.3: Simulation des Detektors in LTspice

Bei der Simulation fällt auf, dass das Simulationsergebnis der dargestellten Skizze (Abbildung 3.1: Skizze Grundprinzip der Detektierung) sehr nah kommt. Somit kann die Grundfunktion der Schaltung bestätigt werden.

Des Weiteren ist zu sehen, dass die Diode beim Spannungsanstieg des Eingangssignals ohne eine Verzögerung reagiert. Somit funktioniert das Vorspannen der Schottky-Diode einwandfrei. Zudem ist erkenntlich, dass das Tau des Aufladevorgangs richtig gewählt ist, denn die Amplitude des Ausgangssignals erreicht die Amplitude des BPM-Signals. Bei dem Entladevorgang kommt es zu einem kleinen Unterschwinger der Ausgangsamplitude. Dieser Effekt ist auf die Flussspannung der Schottky-Diode zurückzuführen. Denn um die Sperrschicht wieder aufzubauen, muss sich die Diode den dafür benötigten Strom aus dem Kondensator der Detektorschaltung ziehen. Infolgedessen fällt die Ausgangsspannung des Detektors um 50 mV ab. Die daraus resultierende Amplitudendifferenz ist so gering, dass diese zu vernachlässigen ist.

Zunächst wird die komplette Entladung des Kondensators der Schaltung bewertet. Hierbei ist deutlich zu erkennen, dass ein Analog-digital-Wandler, mit einer Abtastrate von  $T_s = 10$  ns, mehrere Abtastpunkte der rekonstruierten Amplitude des BPM-Signals nehmen kann. Durch Variationen an der Simulationszeit in LTspice, konnte nachgewiesen

werden, dass die berechneten Zeiten zum Entladen des Kondensators mit der Simulation übereinstimmen. Somit entstehen keine Überlagerungen des Ausgangssignals vom Detektor bei einem Multibunch-Betrieb.

Abschließend ist festzuhalten, dass die Simulation die Funktionsfähigkeit des Hauptteils der Detektorschaltung, beweist. Um dies in der Praxis sicherzustellen, müssen jedoch weitere Anpassungen im Eingangsbereich sowie im Ausgangsbereich der Schaltung gemacht werden. Diese Anpassungen werden in den folgenden Kapiteln thematisiert.

### 3.7 Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung

Um in den folgenden Kapiteln eine bessere Übersicht von den beschriebenen Komponenten zu erhalten, wird zunächst die vollständige Detektorschaltung mit Verstärker im Eingang und Anpassung des Ausgangs dargestellt. Diese ist in der folgenden Abbildung zu erkennen.

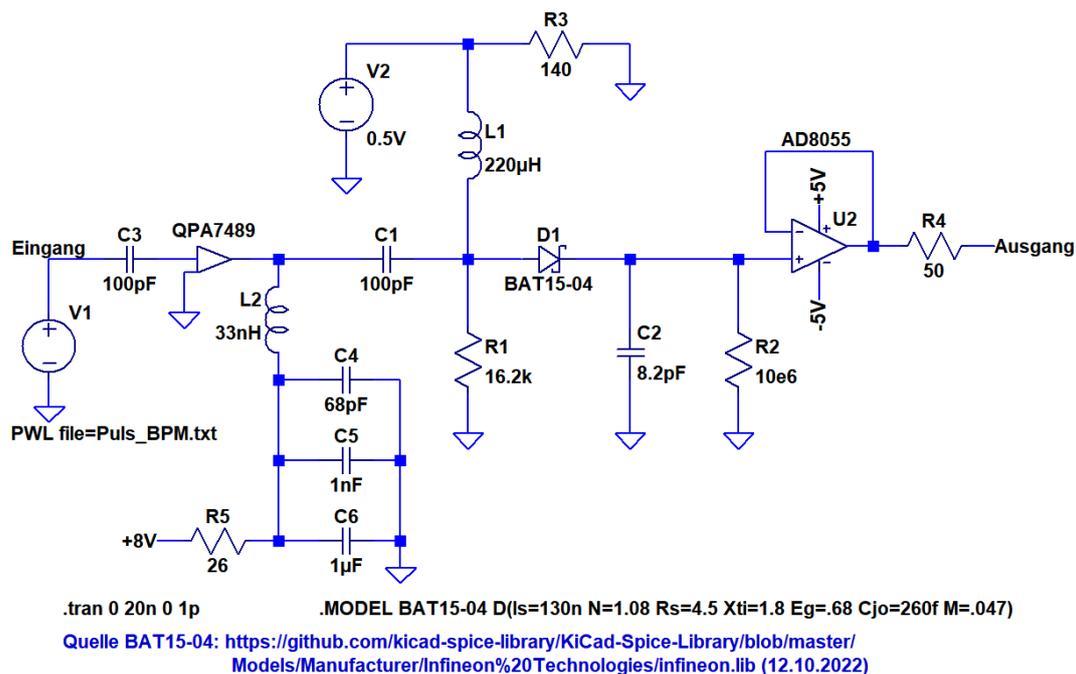


Abbildung 3.4: Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung in LTSpice

Die Schaltung dient jedoch nur zur Übersicht und Dokumentation. Aus zeitlichen Gründen wird darauf verzichtet, die Bauteile in LTSpice einzubinden, um die Simulation der

kompletten Schaltung durchzuführen. Zudem ist der Transistorverstärker im Eingang sowie die Anpassung des Ausgangs, mithilfe des Impedanzwandlers, in dessen Funktion bekannt.

### 3.8 Dimensionierung der Transistorschaltung

Aus der Simulation (Abbildung 3.3: Simulation des Detektors in LTspice) ist bekannt, dass die Detektorschaltung ein rekonstruiertes Amplitudensignal, anhand eines BPM-Signals am Eingang, erzeugen kann. Jedoch besitzen die Signale der Elektroden in den Beam-Position-Monitoren, bei einer Ladung des Bunches von 400 pC, nur eine Amplitude von 100 mVp. Da das Signal zu klein ist, um es bei der Detektion sicher von einem Grundrauschen zu unterscheiden, muss das Signal verstärkt werden. Hierfür kommt ein integrierter Transistorverstärker QPA7489A (Datenblatt: QPA7489A, Qorvo, 2022 [6]) zum Einsatz. Anhand einer Charakterisierung im Datenblatt des Transistors, wird die Verstärkung von  $A = 23$  dB entnommen. Mithilfe der folgenden Formel wird die mögliche Ausgangsspannung  $U_A$  bei einem 100 mVp Eingangspegel  $U_E$  berechnet.

$$U_A = 10^{\left(\frac{20 \cdot \log_{10}(U_E) + A}{20}\right)} = 10^{\left(\frac{20 \cdot \log_{10}(100 \text{ mVp}) + 23}{20}\right)} = 1,41 \text{ Vp} \quad (3.11)$$

Durch die Verwendung des Verstärkers, erreicht die Amplitude des BPM-Signals eine Spannung über 1,4 Vp. Die deutlich höhere Amplitude sorgt dafür, dass die Schaltung den Puls vom Rauschen besser unterscheiden kann. Um die Bandbreite des Pulses bestmöglich mit dem Verstärker abzudecken, müssen die Bauteile des Verstärkers richtig dimensioniert werden. Hierfür sind im Datenblatt Bauteilempfehlungen für 500 MHz, 850 MHz, 1950 MHz, 2400 MHz und 3500 MHz gegeben. Da das BPM-Signal eine Bandbreite von ungefähr 1 GHz aufweist, wird die Dimensionierung für 850 MHz übernommen. Laut Datenblattangaben, wird ein Kondensator mit einer Kapazität von 100 pF im Ausgang des Transistors benötigt. Diese Kapazität besitzt einen Hochpass-Charakter und verhindert das Übertragen von tieferen Frequenzen in die Verstärkerschaltung sowie aus der Schaltung heraus. Da bereits aus dem zuvor dimensionierten RC-Hochpass ein Kondensator von  $C_1 = 100$  pF an der gleichen Position vorhanden ist, wird kein weiterer Kondensator hinter dem Transistorverstärker eingefügt. Denn dies würde zur Verschiebung der Grenzfrequenz des Passes führen. Des Weiteren entsteht durch den Transistor

eine Invertierung des Eingangssignals  $V_1$ . Aus diesem Grund muss die Polarität, der Schottky-Diode  $D_1$  sowie der Vorspannung  $V_2$ , gedreht werden.

## 3.9 Dimensionierung des Impedanzwandlers

Als letzte Komponente wird die Detektorschaltung durch eine Anpassung des Ausgangswiderstandes erweitert. Hierfür wird ein Operationsverstärker AD8055 (Datenblatt: AD8055, Analog Devices, 2022 [1]) für eine Impedanzwandlerschaltung verwendet. Da der Ausgangswiderstand eines idealen Operationsverstärkers  $0 \Omega$  beträgt, wird in der Schaltung ein Widerstand von  $R_4 = 50 \Omega$  am Ausgang des Operationsverstärkers eingefügt. Dadurch wird verhindert, dass Reflexionen zwischen der Detektorschaltung und dem Analog-digital-Wandler auftreten.

Hinzu kommt der sekundäre Einsatz des Impedanzwandlers, als Entkopplung des Entladewiderstandes  $R_2$  von dem Eingangswiderstand des Analog-digital-Wandlers. Die Notwendigkeit kommt dadurch zustande, dass ansonsten, durch eine Parallelschaltung aus Entladewiderstand und Eingangswiderstand des Analog-digital-Wandlers, die Zeitkonstante im Entladevorgang manipuliert wird. Dies wird verhindert, da der Operationsverstärker, nach Datenblattangaben, einen definierten Eingangswiderstand von  $R_i = 10 M\Omega$  aufweist. Dadurch wird nicht verhindert, dass die beschriebene Parallelschaltung anstelle vom Analog-digital-Wandler, mit dem Operationsverstärker zustande kommt. Jedoch ist der Widerstand fest definiert und kann nicht durch die Verwendung eines anderen Analog-digital-Wandler beeinflusst werden. Des Weiteren ist der Eingangswiderstand von einem Operationsverstärker deutlich größer, was sich positiv auf die Zeit des Entladevorgangs auswirkt. Da sich, durch die Verwendung des Operationsverstärker, der Entladewiderstand  $R_{Ent}$  in der Schaltung ändert, wird dieser in der folgenden Rechnung erneut berechnet.

$$R_{Ent} = \frac{R_2 \cdot R_i}{R_2 + R_i} = \frac{10 M\Omega \cdot 10 M\Omega}{10 M\Omega + 10 M\Omega} = 5 M\Omega \quad (3.12)$$

Des Weiteren ändert sich durch den Operationsverstärker die Kapazität in der Schaltung, denn der Operationsverstärker weist nach Datenblattangaben eine Kapazität im Eingang von  $C_i = 2 \text{ pF}$  auf. Dadurch ergibt sich eine Parallelschaltung aus dem Ladekondensator der Detektorschaltung  $C_2$  und dem Eingangswiderstand des Impedanzwandlers. Im

Folgendes wird die benötigte Kapazität für den Detektor neu berechnet.

$$C_{2\text{-korrigiert}} = C_2 - C_i = 10 \text{ pF} - 2 \text{ pF} = 8 \text{ pF} \quad (3.13)$$

$$\text{Auswahl nach Laborbeständen : } C_2 = 8,2 \text{ pF} \quad (3.14)$$

Resultierend aus dem neuen Entladewiderstand von  $R = 5 \text{ M}\Omega$  und dem Kondensator von  $8,2 \text{ pF}$ , ändern sich die Zeitpunkte, nach denen der Kondensator  $C_2$  entladen ist. Mit den folgenden Formeln werden diese erneut berechnet.

$$\text{Entladung auf 37\% : } \tau_{Ent} = R \cdot C_2 = 5 \text{ M}\Omega \cdot 8,2 \text{ pF} = 41 \text{ }\mu\text{s} \quad (3.15)$$

$$\text{Komplette Entladung : } 5 \cdot \tau_{Ent} = 5 \cdot 41 \text{ }\mu\text{s} = 205 \text{ }\mu\text{s} \quad (3.16)$$

Durch die Halbierung des Entladewiderstandes und der veränderten Kapazität in der Detektorschaltung verändern sich die Zeitkonstante und somit die Zeit zum Entladen der Kapazität. Dennoch ist eine Zeit von  $205 \text{ }\mu\text{s}$  ausreichend, um die rekonstruierte Amplitude des BPM-Signals mithilfe einer Samplerate von  $T_s = 100 \text{ MHz}$  des Analog-digital-Wandlers abzutasten.

# 4 Charakterisierung der Detektorelektronik

## 4.1 Nachbildung des BPM-Signals

Um die Envelope-Detektor-Schaltung in einem Laboraufbau testen zu können, ist eine Nachbildung des BPM-Signals nötig. Eine wichtige Eigenschaft für die Nachbildung des Signals ist die nicht vorhandene Periodizität des Signals. Aufgrund dessen kann das Signal nicht ideal nachgebildet werden. Zudem ist die Amplitude abhängig von der Ladungsmenge des Bunches im Beschleuniger. Bei der Messung aus der Einleitung hatte das BPM-Signal eine minimale Amplitude von  $U_{400\text{pC}} = -100 \text{ mVp}$  (Abbildung 1.3: BPM-Signale des Linearbeschleunigers FLASH bei 400 pC). Je nach Einstellung des Linearbeschleunigers, kann die Ladung von 100 pC bis zu 1 nC variieren. Dabei verhält sich die Amplitude des Pulses näherungsweise linear zu der Ladung. Somit beträgt die Amplitude bei einer Ladung von 100 pC ein Viertel der Amplitude des zuvor gemessenen Signals. Die folgende Rechnung zeigt, welche minimale Amplitude  $U_{\text{min}}$  des BPM-Signals zu erwarten ist.

$$U_{\text{min}} = \frac{U_{400\text{pC}}}{4} = \frac{-100 \text{ mVp}}{4} = -25 \text{ mVp} \quad (4.1)$$

Durch die Rechnung ist erkenntlich, dass das absolute Minimum der Amplitude des BPM-Signals bei  $U_{\text{min}} = -25 \text{ mVp}$  liegt. In der Charakterisierung von der Detektorschaltung soll durch eine eindeutige Strahlungsmessung nachgewiesen werden, dass die minimale Amplitude des Signals ausreicht.

### 4.1.1 Pulsnachbildung mithilfe eines Rechteckgenerators

Für die Nachbildung des BPM-Signals wird ein Rechteckgenerator (Hewlett Packard 8110A) mit zwei unabhängigen Ausgangssignalen so eingestellt, dass die negative- und positive Halbwelle des BPM-Signals entstehen. Hierfür muss die Anstiegszeit sowie die Fallzeit beider Signale des Generators auf das Minimum gestellt werden. Bei dem Rechteckgenerator aus dem Labor beträgt das Minimum für beide Zeiten 1,8 ns. Um das Signal ideal nachbilden zu können, müssten diese Zeiten theoretisch auf 250 ps eingestellt werden. Für die Charakterisierung des Prototyps vom Envelope-Detektor wird diese Abweichung das Messergebnis nicht signifikant beeinflussen.

Zudem wird die Pulsbreite der Rechtecksignale auf das Minimum gestellt, diese liegt vom Generator bei 2,4 ns. Als Resultat entstehen zwei Pulssignale, welche möglichst schnell auf die eingestellte Amplitude ansteigen, für die kürzstmögliche Zeit verweilen und anschließend schnellstmöglich auf das Bezugspotential zurückfallen. Diese Einstellungen werden für beide Signale des Generators vorgenommen.

Unterschiede gibt es jedoch bei der Amplitude. Der Rechteckgenerator für die negative Halbwelle wird auf eine Amplitude von -1 V eingestellt. Da die Amplitude der positiven Halbwelle des BPM-Signals in der Realität kleiner ist, wird die Amplitude des zweiten Rechtecksignals nur auf 750 mVp eingestellt.

Als nächsten Schritt, wird dem positiven Signal eine Verzögerung von 3,3 ns hinzugefügt. Infolgedessen startet das positive Signal erst, wenn der negative Puls erneut das Bezugspotential erreicht hat. Im letzten Schritt werden die Signale des ersten und zweiten Kanals des Rechteckgenerators, mithilfe eines Kombinierers (Mini-Circuits ZFSC-2-5+), addiert. Als Ergebnis entsteht die fertige Nachbildung des BPM-Signals.

### 4.1.2 Analyse der Pulsnachbildung

In der folgenden Abbildung ist das Messergebnis von einem Oszilloskop (Tektronix TDS 3054C) des negativen Signals (CH1 in gelb), des positiven Signals (CH4 in grün), die Addition beider Signale durch den Kombinerer (CH2 in blau) und die Addition durch die interne Additionsfunktion des Oszilloskops (Math-Funktion in rot) zu sehen.

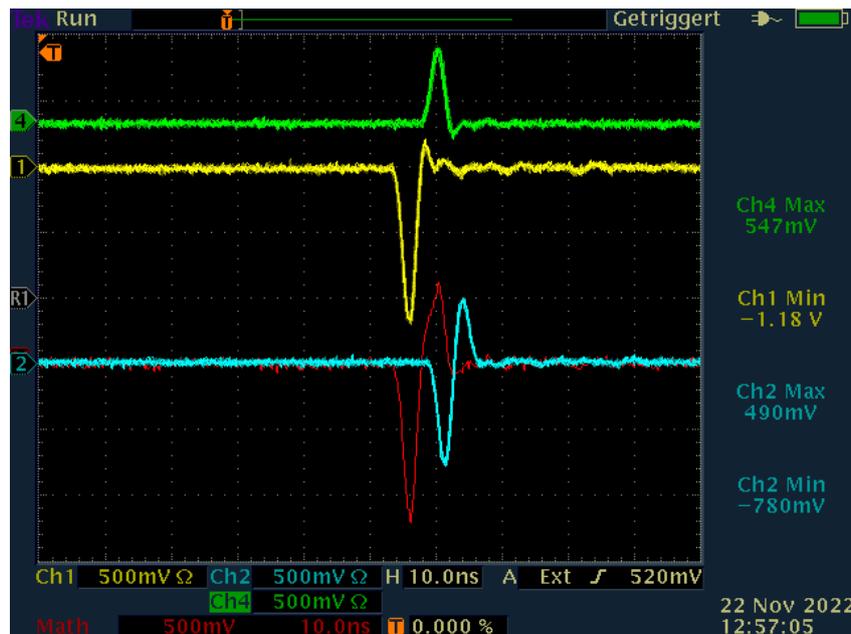


Abbildung 4.1: Messergebnis des Oszilloskops von der Pulsnachbildung

Bei dem Messergebnis fällt auf, dass die Addition, durch den Kombinerer, eine deutlich gedämpfte Amplitude aufweist. Dies ist dadurch zu begründen, dass der Kombinerer eine Dämpfung von -3 dB besitzt. In dem Messaufbau kann dieser Amplitudenverlust durch eine veränderte Amplitude des Rechteckgenerators kompensiert werden. Somit entsteht durch die Dämpfung des Kombinerers kein Problem. Zudem ist eine Verzögerung des addierten Signals mithilfe des Kombinerers, im Vergleich zu der Additionsfunktion, zu erkennen. Die Verzögerung kommt durch den internen Aufbau des Kombinerers sowie die Leitungslängen des Laboraufbaus zustande und wirkt sich nicht negativ auf die Qualität der Nachbildung des BPM-Signals aus.

### 4.1.3 Spektrum der Pulsnachbildung

Des Weiteren wurde die Bandbreite des nachgebildeten BPM-Signals, mithilfe eines Spektrumanalysator (Rohde und Schwarz ZVL), gemessen. Das Messergebnis ist in der folgenden Abbildung zu erkennen.

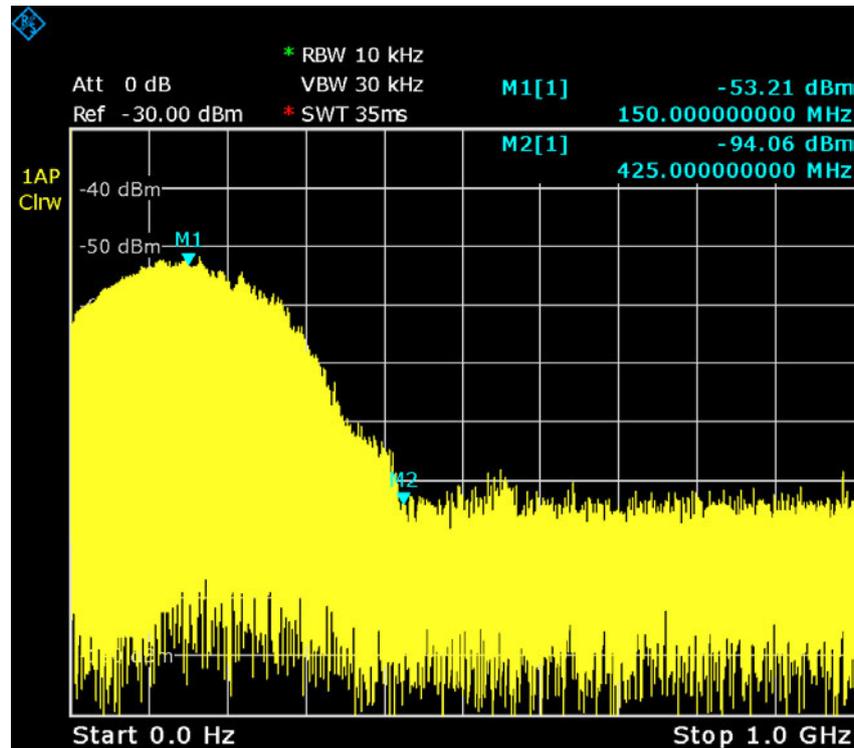


Abbildung 4.2: Spektrum des Pulses von den Rechteckgeneratoren

Aus der Messung ist erkenntlich, dass der Bereich des maximalen Pegels um die Frequenz von 150 MHz herum liegt. Dies ist auf die maximale Bandbreite des Generators von  $f_{\text{Gen}} = 150 \text{ MHz}$  zurückzuführen. Dies zeigt, dass der Frequenzbereich besonders relevant für die Ladung der Detektorschaltung ist, da hier eine hohe Energiedichte vorhanden ist. Zudem ist ersichtlich, dass die Bandbreite des nachgebildeten BPM-Signals  $f_{\text{Band}} = 425 \text{ MHz}$  beträgt. Dadurch weist das nachgebildete Signal nur die halbe Bandbreite des Originalsignals auf. Dies ist zurückzuführen auf die kürzestmögliche Breite des Rechtecksignals vom Generator. Aus diesem Grund muss die Detektorschaltung abschließend mit dem Originalpuls getestet werden. Durch den laufenden Betrieb des Beschleunigers FLASH, kann dies jedoch erst zu einem späteren Zeitpunkt geschehen.

#### 4.1.4 Nachbildung einer definierten Anzahl an Bunchen

Zur Simulation der BPM-Signale eines Multibunch-Betriebs, wie er bei FLASH vorgesehen ist, wird ein weiterer Generator HP-8012B benötigt. Mithilfe des weiteren Generators wird der Rechteckgenerator aus der zuvor erwähnten Pulsnachbildung extern getriggert. Dadurch werden so lange Pulse mit einer Taktung von  $f_{\text{Takt}} = 1 \text{ MHz}$  erzeugt, wie der Rechteckgenerator ein High-Signal ausgibt. Durch die Zeitstruktur des Linearbeschleunigers FLASH beträgt die Dauer, in der die Bunche mit der genannten Taktung gesendet werden,  $800 \mu\text{s}$ . Um das komplette Ausgangssignal des Detektors mit dem Oszilloskop abbilden zu können, wird in der Nachbildung des Multibunch-Betriebs die Dauer auf ungefähr  $100 \mu\text{s}$  eingestellt. In der folgenden Abbildung ist ein Plot des Gates (CH1 in gelb) sowie einer definierten Anzahl von BPM-Pulsen (CH2 in blau) sichtbar.

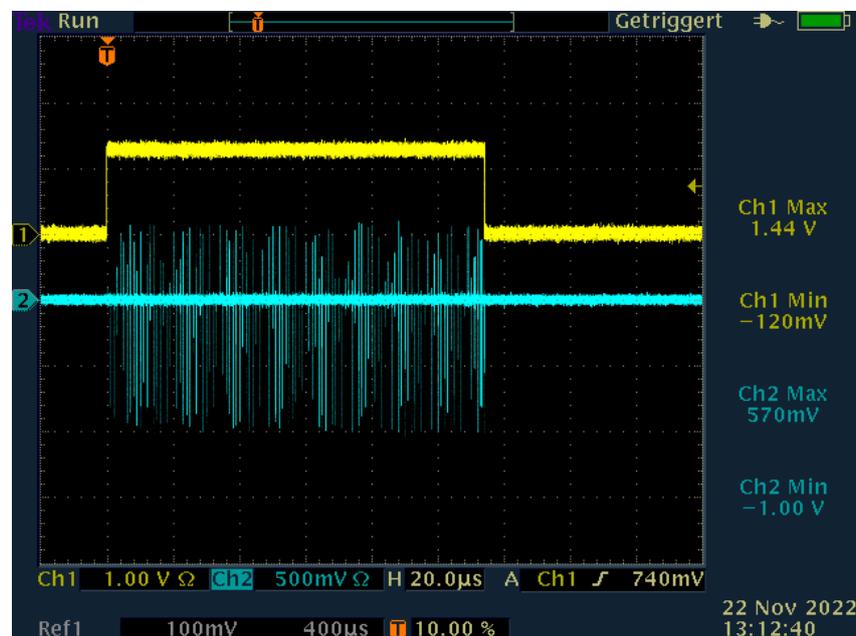


Abbildung 4.3: Nachbildung einer definierten Anzahl an Bunchen

Für die folgende Charakterisierung wird das getriggerte Pulssignal als Eingangssignal für die Detektorschaltung verwendet. Zudem wird als weitere Änderung das Oszilloskop durch das Gatesignal extern getriggert, um eine eindeutige Messung zu ermöglichen.

## 4.2 Verstärkung des Eingangssignals

### 4.2.1 Platine mit der Transistorschaltung

Im ersten Abschnitt der Charakterisierung wird die Transistorschaltung alleine getestet. Diese bezieht sich ausschließlich auf alle Komponenten, bis einschließlich des Kondensators  $C_1$  (Abbildung 3.4: Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung in LTspice). Um eine bessere Vorstellung des Aufbaus in der Praxis zu erhalten, ist in der folgenden Abbildung die Platine mit den Komponenten, die für den Transistorverstärker notwendig sind, abgebildet.

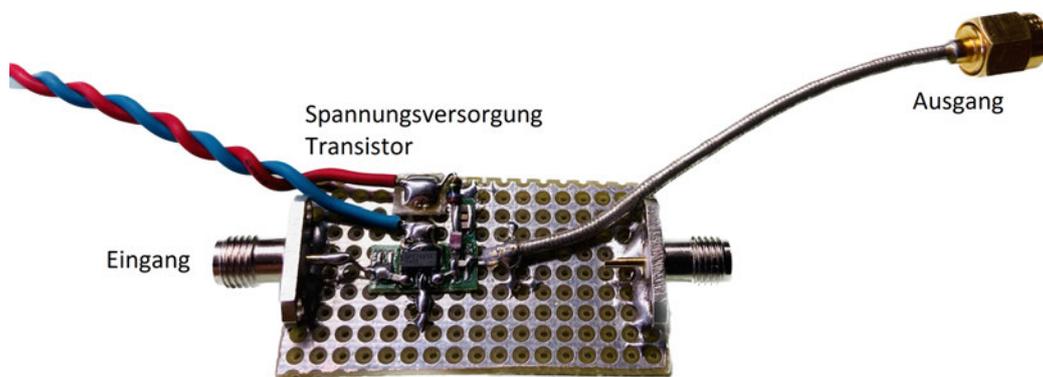


Abbildung 4.4: Platine mit der Transistorschaltung

Für die Einspeisung des BPM-Signals wird eine SMA-Buchse verwendet. Um einen guten Bezug zum Massepotenzial sicherzustellen, wird die komplette Oberseite der Platine auf Masse bezogen. Aus der Erfahrung ist bekannt, dass die Ground-Verbindung des Gehäuses vom Transistorverstärker eine hohe Relevanz hat. Aus diesem Grund wird das Bauteil größtmöglich mit der Oberseite der Platine verbunden. Die Spannungsversorgung wird mithilfe einer externen Spannungsquelle (Rohde und Schwarz HAMEG) realisiert. Um eine möglichst große Modularität für eventuelle Änderungen zu gewährleisten, werden alle Komponenten auf sogenannte Mini Mounts gelötet. Zur Vermeidung von Folgefehlern, wird die Platine nach jedem Abschnitt einzeln getestet und erst, nachdem das Messergebnis richtig ist, mit der nächsten Baugruppe erweitert. Um trotzdem keine Störung durch die Anschlussleitung einzufangen, wird nicht die vorhandene SMA-Buchse für den Ausgang verwendet, sondern ein Stück Koaxialkabel mit SMA-Buchse, das direkt am Ausgang des Transistorverstärkers angelötet ist.

### 4.2.2 Ausgangssignal des Transistorverstärkers

Zum Überprüfen der Funktion des Verstärkers, zeigt die folgende Abbildung das entstehende Ausgangssignal  $U_A$  (CH3 in lila), wenn das BPM-Signal auf den Eingang der Schaltung  $U_E$  (CH2 in blau) gegeben wird.



Abbildung 4.5: Ausgangssignal des Transistorverstärkers

Zur Funktionsüberprüfung wird die Verstärkung anhand der Amplituden des Messergebnisses berechnet.

$$V_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_A}{U_E} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{5,52 \text{ V}}{388 \text{ mV}_p} \right) = 24,3 \text{ dB} \quad (4.2)$$

Obwohl die Ausgangsspannung des Verstärkers nahe an der Versorgungsspannung liegt, ist keine Kompression vorhanden, denn der Transistor erreicht eine Verstärkung von 24,3 dB. Laut Datenblatt wären 23 dB zu erwarten. Sollte sich der Verstärker in einer Kompression befinden, würde die Verstärkung deutlich unterhalb der Datenblattangabe liegen. Die Überschwinger nach dem BPM-Signal stellen keine Beeinflussung für die komplette Schaltung dar, da die Detektorschaltung sich im Entladevorgang sehr träge verhält und somit die Überschwinger von der Schaltung nicht wahrgenommen werden.

Durch die Funktionsprüfung der Transistorschaltung ist sichergestellt, dass der erste Teil der Schaltung einwandfrei funktioniert.

### 4.3 Erweiterung durch den Envelope-Detektor

#### 4.3.1 Ergänzung der Platine mit der Detektorschaltung

Die folgende Abbildung zeigt die Platine des Envelope-Detektors bis zum Eingang des Operationsverstärkers, ohne den Zweig zum Vorspannen der Schottky-Diode (Abbildung 3.4: Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung in LTspice).

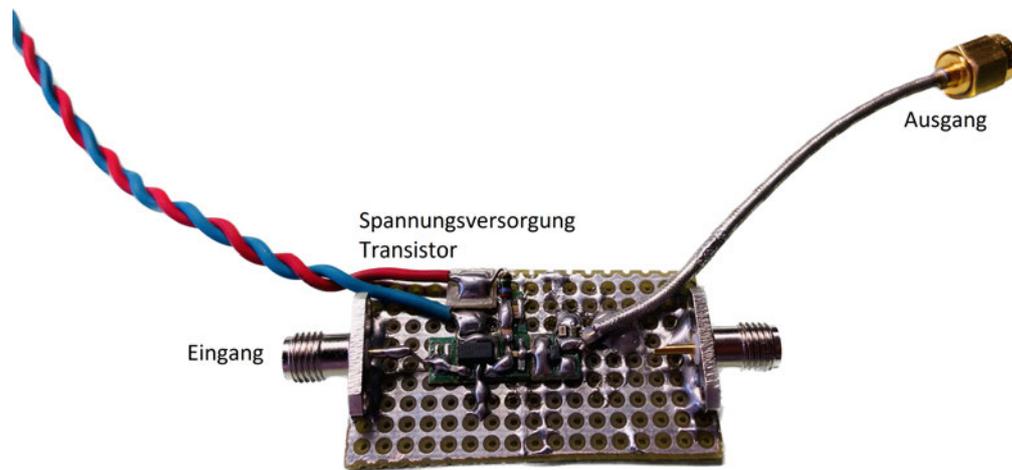


Abbildung 4.6: Platine mit der Ergänzung der Detektorschaltung

Bei der Schottky-Diode BAT15-04 handelt es sich um ein Bauteil, welches eine Diode in Vor- und Rückwärtsrichtung integriert. Da für den Envelope-Detektor nur eine Diode benötigt wird, wird der Anschluss der rückwärtsliegenden Schottky-Diode nicht verwendet. In diesem Fall wird erneut ein Koaxialkabel mit SMA-Buchse, für den Anschluss des Oszilloskops, direkt an den Ausgang der Detektorschaltung gelötet.

Erste Messergebnisse zeigten, dass der Wert der Spule  $L_2 = 33 \text{ nH}$  (Abbildung 3.4: Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung in LTspice) deutlich erhöht werden muss, um eine funktionierende Detektorschaltung zu erhalten. Deshalb wurde die Spule gegen eine, mit dem Wert von  $L_2 = 820 \text{ nH}$ , ausgetauscht. Dies war die größtmögliche Induktivität bei gleichbleibender Bauform. Auf die Bauform wurde geachtet, da hierdurch ein Austausch

bestmöglich zu realisieren ist. Durch die deutlich erhöhte Induktivität und der, sich dadurch ergebenden, tieferen Grenzfrequenz des Tiefpasses, konnte die Dämpfung des BPM-Signals wirksam vermieden werden. Um auszuschließen, dass die Spannung über den Widerstand  $R_1$  in der Schaltung (Abbildung 3.4: Vollständige Envelope-Detektor-Schaltung in LTspice) abfällt, wurde dieser aus der Schaltung entfernt. Die genannten Änderungen für die Schaltung sind bereits in der vorherigen Abbildung umgesetzt.

### 4.3.2 Ladungskurve des Envelope-Detektors

Das Ausgangssignal der Platine (CH3 in lila), die mit einem BPM-Signal am Eingang (CH2 in blau) geprüft wurde, ist in der folgenden Abbildung zu sehen.

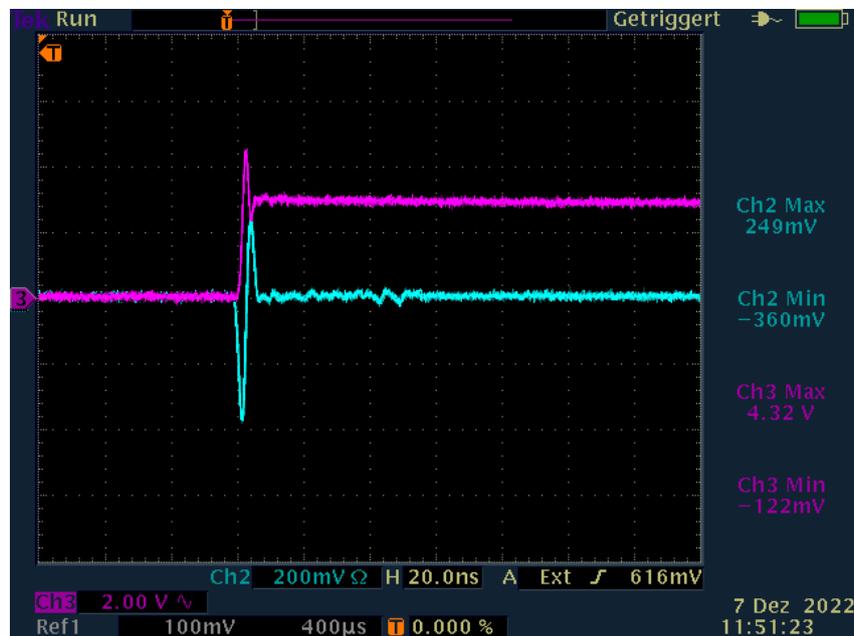


Abbildung 4.7: Ausgangssignal hinter dem Envelope-Detektor

In dem Messergebnis vom Oszilloskop ist zu erkennen, dass das Ausgangssignal der Detektorschaltung der negativen Halbwelle des BPM-Signals folgt. Zu berücksichtigen ist, dass das Eingangssignal von der Detektorschaltung, durch den zuvor erwähnten Transistorverstärker, invertiert zum BPM-Signal zu betrachten ist. Im Vergleich zur vorherigen Messung des Transistorverstärkers, ist eine Spannungsdifferenz von 1,2 V der Amplitude zu erkennen. Hiervon sind 0,3 V bis 0,4 V durch die Verwendung der

Schottky-Diode zu begründen, da die Diode die genannte Spannung benötigt, um in den leitfähigen Bereich zu kommen.

Da hinter dem Vorverstärker keine weitere Masseverbindung, als die der Spannungsversorgung des Transistorverstärkers existiert, muss die Spannungsdifferenz über die Spannungsversorgung des Transistorverstärkers abfallen. Dies könnte dadurch begründet sein, dass nicht die volle Bandbreite durch die Schottky-Diode durchgelassen wird. Infolgedessen fließt ein reflektierter Strom von der Schottky-Diode über die Spannungsquelle des Vorverstärkers gegen das Massepotenzial ab. Zudem scheint die größere Induktivität in der Spannungsversorgung des Verstärkers diesem Stromfluss nicht vollständig entgegenzuwirken. Durch die sehr große Verstärkung des Transistors ist jedoch die Amplitude des Signals ausreichend für die Funktion der Detektorschaltung. Daher kann der Spannungsabfall von 0,8 V zunächst vernachlässigt werden.

Des Weiteren ist eine sehr schmale Spannungsspitze zu erkennen, nachdem die negative Halbwelle des BPM-Signals vorüber ist. Dies ist auf die Flussspannung der Schottky-Diode zurückzuführen. Denn um die Sperrschicht wieder aufzubauen, zieht sich die Diode den dafür benötigten Strom aus dem Kondensator der Detektorschaltung. Infolgedessen fällt die Ausgangsspannung schlagartig ab. Auf die Abtastung des Ausgangssignals wirkt sich die Spannungsspitze jedoch nicht negativ aus. Selbst wenn die Spitze durch einen Abtastpunkt exakt getroffen wird, muss diese in die Berechnung der Strahllage nicht einfließen.

## 4.4 Entkopplung des Ausgangs

### 4.4.1 Platine mit der Impedanzanpassung

Als vorletzter Schritt wird die Platine um einen Operationsverstärker zur Impedanzanpassung des Ausgangskanals erweitert. Die erweiterte Platine ist in der folgenden Abbildung zu sehen.

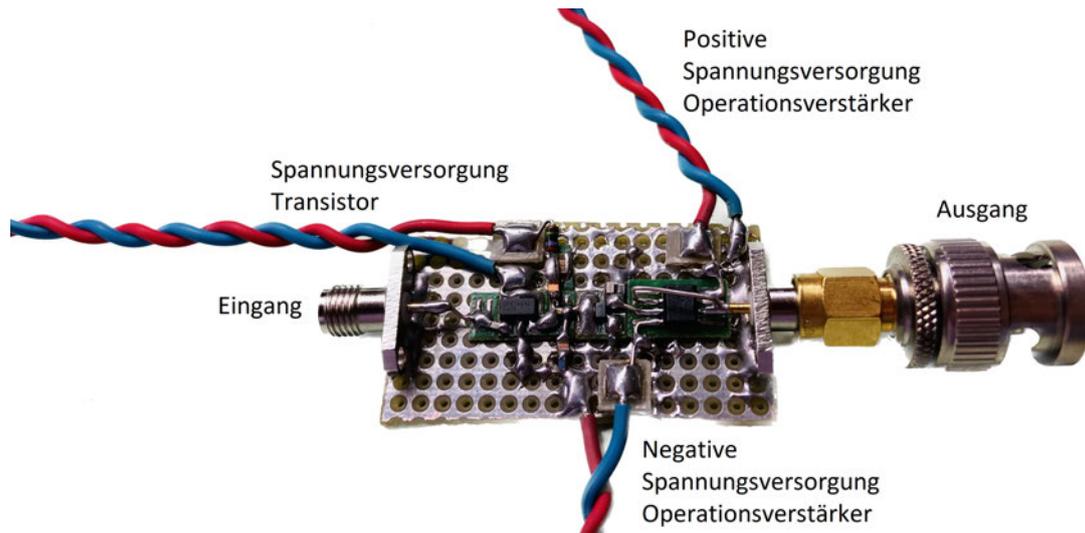


Abbildung 4.8: Platine mit der Impedanzanpassung des Ausgangs

Die positive und negative Spannungsversorgung des Operationsverstärkers wird durch ein externes Netzteil (Rohde und Schwarz HAMEG) realisiert. Um Störungen auf der Anschlussleitung der Spannungsversorgung zu vermeiden, wird jeweils ein 100 nF Kondensator an der Spannungsversorgung des Operationsverstärkers gegen Masse geschaltet.

Des Weiteren kam es bei nicht dokumentierten Messungen dazu, dass die gesperrte Halbwelle des BPM-Signals nicht gegen Masse abfließen konnte und dadurch Störungen zustande kamen. Aus diesem Grund wurde in der Schaltung, an der Stelle des Widerstandes  $R_1$ , eine Reihenschaltung aus einer Spule mit 22 nH und einem Widerstand von 50  $\Omega$  eingefügt. Dies hat, gegenüber dem Widerstand, den Vorteil, dass die Masse-Verbindung frequenzabhängig ist und hierdurch der Gleichspannungsanteil des BPM-Signals gegen Masse kurzgeschlossen wird, jedoch nicht der nötige Wechselspannungsanteil für die Detektion der Strahlunge gedämpft wird. Darüber hinaus ist die LR-Kombination für

die Vorspannung der Schottky-Diode essenziell. Zudem wurde der freie Anschluss der Schottky-Diode, durch einen Widerstand von  $100\text{ k}\Omega$ , auf Masse bezogen. Dies wurde prophylaktisch gegen Störungen durchgeführt. Diese Änderungen an der Schaltung sind bereits in der zuvor gezeigten Abbildung der Platine umgesetzt.

#### 4.4.2 Ausgangssignal des Impedanzwandlers

Im Folgenden wird die Schaltung mit den Anpassungen getestet. Hierfür wird das nachgebildete BPM-Signal auf den Eingang der Schaltung (CH2 in blau) gegeben. Anschließend wird mit dem Oszilloskop das Ausgangssignal des Impedanzwandlers (CH3 in lila) aufgenommen. Diese ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

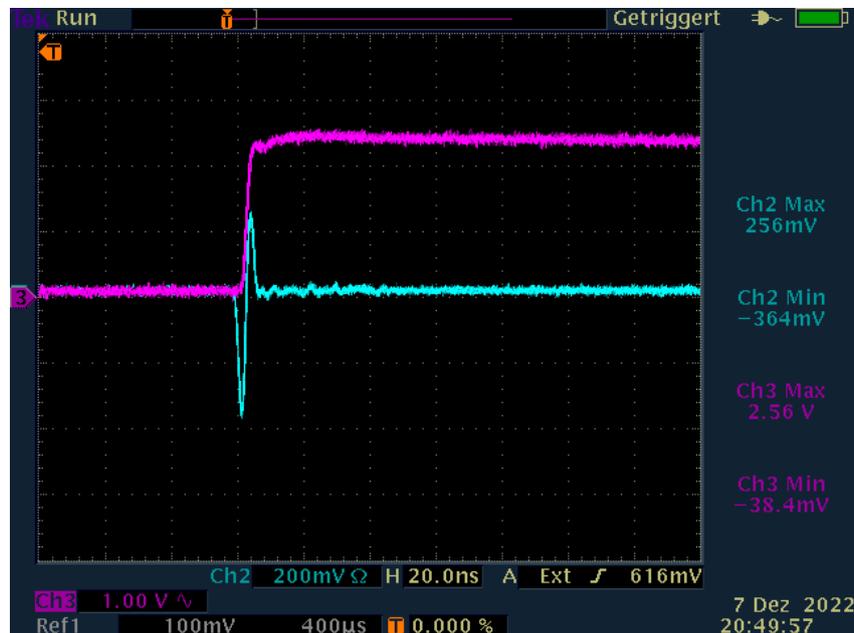


Abbildung 4.9: Messergebnis hinter dem Impedanzwandler

Beim Vergleich der Ausgangssignale mit und ohne Operationsverstärker fällt auf, dass durch die Anpassung des Ausgangs auf  $50\ \Omega$  die Amplitude des Ausgangssignals erwartungsgemäß  $50\%$  der vorherigen Ausgangsspannung entspricht. Dies kommt dadurch zustande, dass der definierte Abschluss des Ausgangs auf  $50\ \Omega$  einen Eins-zu-eins-Spannungsteiler vom Ausgang der Schaltung mit dem Eingang des Messgerätes bildet. In der weiteren Gegenüberstellung der Messergebnisse ist zu erkennen, dass die Schaltung

mit dem Impedanzwandler eine reduzierte Bandbreite durch den Operationsverstärker aufweist. Dies wird beim Vergleich des Aufladevorgangs deutlich. Die Schaltung ohne Impedanzwandler zeigt eine deutliche Spitze, bevor der definierte Entladevorgang des Detektors beginnt. Hinter dem Impedanzwandler ist diese Spitze nicht mehr zu erkennen. Die Ladekurve geht nahtlos in die Entladekurve über. Die Änderung ergibt sich aufgrund der zusätzlichen Kapazität am Eingang des Operationsverstärkers. Für die Abtastung des Ausgangssignals vom Detektor, ist der nahtlose Übergang vorteilhaft, da hierdurch keine sprunghaften Abtastpunkte digitalisiert werden.

Um die Funktion der Schaltung bei einem Multibunch-Betrieb zu analysieren, wird die Zeitachse des Oszilloskops vergrößert und das Ausgangssignal (CH3 in lila) bei dem BPM-Signal am Eingang des Detektors (CH2 in blau) erneut aufgenommen. Das dazugehörige Messergebnis ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

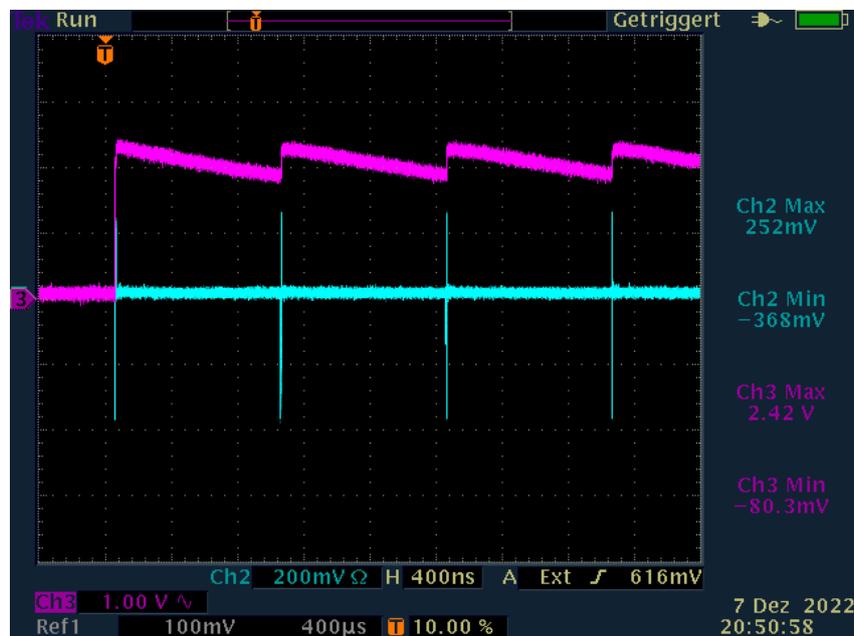


Abbildung 4.10: Ausgangssignal der angepassten Schaltung

Durch die Änderung der Zeitachse sind vier Pulse mit dem dazugehörigen Ausgangssignal des Detektors sichtbar. Bei der Analyse fällt auf, dass die Amplitude des Detektorsignals nach dem zweiten Puls keine höhere Amplitude aufweist. Daraus ist abzuleiten, dass die maximal mögliche Amplitude vom Kondensator des Detektors bereits nach dem

ersten Puls erreicht wurde. Dies bestätigt, dass die Auslegung der Zeitkonstante im Aufladevorgang  $\tau_{\text{Auf}}$  nicht zu groß ist.

Gemäß der Formeln zur Berechnung der transversalen Strahllage des Elektronenstrahls (Formel: 2.1 und 2.2), erfolgt die Berechnung aufgrund der Differenz der Amplituden der gegenüberliegenden Elektroden. Da sich die Entladung der Kapazität der Detektorschaltung auf alle Kanäle gleichermaßen auswirkt, ist für die Korrektheit der Strahllagebestimmung der Einfluss der Entladungskurve nicht entscheidend. Entscheidend für die Genauigkeit der Strahllagebestimmung ist vielmehr die Länge des Impulses und die Anzahl der Abstastungen je Impuls, um eine aussagekräftige Mittelwertbildung der Messpunkte zu ermöglichen.

## 4.5 Minimalpegel des Eingangssignals

### 4.5.1 Bestimmung der Vorspannung in der Praxis

Um die Kennlinie von der Schottky-Diode aufzunehmen, wird diese einzeln auf eine Platine, mit einer SMA-Buchse für den Eingang und einer für den Ausgang, gelötet. Die beschriebene Platine ist in der folgenden Abbildung zu erkennen.



Abbildung 4.11: Platine mit der Schottky-Diode (BAT15-099)

Um den Lagerbestand der Schottky-Diode BAT15-14 zu schonen, wurde eine BAT15-099 zum Testen verwendet. Diese weisen ein identisches Datenblatt der intern verbauten Dioden auf. Jedoch variiert die Verschaltung der Dioden im Gehäuse marginal. Für das Messergebnis der Kennlinie ist hierdurch kein Unterschied zwischen den zwei Bauarten zu erwarten.

Zur Bestimmung der angeschlossenen Vorspannung, um die Diode im leitfähigen Bereich zu betreiben, wird die einzelne Diode an eine Gleichspannungsquelle angeschlossen. Ausgangsseitig wird ein Entladewiderstand von 1,5 k $\Omega$ , in Reihe mit einem Strommessgerät,

gegen Masse geschaltet. Durch diesen Messaufbau kann die Kennlinie der Schottky-Diode aufgenommen werden. Dafür wird in diesem Fall die Spannung von 0 V bis 1 V schrittweise erhöht und der Strom gemessen. Die aufgenommene Kennlinie ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

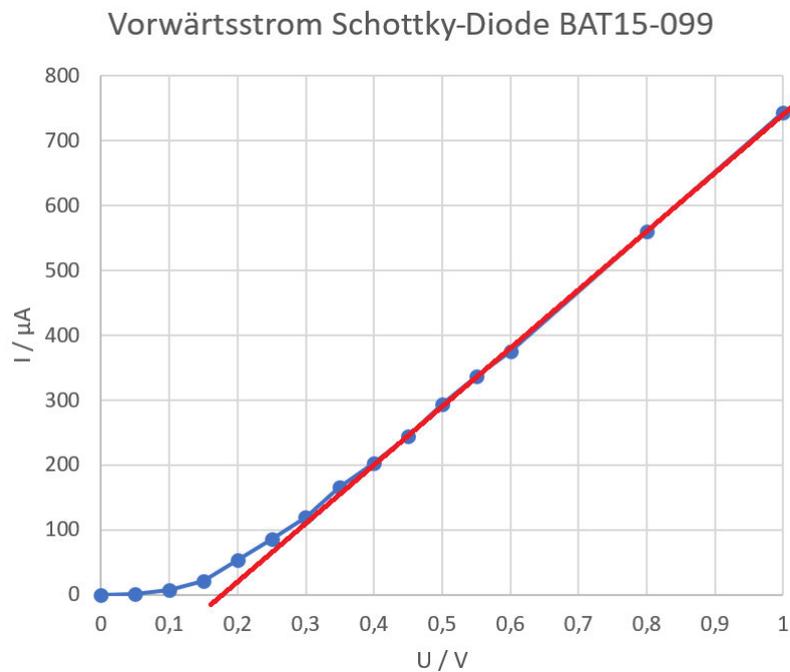


Abbildung 4.12: Vorwärtsstrom der Schottky-Diode (BAT15-099)

Anhand der dargestellten Kennlinie ist zu erkennen, dass sich die Diode ab einer Eingangsspannung von 0,5 V definitiv im leitfähigen Bereich befindet. Des Weiteren ist, durch die eingefügte Gerade (rot), zu erkennen, dass auch eine Eingangsspannung von 0,4 V ausreicht hätte, um die Diode vorzuspannen. Da die Flussspannung der Schottky-Diode abhängig von dem Vorwärtsstrom ist, wird die Vorspannung auf 0,5 V festgelegt. Hierdurch wird sichergestellt, dass die Diode im leitfähigen Bereich betrieben wird, während der Kondensator des Detektors ungeladen ist.

### 4.5.2 Vervollständigung der Schaltung, durch die Vorspannung

Im letzten Schritt wird die Platine durch den Anschluss der Vorspannung an der Schottky-Diode erweitert. Dadurch ist die Schaltung des Envelope-Detektors vollständig. Ein Foto der Platine ist in der folgenden Abbildung eingefügt.

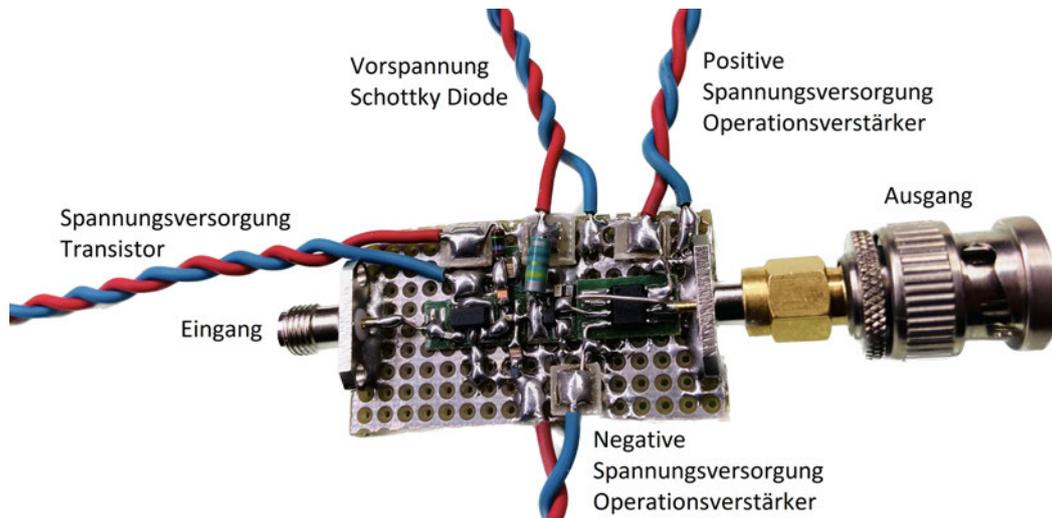


Abbildung 4.13: Platine mit allen Komponenten des Envelope-Detektors

Für die Vorspannung der Schottky-Diode wird ein weiteres Netzteil (Rohde und Schwarz HAMEG) eingesetzt. Für alle folgenden Messungen ist die Diode durch die Spannungsquelle vorgespannt und direkt leitfähig.

### 4.5.3 Messergebnis des minimalen Eingangspegels

Zum Abschluss der Charakterisierung der Detektorschaltung wird der minimale Eingangspegel des BPM-Signals bestimmt. Hierfür wird die Amplitude des Eingangspulses soweit reduziert, bis das detektierbare Ausgangssignal nicht mehr von dem Grundrauschen der Schaltung zu unterscheiden ist. Um das Eingangs- und Ausgangssignal besser vergleichen zu können, wird der Eingang des Oszilloskops für das Ausgangssignal der Detektorschaltung AC-gekoppelt, dadurch wird der Gleichspannungsanteil vom Ausgangssignal automatisch abgezogen.

Das folgende Messergebnis zeigt das minimale Eingangssignal (CH2 in blau), bei dem das Ausgangssignal (CH3 in lila) der Detektorschaltung eindeutig zu erkennen ist.

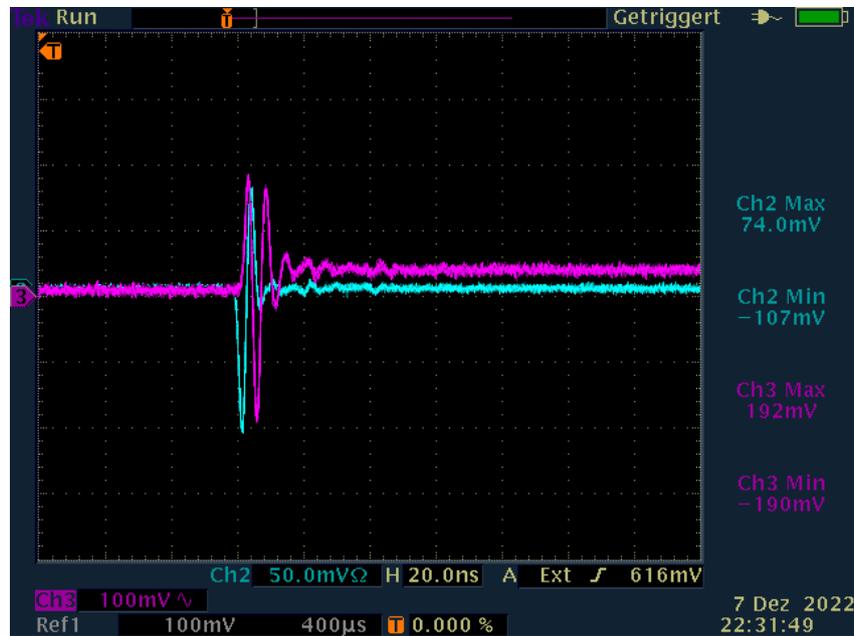


Abbildung 4.14: Ausgangssignal bei minimalem Eingangsspiegel

Die Messung zeigt, dass die Schaltung bei einer Eingangsamplitude von nur  $-107 \text{ mVp}$ , ein eindeutig detektierbares Ausgangssignal erzeugt. Fällt die Amplitude des BPM-Signals unterhalb von  $100 \text{ mVp}$ , hebt sich das Ausgangssignal des Detektors nicht mehr von dem Grundrauschen ab. Dabei ist zu erwähnen, dass der Einschwingvorgang bei sinkendem Eingangssignal stark zunimmt. Dieser Vorgang muss jedoch nicht in die Berechnung der transversalen Strahlage einfließen. Infolgedessen ist, mithilfe einer Mittelwertbildung, die nachgebildete Amplitude des Detektors eindeutig zu identifizieren. Somit ist eine Strahlagemessung mit dieser Envelope-Detektor-Schaltung bei einer Eingangsamplitude von mehr als  $100 \text{ mVp}$ , möglich.

Um die fertige Schaltung im Multibunch-Betrieb zu testen, wird erneut die Zeitachse des Oszilloskops vergrößert. Weiterhin ist zur Aufnahme des Messergebnisses vom Ausgang der Detektorschaltung (CH3 in lila), das BPM-Signal am Eingang (CH2 in blau) angeschlossen.

Das Messergebnis vom Multibunch-Betrieb ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

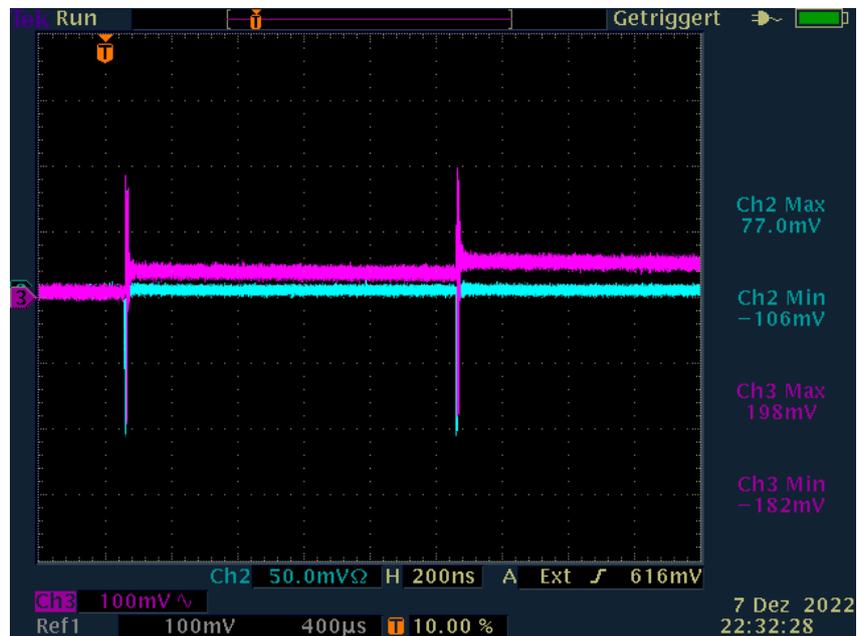


Abbildung 4.15: Messergebnis der vollständigen Schaltung

Beim Multibunch-Betrieb mit minimalem Eingangspegel, reicht die Energie des BPM-Signals nicht mehr aus, um den Kondensator des Detektors vollständig aufzuladen. Ein Indikator hierfür ist die ansteigende Amplitude des Ausgangssignals vom Detektor nach mehreren Eingangspulsen. Für den Einsatz der Strahlungsmessung kann dies vernachlässigt werden, da nur Amplituden von gleichen Zeitpunkten miteinander verglichen werden. Anhand der Differenz der Amplituden wird dann die Lage des Elektronenstrahls berechnet. Für diesen Anwendungsfall des Detektors stellt der nicht vollständig aufgeladene Kondensator keine negativen Auswirkungen dar. Durch diese Gegebenheit ist die Envelope-Detektor-Schaltung, im Multibunch-Betrieb des Linearbeschleunigers FLASH, ab einer Eingangsamplitude von -106 mVp einsatzbereit.

## 4.6 Änderungen an der Envelope-Detektor-Schaltung

Die Änderungen an der Detektorschaltung bei den Aufnahmen der Messergebnisse werden in der folgenden Schaltungsabbildung dokumentiert.

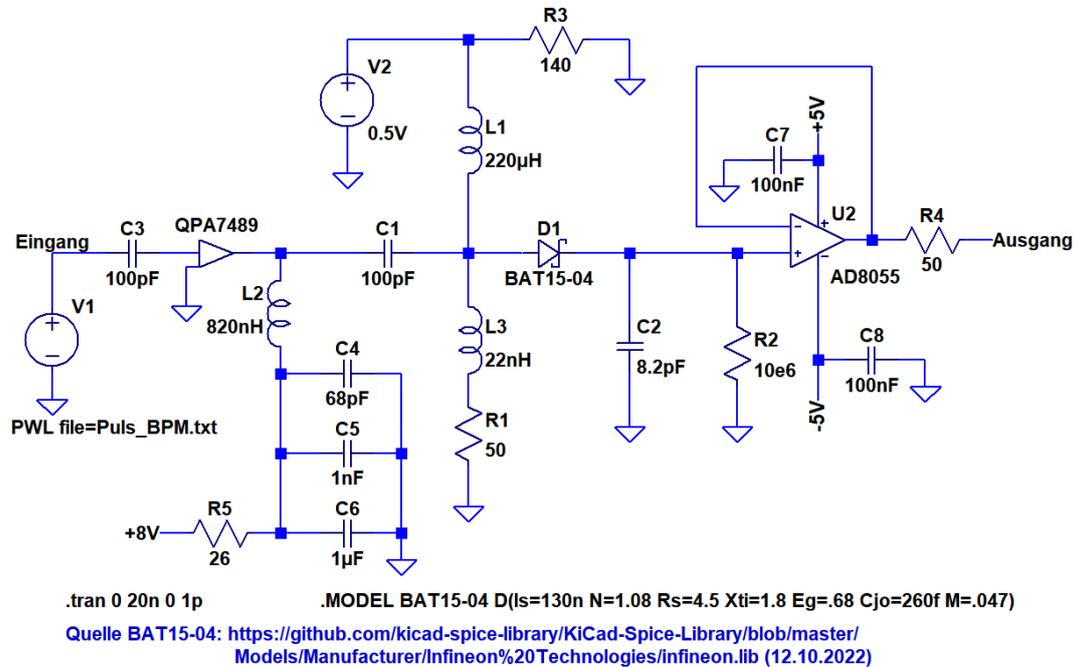


Abbildung 4.16: Änderungen an der Envelope-Detektor-Schaltung in LTSpice

Als Fazit ist festzuhalten, dass selbst, durch die Änderungen an der Detektorschaltung, diese amplitudenbedingt nur für eine Strahlungsmessung ab einer Bunch-Ladung von 500 pC fehlerfrei verwendet werden kann. Für den Betrieb bei einer minimalen Ladung von 100 pC des Bunches müsste der Envelope-Detektor mit einer Eingangsamplitude von 25 mVp betrieben werden können.

## 5 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde eine Envelope-Detektor-Schaltung zur Messung von Pulsen mit einer Zeitdauer von einigen 100 ps aus einem Strahllage-Monitor des Linearbeschleunigers FLASH entwickelt. Durch eine Charakterisierung der Detektorschaltung mit einer Nachbildung des BPM-Signals konnte gezeigt werden, dass die Schaltung ab einer Bunch-Ladung von 500 pC die Lage des Elektronenstrahls im Strahlrohr sicher detektieren kann. Dies entspricht äquivalent einer Amplitude des Eingangssignals von 125 mVp.

Für die technische Umsetzung wurde mithilfe eines Transistor-Vorverstärkers die Eingangsamplitude verstärkt. Die Entkopplung der Detektorschaltung zur Signalquelle erfolgte mittels einer Schottky-Diode. Zur Vermeidung eines Amplitudenverlustes vom Signal über die Diode, wurde diese durch eine Vorspannung durchgängig im leitfähigen Bereich betrieben. Die Detektion der Schaltung erfolgt durch eine Kapazität in Form eines Hochfrequenzkondensators. Um den Ausgang des Envelope-Detektors unabhängig gegen variierende Analog-digital-Wandler zu designen, wurde der Ausgang durch einen Operationsverstärker als Impedanzwandler entkoppelt. Zudem wurde hierdurch der Ausgang des Detektors auf  $50 \Omega$  angepasst und somit gegen Signalreflexionen vom ADC geschützt.

Da die Envelope-Detektor-Schaltung nicht ausreicht, um den minimalen Pegel des BPM-Signals von 25 mVp fehlerfrei zu detektieren, werden im folgenden Kapitel Möglichkeiten genannt, um den Anwendungsbereich des Detektors zu erweitern.

# 6 Ausblick

## 6.1 Erweiterung des Anwendungsbereichs

Um den Envelope-Detektor für die Detektion von einem Bunch mit nur 100 pC zu erweitern, gibt es zwei Möglichkeiten zur Optimierung der Schaltung. Die erste Möglichkeit ist die Verwendung eines Vorverstärkers mit einer höheren Verstärkung. Mithilfe dessen, kann das Eingangssignal so weit verstärkt werden, dass selbst BPM-Signale mit nur kleinen Amplituden für eine fehlerfreie Detektion ausreichen. Die zweite Möglichkeit besteht darin, den Spannungsabfall in der Schaltung vom Eingang bis zur Diode zu minimieren. Denn nach jetzigen Messergebnissen ist bekannt, dass über den ersten Teil der Schaltung eine Spannung von 0,8 V abfällt. Um die Fehlerquelle der Spannungsdifferenz einzuschränken, müssten mehrere Messpunkte in der Schaltung untersucht werden. Anschließend kann anhand dieser Messpunkte die Fehlerursache behoben werden.

## 6.2 Optimierung der Messgenauigkeit

Zur Optimierung der Messgenauigkeit der Detektorschaltung ist es vorteilhaft, diese vor äußeren Störungen zu schützen. Hierfür ist eine vollständige EMV-Schirmung, in Form eines metallischen Gehäuses, denkbar. Des Weiteren kann, durch eine mehrlagige Platine, die Versorgungsspannung von der Messschaltung separiert werden. Infolgedessen wird die Schaltung besser gegen Störeinflüsse entkoppelt. Als letzten Optimierungsschritt, kann die Schaltung gegenüber Temperaturschwankungen, durch ein elektronisch geregeltes Heizelement, stabilisiert werden. Dies kann vor allem für die Schottky-Diode vorteilhaft sein, da diese besonders empfindlich auf Temperaturschwankungen reagiert. Eine weitere Möglichkeit der Temperaturkompensation besteht in der Verwendung der Doppeldiode BAT15-099, die die Auswertung zweier Kanäle unter gleichen Temperaturbedingungen ermöglichen würde.

### 6.3 Vervielfachung der Detektorschaltung

Zur vollständigen Umsetzung der Strahllagemessung am Linearbeschleuniger FLASH muss die Schaltung mit einem möglichst identischen Aufbau für jede Pick-up-Elektrode des Strahllagemonitors realisiert werden. Zudem ist eine integrierte Spannungsversorgung des Envelope-Detektors notwendig. Nur dadurch ist es möglich, Amplitudenunterschiede der BPM-Signale aufgrund einer abweichenden Strahllage zu messen. Ansonsten könnten die Amplitudendifferenzen durch Unterschiede des verwendeten Layouts entstehen.

### 6.4 Weiterentwicklung zum Peak-Detektor

Als letzten Schritt der Optimierung, kann der Envelope-Detektor zu einem Peak-Detektor erweitert werden. Bei einem Envelope-Detektor wird die Ladung in der Schaltung in Abhängigkeit von der wirkenden Zeitkonstante entladen. Dadurch ergibt sich eine einhüllende Funktion um das zu detektierende Signal. Kommt es jedoch dazu, dass die Ladung der Kapazität schlagartig über einen digitalen Schalter gegen Masse entladen wird, wird die Schaltung als Peak-Detektor bezeichnet. Der Peak-Detektor bietet den Vorteil, dass bei einem Multibunch-Betrieb die Kapazität der Schaltung, bevor der zweite Puls des BPM-Signals kommt, entladen wird. Damit ist es möglich, die Strahllage für jeden individuellen Bunch im Multibunch-Betrieb zu vermessen.

Des Weiteren wird durch den Massebezug zwischen den Pulsen ermöglicht, die BPM-Signale der gegenüberliegenden Elektroden mit nur einer Leitung zum Computer im Kontrollraum des Beschleunigers zu übertragen. Hierfür wird das Signal der einen Elektrode direkt auf die Leitung zum Computer gegeben. Das Signal der gegenüberliegenden Elektrode wird durch eine delay-Leitung verzögert und anschließend mithilfe eines Kombinierers auf dieselbe Leitung zum Kontrollraum gegeben. Dadurch wirken sich Störungen auf der Leitung zum Kontrollraum auf beide Signale gleichermaßen aus. Somit ist die Weiterentwicklung zum Peak-Detektor eine weitere Möglichkeit, die Genauigkeit der Strahllagemessung zu perfektionieren.

# Literaturverzeichnis

- [1] ANALOG DEVICES: AD8055/AD8056. – URL [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8055\\_8056.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8055_8056.pdf). – Zugriffsdatum: 2022-12-28
- [2] DEUTSCHES ELEKTRONEN-SYNCHROTRON DESY: Die Entschlüsselung der Materie. – URL [https://www.desy.de/ueber\\_desy/desy/index\\_ger.html](https://www.desy.de/ueber_desy/desy/index_ger.html). – Zugriffsdatum: 2022-10-05
- [3] DEUTSCHES ELEKTRONEN-SYNCHROTRON DESY: FLASH Freie-Elektronen-Laser. – URL [https://www.desy.de/forschung/anlagen\\_\\_projekte/flash/index\\_ger.html](https://www.desy.de/forschung/anlagen__projekte/flash/index_ger.html). – Zugriffsdatum: 2022-09-29
- [4] INFINEON TECHNOLOGIES AG: BAT15-04W. – URL [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAT15-04W-DS-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d46265f064ff016638961e2b4e86](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAT15-04W-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46265f064ff016638961e2b4e86). – Zugriffsdatum: 2022-12-23
- [5] PETER FORCK, PIOTR KOWINA, DMITRY LIAKIN: Beam Position Monitors. – URL [https://wiki.jlab.org/ciswiki/images/2/2c/Cas\\_bpm\\_main.pdf](https://wiki.jlab.org/ciswiki/images/2/2c/Cas_bpm_main.pdf). – Zugriffsdatum: 2022-10-26
- [6] QORVO: QPA7489A. – URL <https://www.qorvo.com/products/d/da000268>. – Zugriffsdatum: 2022-12-27
- [7] ZASTROW, Peter: Formeln der Elektronik, der Radio- und Fernsehtechnik, der Nachrichtentechnik. Elektronik-Praktiker-Verlagsgesellschaft mbH, 2007. – URL <https://www.epv-verlag.de/content/fachbuecher/elektrotechnik/formeln-der-elektronik.html>. – ISBN 978-3-936318-64-7

# A Anhang

## A.1 Datenblätter

### A.1.1 Operationsverstärker AD8055

Das vollständige Datenblatt des verwendeten Operationsverstärkers AD8055 ist auf den folgenden Seiten eingefügt (Analog Devices, 2022 [1]).



# Low Cost, 300 MHz Voltage Feedback Amplifiers

## AD8055/AD8056

### FEATURES

- Low Cost Single (AD8055) and Dual (AD8056)
- Easy to Use Voltage Feedback Architecture
- High Speed
  - 300 MHz, -3 dB Bandwidth ( $G = +1$ )
  - 1400 V/ $\mu$ s Slew Rate
  - 20 ns Settling to 0.1%
  - Low Distortion: -72 dBc @ 10 MHz
  - Low Noise: 6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
  - Low DC Errors: 5 mV Max  $V_{OS}$ , 1.2  $\mu$ A Max  $I_B$
- Small Packaging
  - AD8055 Available in SOT-23-5
  - AD8056 Available in 8-Lead microSOIC
- Excellent Video Specifications ( $R_L = 150 \Omega$ ,  $G = +2$ )
  - Gain Flatness 0.1 dB to 40 MHz
  - 0.01% Differential Gain Error
  - 0.02° Differential Phase Error
  - Drives Four Video Loads (37.5  $\Omega$ ) with 0.02% and 0.1° Differential Gain and Differential Phase
- Low Power,  $\pm 5$  V Supplies
  - 5 mA Typ/Amplifier Power Supply Current
- High Output Drive Current: Over 60 mA

### APPLICATIONS

- Imaging
- Photodiode Preamp
- Video Line Driver
- Differential Line Driver
- Professional Cameras
- Video Switchers
- Special Effects
- A-to-D Driver
- Active Filters

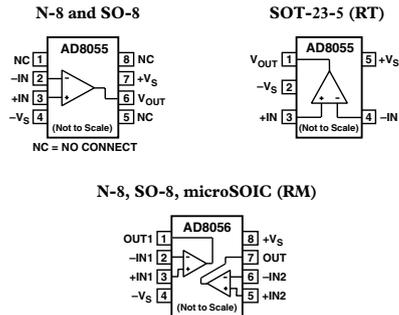
### PRODUCT DESCRIPTION

The AD8055 (single) and AD8056 (dual) voltage feedback amplifiers offer bandwidth and slew rate typically found in current feedback amplifiers. Additionally, these amplifiers are easy to use and available at a very low cost.

Despite their low cost, the AD8055 and AD8056 provide excellent overall performance. For video applications, their differential gain and phase error are 0.01% and 0.02° into a 150  $\Omega$  load, and 0.02% and 0.1° while driving four video loads (37.5  $\Omega$ ).

Their 0.1 dB flatness out to 40 MHz, wide bandwidth out to 300 MHz, along with 1400 V/ $\mu$ s slew rate and 20 ns settling time, make them useful for a variety of high speed applications.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



The AD8055 and AD8056 require only 5 mA typ/amplifier of supply current and operate on dual  $\pm 5$  V or single +12 V power supply, while being capable of delivering over 60 mA of load current. All this is offered in a small 8-lead plastic DIP, 8-lead SOIC packages, 5-lead SOT-23-5 package (AD8055) and an 8-lead microSOIC package (AD8056). These features make the AD8055/AD8056 ideal for portable and battery powered applications where size and power are critical. These amplifiers are available in the industrial temperature range of -40°C to +85°C.

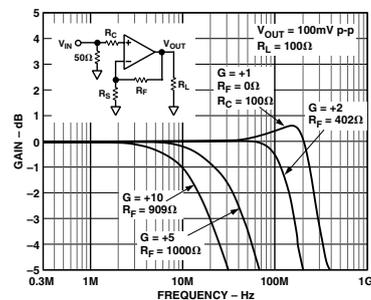


Figure 1. Frequency Response

### REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>  
 © Analog Devices, Inc., 2000

**AD8055/AD8056—SPECIFICATIONS** (@  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = 65\text{ V}$ ,  $R_F = 402\ \Omega$ ,  $R_L = 100\ \Omega$ , Gain = +2, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD8055A/AD8056A			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>					
-3 dB Bandwidth	$G = +1$ , $V_O = 0.1\text{ V p-p}$	220	300		MHz
	$G = +1$ , $V_O = 2\text{ V p-p}$	125	150		MHz
Bandwidth for 0.1 dB Flatness	$G = +2$ , $V_O = 0.1\text{ V p-p}$	120	160		MHz
	$G = +2$ , $V_O = 2\text{ V p-p}$	125	150		MHz
Slew Rate	$V_O = 100\text{ mV p-p}$	25	40		MHz
Settling Time to 0.1%	$G = +1$ , $V_O = 4\text{ V Step}$	1000	1400		V/ $\mu\text{s}$
	$G = +2$ , $V_O = 4\text{ V Step}$	750	840		V/ $\mu\text{s}$
Rise and Fall Time, 10% to 90%	$G = +2$ , $V_O = 2\text{ V Step}$		20		ns
	$G = +1$ , $V_O = 0.5\text{ V Step}$		2		ns
	$G = +1$ , $V_O = 4\text{ V Step}$		2.7		ns
	$G = +2$ , $V_O = 0.5\text{ V Step}$		2.8		ns
	$G = +2$ , $V_O = 4\text{ V Step}$		4		ns
<b>NOISE/HARMONIC PERFORMANCE</b>					
Total Harmonic Distortion	$f_C = 10\text{ MHz}$ , $V_O = 2\text{ V p-p}$ , $R_L = 1\text{ k}\Omega$		-72		dBc
Crosstalk, Output to Output (AD8056)	$f_C = 20\text{ MHz}$ , $V_O = 2\text{ V p-p}$ , $R_L = 1\text{ k}\Omega$		-57		dBc
	$f = 5\text{ MHz}$ , $G = +2$		-60		dB
Input Voltage Noise	$f = 100\text{ kHz}$		6		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Input Current Noise	$f = 100\text{ kHz}$		1		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Differential Gain Error	NTSC, $G = +2$ , $R_L = 150\ \Omega$		0.01		%
	$R_L = 37.5\ \Omega$		0.02		%
Differential Phase Error	NTSC, $G = +2$ , $R_L = 150\ \Omega$		0.02		Degree
	$R_L = 37.5\ \Omega$		0.1		Degree
<b>DC PERFORMANCE</b>					
Input Offset Voltage	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$		3	5	mV
Offset Drift				10	mV
Input Bias Current			6		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
			0.4	1.2	$\mu\text{A}$
Open Loop Gain	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$		1		$\mu\text{A}$
	$V_O = \pm 2.5\text{ V}$	66	71		dB
	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	64			dB
<b>INPUT CHARACTERISTICS</b>					
Input Resistance			10		M $\Omega$
Input Capacitance			2		pF
Input Common-Mode Voltage Range			3.2		$\pm\text{V}$
Common-Mode Rejection Ratio	$V_{\text{CM}} = \pm 2.5\text{ V}$		82		dB
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>					
Output Voltage Swing	$R_L = 150\ \Omega$	2.9	3.1		$\pm\text{V}$
Output Current <sup>1</sup>	$V_O = \pm 2.0\text{ V}$	55	60		mA
Short Circuit Current <sup>1</sup>			110		mA
<b>POWER SUPPLY</b>					
Operating Range		$\pm 4.0$	$\pm 5.0$	$\pm 6.0$	V
Quiescent Current	AD8055		5.4	6.5	mA
	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$			7.3	mA
	AD8056		10	12	mA
	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$			13.3	mA
Power Supply Rejection Ratio	$+V_S = +5\text{ V to }+6\text{ V}$ , $-V_S = -5\text{ V}$	66	72		dB
	$-V_S = -5\text{ V to }-6\text{ V}$ , $+V_S = +5\text{ V}$	69	86		dB
<b>OPERATING TEMPERATURE RANGE</b>			-40	+85	$^\circ\text{C}$

NOTES

<sup>1</sup>Output current is limited by the maximum power dissipation in the package. See the power derating curves.

Specifications subject to change without notice.

**AD8055/AD8056**

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>**

Supply Voltage	13.2 V
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	
Plastic DIP Package (N)	1.3 W
Small Outline Package (R)	0.8 W
SOT-23-5 Package (RT)	0.5 W
microSOIC Package (RM)	0.6 W
Input Voltage (Common Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	$\pm 2.5$ V
Output Short Circuit Duration	Observe Power Derating Curves
Storage Temperature Range N, R	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range (A Grade)	-40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering 10 sec)	+300°C

**NOTES**

<sup>1</sup>Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

<sup>2</sup>Specification is for device in free air:  
 8-Lead Plastic DIP Package:  $\theta_{JA} = 90^\circ\text{C/W}$   
 8-Lead SOIC Package:  $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/W}$   
 5-Lead SOT-23-5 Package:  $\theta_{JA} = 240^\circ\text{C/W}$   
 8-Lead microSOIC Package:  $\theta_{JA} = 200^\circ\text{C/W}$

**MAXIMUM POWER DISSIPATION**

The maximum power that can be safely dissipated by the AD8055/AD8056 is limited by the associated rise in junction temperature. The maximum safe junction temperature for plastic encapsulated devices is determined by the glass transition temperature

of the plastic, approximately +150°C. Exceeding this limit temporarily may cause a shift in parametric performance due to a change in the stresses exerted on the die by the package. Exceeding a junction temperature of +175°C for an extended period can result in device failure.

While the AD8055/AD8056 are internally short circuit protected, this may not be sufficient to guarantee that the maximum junction temperature (+150°C) is not exceeded under all conditions. To ensure proper operation, it is necessary to observe the maximum power derating curves.

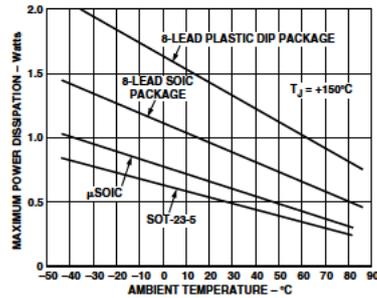


Figure 2. Plot of Maximum Power Dissipation vs. Temperature for AD8055/AD8056

**ORDERING GUIDE**

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option	Brand Code
AD8055AN	-40°C to +85°C	Plastic DIP	N-8	
AD8055AR	-40°C to +85°C	Small Outline Package (SOIC)	SO-8	
AD8055AR-REEL	-40°C to +85°C	13" Tape and Reel	SO-8	
AD8055AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" Tape and Reel	SO-8	
AD8055ART-REEL	-40°C to +85°C	13" Tape and Reel	RT-5	H3A
AD8055ART-REEL7	-40°C to +85°C	7" Tape and Reel	RT-5	H3A
AD8056AN	-40°C to +85°C	Plastic DIP	N-8	
AD8056AR	-40°C to +85°C	Small Outline Package (SOIC)	SO-8	
AD8056AR-REEL	-40°C to +85°C	13" Tape and Reel	SO-8	
AD8056AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" Tape and Reel	SO-8	
AD8056ARM	-40°C to +85°C	microSOIC	RM-8	H5A
AD8056ARM-REEL	-40°C to +85°C	13" Tape and Reel	RM-8	H5A
AD8056ARM-REEL7	-40°C to +85°C	7" Tape and Reel	RM-8	H5A

**CAUTION**

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD8055/AD8056 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high-energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



### AD8055/AD8056—Typical Performance Characteristics

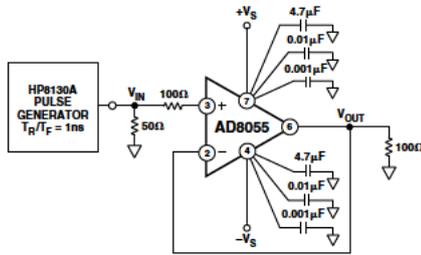


Figure 3. Test Circuit,  $G = +1$ ,  $R_L = 100 \Omega$

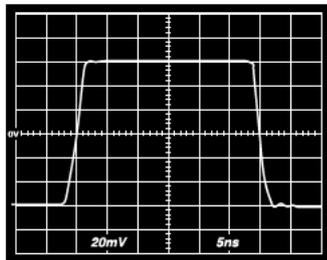


Figure 4. Small Step Response,  $G = +1$

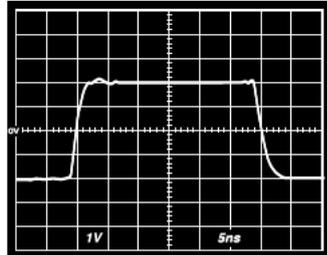


Figure 5. Large Step Response,  $G = +1$

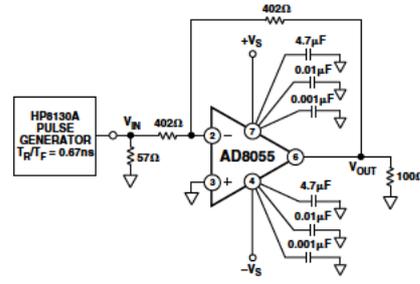


Figure 6. Test Circuit,  $G = -1$ ,  $R_L = 100 \Omega$

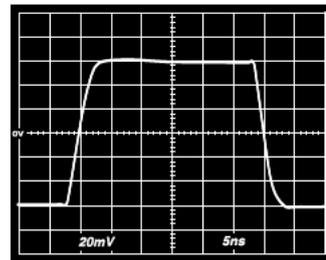


Figure 7. Small Step Response,  $G = -1$

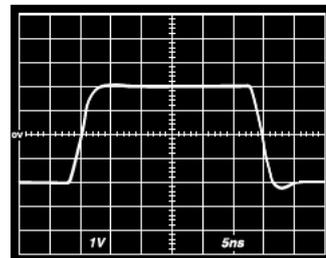


Figure 8. Large Step Response,  $G = -1$

AD8055/AD8056

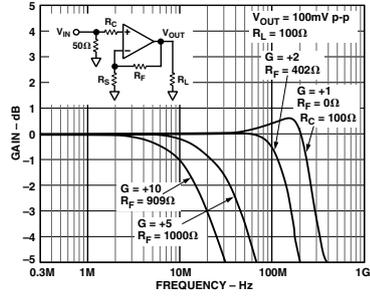


Figure 9. Small Signal Frequency Response,  $G = +1$ ,  $G = +2$ ,  $G = +5$ ,  $G = +10$

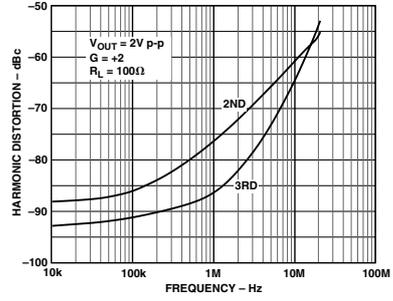


Figure 12. Distortion vs. Frequency

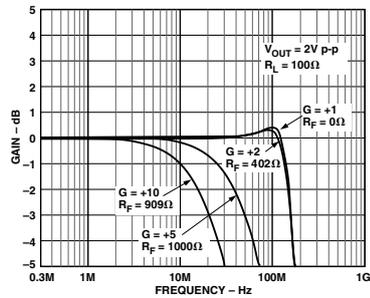


Figure 10. Large Signal Frequency Response,  $G = +1$ ,  $G = +2$ ,  $G = +5$ ,  $G = +10$

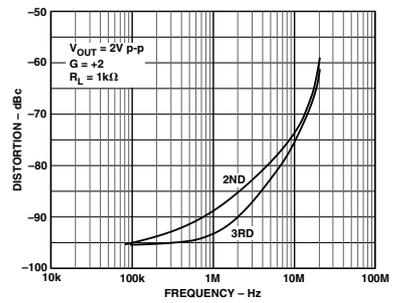


Figure 13. Distortion vs. Frequency

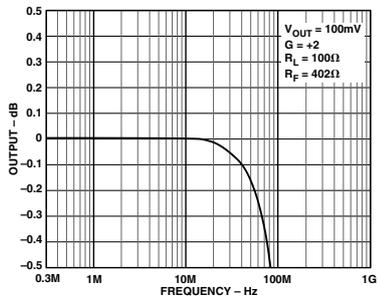


Figure 11. 0.1 dB Flatness

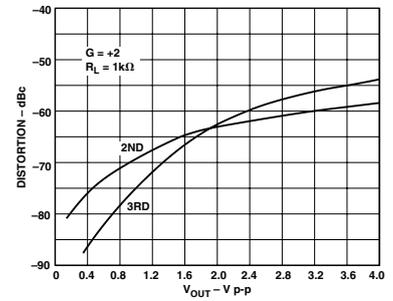


Figure 14. Distortion vs.  $V_{OUT}$  @ 20 MHz

AD8055/AD8056

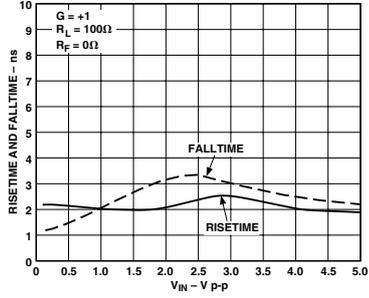


Figure 15. Risetime and Falltime vs.  $V_{IN}$

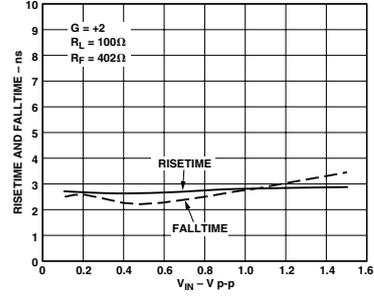


Figure 18. Risetime and Falltime vs.  $V_{IN}$

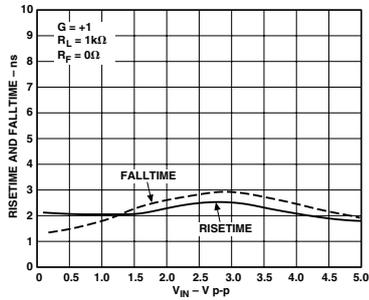


Figure 16. Risetime and Falltime vs.  $V_{IN}$

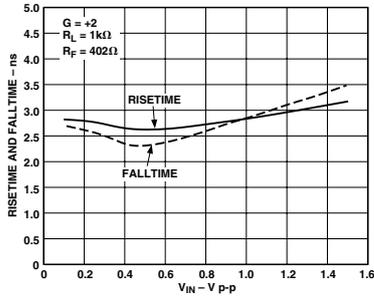


Figure 19. Risetime and Falltime vs.  $V_{IN}$

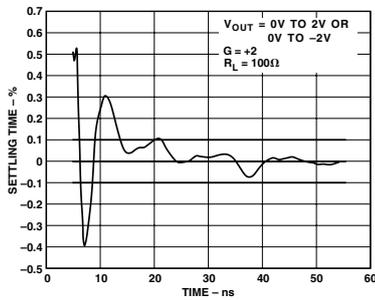


Figure 17. Settling Time

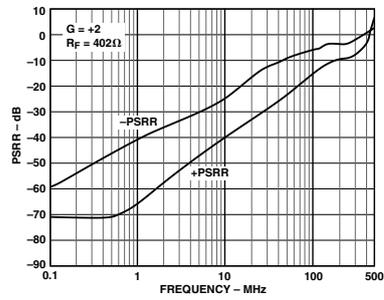


Figure 20. PSRR vs. Frequency

AD8055/AD8056

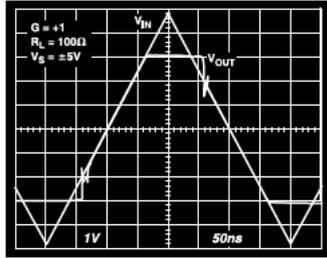


Figure 21. Overload Recovery

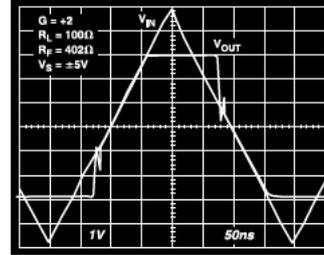


Figure 24. Overload Recovery

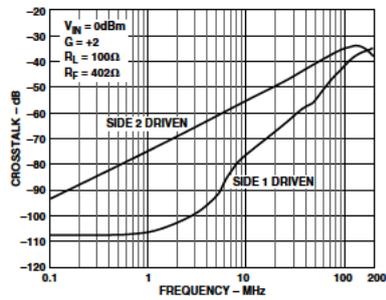


Figure 22. Crosstalk (Output-to-Output) vs. Frequency

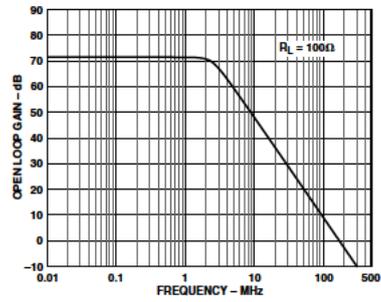


Figure 25. Open Loop Gain vs. Frequency

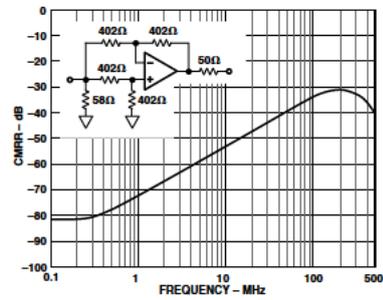


Figure 23. CMRR vs. Frequency

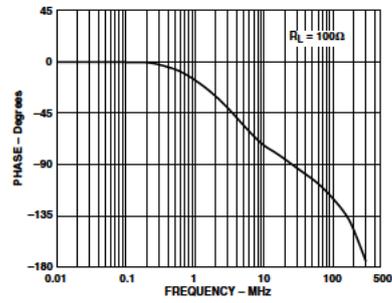


Figure 26. Phase vs. Frequency

**AD8055/AD8056**

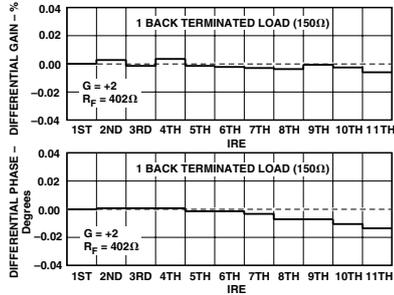


Figure 27. Differential Gain and Differential Phase

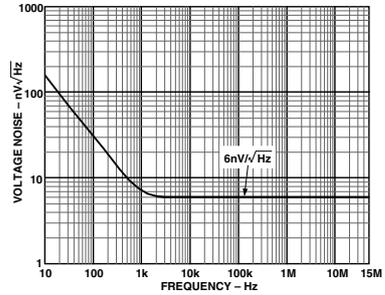


Figure 30. Voltage Noise vs. Frequency

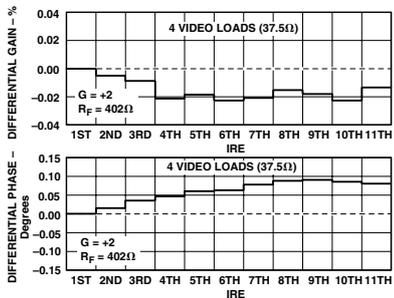


Figure 28. Differential Gain and Differential Phase

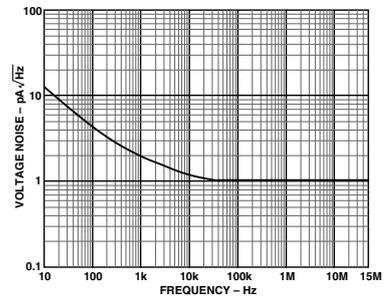


Figure 31. Current Noise vs. Frequency

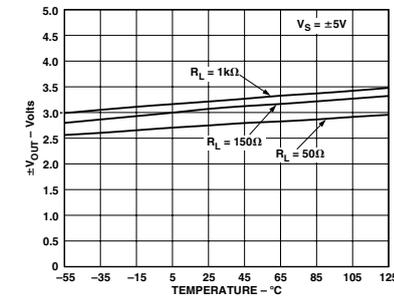


Figure 29. Output Swing vs. Temperature

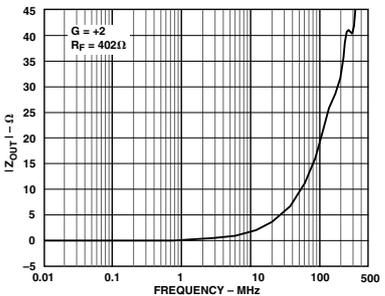


Figure 32. Output Impedance vs. Frequency

**AD8055/AD8056**

**APPLICATIONS**

**Four-Line Video Driver**

The AD8055 is a useful low cost circuit for driving up to four video lines. For such an application, the amplifier is configured for a noninverting gain of 2 as shown in Figure 33. The input video source is terminated in 75 Ω and applied to the high impedance noninverting input.

Each output cable is connected to the op amp output via a 75 Ω series back termination resistor for proper cable termination. The terminating resistors at the other ends of the lines will divide the output signal by two, which is compensated for by the gain-of-two of the op amp stage.

For a single load, the differential gain error of this circuit was measured to be 0.01%, with a differential phase error of 0.02 degrees. The two load measurements were 0.02% and 0.03 degrees, respectively. For four loads, the differential gain error is 0.02%, while the differential phase increases to 0.1 degrees.

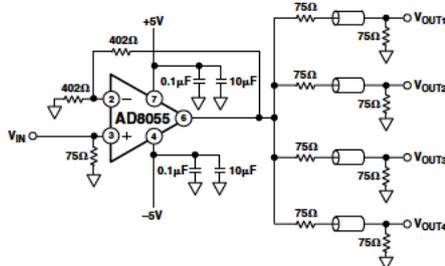


Figure 33. Four-Line Video Driver

**Single-Ended to Differential Line Driver**

Creating differential signals from single-ended signals is required for driving balanced, twisted pair cables, differential input A/D converters and other applications that require differential signals. This is sometimes accomplished by using an inverting and a noninverting amplifier stage to create the complementary signals.

The circuit shown in Figure 34 shows how an AD8056 can be used to make a single-ended to differential converter that offers some advantages over the architecture mentioned above. Each op amp is configured for unity gain by the feedback resistors from the outputs to the inverting inputs. In addition, each output drives the opposite op amp with a gain of -1 by means of the crossed resistors. The result of this is that the outputs are complementary and there is high gain in the overall configuration.

Feedback techniques similar to a conventional op amp are used to control the gain of the circuit. From the noninverting input of Amp 1 to the output of Amp 2, is an inverting gain. Between these points a feedback resistor can be used to close the loop. As in the case of a conventional op amp inverting gain stage, an input resistor is added to vary the gain.

The gain of this circuit from the input to Amp 1 output is  $R_F/R_I$ , while the gain to the output of Amp 2 is  $-R_F/R_I$ . The circuit thus creates a balanced differential output signal from a single-ended input. The advantage of this circuit is that the gain can be changed by changing a single resistor and still maintain the balanced differential outputs.

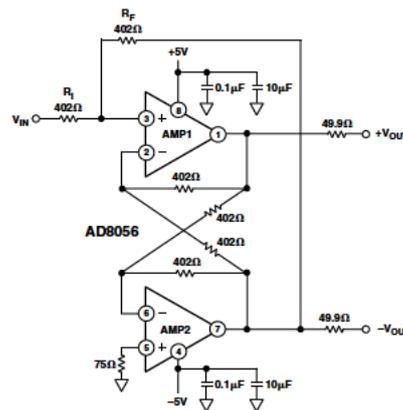


Figure 34. Single-Ended to Differential Line Driver

**Low Noise, Low Power Preamp**

The AD8055 makes a good low cost, low noise, low power preamp. A gain of 10 preamp can be made with a feedback resistor of 909 ohms and a gain resistor of 100 ohms as shown in Figure 35. The circuit has a -3 dB bandwidth of 20 MHz.

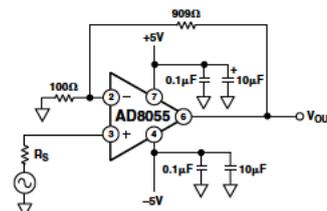


Figure 35. Low Noise, Low Power Preamp with  $G = 10$  and  $BW = 20 \text{ MHz}$

With a low source resistance (<approximately 100 Ω), the major contributors to the input referred noise of this circuit are the input voltage noise of the amplifier and the noise of the 100 Ω resistor. These are  $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  and  $1.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , respectively. These values yield a total input referred noise of  $6.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

## AD8055/AD8056

### Power Dissipation Limits

With a 10 V supply (total  $V_{CC} - V_{EE}$ ), the quiescent power dissipation of the AD8055 in the SOT-23-5 package is 65 mW, while the quiescent power dissipation of the AD8056 in the microSOIC is 120 mW. This translates into a 15.6°C rise above the ambient for the SOT-23-5 package and a 24°C rise for the microSOIC package.

The power dissipated under heavy load conditions is approximately equal to the supply voltage minus the output voltage, times the load current, plus the quiescent power computed above. This total power dissipation is then multiplied by the thermal resistance of the package to find the temperature rise, above ambient, of the part. The junction temperature should be kept below 150°C.

The AD8055 in the SOT-23-5 package can dissipate 270 mW while the AD8056 in the microSOIC package can dissipate 325 mW (at 85°C ambient) without exceeding the maximum die temperature. In the case of the AD8056, this is greater than 1.5 V rms into 50 Ω, enough to accommodate a 4 V p-p sine-wave signal on both outputs simultaneously. But since each output of the AD8055 or AD8056 is capable of supplying as much as 110 mA into a short circuit, a continuous short circuit condition will exceed the maximum safe junction temperature.

### Resistor Selection

The following table is provided as a guide to resistor selection for maintaining gain flatness vs. frequency for various values of gain.

Gain	$R_F$ (Ω)	$R_I$ (Ω)	-3 dB Bandwidth (MHz)
+1	0	—	300
+2	402	402	160
+5	1k	249	45
+10	909	100	20

### Driving Capacitive Loads

When driving a capacitive load, most op amps will exhibit peaking in the frequency response just before the frequency rolls off. Figure 36 shows the responses for an AD8056 running at a gain of +2, with a 100 Ω load that is shunted by various values of capacitance. It can be seen that under these conditions, the part is still stable with capacitive loads of up to 30 pF.

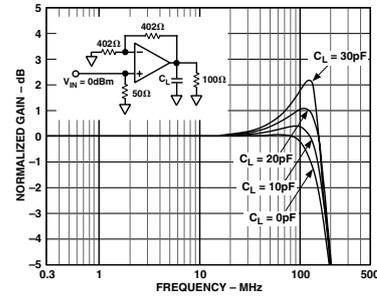


Figure 36. Capacitive Load Drive

In general, to minimize peaking or to ensure the stability for larger values of capacitive loads, a small series resistor,  $R_S$ , can be added between the op amp output and the capacitor,  $C_L$ . For the setup depicted in Figure 37, the relationship between  $R_S$  and  $C_L$  was empirically derived and is shown in Figure 38.  $R_S$  was chosen to produce less than 1 dB of peaking in the frequency response. Note also that after a sharp rise  $R_S$  quickly settles to about 25 Ω.

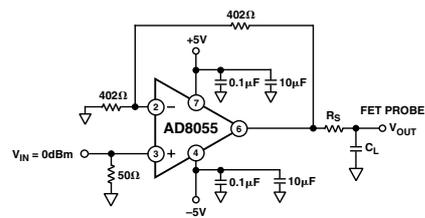


Figure 37. Setup for  $R_S$  vs.  $C_L$

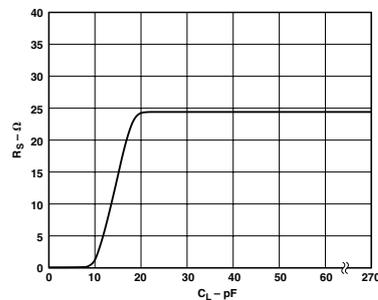


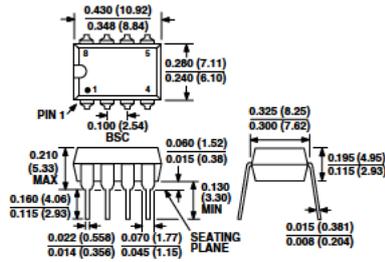
Figure 38.  $R_S$  vs.  $C_L$

**AD8055/AD8056**

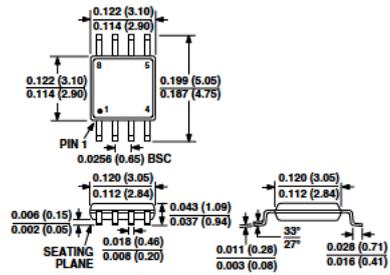
**OUTLINE DIMENSIONS**

Dimensions shown in inches and (mm).

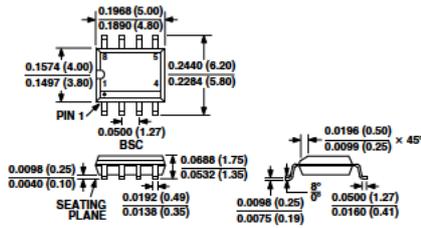
**8-Lead Plastic DIP (N-8)**



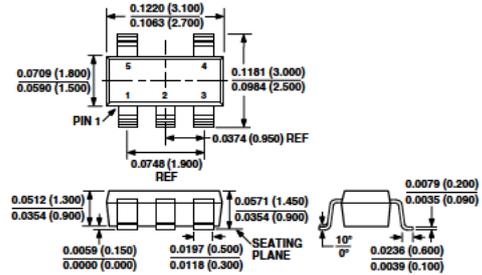
**8-Lead microSOIC Package (RM-8)**



**8-Lead Small Outline SOIC (SO-8)**



**5-Lead Plastic Surface Mount (RT-5)**



C3045a-0-6/00 (rev. B) 01063

PRINTED IN U.S.A.

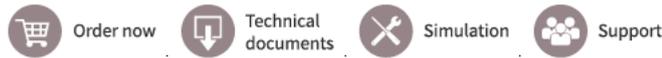
### **A.1.2 Schottky-Diode BAT15-04**

Das vollständige Datenblatt der verwendeten Schottky-Diode BAT15-04 ist auf den folgenden Seiten eingefügt (Infineon Technologies AG, 2018 [4]).



## BAT15-04W

### Series silicon RF Schottky diode pair



### Product description

These Infineon RF Schottky diodes are silicon low barrier N-type devices with an integrated guard ring on-chip for over-voltage protection. Their low barrier height, low forward voltage and low junction capacitance make BAT15-04W a suitable choice for mixer and detector functions in applications which frequencies are as high as 12 GHz.



### Feature list

- Low inductance  $L_S = 1.4$  nH (typical)
- Low capacitance  $C = 0.3$  pF (typical) at 1 MHz
- Industry standard SOT323-3 package (2 mm x 2.1 mm x 0.9 mm)
- Pb-free, RoHS compliant and halogen-free

### Product validation

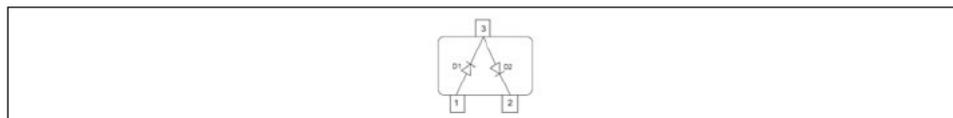
Qualified for industrial applications according to the relevant tests of JEDEC47/20/22.

### Potential applications

For mixers and detectors in:

- Sensor interfaces of security systems
- Telematic systems
- Compensators
- Radar systems for industrial use

### Device information



**Table 1** Part information

Product name / Ordering code	Package	Pin configuration	Marking	Pieces / Reel
BAT15-04W / BAT1504WH6327XTSA1	SOT323-3	Series pair	S8s	3 k

**Attention:** ESD (Electrostatic discharge) sensitive device, observe handling precautions!



**BAT15-04W**  
**Series silicon RF Schottky diode pair**

**Table of contents**

**Table of contents**

Product description ..... 1

Feature list ..... 1

Product validation ..... 1

Potential applications ..... 1

Device information ..... 1

Table of contents ..... 2

**1 Absolute maximum ratings ..... 2**

**2 Electrical performance in test fixture ..... 3**

2.1 Electrical characteristics ..... 3

2.2 Characteristic curves ..... 4

**3 Thermal characteristics ..... 6**

**4 Package information SOT323-3 ..... 8**

Revision history ..... 9

Disclaimer ..... 10

**1 Absolute maximum ratings**

**Table 2 Absolute maximum ratings at  $T_A = 25\text{ °C}$ , unless otherwise specified**

Parameter	Symbol	Values		Unit	Note or test condition
		Min.	Max.		
Diode reverse voltage	$V_R$	-	4	V	
Forward current	$I_F$	-	110	mA	
Total power dissipation	$P_{TOT}$	-	100	mW	$T_S \leq 80\text{ °C}$ <sup>1)</sup>
Junction temperature	$T_J$	-	150	°C	
Operating temperature	$T_{OP}$	-55	150		
Storage temperature	$T_{STG}$	-55	150		

**Attention:** Stresses above the maximum values listed here may cause permanent damage to the device. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability. Exceeding only one of these values may cause irreversible damage to the component.

<sup>1</sup>  $T_S$  is the soldering point temperature.



**BAT15-04W**  
**Series silicon RF Schottky diode pair**

**Electrical performance in test fixture**

## 2 Electrical performance in test fixture

### 2.1 Electrical characteristics

**Table 3** Electrical characteristics at  $T_A = 25\text{ °C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
Breakdown voltage	$V_{BR}$	4	–	–	V	$I_R = 100\ \mu\text{A}$
Reverse current	$I_R$	–	–	5	$\mu\text{A}$	$V_R = 1\ \text{V}$
Forward voltage	$V_F$	0.16	0.25	0.32	V	$I_F = 1\ \text{mA}$
		0.25	0.35	0.41		$I_F = 10\ \text{mA}$
Forward voltage matching	$\Delta V_F$	–	–	20	mV	$I_F = 10\ \text{mA}^{1)}$
Differential forward resistance	$R_F$	–	5.8	–	$\Omega$	$I_F = 10\ \text{mA} / 50\ \text{mA}^{2)}$
Capacitance	C	–	0.3	0.35	pF	$V_R = 0\ \text{V}, f = 1\ \text{MHz}$
Inductance	$L_S$	–	1.4	–	nH	

<sup>1</sup>  $\Delta V_F$  is the difference between lowest and highest  $V_F$  in a multiple diode component.

<sup>2</sup> 
$$R_F = \frac{V_F(50\ \text{mA}) - V_F(10\ \text{mA})}{50\ \text{mA} - 10\ \text{mA}}$$

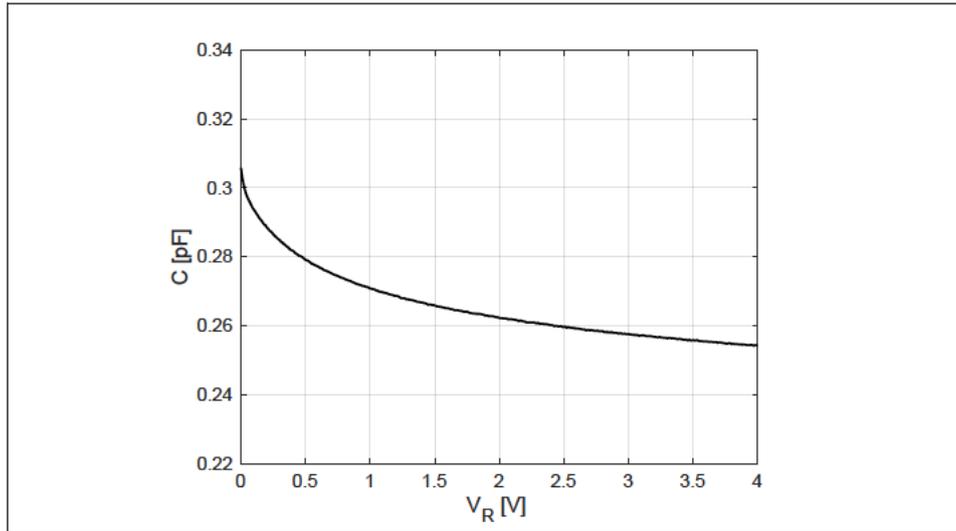
**BAT15-04W**  
**Series silicon RF Schottky diode pair**



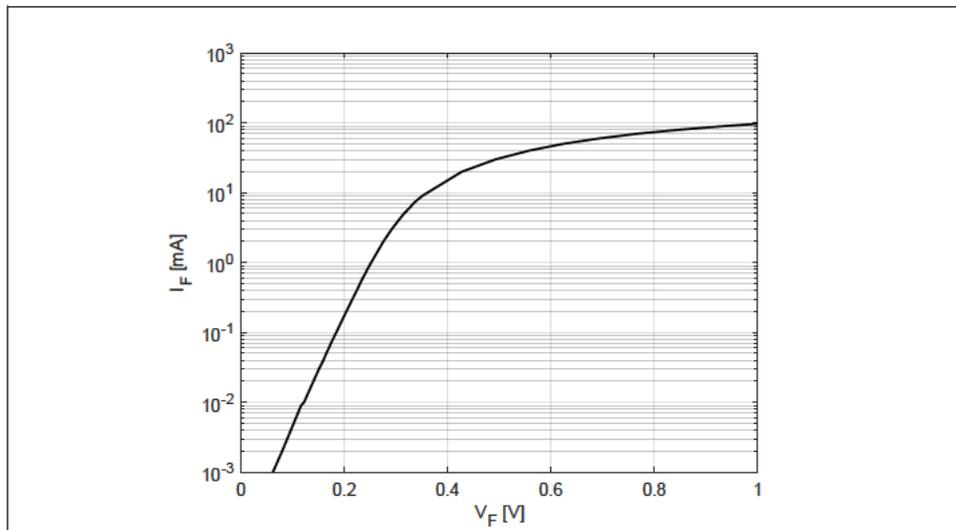
**Electrical performance in test fixture**

**2.2 Characteristic curves**

At  $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified



**Figure 1 Diode capacitance C vs. reverse voltage V<sub>R</sub> at frequency f = 1 MHz**

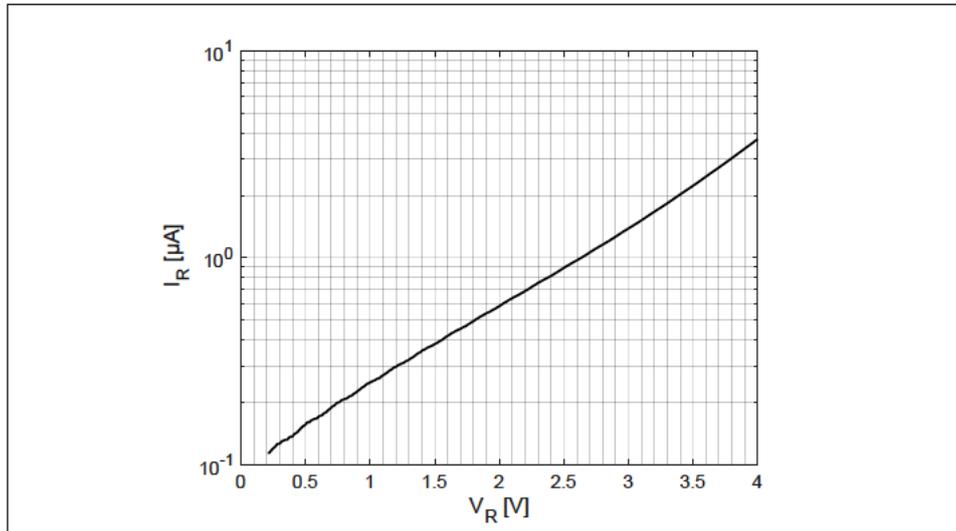


**Figure 2 Forward current I<sub>F</sub> vs. forward voltage V<sub>F</sub>**

**BAT15-04W**  
**Series silicon RF Schottky diode pair**



**Electrical performance in test fixture**



**Figure 3** Reverse current  $I_R$  vs. reverse voltage  $V_R$

*Note:* The curves shown in this chapter have been generated using typical devices but shall not be understood as a guarantee that all devices have identical characteristic curves.

**BAT15-04W**  
**Series silicon RF Schottky diode pair**

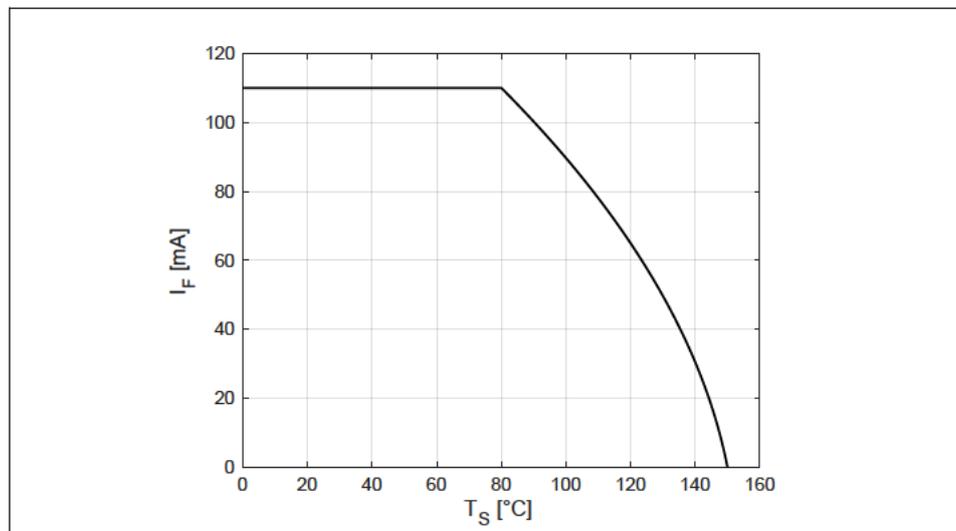


**Thermal characteristics**

**3 Thermal characteristics**

**Table 4 Thermal resistance**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note or test condition
		Min.	Typ.	Max.		
Thermal resistance (junction - soldering point)	$R_{thJS}$	-	700	-	K/W	$T_S = 80\text{ °C}$ <sup>1)</sup>



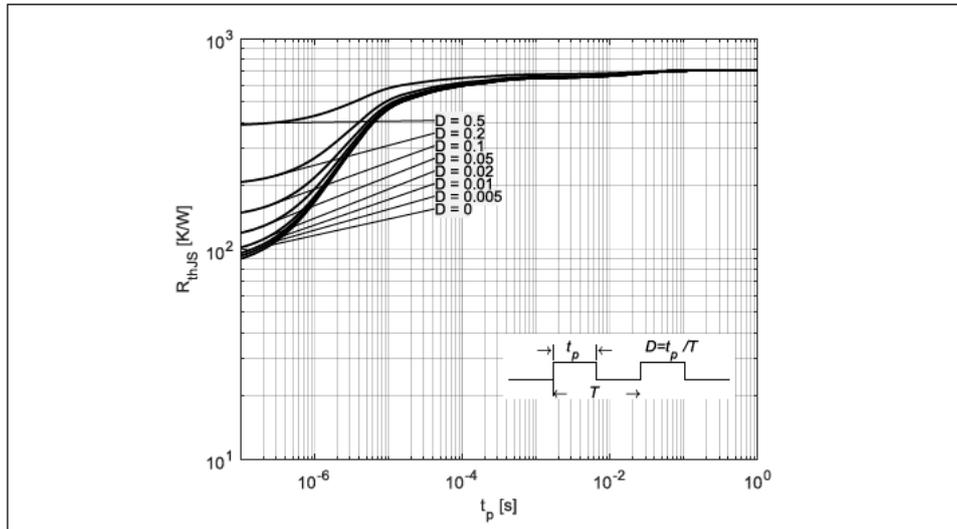
**Figure 4 Permissible forward current  $I_F$  in DC operation**

<sup>1</sup> For  $R_{thJS}$  in other conditions refer to the curves in this chapter.

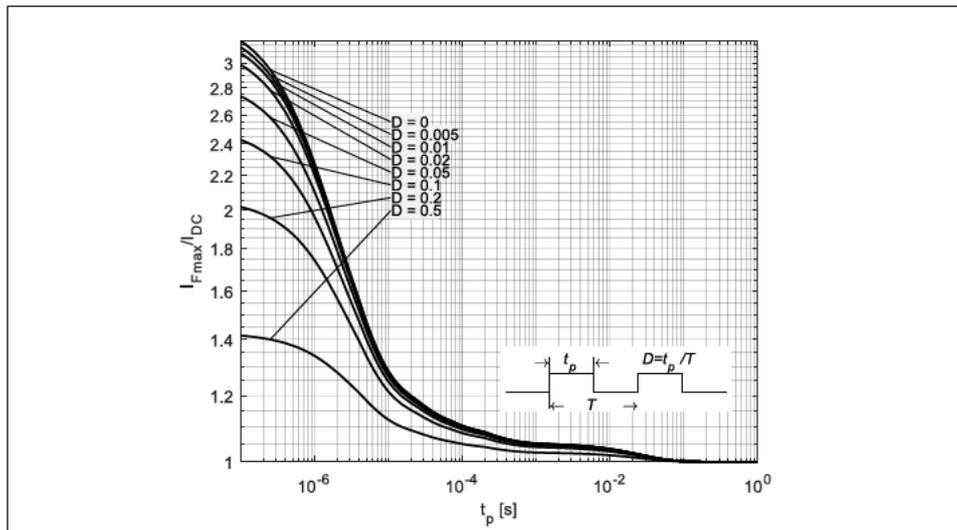
**BAT15-04W**  
**Series silicon RF Schottky diode pair**



**Thermal characteristics**



**Figure 5 Thermal resistance  $R_{thJS}$  in pulse operation**



**Figure 6 Permissible forward current ratio  $I_{Fmax}/I_{DC}$  in pulse operation**



**BAT15-04W**  
**Series silicon RF Schottky diode pair**



---

**Revision history**

**Revision history**

<b>Document version</b>	<b>Date of release</b>	<b>Description of changes</b>
1.0	2018-09-07	<ul style="list-style-type: none"><li>• Change from series datasheet to individual one</li><li>• Initial release of datasheet</li><li>• Typical values and curves updated to the values of the production (No product or process change behind)</li><li>• Typical values added</li><li>• Typical curves removed</li></ul>

**Trademarks**

All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

**Edition 2018-06-30**

**Published by**

**Infineon Technologies AG  
81726 Munich, Germany**

**© 2018 Infineon Technologies AG  
All Rights Reserved.**

**Do you have a question about any  
aspect of this document?**

**Email: [erratum@infineon.com](mailto:erratum@infineon.com)**

**Document reference**

**[REDACTED]**

**IMPORTANT NOTICE**

The information given in this document shall in no event be regarded as a guarantee of conditions or characteristics ("Beschaffenheitsgarantie").

With respect to any examples, hints or any typical values stated herein and/or any information regarding the application of the product, Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind, including without limitation warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party.

In addition, any information given in this document is subject to customer's compliance with its obligations stated in this document and any applicable legal requirements, norms and standards concerning customer's products and any use of the product of Infineon Technologies in customer's applications.

The data contained in this document is exclusively intended for technically trained staff. It is the responsibility of customer's technical departments to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product information given in this document with respect to such application.

**WARNINGS**

Due to technical requirements products may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact your nearest Infineon Technologies office.

Except as otherwise explicitly approved by Infineon Technologies in a written document signed by authorized representatives of Infineon Technologies, Infineon Technologies' products may not be used in any applications where a failure of the product or any consequences of the use thereof can reasonably be expected to result in personal injury

### **A.1.3 Transistor QPA7489A**

Das vollständige Datenblatt des verwendeten Transistors QPA7489A ist auf den folgenden Seiten eingefügt (Qorvo, 2022 [6]).



## QPA7489A DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

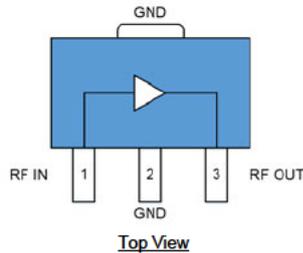
### Product Overview

The QPA7489A is a high performance SiGe HBT MMIC amplifier. A Darlington configuration provides high FT and excellent thermal performance. The heterojunction increases breakdown voltage and minimizes leakage current between junctions. Cancellation of emitter junction non-linearities results in higher suppression of intermodulation products.

The QPA7489A may be operated from a variety of supply voltages by using a voltage dropping resistor. Two DC-blocking capacitors, bypass capacitors and an optional RF choke complete the circuit required for operation of this internally matched 50 ohm device.

The QPA7489A is assembled in an industry standard SOT-89 package that is lead-free and RoHS-compliant.

### Functional Block Diagram



3 Lead SOT-89 Package

### Key Features

- DC to 3500 MHz Operation
- Single Positive Voltage Supply
- Cascadable 50  $\Omega$
- Gain: 17.7 dB at 1950 MHz
- Output IP3: +37.7 dBm typical at 850 MHz
- Noise Figure: 3.2 dB Typical at 1950 MHz
- Low Thermal Resistance SOT-89 Package
- Lead-free / RoHS-Compliant

### Applications

- Cellular, PCS, GSM, UMTS
- Power Amplifier Driver
- IF/RF Buffer Amplifier
- Wireless Data, Satellite

### Ordering Information

Part No.	Description
QPA7489ASQ	25 Piece Sample Bag
QPA7489ASR	100 Pieces on 7" Reel
QPA7489ATR13	3000 pieces on a 13" reel
QPA7489APCK401	850MHz, EVB with 5 Piece Sample Bag



**QPA7489A**  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

**Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Rating
Storage Temp	-55 to +150 °C
Device Voltage (V <sub>D</sub> )	+7 V
Device Current (I <sub>D</sub> )	170 mA
RF Input Power (Z <sub>L</sub> = 50 Ω)	+16 dBm
RF Input Power (Z <sub>L</sub> = 10:1 VSWR)*	+2 dBm

Exceeding any one or a combination of the Absolute Maximum Rating conditions may cause permanent damage to the device. Extended application of Absolute Maximum Rating conditions to the device may reduce device reliability.

Bias Conditions should also satisfy the following expression:  
 $I_D \times V_D < (T_{JUNCTION} - T_{LEAD}) / R_{TH}$

\* Take into account out of band load VSWR presented by devices such as SAW filters to determine maximum RF input power. Reflected harmonic levels in saturation are significant.

**Recommended Operating Conditions**

Parameter	Min	Typ	Max	Units
Operating Temperature	-40		+85	°C
Junction Temperature (T <sub>J</sub> )			+125	°C

Electrical specifications are measured at specified test conditions. Specifications are not guaranteed over all recommended operating conditions.

**Electrical Specifications**

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Small Signal Gain, S <sub>21</sub>	850 MHz		21.2		dB
	1950 MHz		17.7		
	2400 MHz		16.9		
Output Power at 1dB Compression	850 MHz		+22.1		dBm
	1950 MHz		+21.1		
	2400 MHz		+20.1		
Output Third Intercept Point	500 MHz		+39.1		dBm
	850 MHz		+37.7		
	1950 MHz		+34.1		
	2400 MHz		+32.5		
Input Return Loss, S <sub>11</sub>	850 MHz		10.5		dB
	1950 MHz		12.3		
	2400 MHz		14.9		
Output Return Loss, S <sub>22</sub>	850 MHz		11.8		dB
	1950 MHz		6.2		
	2400 MHz		6.3		
Reverse Isolation, S <sub>12</sub>	850 MHz		23.8		dB
	1950 MHz		23.5		
	2400 MHz		23.3		
Noise Figure	850 MHz		2.8		dB
	1950 MHz		3.2		
	2400 MHz		3.4		
Device Operating Voltage		+4.7	+5.0	+5.3	V
Device Operating Current			118		mA
Thermal Resistance			45		°C/W

Notes:

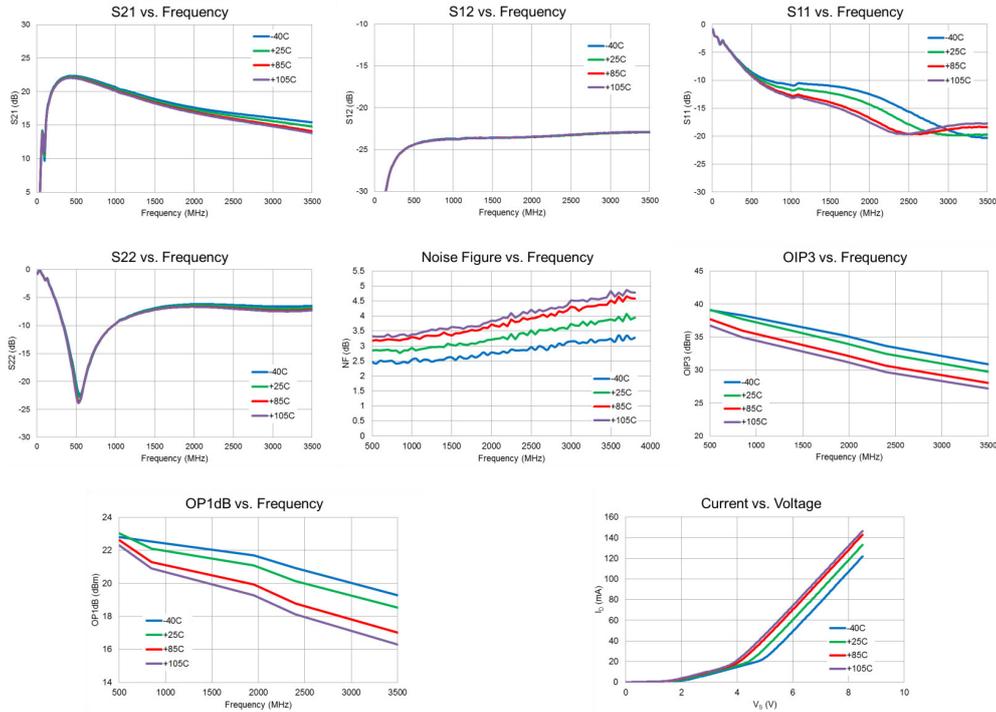
- Test conditions unless otherwise noted: V<sub>B</sub> = +8 V, R<sub>BIAS</sub> = 26 Ω, I<sub>D</sub> = 118 mA Typ., OIP3 Tone Spacing = 1 MHz, P<sub>OUT</sub> per tone = 0 dBm, T<sub>LEAD</sub> = +25°C, Z<sub>B</sub> = Z<sub>L</sub> = 50 Ω



**QPA7489A**  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

**Performance Plots – 850 MHz Application Circuit**

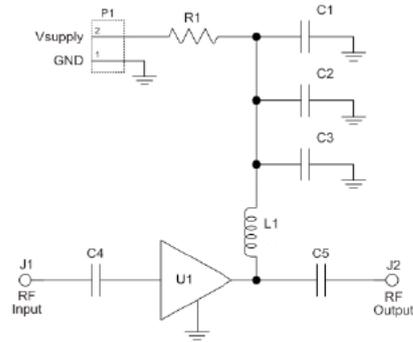
Test conditions unless otherwise noted:  $V_S = +8\text{ V}$ ,  $R_{BIAS} = 26\ \Omega$ ,  $I_D = 118\text{ mA Typ.}$





**QPA7489A**  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

**Evaluation Board and Schematic – 850 MHz Application Circuit**



**Bill of Material – 850 MHz Application Circuit**

Reference	Value	Description	Manufacturer	Part Number
n/a	n/a	PCB	Qorvo	QPAXX89X-410(A)
U1	n/a	HBT MMIC Amplifier	Qorvo	QPA7489A
C1	1 uF	CAP, 10%, 25V, X7R, 1206	Murata Electronics	GRM31MR71E105KA01L
C2	1000 pF	CAP, 10%, 50V, X7R, 0402	Murata Electronics	GRM155R71H102KA01D
C3	68 pF	CAP, 5%, 50V, C0G, 0402	Murata Electronics	GRM1555C1H680JA01D
C4, C5	100 pF	CAP, 5%, 50V, C0G, 0402	Murata Electronics	GRM1555C1H101JA01D
R1	26 Ω	RES, 5%, 1/2W, 1210	Panasonic Industrial Devices	ERJ-P14F26R1U
L1	33 nH	IND, 5%, M/L, 0603	Murata Electronics	LL1608-FSL33NJ
J1, J2	n/a	CONN, SMA, EL, FLT, 0.068" SPE-000318	Amphenol RF Asia Corp	901-10426
P1	n/a	CONN, HDR, ST, 1x2, 0.100", Hi-temp, T/H	Samtec Inc	HTSW-102-07-G-S

**Component Values for Specific Frequencies**

Reference Designator	500 MHz	850 MHz	1950 MHz	2400 MHz	3500 MHz
C4, C5	220 pF	100 pF	68 pF	56 pF	39 pF
C3	100 pF	68 pF	22 pF	22 pF	15 pF
L1	68 nH	33 nH	22 nH	18 nH	15 nH

**Bias Resistor Values for Specific Supply Voltages**

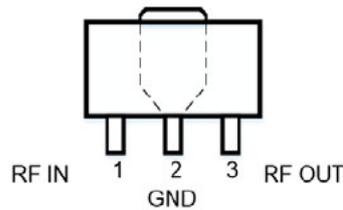
Reference Designator	V <sub>S</sub> =+7 V	V <sub>S</sub> =+8 V	V <sub>S</sub> =+9 V	V <sub>S</sub> =+12 V
R1 ( R <sub>bias</sub> ) <sup>(1,2)</sup>	17 Ω	26 Ω	35 Ω	61 Ω

- Notes:  
 1. Bias resistor improves current stability over temperature  
 2. Bias Resistance =  $R_{bias} + R_{LDC} = (V_S - V_D) / I_D$



QPA7489A  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

Pin Configuration and Description



Top View

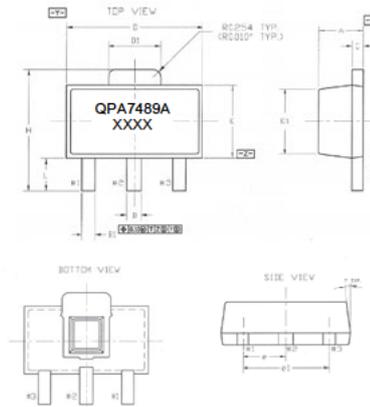
Pad No.	Label	Description
1	RF <sub>IN</sub>	RF Input Pin. DC voltage is present on this pin therefore this pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
2	GND	Connection to ground. Use via holes in PCB for best performance to reduce lead inductance as close to ground leads as possible
3	RF <sub>OUT</sub> /Bias	RF Output and Bias Pin. DC voltage is present on this pin therefore this pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
Backside Paddle	GND	Exposed area on the bottom side of the package needs to be soldered to the ground plane of the board for optimum thermal and RF performance.



**QPA7489A**  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

**Package Marking and Dimensions**

Package Marking:  
Part number – QPA7489A  
Lot code – XXXX

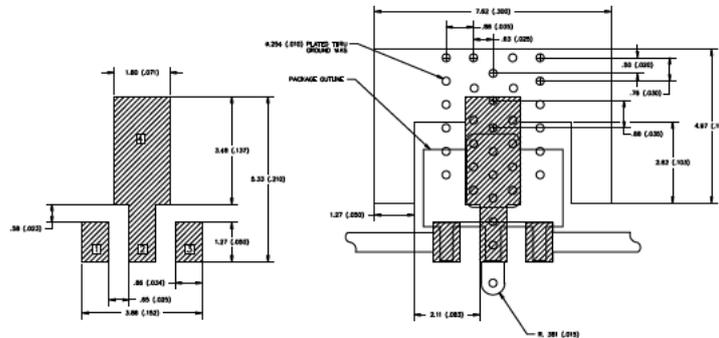


Common						
	DIMENSIONS MILLIMETER			DIMENSIONS INCH		
	MIN.	NDM.	MAX.	MIN.	NDM.	MAX.
A	1.40	1.50	1.60	0.055	0.059	0.063
B	0.44	0.50	0.56	0.017	0.020	0.022
B1	0.36	0.42	0.48	0.014	0.017	0.019
C	0.35	0.40	0.44	0.014	0.016	0.017
D	4.40	4.50	4.60	0.173	0.177	0.181
D1	1.62	1.73	1.83	0.064	0.068	0.072
E	2.30	2.50	2.60	0.091	0.098	0.102
E1	2.13	2.20	2.29	0.084	0.087	0.090
e	1.50 BSC.			0.059 BSC.		
e1	3.00 BSC.			0.118 BSC.		
H	3.95	4.10	4.25	0.156	0.161	0.167
L	0.90	1.10	1.20	0.035	0.043	0.047

NOTES :  
1. DIMENSIONING & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M-1982  
2. CONTROLLING DIMENSION - MILLIMETER CONVERTED INCH ARE NOT NECESSARILY EXACT  
3. DIMENSION BY 2 PLACES.

- Notes:
1. The terminal #1 identifier and terminal numbering conform to JESD 95-1 SPP-012.
  2. Trace code up to 4 characters to be assigned by sub-contractor.

**PCB Mounting Pattern**

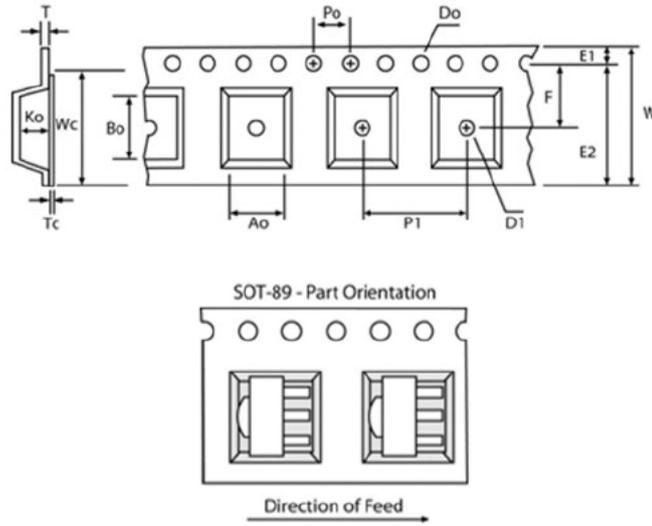


- Notes:
1. All dimensions are in millimeters. Angles are in degrees.
  2. Use 1 oz. copper minimum for top and bottom layer metal.
  3. Via holes are required under the backside paddle of this device for proper RF/DC grounding and thermal dissipation. We recommend a 0.35mm (#80/.0135") diameter bit for drilling via holes and a final plated thru diameter of 0.25 mm (0.01").
  4. Ensure good package backside paddle solder attach for best electrical and thermal performance.



QPA7489A  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

**Tape and Reel Information – Carrier and Cover Tape Dimensions**



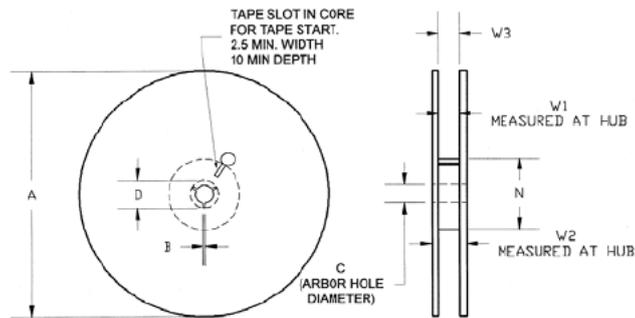
Feature	Measure	Symbol	Size (in)	Size (mm)
Cavity	Length	A0	0.181	4.60
	Width	B0	0.193	4.90
	Depth	K0	0.075	1.90
	Pitch	P1	0.315	8.00
Centerline Distance	Cavity to Perforation - Length Direction	P2	0.079	2.00
	Cavity to Perforation - Width Direction	F	0.217	5.50
Cover Tape	Width	C	0.362	9.20
Carrier Tape	Width	W	0.472	12.0



QPA7489A  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

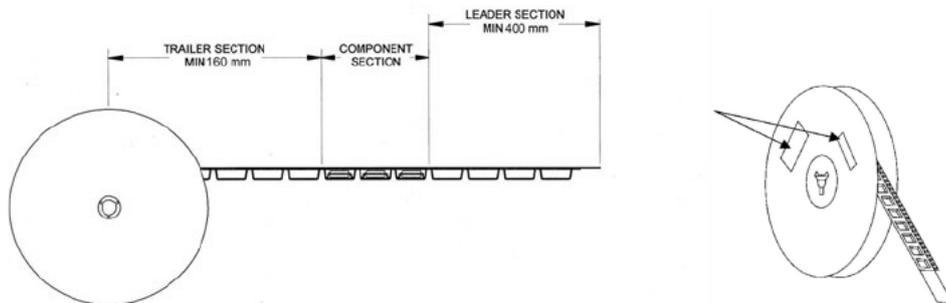
**Tape and Reel Information – Reel Dimensions**

Standard T/R size = 1,000 pieces on a 7" reel.



Feature	Measure	Symbol	Size (in)	Size (mm)
Flange	Diameter	A	6.969	170.0
	Thickness	W2	0.717	18.2
	Space Between Flange	W1	0.504	12.8
Hub	Outer Diameter	N	2.283	58.0
	Arbor Hole Diameter	C	0.512	13.0
	Key Slit Width	B	0.079	2.0
	Key Slit Diameter	D	0.787	20.0

**Tape and Reel Information – Tape Length and Label Placement**



Notes:

1. Empty part cavities at the trailing and leading ends are sealed with cover tape. See EIA 481-1-A.
2. Labels are placed on the flange opposite the sprockets in the carrier tape.



QPA7489A  
DC – 3500 MHz Cascadable SiGe HBT Amplifier

### Handling Precautions

Parameter	Rating	Standard
ESD – Human Body Model (HBM)	Class 2	ESDA / JEDEC JS-001-2014
ESD – Charged Device Model (CDM)	Class C3	ESDA / JEDEC JS-002-2014
MSL – Moisture Sensitivity Level	Level 3	IPC/JEDEC J-STD-020



Caution!  
ESD-Sensitive Device

### Solderability

Compatible with lead-free (260°C max. reflow temp.) soldering process.  
Solder profiles available upon request.  
Contact plating: NiPdAu

### RoHS Compliance

This part is compliant with 2011/65/EU RoHS directive (Restrictions on the Use of Certain Hazardous Substances in Electrical and Electronic Equipment) as amended by Directive 2015/863/EU.

This product also has the following attributes:

- Lead Free
- Halogen Free (Chlorine, Bromine)
- Antimony Free
- TBBP-A (C<sub>15</sub>H<sub>12</sub>Br<sub>4</sub>O<sub>2</sub>) Free
- PFOS Free
- SVHC Free



### Contact Information

For the latest specifications, additional product information, worldwide sales and distribution locations:

Web: [www.qorvo.com](http://www.qorvo.com)



### Important Notice

The information contained herein is believed to be reliable; however, Qorvo makes no warranties regarding the information contained herein and assumes no responsibility or liability whatsoever for the use of the information contained herein. All information contained herein is subject to change without notice. Customers should obtain and verify the latest relevant information before placing orders for Qorvo products. The information contained herein or any use of such information does not grant, explicitly or implicitly, to any party any patent rights, licenses, or any other intellectual property rights, whether with regard to such information itself or anything described by such information. **THIS INFORMATION DOES NOT CONSTITUTE A WARRANTY WITH RESPECT TO THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN, AND QORVO HEREBY DISCLAIMS ANY AND ALL WARRANTIES WITH RESPECT TO SUCH PRODUCTS WHETHER EXPRESS OR IMPLIED BY LAW, COURSE OF DEALING, COURSE OF PERFORMANCE, USAGE OF TRADE OR OTHERWISE, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE.**

Without limiting the generality of the foregoing, Qorvo products are not warranted or authorized for use as critical components in medical, life-saving, or life-sustaining applications, or other applications where a failure would reasonably be expected to cause severe personal injury or death.

Copyright 2022 © Qorvo, Inc. | Qorvo is a registered trademark of Qorvo, Inc.

### **Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

---

Ort

Datum

Unterschrift im Original