

Masterarbeit
Entwurf von Silizium-Germanium On-Chip
Antennen mit integrierten
Sendeschaltungen für 300 GHz
Radaranwendungen

vorgelegt von

Muhamed Dedic

geboren am 04.07.1996 in Gracanica, Bosnien und Herzegowina

betreut von

M.Sc. Benedikt Sievert*

M.Sc. Jonathan Wittemeier**

Dr.-Ing. Andreas Rennings*

Erstprüfer

Prof. Dr. sc. techn. Daniel Erni*

Zweitprüfer

Prof. Dr.-Ing Nils Pohl**

* Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik (ATE)

Elektrotechnik und Informationstechnik

Fakultät für Ingenieurwissenschaften

Universität Duisburg-Essen

** Integrierte Systeme (INSYS)

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Ruhr-Universität Bochum

Duisburg, 30.03.2021



Duisburg, 30.03.2021

Masterarbeit

Entwurf von Silizium-Germanium On-Chip Antennen mit integrierten Senseschaltungen für 300 GHz Radaranwendungen

vorgelegt von

Muhammed Dedic

geboren am 04.07.1996 in Gracanica, Bosnien und Herzegowina

muhammed.dedic@stud.uni-due.de

Matrikelnummer: 3038219

betreut von

M.Sc. Benedikt Sievert*

M.Sc. Jonathan Wittemeier**

Dr.-Ing. Andreas Rennings*

Erstprüfer

Prof. Dr. sc. techn. Daniel Erni*

Zweitprüfer

Prof. Dr.-Ing Nils Pohl**

* Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik (ATE)

Elektrotechnik und Informationstechnik

Fakultät für Ingenieurwissenschaften

Universität Duisburg-Essen

** Integrierte Systeme (INSYS)

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Ruhr-Universität Bochum

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|-----------|
| Abbildungsverzeichnis | ii |
| Tabellenverzeichnis | v |
| 1 Einleitung | 1 |
| 2 Grundlagen | 2 |
| 2.1 Radar | 2 |
| 2.2 FMCW Radar | 5 |
| 2.3 Eigenschaften und Betriebsarten des Bipolartransistors | 13 |
| 2.4 Die Antenne | 29 |
| 3 Entwurf und Charakterisierung eines 300 GHz Frequenzvervierfachers | 34 |
| 3.1 Systemkonzept | 35 |
| 3.2 Infineons B11HFC Technologie | 36 |
| 3.3 Entwurf einer 150 GHz Gilbertzelle | 37 |
| 3.4 Entwurf eines differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers mit Kaskode | 51 |
| 3.5 Entwurf eines differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode | 57 |
| 3.6 Entwurf eines Single-Ended 300 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode | 60 |
| 3.7 Entwurf eines 300 GHz Frequenzvervierfachers | 63 |
| 3.8 Layout des 150 GHz Push-Push Verdopplers | 65 |
| 3.9 Layout des 300 GHz Push-Push Verdopplers | 70 |
| 4 Entwurf und Charakterisierung einer 300 GHz On-Chip Antenne | 74 |
| 4.1 Funktionsprinzip und Dimensionierung | 75 |
| 4.2 Entwurf einer 300 GHz Patch Antenne | 76 |
| 4.3 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V1 | 79 |
| 4.4 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V2 | 83 |
| 4.5 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V3 | 84 |
| 4.6 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V4 | 86 |
| 4.7 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V5 | 87 |
| 4.8 Anpassung der Antenne an das Layout | 90 |
| 4.9 Modellierung der Antennenimpedanz und Berechnung der abgegebenen Leistung der 300 GHz Frequenzvervierfachers | 94 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 5 | Simulation der Antenne in einem Radarszenario | 98 |
| 5.1 | Simulation mit einem breitbandigem Empfänger | 98 |
| 5.2 | Simulation eines bistatischen Radarszenarios | 105 |
| 6 | Zusammenfassung | 109 |
| 7 | Ausblick | 111 |
| | Literaturverzeichnis | 112 |

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|------|--|----|
| 2.1 | Schematischer Aufbau eines Radarsystems | 3 |
| 2.2 | Oft verwendete Frequenzmodulationstypen beim FMCW-Radar. | 5 |
| 2.3 | Sende- und Empfangssignale des FMCW Radars (links) und zugehöriges Entfernungsspektrum (rechts). | 8 |
| 2.4 | Range-Doppler-Verarbeitung anhand eines beispielhaften, beweglichen Radarziels. | 10 |
| 2.5 | Einfluss der Modulationsbandbreite auf das Spektrum des detektierten Radar-Ziels. | 12 |
| 2.6 | Einfluss der Fensterfunktion auf das Spektrum des detektierten Radar-Ziels. | 13 |
| 2.7 | Querschnitt eines npn-Bipolartransistors mit entsprechendem Schaltsymbol [1]. | 14 |
| 2.8 | Testschaltung zur Analyse des Verhaltens eines Bipolartransistors. | 15 |
| 2.9 | Grundsaltungen eines npn-Bipolartransistors. | 17 |
| 2.10 | Kennlinien eines idealisierten Transistors. | 18 |
| 2.11 | Kennlinien eines realen Transistors. | 19 |
| 2.12 | Testschaltung zur Analyse des Verhaltens eines Bipolartransistors. | 19 |
| 2.13 | Kleinsignalersatzschaltbild eines Bipolartransistors. | 20 |
| 2.14 | Kleinsignalersatzschaltbild eines Bipolartransistors bei hohen Frequenzen. | 21 |
| 2.15 | Querschnitt eines Heterostrukturbipolartransistors. | 22 |
| 2.16 | Transistorersatzschaltbild nach dem Ebers-Moll Modell. | 25 |
| 2.17 | Ersatzschaltbild des Bipolartransistors nach dem Gummel-Poon Modell. | 27 |
| 2.18 | Ersatzschaltbild des Bipolartransistors nach HICUM Level 0. | 28 |
| 2.19 | Normiertes Abstrahldiagramm des infinitesimalen Stromelements. | 31 |
| 3.1 | Blockschaltbild des Aufbaus eines Frequenzvervierachers im Antennenspeisepunkt. | 35 |
| 3.2 | Technologiequerschnitt der B11HFC. | 36 |
| 3.3 | Prinzipieller Schaltung einer differentiellen Gilbertzelle. | 38 |
| 3.4 | Schaltung eines Stromspiegels. | 40 |
| 3.5 | Schaltplan der differentiellen Gilbertzelle mit Stromspiegel und Spannungsteilern zur Arbeitspunkteinstellung. | 42 |
| 3.6 | Vereinfachter Schaltplan der differentiellen Gilbertzelle ohne Arbeitspunkteinstellung. | 45 |
| 3.7 | Ein- und Ausgangsanpassung des Gilbertzellenverdopplers. | 46 |

| | | |
|------|--|----|
| 3.8 | Vergleich der Spannungen zwischen den Basis-Anschlüssen von T1 und T2 sowie T3 und T4. | 46 |
| 3.9 | Harmonic Balance Simulation des initial entworfenen Gilbertzellenverdopplers. | 47 |
| 3.10 | Ein- und Ausgangsanpassung des optimierten Gilbertzellenverdopplers. . | 48 |
| 3.11 | Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des 150 GHz Gilbertzellenverdopplers. | 49 |
| 3.12 | Einfluss der Kollektor-Basis Spannung der Transistoren T3 bis T6 (links) sowie der Eingangsleistung (rechts) auf die Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen beim Gilbertzellenverdoppler. | 50 |
| 3.13 | Vergleich der Ein- und Ausgangsspannung des Gilbertzellenverdopplers. | 50 |
| 3.14 | Prinzipieller Schaltung eines Single-Ended Push-Push Verdopplers. . . . | 51 |
| 3.15 | Schaltplan des differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers zur Simulation mit Cadence. | 53 |
| 3.16 | Ein- und Ausgangsanpassung des Push-Push Verdopplers mit Kaskode. | 54 |
| 3.17 | Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des 150 GHz Push Push Verdopplers. | 55 |
| 3.18 | Harmonic Balance Simulation des initial entworfenen Push-Push Verdopplers mit Kaskode verglichen mit der Harmonic Balance Simulation des optimierten Gilbertzellenverdopplers. | 56 |
| 3.19 | Einfluss der Kollektor-Basis Spannung der Transistoren sowie der Eingangsleistung auf die Ausgangsleistung. | 56 |
| 3.20 | Verlauf der Kollektor-Emitter Spannungen des 150 GHz Push Push Verdopplers bei einer Eingangsleistung von 8 dBm. | 57 |
| 3.21 | Schaltung einer Hälfte des differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers. | 58 |
| 3.22 | Eingangsanpassnetzwerk des 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode. | 59 |
| 3.23 | Eingangsanpassung des 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode. | 60 |
| 3.24 | Zeitlicher Verlauf der Spannungen des 150 GHz Push Push Verdopplers ohne Kaskode. | 61 |
| 3.25 | Einfluss der Phasenverschiebung zwischen den I- und Q-Eingangssignalen auf die Ausgangsleistung der jeweiligen Harmonischen. | 61 |
| 3.26 | Einfluss der Kollektor-Basis Spannung auf die Ausgangsleistung des 300 GHz Push-Push Verdopplers. | 62 |
| 3.27 | Schematische Darstellung der Anpassung der Verdopplerstufen. | 63 |
| 3.28 | Leistungsspektren sowie die optimale Impedanz für zwei unterschiedliche induktive Lastleitungen. | 64 |
| 3.29 | Stromspiegel mit Stromgegenkopplung und Bypass Kondensator. | 65 |
| 3.30 | Layout des 300 GHz Frequenzvervierfachers ohne Antenne mit gekennzeichneten Funktionsblöcken. | 66 |
| 3.31 | Layout des 150 GHz Push-Push Verdopplerkerns. | 67 |
| 3.32 | Layout des Stromspiegels zur Arbeitspunkteinstellung des 150 GHz Push-Push verdopplers. | 68 |

| | | |
|------|---|----|
| 3.33 | Eingangsanpassnetzwerk des 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode. | 69 |
| 3.34 | Aufbau der On-Chip Spule zur Eingangsanpassung des 150 GHz Push-Push Verdopplers. | 69 |
| 3.35 | Layout des differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers. | 70 |
| 3.36 | Layout des 300 GHz Push-Push Verdopplerkerns. | 71 |
| 3.37 | Layout des Stromspiegels zur Arbeitspunkteinstellung des 300 GHz Push-Push Verdopplers. | 71 |
| 3.38 | Layout des 300 GHz Push-Push verdopplers. | 72 |
| 3.39 | Layout des 300 GHz Push-Push verdopplers. | 73 |
| 4.1 | Schematischer Aufbau einer Patch Antenne. | 75 |
| 4.2 | Eingangsimpedanz der initial entworfenen 300 GHz Patch Antenne. . . | 77 |
| 4.3 | Einfluss des Speisepunkteinschubs ℓ_{inset} auf die Abstrahleffizienz η sowie den Realteil der eigesehenen Impedanz bei Resonanz für die 300 GHz Patch Antenne. | 77 |
| 4.4 | Schematischer Aufbau der 300 GHz Patch Antenne mit einer $\lambda/4$ Leitung. . | 78 |
| 4.5 | Interpolierte Leistungslandschaft mit gekennzeichneten Äquileistungslinien. . | 79 |
| 4.6 | Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der Patch Antenne sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung. . . | 80 |
| 4.7 | Schematischer Aufbau einer dualresonanten Patch Antenne. | 81 |
| 4.8 | Eingesehene Impedanz und Admittanz der multiresonanten Patch Antenne V1. | 81 |
| 4.9 | Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V1 sowie der Stromdichtenverlauf bei 300 GHz. Es ist zu sehen, dass durch die entgegengesetzten Stromdichten der jeweiligen Antennenelemente die Effizienz stark abnimmt. | 82 |
| 4.10 | Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung. | 82 |
| 4.11 | Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2. . . | 83 |
| 4.12 | Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2. | 83 |
| 4.13 | Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung. | 84 |
| 4.14 | Vergleich der Aswertungsmethoden zur Bestimmung der abgegebenen Leistung der Vervierfachers am Beispiel einer Belastung mit der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2. | 85 |
| 4.15 | Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V3. . . | 85 |
| 4.16 | Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V3. | 86 |
| 4.17 | Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der multiresonanten Patch Antenne V3 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung. | 86 |

| | | |
|------|--|-----|
| 4.18 | Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V4 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung. | 87 |
| 4.19 | Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V5. | 88 |
| 4.20 | Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V5. | 89 |
| 4.21 | Eingesehene Impedanz und Admittanz der multiresonanten Patch Antenne V1. | 89 |
| 4.22 | Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der multiresonanten Patch Antenne V5 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung. | 90 |
| 4.23 | Ersatzschaltbild der Einheitszelle einer periodisch mit Serienkapazitäten belasteten Mikrostreifenleitung. | 91 |
| 4.24 | Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2.1. | 92 |
| 4.25 | Effizienzvergleich für unterschiedliche Speisernetzwerke. | 92 |
| 4.26 | Finaler Aufbau der multiresonanten Patch Antenne V3. | 93 |
| 4.27 | Verluste für Transmissionsleitungen gleicher charakteristischen Impedanz, realisiert auf unterschiedlichen Metalllagen. | 94 |
| 4.28 | Eingesehene Admittanz der zu modellierenden Antenne. | 95 |
| 4.29 | Antennenersatzschaltbild zur Simulation mit Cadence. | 95 |
| 4.30 | Vergleich zwischen modellierter und simulativ ermittelter Antennenimpedanz. | 96 |
| 4.31 | Ausgangsleistung des 300 GHz Vervierachers bei Belastung mit der final entworfenen Antenne. Hierbei wurde auch die parasitären Eigenschaften des Layouts berücksichtigt. | 97 |
| 4.32 | Chiplayout mit 300 GHz Vervieracher und Antenne. | 97 |
| 5.1 | Empfangssignal mit einem bandbreitenbegrenzten WR03 Hohlleiter als Sender. | 101 |
| 5.2 | Empfangssignal mit einer 300 GHz Patch sowie der multiresonanten Patch Antenne als Sender. | 101 |
| 5.3 | Vergleich der Gruppenlaufzeiten für verschiedene Sender. | 102 |
| 5.4 | Vergleich der Gruppenlaufzeitabweichungen für unterschiedliche Abstände zwischen Sender und Empfänger. | 103 |
| 5.5 | Vergleich des Betrags der empfangenen Leistungswellen. | 104 |
| 5.6 | Vergleich des Betrags der empfangenen Leistungswellen. | 105 |
| 5.7 | Vergleich des Betrags der empfangenen Leistungswellen. | 105 |
| 5.8 | Betrag der empfangenen Leistungswelle in einem simulierten bistatischen Radarszenario mit zwei 300 GHz Patch Antennen. | 106 |
| 5.9 | Betrag der empfangenen Leistungswelle in einem simulierten bistatischen Radarszenario mit zwei multiresonanten 300 GHz Patch Antennen. . . | 107 |
| 5.10 | Gewinn multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2. | 107 |

Tabellenverzeichnis

| | | |
|-----|---|----|
| 3.1 | Vergleich der optimalen und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme. | 47 |
| 3.2 | Vergleich der optimalen und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme. | 48 |
| 3.3 | Vergleich der erwarteten und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme des 150 GHz Push Push Verdopplers. | 53 |
| 3.4 | Vergleich der erwarteten und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme. | 54 |
| 3.5 | Vergleich der erwarteten und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme. | 58 |
| 3.6 | Vergleich der Ausgangsleistungen und Anpassleitungslängen für verschiedene Transistortypen. | 59 |
| 3.7 | Vergleich der Ausgangsleistungen und Anpassleitungslängen für verschiedene Transistortypen. | 62 |
| 4.1 | Geometrische Parameter der initial entworfenen Patch Antenne. | 76 |
| 4.2 | Ersatzschaltbildparameter zur Modellierung der Antennenimpedanz. . . | 96 |

1 Einleitung

Fortschritte in der Entwicklung von SiGe-Technologien haben die Entwicklung günstiger Radarsensoren, die oberhalb von 100 GHz operieren, ermöglicht [2, 3, 4]. Durch die Steigerung der Mittenfrequenz eines Radars wird bei gleicher relativer Bandbreite die absolute Bandbreite erhöht, welche wiederum das Auflösungsvermögen des Systems steigert. Gleichzeitig werden die Systemkomponenten aufgrund kürzer werdender Wellenlängen kleiner, sodass komplette Radarsensoren auf einem Chip realisiert werden können [5]. In diesem Frequenzbereich ist jedoch die atmosphärische Dämpfung sehr hoch, wodurch die Reichweite stark reduziert wird [6].

Die maximale Reichweite ist in erster Linie abhängig von der empfangenen Signalstärke im Verhältnis zum Rauschpegel. Daher ist eine direkte Methode zur Maximierung der Reichweite die Maximierung der Sendeleistung. Im Rahmen dieser Arbeit soll ein 300 GHz Frequenzvervierfacher für den Einsatz in einem Radarsystem entworfen und charakterisiert werden. Parallel zum Vervierfacherentwurf soll eine geeignete On-Chip Antenne realisiert werden, die den Vervierfacher optimal belastet. Darüber hinaus soll der Speisepunkt der Antenne in der Vervierfacher verlegt werden, um somit die Chipfläche sowie die Verluste der Übertragungsleitungen und Anpassnetzwerke zu reduzieren..

In Kapitel 2 werden zunächst die Grundlagen des FMCW-Radars sowie die grundlegenden Funktionsweisen von Bipolartransistoren und Antennen diskutiert. In Kapitel 3 werden dann unterschiedliche Frequenzverdopplerschaltungen untersucht, um schließlich durch Kaskadierung zweier Verdoppler den Frequenzvervierfacher zu realisieren. Anschließend wird eine Möglichkeit untersucht, die optimale Lastimpedanz des Vervierfachers einzustellen, um somit eine direkte Anpassung an die Antenne zu ermöglichen. Es wird abschließend in Abschnitt 3.8 sowie 3.9 das Layout der einzelnen Verdopplerstufen gezeigt. In Kapitel 4 werden unterschiedliche Antennenkandidaten vorgestellt. Des Weiteren werden zwei Methoden zur Auswertung der Anpassung der Antennen an den Vervierfacher gezeigt. Anhand der Auswertung ist es möglich, die vom Vervierfacher abgegebene Leistung und die von der Antenne abgestrahlte Leistung zu ermitteln. Der optimale Kandidat soll dabei eine hohe Ausgangsleistung und Bandbreite ausweisen. Schließlich wird in Kapitel 5 der ausgesuchte Kandidat in einem Radarszenario getestet. Da dieser eine dualresonante Antenne ist, wird des Weiteren der Einfluss der Gruppenlaufzeitdispersion auf die Ortsauflösung untersucht und es wird eine Methode zur Korrektur der Gruppenlaufzeit gezeigt.

2 Grundlagen

2.1 Radar

Bereits im Jahr 1904 wurde die erste Technologie zur Erkennung und Ortung von metallischen Objekten mittels Hochfrequenter Elektromagnetischer Strahlung entwickelt [7]. Im Jahr 1935 hat Sir Robert Watson-Watt die Ortung von einem anfliegenden Bomber mittels Radiowellen erfolgreich demonstriert. Diese Entwicklung spielte im Zweiten Weltkrieg eine essenzielle Rolle bei der Unterstützung der in ihrer Anzahl begrenzten Britischen Royal Air Force. Radar, was ein ein Akronym für *radio detection and ranging* ist, ist gleichzeitig eine der ältesten Anwendungen der Hochfrequenztechnik [8, 9]. Im Prinzip besteht ein Radarsystem aus zwei Komponenten: einem Sender und einem Empfänger. Der Sender strahlt ein hochfrequentes Signal ab, welches an einem (oder mehreren) weit entfernten Zielobjekt partiell reflektiert und anschließend vom Empfänger detektiert wird. Der Vergleich zwischen gesendetem und empfangenem Signal liefert Aufschluss über die Entfernung und Geschwindigkeit des Zielobjekts. In Abhängigkeit davon, ob das Sendesignal gepulst oder kontinuierlich abgestrahlt wird, kann zwischen Puls- und Dauerwellenradar (engl. *continuous wave radar*, kurz CW-Radar, oder auch Doppler-Radar [8]) unterschieden werden [9]. Je nachdem, ob das Senden und Empfangen der Signale von einer oder zwei getrennten Antennen durchgeführt wird, kann zwischen bistatischem und monostatischem Radar unterschieden werden [8].

2.1.1 Die Radar-Gleichung

In diesem Abschnitt soll das beispielhaft in Abbildung 2.1 dargestellte monostatische Radarsystem betrachtet werden, in dessen Umgebung sich in einem Abstand R ein Objekt befindet. Das Sendesignal wird von der Antenne mit einer Verstärkung G in Form einer Leistungsdichte [8]:

$$S_{\text{Tx}}(r) = \frac{P_{\text{Tx}} G}{4\pi r^2}, \quad (2.1)$$

abgestrahlt, wobei P_{Tx} die Sendeleistung und r der Abstand zum Sender sind. Am Zielobjekt wird die Sendeleistung gestreut, und die gestreute Leistung lässt sich aus dessen Radarquerschnitt σ und der ankommenden Leistungsdichte zu:

$$P_{\text{Target}} = \sigma S_{\text{Tx}}(R) = \sigma \frac{GP_{\text{Tx}}}{4\pi R^2}. \quad (2.2)$$

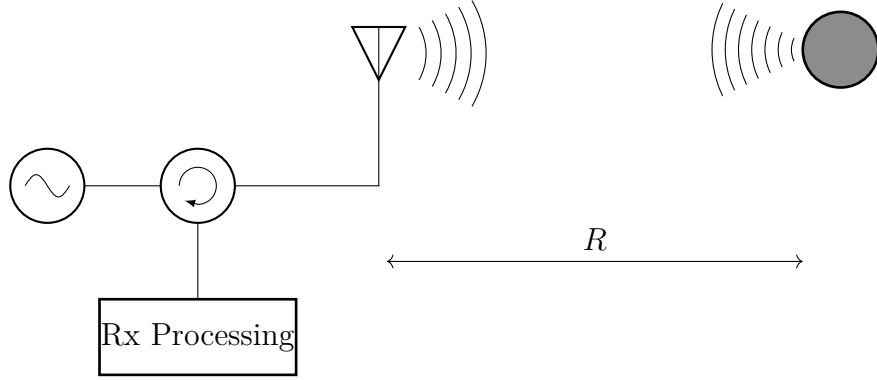


Abbildung 2.1: Schematischer Aufbau eines Radarsystems

berechnen. Am Empfänger kommt somit die Leistungsdichte:

$$S_{\text{Rx}}(R) = \frac{P_{\text{Target}}}{4\pi R^2}, \quad (2.3)$$

an. Die empfangene Leistung lässt sich schließlich beschreiben als:

$$P_{\text{Rx}} = S_{\text{Rx}}(R) \eta A_e, \quad (2.4)$$

wobei η die Antenneneffizienz ist und A_e ihre Apertur, die wiederum als:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} D, \quad (2.5)$$

beschrieben werden kann, mit D der Direktivität der Antenne [10]. Der Antennengewinn ist definiert als $G = \eta D$, sodass für die Empfangsleistung gilt:

$$P_{\text{Rx}} = \frac{P_{\text{Tx}} G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}. \quad (2.6)$$

Ist die vom System minimal detektierbare Leistung P_{min} bekannt, kann aus (2.6) die maximale Reichweite R_{max} berechnet werden:

$$R_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{Tx}}}{P_{\text{min}}} \cdot \frac{G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3}}, \quad (2.7)$$

bzw.:

$$R_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{Tx}}}{P_{\text{min}}} \cdot \frac{\eta^2 \sigma A_e^2}{(4\pi)\lambda^2}}. \quad (2.8)$$

Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, dass die maximale Reichweite von mehreren Faktoren abhängt. Zu einem hängt sie von den Eigenschaften der Signalquelle und ihrer Anpassung an die Antenne ab, welche in Form der Sendeleistung berücksichtigt werden.

Der Einfluss der Antenne wird durch ihre Apertur, Direktivität und Gewinn repräsentiert. Die Form und Eigenschaften des zu detektierenden Objekts werden durch dessen Radarquerschnitt beschrieben, während das Detektionsvermögen des Empfängers, welches in erster Linie vom Signal zum Rausch Verhältnis (engl. *Signal to Noise Ratio*, kurz *SNR*) abhängt, in Form der minimal detektierbaren Leistung gemäß [11]:

$$P_{\min} = \text{SNR} P_{\text{noise}} = \text{SNR} F k B T. \quad (2.9)$$

Die Rauschleistung P_{noise} wird dabei aus dem Produkt der Rauschzahl F , der Boltzmann-Konstante k , Temperatur T und Empfängerbandbreite B bestimmt. Mithilfe geeigneter Signalverarbeitungsalgorithmen, die die stochastische Natur vom Rauschen berücksichtigen, kann die minimal detektierbare Leistung noch weiter verringert werden – dementsprechend können Verbesserungen durch die Signalverarbeitung in Form eines Verstärkungsfaktors G_{DSP} beschrieben werden [12]:

$$P_{\min} = \frac{\text{SNR} F k B T}{G_{\text{DSP}}}. \quad (2.10)$$

Wie (2.7) zeigt, sinkt die Reichweite des Radarsystems mit steigender Frequenz. Zusätzlich sind durch den Einsatz höherer Frequenzen höhere Bandbreiten möglich, welche aber auch die empfangene Rauschleistung erhöhen. Daher sind, neben direkterer Antennen, hohe Ausgangsleistungen erforderlich zur Reichweitenmaximierung beim mm-Wellen-Radar.

2.1.2 Gegenüberstellung von Puls- und CW-Radar

Pulsradar ist ein Radarverfahren, bei dem zeitlich kurze Pulse periodisch abgestrahlt werden. Die Bandbreite des Sendesignals ist dabei abhängig von der Pulsdauer und Pulsform. Generell erzeugen zeitlich kürzere Pulse breitere Frequenzspektren. Beim CW-Radar hingegen wird ein monofrequentes Signal kontinuierlich abgestrahlt. Die im vorherigen Abschnitt diskutierten Gleichungen vorkommende Sendeleistung P_{Tx} entspricht der Spitzenleistung des Senders. Wird vereinfachend davon ausgegangen, dass rechteckförmige Pulse einer Pulsbreite τ und Wiederholungsrate f_{R} gesendet werden, ist ihre mittlere Sendeleistung P_{M} gegeben durch [11]:

$$P_{\text{M}} = P_{\text{Tx}} \tau f_{\text{R}}. \quad (2.11)$$

Die maximale Reichweite kann dann als Funktion der mittleren Sendeleistung beschrieben werden:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{M}}}{P_{\min}}} \cdot \frac{G \cdot \sigma \cdot A_{\text{e}}}{(4\pi)^2 \tau f_{\text{R}}}. \quad (2.12)$$

Bei einem CW-Radarsystem ist das Produkt $\tau f_{\text{R}} = 1$, während es bei Pulsradarsystemen kleiner als 1 ist. Für moderate Pulsbreiten sind die maximalen Reichweite beider Systeme vergleichbar, da CW-Radarsysteme über mittlere Leistungen verfügen, die

vergleichbar zu den maximal erreichbaren mittleren Leistungen von Pulsradarsystemen sind [11]. Bei sehr kurzen Pulsbreiten sind jedoch die Reichweiten von Pulsradarsystemen erheblich höher. Durch diese Betriebsart entstehen aber thermal transiente Vorgänge, welche durch Arbeitspunktverschiebung die Sendefrequenz verändern können. Im Extremfall kann das Sendesignal außerhalb des Frequenzbereichs des Empfängers liegen. Beim CW-Radar finden diese Verschiebungen aufgrund des Dauerwellenbetriebs nicht statt.

Die Distanzmessung beim Pulsradar erfolgt durch eine Zeitdifferenzmessung zwischen dem gesendeten und empfangenen Puls, welche anschließend in den Abstand umgerechnet werden kann. Da aufgrund der Lichtgeschwindigkeit diese Differenzen sehr gering sind, ist für ihre Messung eine hohe Abtastrate erforderlich, was die Kosten des Gesamtsystems erhöht. Die Geschwindigkeit wird dabei anhand der Frequenzverschiebung durch den Doppler-Effekt ermittelt. Beim sog. Doppler-Radar, bei dem das gesendete Signal monofrequent ist (CW Betrieb), ist lediglich die Doppler-Verschiebung und somit eine Geschwindigkeitsmessung möglich.

2.2 FMCW Radar

Wie im vorherigen Abschnitt erwähnt, ist keine Distanzmessung mittels herkömmlichen CW-Radars möglich. Wird jedoch das kontinuierlich gesendete Signal z.B. linear frequenzmoduliert, so entsteht im Empfänger nach der Mischung des Sende- und Empfangssignals ein, im Falle eines Radarziels, monofrequentes Signal, dessen Frequenz zur zeitlichen Verschiebung und somit dem Abstand des Ziels proportional ist. Dieses Verfahren heißt FMCW (*frequency modulated continuous wave*) Radar [9]. In Abbildung 2.2 werden typische Frequenzverläufe gezeigt, die verwendet werden. Die Rampendauer T_{Ramp} sowie die Bandbreite $\Delta f = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ kann für alle Frequenzmodulationen gleichermaßen zur mathematischen Beschreibung des FMCW-Radars genutzt werden, wie im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

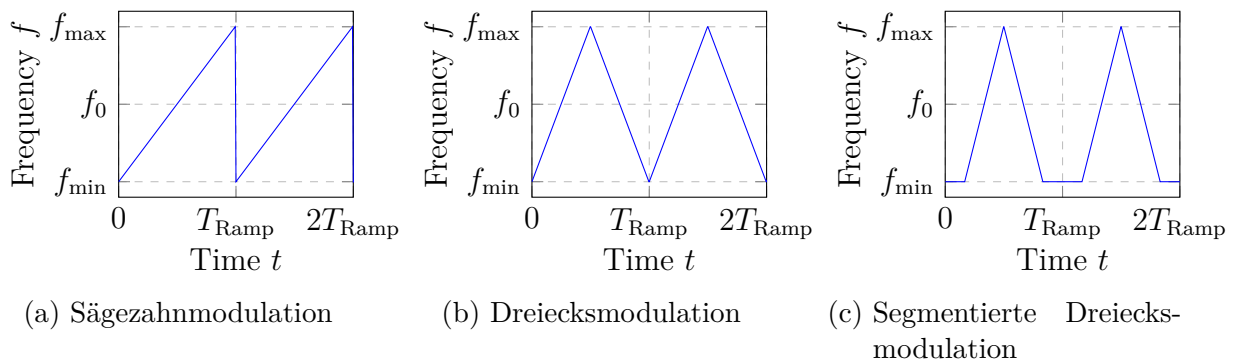


Abbildung 2.2: Oft verwendete Frequenzmodulationstypen beim FMCW-Radar.

2.2.1 Mathematische Beschreibung vom FMCW Radar

In diesem Abschnitt soll das Funktionsprinzip des FMCW Radars mathematisch beschrieben werden. Das Sendesignal soll um eine Mittenfrequenz f_0 mit einer Bandbreite Δf nach der linearen Sägezahn Modulation moduliert werden. Die Rampendauer des modulierten Signals sei T_{Ramp} und das Radarziel soll einen Abstand R vom Radarsystem haben, sodass eine Umlaufzeit $t_{\text{TOF}} = 2R/c_0$ mit c_0 der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum resultiert. Somit kann die momentane Frequenz des Sendesignals als

$$f_{\text{Tx}}(t) = \left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) + \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} \cdot t \quad (2.13)$$

beschrieben werden. Für das Sendesignal gilt damit:

$$\begin{aligned} s_{\text{Tx}}(t) &= A_{\text{Tx}} \exp \left(j2\pi \int_0^t f_{\text{Tx}}(\tau) d\tau \right) \\ &= A_{\text{Tx}} \exp \left(j2\pi \left(\left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) t + \frac{\Delta f}{2T_{\text{Ramp}}} t^2 \right) \right), \end{aligned} \quad (2.14)$$

mit A_{Tx} der Amplitude des Sendesignals. Das um die Zeit t_{TOF} verzögerte Empfangssignal ist dann:

$$\underline{s}_{\text{Rx}}(t) = A_{\text{Rx}} \exp \left(j2\pi \left(\left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) (t - t_{\text{TOF}}) + \frac{\Delta f}{2T_{\text{Ramp}}} (t - t_{\text{TOF}})^2 \right) \right), \quad (2.15)$$

mit A_{Rx} der Amplitude des Empfangssignals. Durch Mischung der beiden Signale ergibt sich dann im Basisband [13]:

$$\begin{aligned} \underline{s}_{\text{B}}(t) &= \underline{s}_{\text{Tx}}(t) \cdot \underline{s}_{\text{Rx}}^*(t) \\ &= A_{\text{Tx}} A_{\text{Rx}} \cdot \exp \left(j2\pi \left(\frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} t_{\text{TOF}} t + \left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) t_{\text{TOF}} + \frac{\Delta f}{2T_{\text{Ramp}}} t_{\text{TOF}}^2 \right) \right). \end{aligned} \quad (2.16)$$

Der Ausdruck $2\pi \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} t_{\text{TOF}} t$ ist als *residual video phase* bekannt, der durch eine Kalibration vernachlässigt werden kann [13], sodass gilt:

$$\underline{s}_{\text{B}}(t) = A_{\text{Tx}} A_{\text{Rx}} \cdot \exp \left(j2\pi \left(\frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} t_{\text{TOF}} t + \left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) t_{\text{TOF}} \right) \right). \quad (2.17)$$

Stationäres Radarziel

Es soll zunächst ein stationäres Radarziel betrachtet werden. In diesem Fall bleibt die Zeitverzögerung des Empfangssignals über der Zeit konstant. Das gemischte Signal soll in der Zeit $0 \leq t \leq T_{\text{Ramp}}$ betrachtet werden. Dafür wird es mit einem um $T_{\text{Ramp}}/2$ zeitlich verschobenen Rechteckfenster der Breite T_{Ramp} multipliziert. Eine anschließende Fouriertransformation liefert:

$$\begin{aligned} \underline{S}_B(f) = & A_{\text{Tx}} A_{\text{Rx}} T_{\text{Ramp}} \cdot \exp(j2\pi f_0 \cdot t_{\text{TOF}}) \\ & \cdot \exp(-j\pi T_{\text{Ramp}} f) \\ & \cdot \text{si}\left(\pi T_{\text{Ramp}} \left(f - \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} t_{\text{TOF}}\right)\right). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Das Maximum der Fouriertransformierten befindet sich bei der Differenzfrequenz des Sende- und Empfangssignals f_{Diff} :

$$f_{\text{Diff}} = \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} \cdot t_{\text{TOF}} = \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} \cdot \frac{2R}{c_0}. \quad (2.19)$$

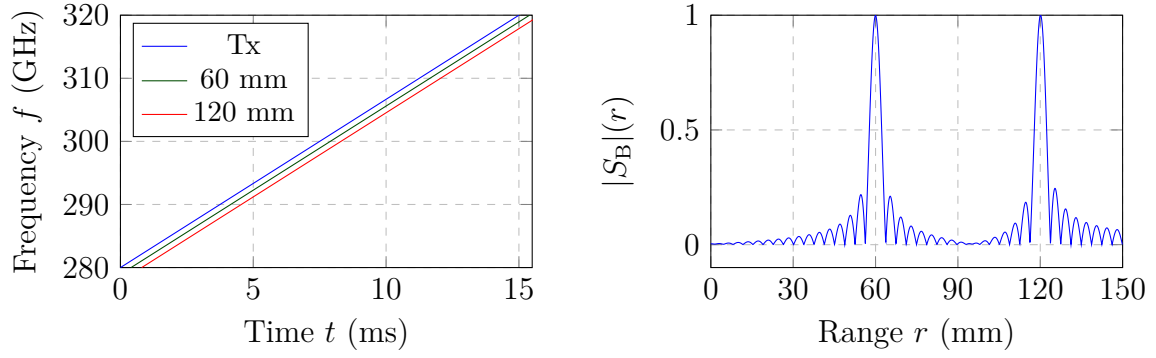
Daraus ergibt sich für den Abstand des Radarziels:

$$R = \frac{f_{\text{Diff}} T_{\text{Ramp}} c_0}{2\Delta f} \quad (2.20)$$

Es kann somit durch eine Fourierretransformation des gemischten Signals und eine anschließende Umrechnung der Frequenzachse die Entfernung des Radarziels ermittelt werden [13]. Wenn sich mehrere Radarziele auf unterschiedlichen Abständen befinden, kommen am Empfänger unterschiedlich zeitlich verzögerte Signale an, die nach der Mischung mit dem Sendesignal der Anzahl an Radarzielen entsprechend viele Frequenzkomponenten erzeugen. An dieser Stelle soll ein beispielhaftes Radarsystem mit einer Mittenfrequenz von 300 GHz, einer Bandbreite von 40 GHz und Rampendauer von 15 ms betrachtet werden. Die Radarziele befinden sich auf den Abständen 65 mm und 120 mm. Abb. 2.3a zeigt das Sende- und die Empfangssignale im Modulationsbereich, während in Abb. 2.3b der Betrag der Fouriertransformierten des Mischprodukts der Signale zu sehen ist. Die Frequenzachse wurde dabei in eine Ortsachse umgerechnet, um die Positionen der Radarziele bestimmen zu können.

Bewegliches Radarziel

Bei einem beweglichen Radarziel ändert sich dessen Abstand mit der Zeit. Für die mathematische Modellierung sind in diesem Fall zwei Zeitachsen notwendig: eine „langsame“ und eine „schnelle“. Die schnelle Achse beschreibt das Signal innerhalb einer



(a) Sendesignal und empfangene Echos (b) Entfernungsspektrum des Empfangssignals

Abbildung 2.3: Sende- und Empfangssignale des FMCW Radars (links) und zugehöriges Entfernungsspektrum (rechts).

Rampendauer. Sie ist analog zu der Zeitachse, die auch beim statischen Radarziel verwendet wurde und wird daher mit t bezeichnet. Die langsame Zeitachse beschreibt das Signal für verschiedene Sendeperioden und wird mit τ bezeichnet. Die langsame Achse wird somit in T_{Ramp} Schritten abgetastet, während die schnelle Achse mit der Sampling Rate abgetastet wird. Für die Modellierung soll angenommen werden, dass die Rampendauer (oder die Geschwindigkeit des Ziels) so gering ist, dass innerhalb einer Periode die Abstandsänderung nicht aufgelöst werden kann. Befindet sich das Radarziel initial auf dem Abstand R_0 mit einer konstanten Geschwindigkeit v_0 weg vom Radar, so kann dessen Abstand folgendermaßen formuliert werden:

$$R(\tau) = R_0 + v_0 \cdot \tau. \quad (2.21)$$

Die nun von der „langsamen „ Zeit abhängige Zeitverzögerung ist dann:

$$t_{\text{TOF}}(\tau) = \frac{2R(\tau)}{c_0} = 2 \frac{R_0 + v_0 \cdot \tau}{c_0}. \quad (2.22)$$

Das gemischte und entlang der schnellen Zeitachse fouriertransformierte Empfangssignal nimmt nun folgende Form an:

$$\begin{aligned} \underline{S}_B(\tau, f) = & A_{\text{Tx}} A_{\text{Rx}} T_{\text{Ramp}} \cdot \exp(j2\pi f_0 \cdot t_{\text{TOF}}(\tau)) \\ & \cdot \exp(-j\pi T_{\text{Ramp}} f) \\ & \cdot \text{si} \left(\pi T_{\text{Ramp}} \left(f - \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} t_{\text{TOF}}(\tau) \right) \right). \end{aligned} \quad (2.23)$$

Aus dieser Gleichung ist zu sehen, dass sich die Geschwindigkeitsinformation sowohl in der Phase als auch in der Frequenz befindet. Es wird vereinfachend angenommen, dass die Ortsänderung in der betrachteten langsamen Zeit $0 \leq \tau \leq T_s = N \cdot T_{\text{ramp}}$

vernachlässigbar klein ist, mit N einer ganzzahligen Anzahl an Perioden, sodass die Amplitude des Signals entlang der Zeitachse konstant ist. Es soll demnach gelten:

$$\text{si} \left(\pi T_{\text{Ramp}} \left(f - \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} t_{\text{TOF}}(\tau) \right) \right) \approx \text{si} \left(\pi T_{\text{Ramp}} \left(f - \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} \frac{2R_0}{c_0} \right) \right). \quad (2.24)$$

Des Weiteren gilt:

$$\begin{aligned} \underline{S}_B(\tau, f) &= A_{\text{Tx}} A_{\text{Rx}} T_{\text{Ramp}} \cdot \exp(j2\pi f_0 \cdot t_{\text{TOF}}(\tau)) \\ &\quad \cdot \exp(-j\pi T_{\text{Ramp}} f) \\ &\quad \cdot \text{si} \left(\pi T_{\text{Ramp}} \left(f - \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} \frac{2R_0}{c_0} \right) \right). \end{aligned} \quad (2.25)$$

Mit (2.22) folgt:

$$\begin{aligned} \underline{S}_B(\tau, f) &= A_{\text{Tx}} A_{\text{Rx}} T_{\text{Ramp}} \cdot \exp \left(j4\pi f_0 \frac{R_0}{c_0} \right) \\ &\quad \cdot \exp \left(j4\pi f_0 \frac{v_0 \tau}{c_0} \right) \\ &\quad \cdot \exp(-j\pi T_{\text{Ramp}} f) \\ &\quad \cdot \text{si} \left(\pi T_{\text{Ramp}} \left(f - \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} \frac{2R_0}{c_0} \right) \right). \end{aligned} \quad (2.26)$$

Eine anschließende Fouriertransformation entlang der langsamen Zeitachse liefert:

$$\begin{aligned} \mathcal{S}_B(\ell, f) &= A_{\text{Tx}} A_{\text{Rx}} T_{\text{Ramp}} T_s \exp(-j\pi T_{\text{Ramp}} f) \\ &\quad \cdot \text{si} \left(\pi T_{\text{Ramp}} \left(f - \frac{\Delta f}{T_{\text{Ramp}}} \frac{2R_0}{c_0} \right) \right) \\ &\quad \cdot \exp \left(-jT_s \pi \cdot \left(\ell - \frac{2f_0 v_0}{c_0} \right) \right) \\ &\quad \cdot \text{si} \left(\pi T_s \left(\ell - \frac{2f_0 v_0}{c_0} \right) \right). \end{aligned} \quad (2.27)$$

Das globale Maximum dieser Funktion befindet sich bezüglich der f -Achse bei der Frequenz, die der Entfernung des Radarziels entspricht und bezüglich der ℓ -Achse bei der zur Geschwindigkeit korrespondierenden Dopplerfrequenz. Die ℓ -Koordinate des Maximums kann dann in die Geschwindigkeit umgerechnet werden:

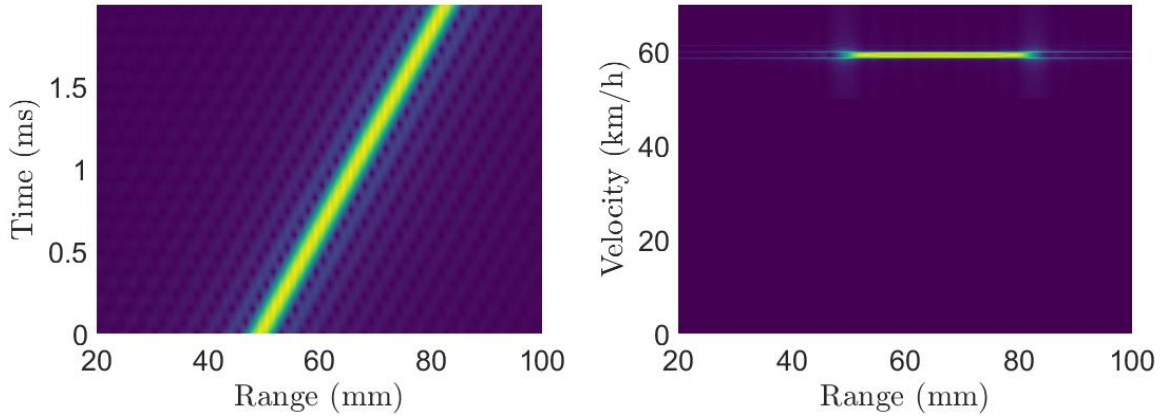
$$v_0 = \frac{c_0 \ell_{\text{peak}}}{2 \left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right)}. \quad (2.28)$$

Es soll an dieser Stelle erwähnt werden, dass die Annahme, dass das Signal entlang der langsamen Zeitachse konstant ist, in der Praxis nicht immer gilt. Dies verursacht

eine gewisse Ungenauigkeit bei der Bestimmung des Abstands und der Geschwindigkeit, welche als *Range-Doppler-Coupling* bekannt ist.

Für die gleichzeitige Orts- und Geschwindigkeitsbestimmung kann das sog. *Range-Doppler-Processing* verwendet werden. Das Empfangssignal wird zunächst über mehrere Rampendauern aufgenommen. Es wird dann entlang der schnellen Zeitachse fouriertransformiert, um somit die Position des Radarziels über die langsame Zeit darzustellen. Anschließend wird eine Fouriertransformation entlang der langsamen Zeitachse durchgeführt und somit entsteht der *Range-Doppler-Plot*, in dem bestimmt werden kann, auf welchen Abständen eine Dopplerverschiebung und somit eine Bewegung stattfindet. Abb. 2.4 zeigt exemplarisch einen Range-Doppler-Plot eines Radarziels, welches sich initial auf dem Abstand 50 mm befindet und mit einer Geschwindigkeit von 60 km/h bewegt. In Abb. 2.4a ist der Abstand über die langsame Zeitachse aufgetragen, während Abb. 2.4b die Fouriertransformierte entlang dieser Achse ist. Das Maximum ist hier bei 60 km/h zu erkennen entlang der ganzen verfahrenen Strecke zu erkennen.

Eine alternative Methode der Bestimmung der Geschwindigkeit und Distanz eines



(a) Spektrogramm eines beweglichen Radarziels. (b) Fouriertransformierte des Spektrogramms zur Geschwindigkeitsbestimmung.

Abbildung 2.4: Range-Doppler-Verarbeitung anhand eines beispielhaften, beweglichen Radarziels.

Radarziel erfolgt durch den Einsatz der linearen Dreiecksmodulation (s. Abb.) anstelle der Sägezahnmodulation [9, 14]. Weil bei dieser Modulationsart zwei unterschiedliche Steigungen eingesetzt werden, entstehen zwei Frequenzanteile:

$$f_b^+ = \frac{4\Delta f}{c_0 T_{\text{Ramp}}} R - f_D \text{ und} \quad (2.29)$$

$$f_b^- = -\frac{4\Delta f}{c_0 T_{\text{Ramp}}} R - f_D, \quad (2.30)$$

aus denen schließlich der Abstand und die Dopplerverschiebung:

$$R = \frac{c_0 T_{\text{Ramp}}}{8\Delta f} \cdot \frac{f_b^+ - f_b^-}{2}, \quad (2.31)$$

$$f_D = -\frac{f_b^+ + f_b^-}{2}, \quad (2.32)$$

bestimmt werden können. Die eindeutige Bestimmung der Geschwindigkeit mehrerer Radar-Ziele ist mit dieser Methode jedoch nicht möglich. Es werden dafür andere Modulationstechniken wie z.B. die Dreiecksmodulation mit unterschiedlichen Steigungen verwendet [14, 15, 16].

2.2.2 Eigenschaften vom FMCW Radar

Ortsauflösung

Die Frequenzauflösung der diskreten Fouriertransformation eines Signals der zeitlichen Dauer NT_{Sample} ist [17]:

$$\Omega = \frac{1}{NT_{\text{Sample}}}. \quad (2.33)$$

Dabei ist T_{Sample} der zeitliche Abstand zwischen zwei Abtastpunkten und N ihre Anzahl. In einem FMCW Radarsystem entspricht die Signaldauer der Rampenzeit, d.h. $NT_{\text{Sample}} = T_{\text{Ramp}}$, unter der Annahme dass nach dem Empfang das Signal zeitlich gefenstert wird. Durch Multiplikation der Frequenzauflösung mit $\frac{T_{\text{Ramp}} c_0}{2\Delta f}$ (dem Faktor zur Umrechnung der Frequenzachse in die Ortsachse) ergibt sich für die Ortsauflösung eines FMCW Radars:

$$\Delta r = \Omega \cdot \frac{c_0 T_{\text{Ramp}}}{2\Delta f} = \frac{T_{\text{Ramp}}}{NT_{\text{Sample}}} \frac{c_0}{2\Delta f} = \frac{c_0}{2\Delta f}. \quad (2.34)$$

Demzufolge ist die Ortsauflösung des Radarsystems keine Funktion der Rampendauer, sondern lediglich der Bandbreite des Sendesignals. Für den Fall, dass das Signal mit einem Rechteckfenster gefenstert wird, entsteht eine si-Funktion im Frequenzbereich. Der Abstand zwischen den ersten Nullstellen von beiden Seiten des globalen Maximums beträgt dabei $2\Delta r$. Weil in diesem Fall die Ortsachse in Δr Schritten abgetastet wird, kann es dazu kommen, dass die genaue Position des Radarziels nicht aufgelöst werden kann und deshalb die Genauigkeit des Systems sinkt. Aus diesem Grund wird *zero padding* durchgeführt, um die Signaldauer und dadurch auch die Frequenzauflösung zu erhöhen. Abb. 2.5 zeigt exemplarisch den Einfluss der Modulationsbandbreite auf die Breite der si-Funktion anhand eines 60 mm weit entfernten Radar-Ziels.

Die Art der Fensterfunktion, welche bei der Extraktion des Empfangssignals eingesetzt wird, beeinflusst stark die Form des Spektrums, aber auch das Auflösungsvermögen des

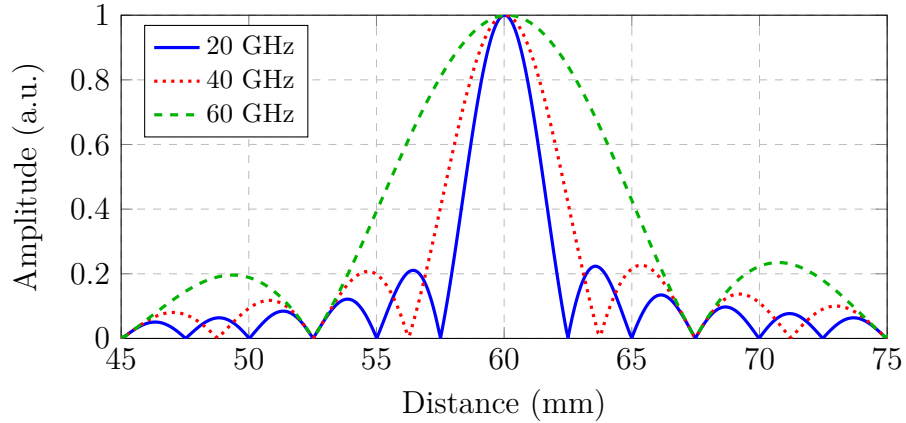


Abbildung 2.5: Einfluss der Modulationsbandbreite auf das Spektrum des detektierten Radar-Ziels.

Radar-Systems. Die Rechteckfensterfunktion liefert zwar einen schmalen Puls im Empfangsspektrum, aber aufgrund der Tatsache, dass durch die Fensterung das Signal abrupt unterbrochen wird, entstehen eigentlich nicht vorhandene Frequenzkomponenten, die in Form von Nebenkeulen/Nebenmaxima zu sehen sind. Diese können im Extremfall als Radarziele klassifiziert werden. Aus diesem Grund werden auch andere Fensterfunktionen eingesetzt, welche das Empfangssignal dämpfen, um somit keine abrupte Unterbrechung des Signals zu erzeugen. Weil aber in diesem Fall das Signal keine konstante Amplitude mehr hat, verbreitert sich das Spektrum des Empfangssignals, wodurch die Ortsauflösung sinkt. Abb. 2.6 zeigt den Einfluss verschiedener Fensterfunktionen auf das Ortsspektrum eines Radarziels auf dem Abstand 60 mm, für ein exemplarisches FMCW Radar einer Bandbreite von 40 GHz.

Der Abstand des Radar-Ziels beeinflusst auch das Auflösungsvermögen des Radars. Da die Verarbeitung am Empfänger erst dann stattfinden kann, wenn das vom Target reflektierte Signal ankommt, ist die effektive Signaldauer des Zwischenfrequenzsignals kürzer als die Rampendauer, was schließlich die effektive Bandbreite des Radars reduziert:

$$\Delta f_{\text{eff}} = \Delta f \left(1 - \frac{t_{\text{TOF}}}{T_{\text{Ramp}}} \right). \quad (2.35)$$

Diese Bandbreitenreduktion ist aber beim Kurzstrecken-Radar aufgrund geringer Umlaufzeiten im Vergleich zur Rampendauer vernachlässigbar.

Maximale Reichweite

Gleichung 2.8 beschreibt allgemein die maximale Reichweite eines Radar-Systems. Weil beim FMCW Radar die Frequenzmodulation periodisch durchgeführt wird, können nur

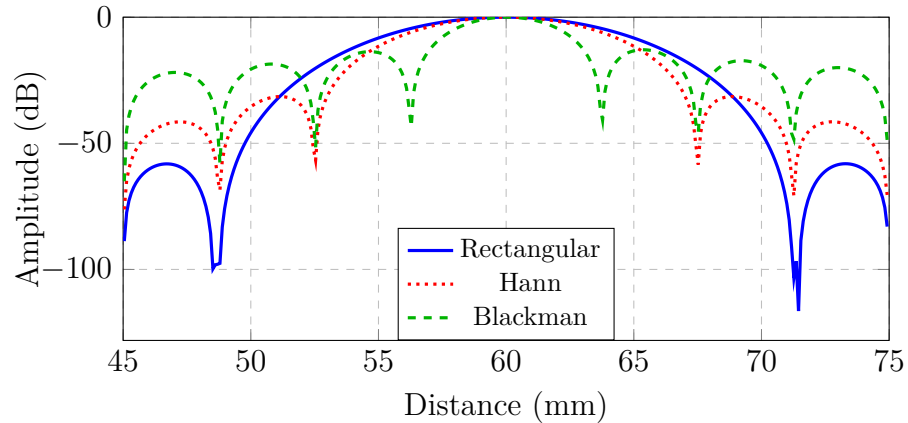


Abbildung 2.6: Einfluss der Fensterfunktion auf das Spektrum des detektierten Radar-Ziels.

die Ziele detektiert werden, deren zum Abstand korrespondierende Zeitverzögerung kleiner als die Rampendauer ist. Für die durch die Rampendauer begrenzte Reichweite gilt:

$$R_{\max} = \frac{c_0 T_{\text{Ramp}}}{2\Delta f}. \quad (2.36)$$

Genauigkeit

Die Genauigkeit beschreibt den Fehler zwischen des vom Radar detektierten und wahren Abstands des Ziels. Sie ist einerseits abhängig vom SNR und andererseits von den systematischen Eigenschaften des Radars. Da dafür Komponenten eingesetzt werden, die zeitliche Verzögerungen erzeugen, wird somit auch der Zeitpunkt der Detektion des Empfangssignals beeinflusst. Diese Verzögerungen sind i.d.R. konstant und können im Rahmen einer Kalibration korrigiert werden [13].

2.3 Eigenschaften und Betriebsarten des Bipolartransistors

Der Transistor (abgeleitet aus dem englischen Begriff *transfer resistor*) ist ein Halbleiterbauelement mit drei Elektroden, dessen elektrischer Widerstand zwischen zwei Elektroden durch Anlegen einer Spannung an der dritten beeinflusst werden kann [1]. Abhängig davon, ob eine oder beide Ladungsträgerarten zum Stromfluss durch das Bauelement beitragen, kann zwischen unipolaren und bipolaren Transistoren unterschieden werden. Hier sollen lediglich die bipolaren betrachtet werden, bei denen beide Ladungsträgerarten (Elektronen und Löcher) zum Stromfluss beitragen. Prinzipiell besteht ein

Bipolartransistor aus zwei beieinander liegenden pn-Übergängen [18]. Dabei werden entweder zwei n-dotierte Gebiete durch ein p-dotiertes Gebiet (*nnp*-Transistor) voneinander getrennt, oder es werden zwei p-dotierte Gebiete durch ein n-dotiertes Gebiet (*pnp*-Transistor) getrennt [18]. Die drei unterschiedlichen Gebiete werden als Basis (B), Kollektor (C) und Emitter (E) bezeichnet. Bei der Dotierung geht es um die Hinzufügung von Fremdatomen in einen Halbleiter, die entweder höherwertiger (Donatoren) oder niederwertiger (Akzeptoren) sind. Bildet das Halbleitermaterial eine kovalente Bindung mit dem Donator, so ist ein Elektron des Donator nicht daran beteiligt und kann sich bei einer angelegten Spannung frei bewegen. Bei der Dotierung mit einem Akzeptor fehlt ein Elektron zur Bildung einer stabilen kovalenten Bindung. An dieser Stelle bleibt eine positive Ladung (Loch), welches sich durch eine angelegte Spannung bewegen kann. In beiden Fällen trägt die Dotierung zur Erhöhung der Leitfähigkeit des Halbleitermaterials bei.

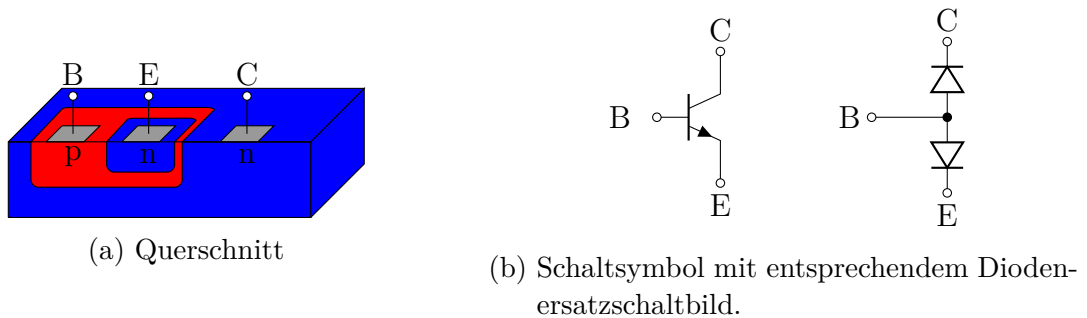


Abbildung 2.7: Querschnitt eines npn-Bipolartransistors mit entsprechendem Schaltsymbol [1].

Abb. 2.7 zeigt den Aufbau eines npn-Transistors und sein Schaltsymbol. Die Basis, die zwischen den beiden anderen Gebieten angeordnet ist, hat die Funktion einer Steuerelektrode, die den Strom vom Emitter zum Kollektor steuert [19].

2.3.1 Funktionsprinzip

Zur Erläuterung des Funktionsprinzips eines Bipolartransistors soll die in Abb. 2.8 dargestellte Testschaltung verwendet werden. Durch Variieren der Spannungen U_{BE} und U_{CE} wird das Verhalten der beiden Dioden des Transistors beeinflusst. In Abhängigkeit davon, ob sie leiten oder sperren, können vier verschiedene Betriebszustände betrachtet werden. Die Betrachtungen in den folgenden Abschnitten gelten für einen npn-Bipolartransistor.

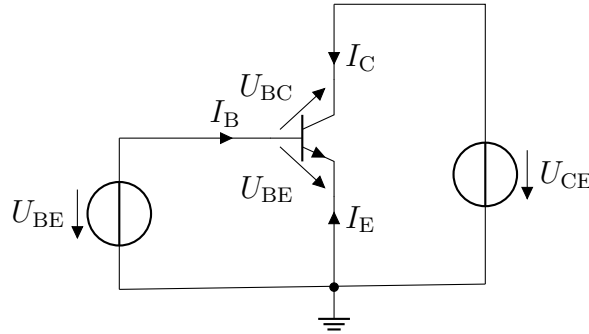


Abbildung 2.8: Testschaltung zur Analyse des Verhaltens eines Bipolartransistors.

Sperrbereich

Im Sperrbereich leiten weder die Kollektor- noch die Emitterdiode, d.h. $U_{BE} < 0$ und $U_{BC} = U_{BE} - U_{CE} < 0$. Demzufolge findet kein Stromfluss durch den Transistor statt.

Normalbetrieb

In diesem Arbeitsbereich leitet die BE Diode, während die BC Diode sperrt. Damit das gewährleistet ist, muss die Spannung $U_{CE} > U_{BE}$ sein. Beträgt die Spannung U_{BE} initial 0V, so findet kein Stromfluss statt. Wird die Spannung U_{BE} erhöht, fängt ab einer gewissen Spannung, der Flussspannung, die BE-Diode zu leiten. In diesem Fall diffundieren die Löcher aus der Basis in den Emitter, wo sie rekombinieren [1]. Die Elektronen aus dem Emitter gelangen in die Basis, die jedoch zu kurz ist, sodass keine Rekombination stattfindet. Sie gelangen an den Rand der Basis-Kollektor-Raumladungszone, wo sie durch das elektrische Feld dort beschleunigt werden und in Richtung des Kollektors driften. Es ist daher ein Elektronenstrom vom Emitter zum Kollektor messbar [1]. Für die Ströme gilt ohne Herleitung [1]:

$$I_C = I_S \left[\exp \left(\frac{U_{BE}}{U_{th}} \right) - 1 \right], \quad (2.37)$$

$$I_B = I_{Sb} \left[\exp \left(\frac{U_{BE}}{U_{th}} \right) - 1 \right]. \quad (2.38)$$

Dabei ist q die Elementarladung, U_{th} die thermische Spannung, I_S die Transfersättigungsstrom und I_{Sb} der zum Basissättigungsstrom. Die beiden Sättigungsströme sind Abhängig von den Dimensionen des Transistors und den Eigenschaften der verwendeten Technologie [1]. Im Normalbetrieb hängt der Kollektorstrom ausschließlich von der Spannung über der BE-Diode, bzw. dem Basisstrom ab. Die Stromverstärkung wird als das Verhältnis:

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_S}{I_{Sb}}, \quad (2.39)$$

definiert. Für den Emitterstrom gilt:

$$I_E = -I_B - I_C. \quad (2.40)$$

Sättigungsbetrieb

Leiten beide Dioden des Transistors, befindet er sich im Sättigungsbetrieb. In diesem Fall werden die Minoritätsladungsträger sowohl vom Kollektor als auch vom Emitter in die Basis injiziert, wodurch der Kollektorstrom abnimmt. Steigt die Spannung U_{CE} , so nimmt der Kollektorstrom zu, weil der Strom durch die BC-Diode abnimmt. In diesem Arbeitsbereich verhält sich der Transistor wie ein Widerstand, dessen Wert über die Spannung U_{BE} gesteuert wird [1].

Rückwärtsbetrieb

In diesem Betriebsmodus leitet die BC-Diode, während die BE-Diode sperrt, sodass die Funktion vom Emitter und Kollektor vertauscht ist. Für die Ströme gilt hier:

$$I_E = I_S \left[\exp \left(\frac{U_{BC}}{U_{th}} \right) - 1 \right], \quad (2.41)$$

$$I_B = \frac{I_S}{B_I} \left[\exp \left(\frac{U_{BC}}{U_{th}} \right) - 1 \right], \quad (2.42)$$

wobei B_I die Stromverstärkung im Inversbetrieb ist, welche üblicherweise kleiner als die Stromverstärkung im Normalbetrieb ist [1].

2.3.2 Grundsaltungen

Der Transistor kann in drei Grundsaltungen betrieben werden, je nachdem welcher Anschluss als gemeinsamer Anschluss des Ein- und Ausgangs ist. Sie sind in Abb. 2.9 dargestellt.

Emitterschaltung

In dieser Konfiguration wird der Transistor als Verstärker eingesetzt. Der Eingangsstrom I_{in} ist dabei der Basisstrom I_B , während der Ausgangsstrom I_{out} der Kollektorstrom I_C ist, sodass eine Stromverstärkung stattfindet. Gleichzeitig wird die Eingangsspannung verstärkt und invertiert.

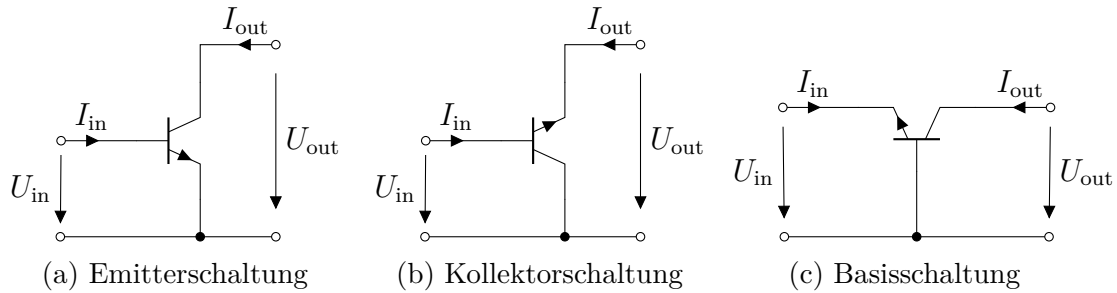


Abbildung 2.9: Grundsaltungen eines npn-Bipolartransistors.

Kollektorschaltung

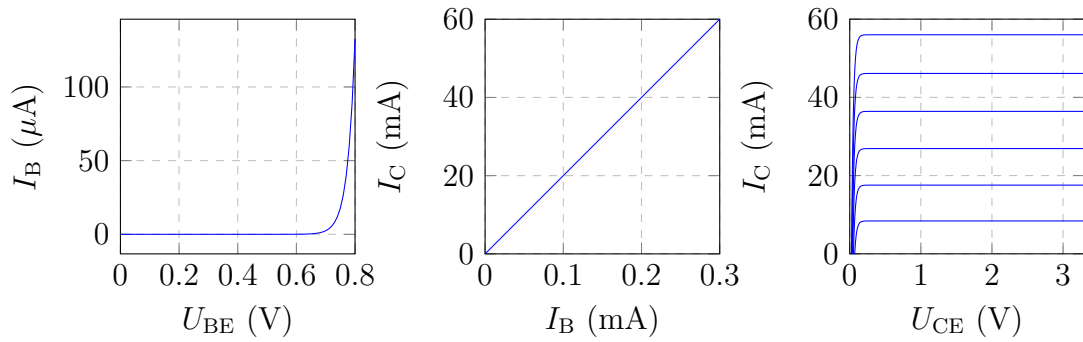
Analog zur Emitterspannung ist der Eingangsstrom $I_{in} = I_B$, jedoch ist hier der Ausgangsstrom der Emitterstrom I_E . Unter Berücksichtigung von Gl. 2.40 folgt, dass hier auch eine Stromverstärkung stattfindet. Die Spannung wird bei dieser Grundsaltung nicht verstärkt. Sie wird lediglich um die Flussspannung der BE-Diode reduziert. Diese Grundsaltung wird sehr oft als Teil von Ausgangsstufen eingesetzt, weil sie einen hohen Eingangs- und geringen Ausgangswiderstand hat.

Basisschaltung

In dieser Grundsaltung ist der Eingangsstrom der Emitterstrom, während am Ausgang der Kollektorstrom fließt. Daher ist die Stromverstärkung ungefähr eins. Es findet jedoch eine Spannungsverstärkung ohne Invertierung statt. Die Basisschaltung wird oft in Kombination mit der Emitterschaltung genutzt, um dem Miller-Effekt entgegenzuwirken. Beim Miller-Effekt handelt es sich um eine Vergrößerung der Eingangskapazität, die durch den Spannungsverstärkungsfaktor der Schaltung entsteht [20]. Diese Kapazität begrenzt den Frequenzbereich, in dem die Schaltung eingesetzt werden kann. Bei der Zusammenschaltung der beiden Grundsaltungen liefert die Emitterschaltung keine Spannungsverstärkung, lediglich eine Stromverstärkung, sodass die Eingangskapazität nicht erheblich vergrößert wird. Die Basisschaltung verstärkt anschließend die Spannung. Diese Schaltung bekannt als die Kaskodenschaltung.

2.3.3 Transistor Kennlinien

Zur Charakterisierung der Transistoren werden verschiedene Kennlinien aufgenommen. Es soll zunächst ein idealisierter Transistor betrachtet werden, um an diesem Beispiel die Kennlinien zu erläutern. Im weiteren Verlauf des Abschnitts sollen die Effekte, die beim idealisierten Transistor vernachlässigt wurden, erläutert und ihr Einfluss auf die Kennlinien gezeigt werden. Die Kennlinien des idealisierten Transistors werden in Abbil-



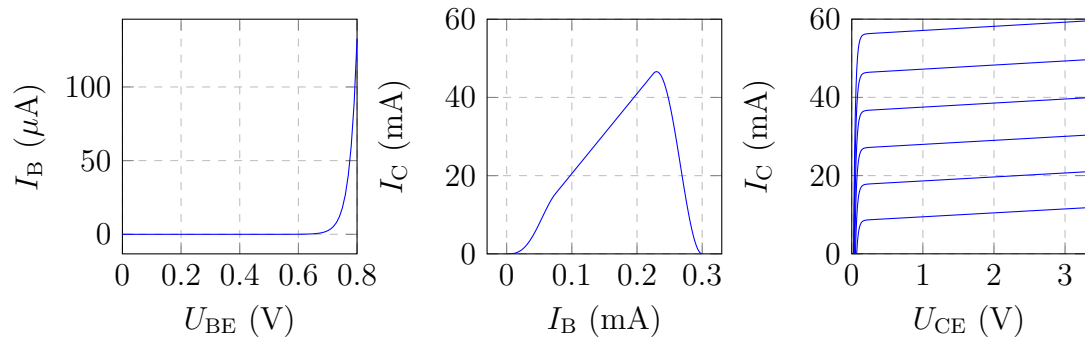
(a) Eingangskennlinie (b) Übertragungskennlinie (c) Ausgangskennlinienfeld

Abbildung 2.10: Kennlinien eines idealisierten Transistors.

Abbildung 2.10 dargestellt. Die Eingangskennlinie beschreibt den Zusammenhang zwischen der BE-Diodenspannung und dem Basisstrom. Wie (2.38) zeigt, ist das eine Diodenkennlinie. Die Abhängigkeit des Kollektorstroms vom Basisstrom wird in der Übertragungskennlinie dargestellt, welche beim idealisierten Transistor eine Gerade mit der Basisstromverstärkung als Steigung ist. Schließlich wird bei der Ausgangskennlinie der Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung dargestellt. Da der Kollektorstrom vom Basisstrom bzw. der BE-Diodenspannung abhängt, gibt es mehrere Ausgangskennlinien, sodass ein Ausgangskennlinienfeld ermittelt werden kann. Im Ausgangskennlinienfeld können die verschiedenen Arbeitsbereiche des Transistors beobachtet werden. So steigt der Kollektorstrom im Sättigungsbereich mit steigender Kollektor-Emitter-Spannung an, während er im Normalbetrieb schließlich konstant bleibt.

Die in Abb. 2.11 gezeigten Kurven gelten für einen realen Transistor. Die Strömverstärkung ist in diesem Fall eine Funktion des Kollektorstroms, sodass sie nur in einem beschränkten Bereich konstant ist. Für geringe Ströme muss die Rekombination von Ladungsträgern in der Basis-Kollektor-Raumladungszone berücksichtigt werden [1]. Bei hohen Strömen ist die Elektronenkonzentration in der Basis-Kollektor-Raumladungszone vergleichbar mit der Dotierungskonzentration, was dazu führt, dass die effektive Breite der Basis steigt [21]. Wie Abb. 2.10c zeigt, ist der Kollektorstrom eines idealisierten Transistors im Normalbetrieb unabhängig von der Kollektor-Emitter-Spannung. In der Realität steigt er mit steigender Spannung, weil sich durch die Änderung der Spannung über die BC-Diode die Länge Basis-Kollektor-Raumladungszone ändert, somit auch die effektive Basislänge und schließlich den Kollektorstrom.

Anhand dieser Betrachtungen ist auch die Wichtigkeit der Arbeitspunkteinstellung ersichtlich, da die vom Transistor erwünschten Eigenschaften nur in bestimmten Arbeitspunkten erreicht werden können.



(a) Eingangskennlinie (b) Übertragungskennlinie (c) Ausgangskennlinienfeld

Abbildung 2.11: Kennlinien eines realen Transistors.

2.3.4 Kleinsignalersatzschaltbild

In den bisherigen Betrachtungen war der Transistor in einem statischen Betrieb analysiert, d.h. die angelegten Spannungen waren über die Zeit konstant. Hier soll der Eingang des Transistors durch eine Wechselspannung um seinen Arbeitspunkt angesteuert werden. Die Amplituden dieser Spannungen sollen jedoch so gering sein, dass die Transistorkennlinien um den Arbeitspunkt durch Geraden beschrieben werden können. Die Betrachtungen sollen anhand der Emitterschaltung durchgeführt werden. Die Testschaltung ist in Abb. dargestellt.

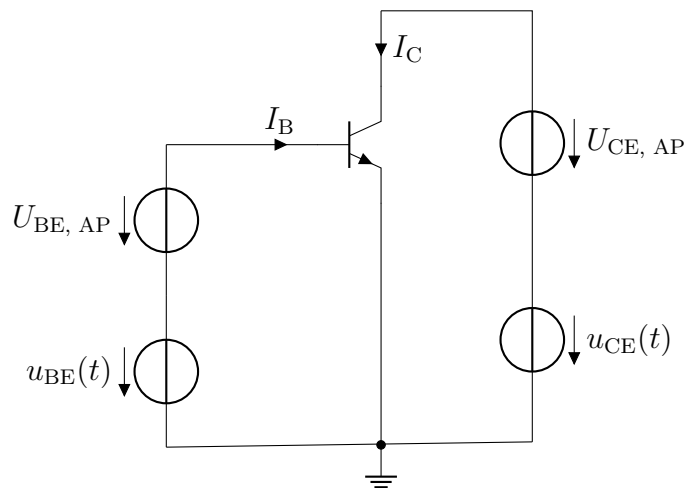


Abbildung 2.12: Testschaltung zur Analyse des Verhaltens eines Bipolartransistors.

Das Kleinsignalersatzschaltbild (KSES) wird durch Linearisierung der nichtlinearen Kennlinien und anschließende Bestimmung der Zusammenhänge der Ströme und Spannungen am Ein- und Ausgang ermittelt. Mithilfe einer Taylorreihen-Entwicklung erster

Ordnung um den Arbeitspunkt wird der Basisstrom linearisiert:

$$I_B \approx I_{B, AP} + \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \cdot (U_{BE} - U_{BE, AP}). \quad (2.43)$$

Der Kollektorstrom hängt sowohl von der Basis-Emitter-Spannung als auch von der Kollektor-Emitter-Spannung ab, sodass hier gilt:

$$I_C \approx I_{C, AP} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \cdot (U_{BE} - U_{BE, AP}) + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \cdot (U_{CE} - U_{CE, AP}). \quad (2.44)$$

Des Weiteren sollen nur noch die Stromänderungen i_b und i_c der Ströme I_B respektive I_C betrachtet werden, für die aus den vorherigen Gleichungen folgt:

$$i_b = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \cdot u_{BE}(t), \quad (2.45)$$

$$i_c = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \cdot u_{BE}(t) + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \cdot u_{CE}(t). \quad (2.46)$$

Für die Koeffizienten dieses Gleichungssystems werden folgende Bezeichnungen definiert: die Steilheit

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} = \frac{I_{C, AP}}{U_{th}}. \quad (2.47)$$

der Eingangsleitwert:

$$g_m = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} = \frac{\partial I_B}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} = \frac{\partial I_B}{\partial I_C} \cdot S, \quad (2.48)$$

die Kleinsignalstromverstärkung:

$$\beta = \frac{\partial I_C}{\partial I_B}, \quad (2.49)$$

und der Ausgangsleitwert:

$$g_{ce} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}. \quad (2.50)$$

Abb. 2.13 zeigt das sich aus dem Gleichungen ergebende Kleinsignal-Ersatzschaltbild.

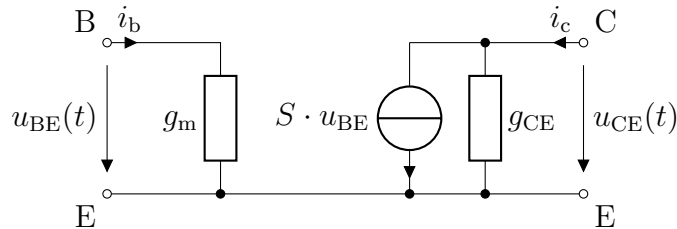


Abbildung 2.13: Kleinsignalersatzschaltbild eines Bipolartransistors.

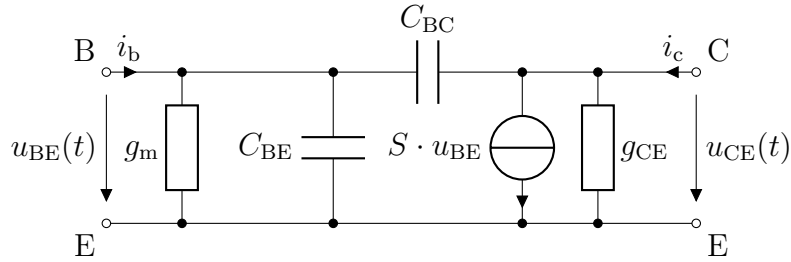


Abbildung 2.14: Kleinsignalersatzschaltbild eines Bipolartransistors bei hohen Frequenzen.

Mithilfe dieses Ersatzschaltbilds können wichtige Kenngrößen wie Ein- und Ausgangsimpedanz sowie die Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung ermittelt werden. Dieses ESB ist jedoch nur für niedrige Frequenzen gültig. Zur Beschreibung des Transistorverhaltens bei höheren Frequenzen ist eine Erweiterung dieses Ersatzschaltbilds notwendig. Abb. 2.14 zeigt ein erweitertes Ersatzschaltbild, in dem die Kapazitäten zwischen Basis und Emitter C_{BE} sowie Basis und Kollektor C_{BC} hinzugefügt wurden. Die hier betrachteten Ersatzschaltungen beschreiben nur den intrinsischen Transistor, d.h. Kapazitäten, Widerstände und Induktivitäten, die durch die Zuleitungen und ihre Anordnung entstehen, sind hier nicht dargestellt. Das Hochfrequenzverhalten eines Transistors wird durch zwei Kenngrößen, f_T und f_{max} , beschrieben [21]. Die Transitfrequenz f_T ist die Frequenz, bei der die Stromverstärkung 1 ist. Sie wird ermittelt, indem der Transistor ausgangsseitig kurzgeschlossen wird, damit dadurch der maximal mögliche Strom fließt. Für die Transitfrequenz gilt ohne Herleitung [21]:

$$f_T = \frac{S}{2\pi(C_{BE} + C_{BC})} \cdot \frac{S}{2\pi C_{BE}}. \quad (2.51)$$

Wie das (2.51) zeigt, ist die Transitfrequenz vom Arbeitspunkt abhängig. Darüber hinaus hängen die Kapazitäten C_{BE} und C_{BC} auch vom Arbeitspunkt ab [21]. Die Basis-Emitter Kapazität setzt sich aus zwei Kapazitätsanteilen zusammen: der Diffusions- und Sperrschichtkapazitäten [1]. Im Normalbetrieb besteht die Basis-Kollektor Kapazität lediglich aus der Sperrschichtkapazität [1]. Die Sperrschichtkapazitäten sind spannungsabhängig und nehmen mit zunehmender Spannung ab, während die Diffusionskapazitäten stromabhängig sind und mit zunehmendem Strom abnehmen. f_{max} entspricht der Frequenz, bei der keine Leistungsverstärkung mehr stattfinden kann. Die Ermittlung dieser Frequenz erfolgt durch Belastung des Transistor mit seiner optimalen Last.

2.3.5 Hochfrequenztransistoren

Für den Einsatz bei hohen Frequenzen sind, wenn es um Bipolartransistoren geht, ausschließlich npn-Transistoren geeignet, weil die Elektronenbeweglichkeit höher ist als die

Löcherbeweglichkeit. Im Verhältnis zu herkömmlichen Bipolartransistoren ist der aktive Bereich der Hochfrequenztransistoren wesentlich kleiner und die parasitären Einflüsse des Transistordesigns (z.B. Form und Auslegung der Kontakte) werden verringert. Trotz der Fortschritte im Bereich der Transistorfertigung besteht eine fundamentale Geschwindigkeitsbegrenzung bei Bipolartransistoren, die durch den Basisdesign gegeben ist. Für eine hohe Stromverstärkung muss nämlich die Basis im Verhältnis zum Emmitter deutlich schwächer dotiert werden, weshalb der Basiswiderstand steigt und die maximale Oszillationsfrequenz wiederum sinkt [22]. Unterschiedliche Halbleitersysteme, die für die Transistorfertigung benutzt werden, weisen unterschiedliche Ladungsträgerbeweglichkeiten auf. So ist z.B. die Beweglichkeit der Ladungsträger eines GaAs Transistors größer als die eines Silizium-Transistors, sodass sie ein besseres Hochfrequenzverhalten haben. Mit dem Wechsel der Technologie sind jedoch auch höhere Kosten verbunden.

Die bisher diskutierte Transistorstruktur ist auch unter dem Namen homostruktur Transistor bekannt, da es aus einem, lediglich unterschiedlich dotierten, Element gefertigt wird und somit die Bandlücke über den gesamten Transistor konstant bleibt.

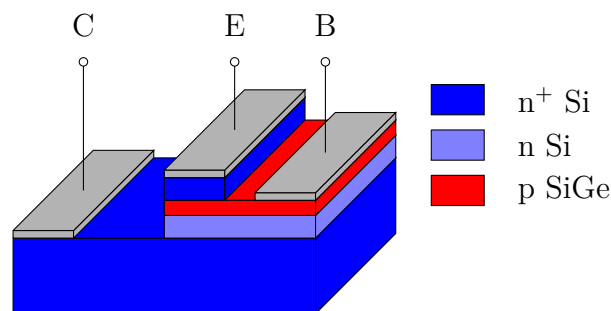


Abbildung 2.15: Querschnitt eines Heterostrukturbipolartransistors.

Der Heteroübergang wird durch den Einsatz zweier Elemente unterschiedlicher Bandlücken erzeugt. Transistoren, bei denen eine pn-Diode ein Heteroübergang ist, werden als Heterostruktur-Bipolartransistoren (HBT) bezeichnet. Charakteristisch für diesen Übergang ist eine Diskontinuität im Valenzband, wodurch die Stromverstärkung erhöht wird [23]. Darüber hinaus wird der Anteil an Löchern, die von der Basis in den Emmitter injiziert werden, reduziert, sodass sehr hohe Dotierstoffkonzentrationen in der Basis eingesetzt werden können, die den Basiswiderstand reduzieren und gleichzeitig die Stromverstärkung und Emittereffizienz nicht reduzieren [23].

2.3.6 Schaltungssimulation

Der Transistor ist das Grundbaustein aller integrierten Schaltungen. Mit immer höher werdenden Betriebsfrequenzen und immer kleineren Transistorstrukturen steigt die An-

zahl an Transistoren pro Fläche immer weiter an. Das hat zur Folge, dass bei einem möglichen Designfehler, dieser ohne hohen Aufwand nicht mehr behoben werden kann. Aus diesem Grund werden verschiedene Schaltungsdesign-Software eingesetzt, um die Funktionalität und Verhalten des gefertigten Chips vorherzusagen. Wenn es um den Entwurf und Charakterisierung einzelner Bauteile geht, so werden sogenannte TCAD (*technology computer aided design*) Programme eingesetzt. Damit können verschiedene, für die Herstellung der Bauteile notwendige Parameter variiert und ihr Einfluss auf das Bauteil bestimmt werden. Zwar liefern diese Programme sehr genaue Ergebnisse, jedoch ist ihr Einsatz im Bereich des Schaltungsdesigns aufgrund des hohen Rechenaufwands begrenzt.

Für das Design integrierter Schaltungen ist SPICE (*simulation program with integrated circuit emphasis*) eine der Kernkomponenten der Designsoftware. Prinzipiell wird in SPICE das zu simulierende Netzwerk mithilfe der modifizierten Knotenpotenzialanalyse (engl. *modified nodal analysis*, kurz MNA) analysiert. Dabei werden, im Rahmen einer transienten Simulation, dynamische Bauteile wie z.B. Kapazitäten durch eine finite Differenz anstelle der zeitlichen Ableitung, und nichtlineare Bauteile durch eine Gerade um den Punkt der potenziellen Lösung approximiert [24]. Durch eine iteratives Lösungsverfahren wird schließlich eine konvergierende Lösung gefunden. Bei der Schaltungssimulation können verschiedene Simulationsarten verwendet werden. So können im Rahmen einer transienten Simulation die Ströme und Spannungen des Netzwerks im Zeitbereich ermittelt werden. Es können weiterhin verschiedene Einflüsse wie Rauschen und Temperaturänderungen ermittelt werden.

CADENCE IC

Cadence IC ist ein Softwarepaket für den Entwurf, Design und Layout von integrierten Schaltungen. Es besteht aus mehreren Einheiten, deren Aufgabengebiet und Anwendung im Folgenden kurz erläutert werden.

Der Virtuoso Schematic Editor XL wird für den Schaltungsentwurf eingesetzt und ermöglicht eine hierarchische Strukturierung der Schaltung. Darüber hinaus werden im Rahmen dieser Einheit deskriptive Sprachen wie Verilog und VHDL unterstützt.

Die entworfene Schaltung kann des Weiteren in der Virtuoso Analog Design Environment L mit der Spectre Simulationsplattform untersucht werden. Mithilfe verschiedener Schaltungssimulationen kann somit das Verhalten der Schaltung charakterisiert werden. Es ist möglich den zeitlichen Verlauf der Signale, die in Bauteilen umgesetzte Leistung, Stabilität etc. zu ermitteln. Darüber hinaus kann die Betriebstemperatur und das Simulationsmodell vorgegeben werden.

Die entworfene Schaltung kann schließlich in eine integrierte Schaltung (IC) in der Virtuoso Layout XL Suite umgesetzt werden. Darin enthalten ist das Softwarepaket Calibre, das es ermöglicht, das Layout mit der Schaltung vergleichen zu lassen, um die korrekte Schaltungsumsetzung im Layout zu gewährleisten. Weiterhin können die durch das Layout entstandenen, parasitären, Einflüsse im Rahmen einer Parasitenextraktion ermittelt und anschließend wieder in der Simulationsplattform simuliert werden.

Für das Design hochfrequenter ICs ist die Charakterisierung der Leitungen von hoher Bedeutung. Eine Integration des Drittanbieterprogramms Sonnet in Cadence soll dies ermöglichen. Darin wird eine Elektromagnetische (EM) Vollwellensimulation durchgeführt, anhand deren Ergebnisse Modelle für die Simulationsplattform erstellt werden, um das Verhalten der Leitungen zu überprüfen.

2.3.7 Transistormodelle

Die Genauigkeit der Ergebnisse einer Schaltungssimulation ist sehr stark von den verwendeten Bauteilmodellen abhängig [24]. Im Rahmen der Modellierung wird ein Bauteil durch ein komplexes, aus mehreren Bauteilen zusammengesetztes Netzwerk beschrieben, um seine Eigenschaften besser simulativ zu erfassen. Es sollen hier kurz die meist verwendeten Transistormodelle zur Schaltungssimulation vorgestellt und erläutert werden.

Das Ebers-Moll Modell

Das Ebers-Moll Modell ist im Jahr 1954 entstanden. Es modelliert das Großsignalverhalten des Transistors in allen Arbeitsbereichen. In Rahmen dieses Modells werden der Emitter- und Kollektorstrom des Transistors durch ein Gleichungssystem beschrieben [25]

$$\begin{pmatrix} I_E \\ I_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{I_{E0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} & \frac{\alpha_I I_{C0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \\ \frac{\alpha_N I_{E0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} & -\frac{I_{C0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \\ \exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \end{pmatrix}. \quad (2.52)$$

Dabei ist q die Elementarladung, k die Boltzmann-Konstante und T die Temperatur. I_{E0} ist der Emittersättigungssperrstrom, I_{C0} der Kollektorsättigungssperrstrom, α_N ist das Verhältnis I_C/I_E im Normalbetrieb und α_I ist das Verhältnis I_E/I_C im inversen Verstärkerbetrieb. Darüber hinaus gilt noch:

$$\alpha_N I_{E0} = \alpha_I I_{C0}, \quad (2.53)$$

sodass lediglich drei Parameter für die Modellierung eines Transistors notwendig sind. Abb. 2.16 zeigt schließlich die sich aus Gl. 2.52 ergebende Ersatzschaltung des Bipolartransistors.

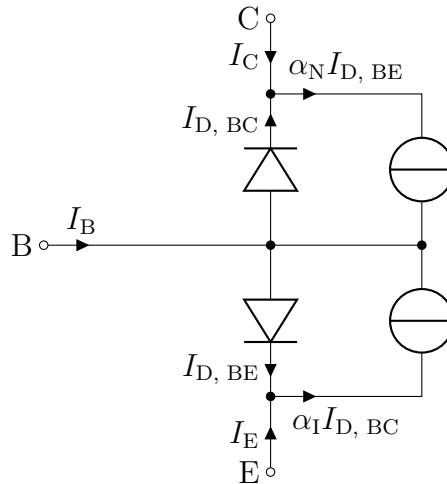


Abbildung 2.16: Transistorersatzschaltbild nach dem Ebers-Moll Modell.

Bei dieser Modellierung handelt es sich um einen idealisierten Transistor, der nach [25] folgende Eigenschaften hat:

- Die Leitfähigkeit des Halbleiters ist hoch.
- Die Injektionsstromdichten sind gering, sodass kein Spannungsabfall entlang des halbleitenden Materials entsteht außer an den pn-Übergängen.
- Der Early-Effekt wird vernachlässigt.
- Die Ströme durch die pn-Übergänge lassen sich durch eine Exponentialfunktion beschreiben (s. auch (2.38)).

Nichtidealitäten des Transistors lassen sich im Rahmen dieses Modells durch Hinzufügen linearer Bauteile genauer modellieren. Das ESB aus Abb. 2.16 kann für die verschiedenen Arbeitsbereiche vereinfacht werden, z.B. kann die BC Diode im Normalbetrieb vernachlässigt werden.

Das Gummel-Poon Modell

Bedingt durch die Fortschritte im Bereich der Transistorherstellung, weitere Untersuchungen des Transistorverhaltens und Entdeckung neuer Effekte ist der Bedarf nach einem umfangreicheren Modell entstanden. Im Jahr 1970 wurde das Gummel-Poon Modell veröffentlicht, welches zu dieser Zeit eines der genauesten Modelle war.

Es baut auf dem Ebers-Moll Modell auf und es kann sogar gezeigt werden, dass unter der Annahme eines idealisierten Transistors das Gummel-Poon Modell auf das Ebers-Moll Model reduziert werden kann [26]. Für diese Modellierung wird zunächst von Gl. 2.52 ausgegangen, jedoch in folgender Form:

$$\begin{pmatrix} I_E \\ I_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(1 + 1/\beta)I_s & I_s \\ I_s & -(1 + 1/\beta)I_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \\ \exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \end{pmatrix}. \quad (2.54)$$

Dabei werden α_N und α_I durch β , die Basisstromverstärkung der Emitterschaltung, ersetzt. I_s ist der Strom, der sich durch halblogarithmische Darstellung des Kollektorstromes als Funktion der Kollektor-Basis Spannung und anschließende Extrapolation auf $U_{BC} = 0$ bestimmen lässt [26]. Aus dem Gleichungssystem kann ein gemeinsamer Term beider Gleichungen bestimmt werden:

$$I_{CC} = I_s \left(\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - \exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) \right). \quad (2.55)$$

Zusätzlich werden die Ströme I_{BE} und I_{BC} definiert als:

$$I_{BE} = \frac{I_s}{\beta} \cdot \left(\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (2.56)$$

$$I_{BC} = \frac{I_s}{\beta} \cdot \left(\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (2.57)$$

Anschließend können die Ströme des Transistors durch folgende Zusammenhänge bestimmt werden:

$$I_E = I_{CC} - I_{BE}, \quad (2.58)$$

$$I_C = -I_{CC} - I_{BC}, \quad (2.59)$$

$$I_B = I_{BE} + I_{BC}. \quad (2.60)$$

Die bisherigen Gleichungen ergeben sich direkt aus dem Ebers-Moll Modell. Im Rahmen des Gummel-Poon Modells werden die Ströme I_{CC} , I_{BE} und I_{BC} modifiziert. So wird beispielsweise I_{CC} definiert als:

$$I_{CC} = I_s Q_{B0} \frac{\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - \exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right)}{Q_B}. \quad (2.61)$$

Hier ist Q_B die Basisladung, welche arbeitspunktabhängig ist. Q_{B0} ist die sog. *zero-bias charge*. Beide werden durch die Ladungskontrolltheorie bestimmt [27]. Für die Ströme I_{BE} und I_{BC} gilt wiederum:

$$I_{BE} = I_1 \left(\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) \right) + I_2 \left(\exp\left(\frac{qU_{BE}}{nkT}\right) \right), \quad (2.62)$$

$$I_{CE} = I_3 \exp\left(\frac{qU_{CE}}{nkT}\right). \quad (2.63)$$

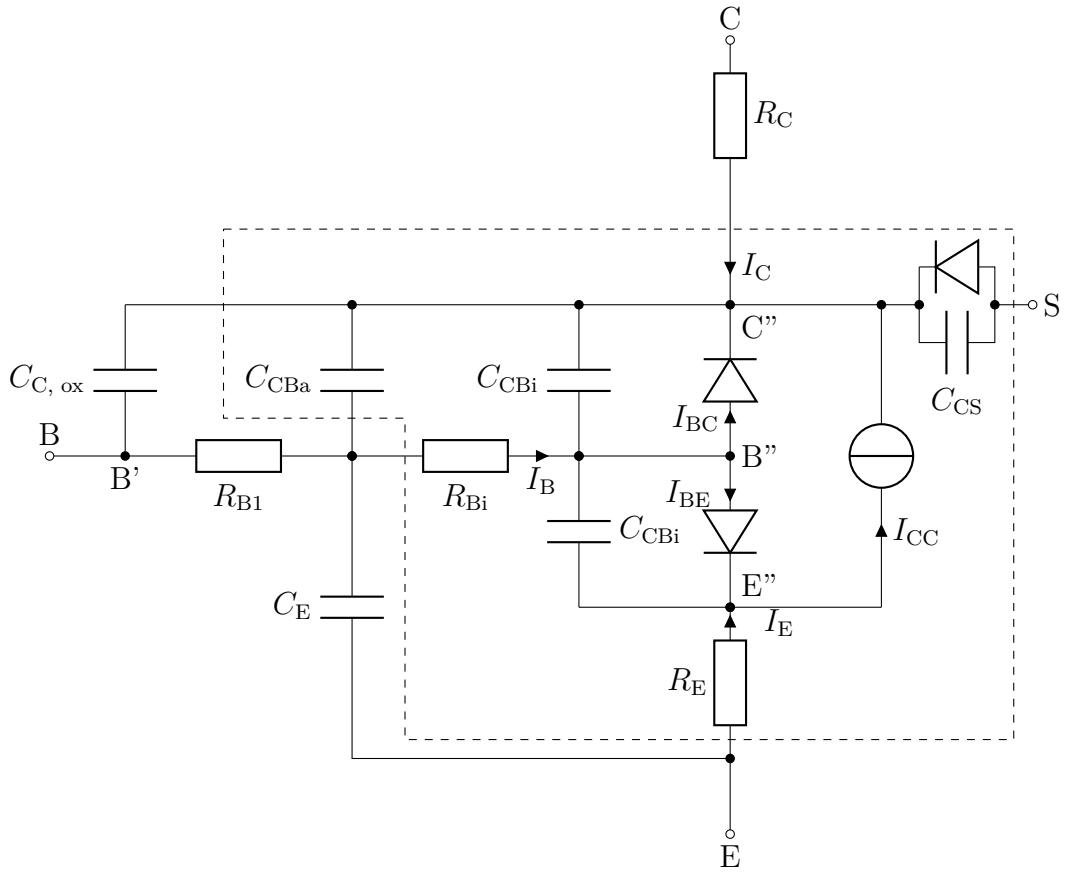


Abbildung 2.17: Ersatzschaltbild des Bipolartransistors nach dem Gummel-Poon Modell.

Mit I_1 , I_2 , I_3 als Parameter, die das Rekombinationsverhalten des Transistors beschreiben, und n dem Emissionskoeffizienten [26, 28].

Insgesamt sind für die Modellierung eines Transistors nach dem Gummel-Poon Modell 21 Parameter notwendig. Eine Ersatzschaltung, die sich nach dem Modell ergibt, ist in Abb. 2.17 zu sehen. Hier werden einerseits der intrinsische Transistor, der sich nach diesem Modell ergibt, und andererseits noch die parasitären Einflüsse der Kontakte dargestellt.

Das HICUM Modell

Modernste Silizium-Germanium HBTs erreichen eine Transitfrequenz von 505 GHz [29]. Um diese in Schaltungen zu integrieren, die im sub-mm-Wellenbereich einzusetzen sind, ist eine noch genauere Modellierung notwendig, weil das Gummel-Poon Modell: „Effekte der Transistoren aus den 70ern beschreibt, aber keine HBT Effekte“ [30]. Dazu

werden zwei unterschiedliche Ansätze verwendet. Der verhaltensbasierte Ansatz modelliert Transistoren anhand von Messdaten, wie z.B. der X-Parameter [31, 32, 33]. Zwar beschreibt das so ermittelte Modell das Transistorverhalten sehr genau, der Gültigkeitsbereich ist jedoch stark beschränkt. Der zweite Ansatz basiert auf der physikalischen Modellierung des Transistor.

Ein solches Modell ist HICUM (*High CUrrent Model*), wo die Elemente des Ersatzschaltbildes durch Technologiedaten, physikalische Daten, Transistorabmessungen, Arbeitspunkt, Temperatur etc. bestimmt werden [34]. Es entstehen dadurch sehr große Parametersätze, welche eine hohe Rechenleistung benötigen für die Anwendung des Modells. HICUM ist daher in verschiedene Varianten aufgeteilt. Das komplette Modell ist das HICUM Level 2 [35, 34].

Zwecks effizienten Einsatzes in Design und Simulationsprogrammen ist eine vereinfachte Modellvariante, HICUM Level 0, entstanden, welches ein zum Gummel-Poon Modell vergleichbar komplexes Ersatzschaltbild hat, jedoch mit verbesserten Modellgleichungen aus HICUM Level 2 [36]. Dieses Modell wird direkt aus dem Originalmodell durch Vereinfachungen abgeleitet [37, 38]. Das sich ergebende Ersatzschaltbild wird in Abb. 2.18 dargestellt. Es ist zu sehen, dass neben dem Transistor auch die Eigenerwärmungseffekte, welche das Transistorverhalten beeinflussen, modelliert werden.

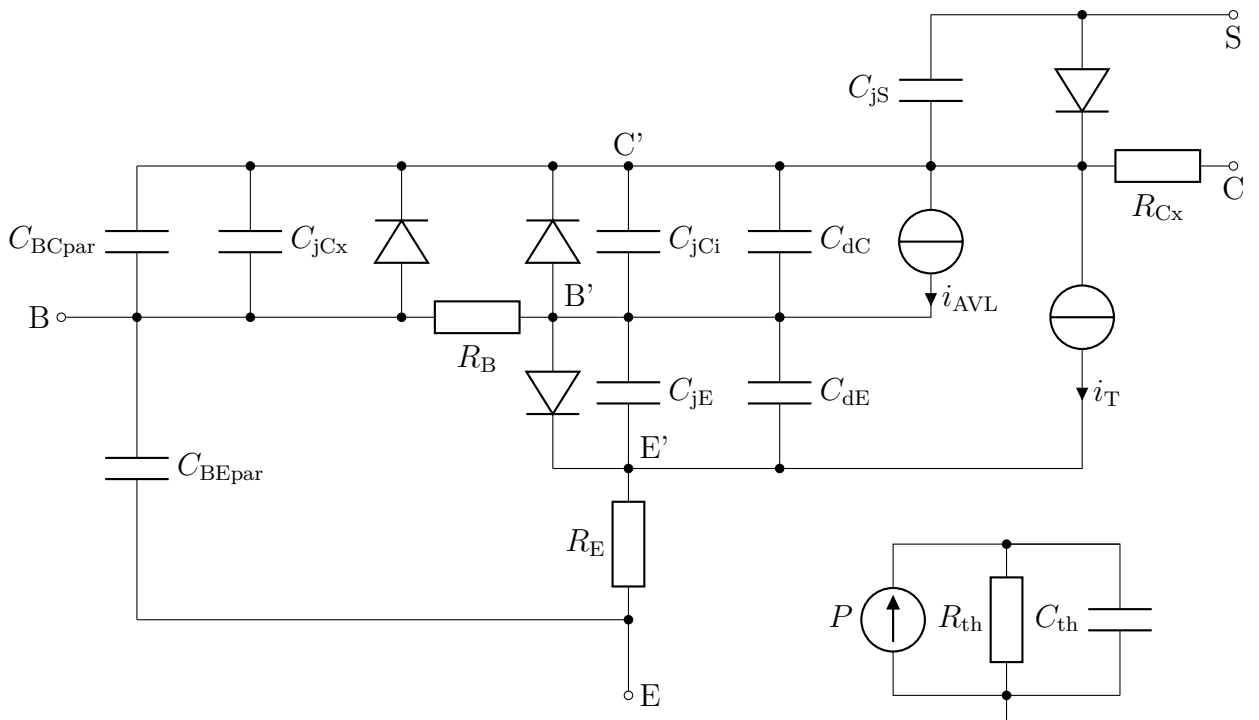


Abbildung 2.18: Ersatzschaltbild des Bipolartransistors nach HICUM Level 0.

2.4 Die Antenne

Eine Antenne wird definiert als „ein Bauteil, welches elektromagnetische Energie auf eine effiziente und gewünschte Art abstrahlen und empfangen kann“ [10]. Sie stellt den Übergang zwischen dem elektrischen Netzwerk und dem freien Raum dar. Heinrich Hertz hat, mit dem Ziel die Existenz elektromagnetischer Wellen zu demonstrieren, ein drahtloses System zur Erzeugung und Empfang derer aufgebaut. In diesem Zusammenhang hat er auch die ersten Antennen gebaut: eine Dipol und Monopol Antenne. Gugliermo Marconi hat nachher das Radiotelegraphie System entwickelt und kommerzialisiert.

Die drahtlose Datenübertragung bringt viele Vorteile mit sich mit. So sind solche Systeme mobil, decken eine große Fläche ab und haben bei geeigneter Dimensionierung verhältnismäßig geringere Verluste [10]. Das liegt daran, dass die durch eine Übertragungsleitung übertragene Leistung exponentiell mit der Länge abklingt, während sie im Freiraum reziprok quadratisch abklingt.

Aus den Maxwell'schen Gleichungen ist bekannt, dass ein zeitlich veränderlicher Stromfluss durch einen Leiter elektromagnetische Felder abstrahlt. Der Unterschied zwischen einer Antennen und einer Übertragungsleitung ist, dass die Strahlung bei der Antennen gewünscht ist. Darüber hinaus empfängt diese Antenne elektromagnetische Strahlung und wandelt sie in ein elektrisches Signal um. In einem homogenen Medium kann das elektrische \mathbf{E} Feld als Funktion einer vorhandenen Stromdichte \mathbf{J} durch folgenden Zusammenhang beschrieben werden [10]:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\mathbf{r}) = & -j\omega\mu \int_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jk|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV \\ & + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \left(\nabla \cdot \int_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jk|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV \right). \end{aligned} \quad (2.64)$$

Dabei sind μ die Permeabilität, ϵ die Permittivität des Mediums, ω die Kreisfrequenz, k die Wellenzahl, \mathbf{r} ist der Ortsvektor und \mathbf{r}' ist der Vektor vom Koordinatenursprung zum Quellenpunkt. Aus dieser Gleichung folgt direkt, dass nur zeitlich veränderliche Stromdichten elektromagnetische Strahlung erzeugen. Beim Antennendesign geht es daher um das Design der Stromdichtenverteilung, die ein gewünschtes elektrisches Feld erzeugt.

2.4.1 Charakteristische Größen

In diesem Abschnitt sollen die Größen beschrieben werden, welche zur Charakterisierung einer Antenne eingesetzt werden. Diese sollen beispielhaft anhand eines idealen

Stromelements, welches durch folgende Stromdichte beschrieben werden kann:

$$\mathbf{J} = \frac{I}{\delta V} \Delta l \mathbf{e}_z. \quad (2.65)$$

Dabei ist δV das Quellenvolumen und Δl die Länge des Stromelements, welche klein gegenüber der betrachteten Wellenlänge ist. In diesem Fall ist eine analytische Lösung der Gleichung 2.64 möglich und das elektrische Feld, hier dargestellt in Kugelkoordinaten, ergibt sich zu [10]:

$$E_r = 2 \frac{I \Delta l}{4\pi} \eta k^2 \cos \theta \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{k^3 r^3} \right) \exp(-jkr), \quad (2.66)$$

$$E_\theta = \frac{I \Delta l}{4\pi} \eta k^2 \sin \theta \left(\frac{j}{kr} + \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{k^3 r^3} \right) \exp(-jkr), \quad (2.67)$$

$$E_\phi = 0, \quad (2.68)$$

mit η der Wellenimpedanz des Mediums. Aus dem elektrischen Feld kann wiederum das magnetische Feld \mathbf{H} bestimmt werden. Somit gilt dann:

$$H_r = 0, \quad (2.69)$$

$$H_\theta = 0, \quad (2.70)$$

$$H_\phi = \frac{I \Delta l}{4\pi} k^2 \sin \theta \left(\frac{j}{kr} + \frac{1}{k^2 r^2} \right) \exp(-jkr). \quad (2.71)$$

Anhand der Eigenschaften der Felder können zwei Bereiche definiert werden: Das Nah- und das Fernfeld. Das Nahfeld befindet sich in unmittelbarer Nähe der Antenne und ändert sich stark mit dem Abstand. Im Fernfeld des Stromelements ist der Abstand so groß, dass beim elektrischen Feld die θ -Komponente dominiert. Generell gibt es im Fernfeld eine elektrische Feldstärke, deren Vektor senkrecht auf der magnetische Feldstärke und der Ausbreitungsrichtung steht. Der Betrag beider Feldstärken klingt dabei jeweils mit $1/r$ ab. Im Fernfeld des infinitesimalen Stromelements gilt dann somit:

$$E_\theta = \frac{j I \Delta l}{4\pi r} \eta k \sin \theta \exp(-j\beta r), \quad (2.72)$$

$$H_\phi = \frac{j I \Delta l}{4\pi r} k \sin \theta \exp(-j\beta r). \quad (2.73)$$

Alle übrigen Feldkomponenten sind hier vernachlässigbar klein.

Das Abstrahldiagramm

Das Abstrahldiagramm ist eine graphische Darstellung der von der Antenne abgestrahlten Leistung in verschiedene Raumrichtungen. Hierbei wird diese im Fernfeld der Antenne aufgenommen. Es ist zwar möglich das komplette 3D Radiation Pattern aufzunehmen, jedoch ist das generell ein komplexer und zeitaufwendiger Prozess. Aus diesem Grund werden häufig zwei Schnittebenen aufgenommen: die E- und H-Ebene. Die

E-Ebene ist die Ebene, in der das maximale elektrische Feld liegt, während sich das magnetische Feld in der H-Ebene befindet. Im Fall des Stromelements ist die θ -Ebene die E-Ebene und die ϕ -Ebene die H-Ebene. In Abb. 2.19 ist das Radiation Pattern des Stromelements dargestellt.

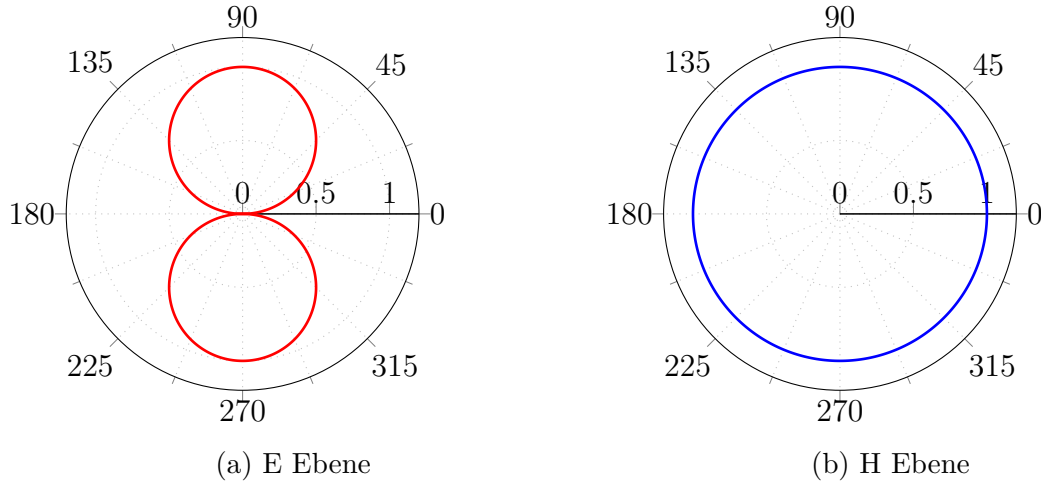


Abbildung 2.19: Normiertes Abstrahldiagramm des infinitesimalen Stromelements.

Die Direktivität

Die Direktivität ist ein Maß zur Beschreibung der Konzentration der abgestrahlten Leistung in eine bestimmte Richtung. Mathematisch kann sie als:

$$D = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\oint_{\Omega} U d\Omega}, \quad (2.74)$$

dabei gilt für die Strahlungsintensität U :

$$U = r^2 S_{av} \quad (2.75)$$

mit S_{av} der zeitgemittelten, abgestrahlten Leistungsdichte. Die Direktivität wird im Verhältnis zum isotropen Strahler dargestellt, welcher in alle Richtungen gleichmäßig abstrahlt. Dafür wird als Einheit dBi (dB isotrop) verwendet.

Verstärkung und Effizienz

Der Antennengewinn wird definiert als Verhältnis der Strahlungsintensität zur von der Antenne aufgenommenen Leistung P_{acc} , die durch 4π geteilt wird:

$$G = \frac{4\pi U}{P_{acc}} \quad (2.76)$$

Die Verstärkung kann auch über die Direktivität formuliert werden:

$$G = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{acc}}} D, \quad (2.77)$$

mit P_{rad} der abgestrahlten Leistung. Das Verhältnis $P_{\text{rad}}/P_{\text{acc}}$ wird als die Antenneneffizienz definiert, die die Leitungs- und dielektrischen Verluste berücksichtigt. Hierbei werden die Verluste durch eine Fehlanpassung zwischen der Antenne und dem Sender nicht betrachtet.

2.4.2 Simulationen elektromagnetischer Felder

Aufgrund der immer höher werdenden Komplexität der Antennen und Systeme, in denen sie eingesetzt werden, ist das Antennendesign basierend auf analytischen Gleichungen nahezu unmöglich. Darüber hinaus steigen die Fertigungskosten mit der Strukturkomplexität, sodass ein die Anforderungen erfüllendes Design von sehr großer Bedeutung ist. Aus diesem Grund sind Simulationen elektromagnetische Felder ein essenzieller Bestandteil des Designprozesses geworden.

Die Simulationen basieren auf numerischen Verfahren, welche die Maxwell'schen Gleichungen diskretisieren. Es wird zwischen Programmen unterschieden, die die Gleichungen im Zeit- oder im Frequenzbereich lösen. Außerdem unterscheidet man noch zwischen der Formulierung der Maxwell'schen Gleichungen - in integraler und differentieller Form. Hier sollen kurz zwei dieser Methoden beschrieben und zwei der darauf basierenden Programme vorgestellt werden.

Finite Differenzen im Zeitbereich

Bei dieser Methode werden die Maxwell'schen Gleichungen im Zeitbereich gelöst, wobei die Ableitungsoperatoren durch finite Differenzen werden. Der Lösungsalgorithmus diskretisiert zunächst die zu simulierende Struktur auf ein kartesisches Gitter, sodass jede Komponente des elektrischen Feldes von vier Komponenten des magnetischen Feldes umgeben sind. Gleichzeitig wird auch jede magnetische Feldkomponente von vier elektrischen umgeben. Neben den verschobenen örtlichen Gittern werden die beiden Felder auf zwei verschobenen Zeitgittern ausgewertet, sodass das Ergebnis aus dem vorherigen Zeitpunkt eines Feldes für die Berechnung des anderen Feldes zum aktuellen Zeitpunkt verwendet wird.

EMPIRE XPU [39] ist ein FDTD Simulationsprogramm, welches am Institut für Mobil- und Satellitenfunkttechnik (IMST) [40] entstanden ist. Laut Angaben des Herstellers ist das das Zeit schnellste 3D FDTD Simulationsprogramm. Die Geschwindigkeit wird durch einen Algorithmus ermöglicht, welcher mehrere Zeitschritte im Cache-Speicher

des Rechners berechnet und somit die Berechnungsgeschwindigkeit drastisch erhöht [41]. Die problematische Modellierung von gekrümmten Oberflächen, welche durch die Diskretisierung auf ein kartesisches Gitter entsteht, wird hier durch die *Perfect Geometry Approximation*, welche die Diskretisierung an den kritischen Stellen verfeinert, und somit die damit zusammenhängenden Fehler minimiert.

Momentenmethode

Bei der Momentenmethode (engl. *Method of Moments*, kurz MoM) geht es um eine mathematische Methode zur Lösung von Verteilung von Quellstrukturen (z.B: Stromdichten und Ladungsverteilungen) auf Oberflächen. Die Anwendung dieser Methode wandelt die das System beschreibende Gleichung in ein lineares Gleichungssystem um, welches nachher durch bekannte numerische Methoden gelöst werden kann. Im Kontext der Simulation elektromagnetischer Felder wurde diese Methode in den 1960ern zuerst angewendet.

Für die Lösung eines Problems mit dieser Methode wird die zu bestimmende Funktion durch eine Summe von Basisfunktionen, die das Feldverhalten von Quellstrukturen beschreiben, und Koeffizienten, die die Intensität der Quelle beschreiben, dargestellt. Dadurch reduziert sich das Problem auf die Lösung dieser unbekannten Koeffizienten. Es muss aber betont werden, dass dabei die Basisfunktionen auch physikalisch korrekt gewählt werden müssen.

Sonnet [42] ist ein auf dieser Methode basierendes EM-Simulationsprogramm. Es wird zur Simulation von passiven On-Chip Strukturen in diversen Technologien eingesetzt. In diesem Zusammenhang können aus den Simulationsergebnissen Schaltungsmodelle erstellt werden, die nachher bei der Schaltungssimulation eingesetzt werden können.

3 Entwurf und Charakterisierung eines 300 GHz Frequenzvervierfachers

Der Frequenzbereich zwischen 0,1 THz und 10 THz ist unter dem Namen Terahertzlücke (engl. *terahertz gap*) bekannt [43], da die Technologie zur Erzeugung dieser Strahlung im Vergleich zu den Technologien aus den benachbarten Mikrowellen- und Infrarotbereich relativ jung ist [44]. Durch Fortschritte der Technologien aus den benachbarten Bereichen wird diese Lücke jedoch immer weiter geschlossen. Prinzipiell bestehen zwei Ansätze zur Erzeugung von THz-Strahlung: elektronische und optoelektronische. Eine optoelektronische Erzeugungsmethode basiert auf dem Einsatz zweier monochromatischer Laser mit einem im THz-Bereich liegenden Wellenlängenunterschied, indem ihre Strahlen auf einen Photomischer gerichtet werden, an dessen Ausgang schließlich die Differenzfrequenz ausgekoppelt wird [45]. Durch Wellenlängenabstimmung ist es möglich, ein breites Spektrum abzudecken. Ein anderer Ansatz basiert auf der Verwendung von Faserlasern in einem Zeitbereichsspektroskopieaufbau [46]. Beide Systeme sind jedoch sehr kostenintensiv und haben einen hohen Platzbedarf, sodass sie für Radaranwendungen ungeeignet sind.

Die Eigenschaften einer elektronisch basierten THz-Quelle hängen sehr stark von der verwendeten Technologie bzw. der Transitfrequenz der Transistoren ab. InP basierte Transistoren mit maximalen Oszillationsfrequenzen oberhalb von 1 THz [47] ermöglichen fundamentale Oszillatoren mit einer Ausgangsleistung von -14 dBm bei 600 GHz [48]. Moderne SiGe basierte Technologien verfügen über Transitfrequenzen im 300 GHz Bereich [49]. Fundamentale Signalquellen sind daher an der unteren Grenze der THz-Lücke realisierbar [50]. In [51] werden zwei Quellen vorgestellt, die das komplette E- und W-Frequenzband mit einer differentiellen Ausgangsleistung von 7 dBm abdecken. SiGe THz-Quellen die oberhalb von 200 GHz arbeiten, basieren auf dem kombinierten Einsatz eines fundamentalen Oszillators, Frequenzvervierfachers und Leistungsverstärkers (engl. *power amplifier*, kurz PA), der die Verluste durch die Frequenzvervielfachung kompensiert [52]. Je nach Frequenzvervielfachungsfaktor und Anzahl an PAs werden unterschiedliche Mittenfrequenzen und Leistungen erzielt. So wird in [53] das 300 GHz Signal mit einer Spitzenleistung von -2.8 dBm durch Kaskadierung zweier Frequenzverdoppler erzeugt, zwischen denen sich ein PA befindet, während Frequenzverachtffacher aus [54] eine Ausgangsleistung von 2,5 dBm bei 260 GHz und eine Bandbreite von 100 GHz erreicht.

3.1 Systemkonzept

Durch die Erhöhung der Mittenfrequenz steigt bei einer konstanten relativen Bandbreite die absolute Bandbreite eines FMCW Radars, wodurch sich die Ortsauflösung des Systems erhöht. Darüber hinaus werden aufgrund der kürzer werdenden Wellenlängen die Leitungen und Antennen kleiner, sodass komplette Radarsysteme auf einem Chip realisiert werden können [5]. Ein oberhalb der Transitfrequenz der verwendeten Technologie arbeitendes FMCW Radarsystem, wie z.B. aus [55], besteht prinzipiell aus einem spannungsgesteuerten Oszillator (engl. *voltage controlled oscillator*, kurz VCO), der das fundamentale Signal liefert. Dieses Signal wird durch eine Frequenzvervielfachung auf die gewünschte Mittenfrequenz gebracht und schließlich über eine Leitung in die Antenne gespeist.

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein 300 GHz Frequenzvervierfacher mit entsprechender Antenne für den Einsatz in einem Radarsystem realisiert werden. Wie Abb. 3.1 zeigt, soll der Vervierfacher in den Speisepunkt der Antenne versetzt werden, sodass die Zuleitungsverluste, welche einerseits durch der Skin-Effekt und andererseits durch die dielektrischen Verluste entstehen, um den Faktor der Frequenzvervielfachung verringert werden können. In einem parallel laufenden Designprozess des Vervierfachers und der Antenne sollen beide Komponenten geometrisch und elektrisch aneinander angepasst werden. Bei der direkten elektrischen Anpassung kann auf Anpassnetzwerke verzichtet werden, was insgesamt die Chip-Fläche und weitere Verluste reduzieren kann [56]. Da sich der Vervierfacher im Speisepunkt der Antenne befindet, müssen beide geometrisch angepasst werden, um sowohl die Designregeln der zu verwendenden Technologie einzuhalten als auch den Einfluss der Komponenten aufeinander zu minimieren.

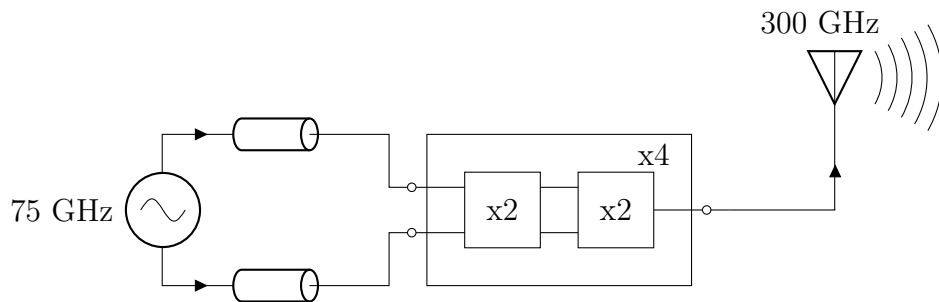


Abbildung 3.1: Blockschaftbild des Aufbaus eines Frequenzvervierfachers im Antennenspeisepunkt.

3.2 Infineons B11HFC Technologie

Das System soll in Infineons B11HFC Technologie gefertigt werden, welche ein 130 nm SiGe BiCMOS Prozess geeignet für den Einsatz im mm-Wellenbereich ist. Dieser Prozess basiert auf Infineons hochgeschwindigkeits-SiGe Prozess B7HF200 und der C11N CMOS Plattform. Die Heterobipolartransistoren verfügen über ein f_T/f_{\max} von 250 GHz/400 GHz. In Abb. 3.2 ist der Querschnitt dieser Technologie schematisch dargestellt. Dieser besteht aus sieben Metalllagen, wobei sechs davon aus Kupfer sind. Die

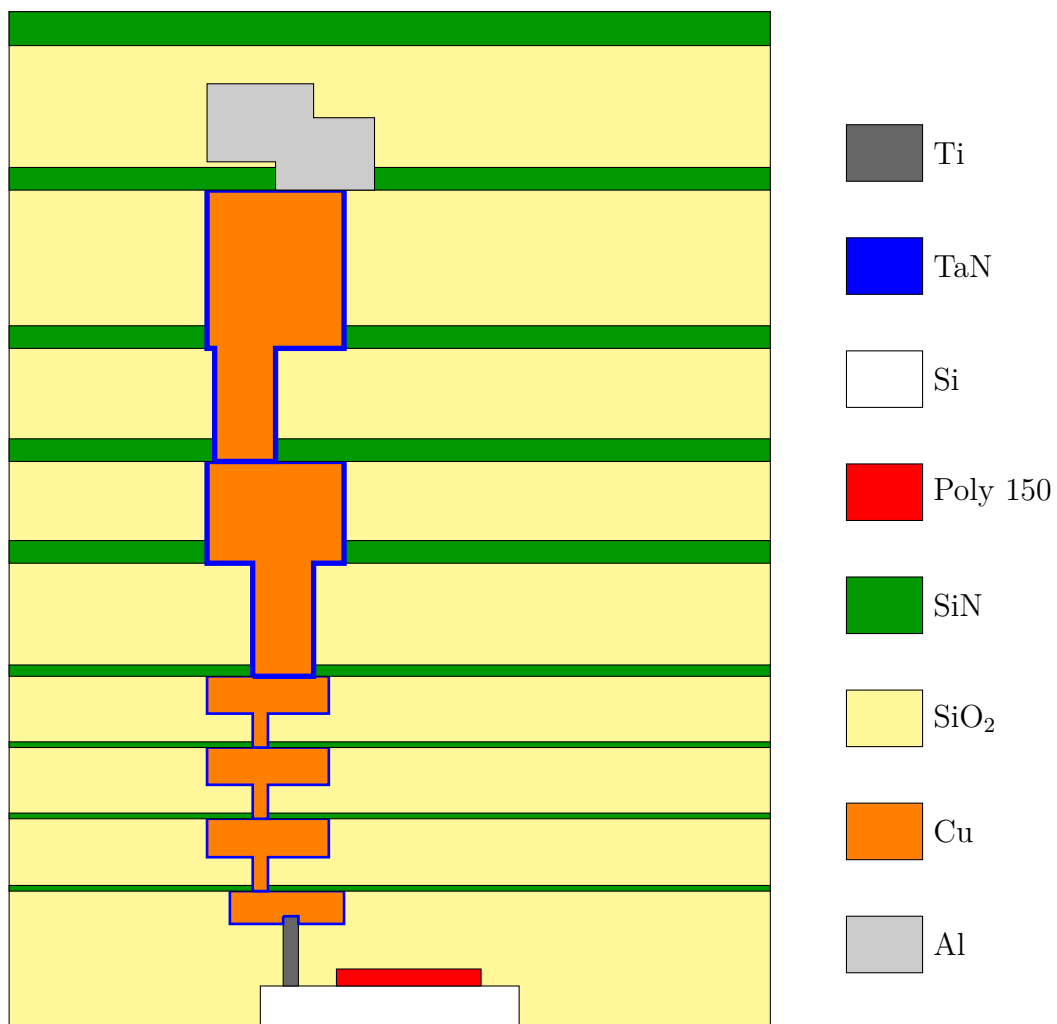


Abbildung 3.2: Technologiequerschnitt der B11HFC.

obersten zwei Kupferlagen sind verhältnismäßig dicker, weshalb sie für die Übertragung höherer Stromdichten besser geeignet sind. Sie werden aus diesem Grund überwiegend zur Übertragung der Hochfrequenzsignale eingesetzt. Die höchste Metalllage besteht aus Aluminium, die für Pads, Fuses und Antennen eingesetzt wird. Passive Komponenten

ten, wie z.B. Widerstände und Kondensatoren, sind auch im Rahmen der Technologie enthalten.

3.3 Entwurf einer 150 GHz Gilbertzelle

Die Frequenzvervielfachung basiert auf der Ausnutzung der Strom-Spannungsverhältnisse nichtlinearer Bauteile. Dieser Zusammenhang kann durch eine Taylorreihe beschrieben werden:

$$I = I(U) = I_S \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{d^n I}{dU^n} \right|_{U=U_0} \cdot (U - U_0)^n, \quad (3.1)$$

mit I_S einem konstanten Faktor. Weist die Spannung U nun eine Zeitabhängigkeit auf, z.B. $U = U_0 + \hat{u}_0 \cos(\omega t)$, so gilt für den n -ten Term der Taylorreihe:

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{d^n I}{dU^n} \right|_{U=U_0} \cdot (\hat{u}_0 \cos(\omega t))^n = \\ &= \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{d^n I}{dU^n} \right|_{U=U_0} \cdot \frac{1}{2^n} \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \hat{u}_0 \cos((n - 2k)\omega t). \end{aligned} \quad (3.2)$$

Daraus folgt, dass bei einer Aussteuerung eines nichtlinearen Bauelements, also mit Termen ungleich Null für $n > 1$, mit einem monofrequenten Signal das Ausgangssignal ein diskretes Frequenzspektrum aufweist, wobei jede Frequenzkomponente ein ganzzahliges Vielfaches der Eingangsfrequenz (Harmonische) ist. Es ist außerdem erkennbar, dass die Signalstärke mit der Ordnung der Harmonischen abnimmt, sodass für die Erzeugung höherer Frequenzkomponenten das Eingangssignal eine ausreichend hohe Amplitude haben muss. Frequenzvervielfacherschaltungen nutzen dieses Verhalten aus und durch geeignete Schaltungsentwürfe kann die gewünschte Harmonische erzeugt werden, wobei gleichzeitig die anderen unterdrückt werden. Im einfachsten Fall kann ein Frequenzvervielfacher wie z.B. in [57] durch ausreichende Austeuerung des Transistors und anschließende Hochpasfilterung zur Unterdrückung der niedrigen Harmonischen erzeugt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen zwei Verdoppler kaskadiert werden, um insgesamt die Eingangsfrequenz zu vervierfachen. Weil die letzte Verdopplerstufe, die das 300 GHz Signal liefert, oberhalb der Transitfrequenz arbeitet, ist mit einer Leistungsabnahme zu rechnen. Aus diesem Grund soll die erste Verdopplerstufe so viel Leistung wie möglich bereitstellen. Die zwei bekanntesten Verdopplertopologien sind die Gilbertzelle und der Push Push Verdoppler (PPD). In den folgenden Abschnitten sollen unterschiedliche Verdopplertopologien entworfen und untersucht werden.

3.3.1 Funktionsprinzip

Abb. 3.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau des differentiellen Gilbertzellenmischers. Der

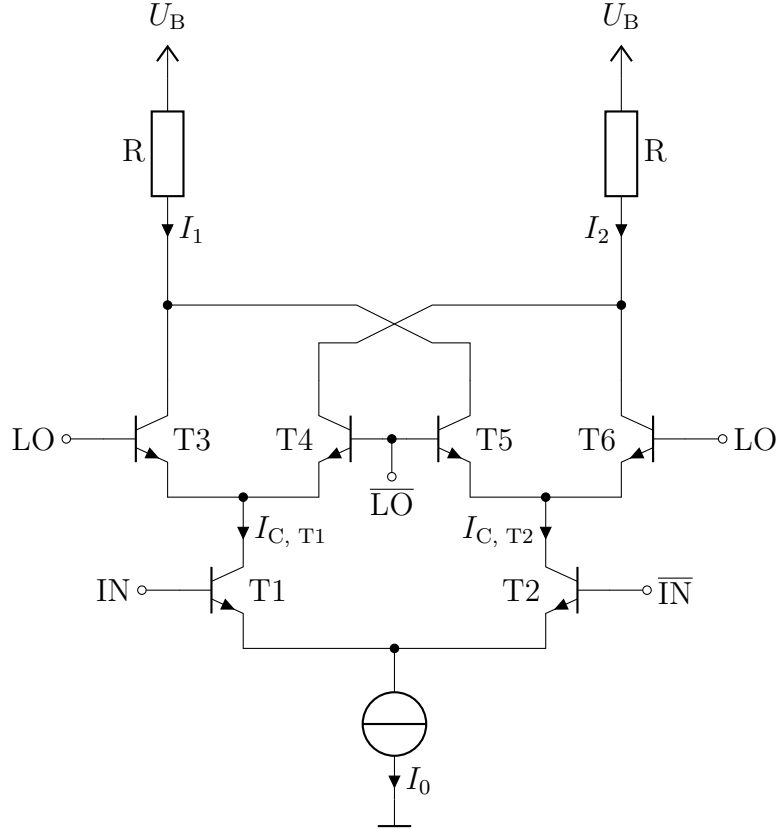


Abbildung 3.3: Prinzipieller Schaltung einer differentiellen Gilbertzelle.

Übersichtlichkeit halber werden in der Abbildung die Netzwerke zur Arbeitspunkteinstellung nicht dargestellt. In die Transistoren T1 und T2 wird das differentielle Eingangssignal eingespeist, wobei der positive Anschluss mit IN und der negative mit $\overline{\text{IN}}$ verbunden ist. Das differentielle Signal des Lokaloszillators (LO) liegt an den Basisanschlüssen der Transistoren T3 bis T6 an. Dabei sind die Basis-Anschlüsse von T3 und T6 miteinander sowie mit dem positiven Anschluss des LO (gekennzeichnet durch LO) verbunden. Analog sind Basisanschlüsse der Transistoren T4 und T5 miteinander und mit dem durch $\overline{\text{LO}}$ gekennzeichneten, negativen Anschluss des LO verbunden. Es soll zunächst angenommen werden, dass die Amplitude des LO so hoch ist, dass die Transistoren T3 bis T6 als Schalter agieren, d.h. während der positiven Halbwelle des LO-Signals sind T3 und T6 aktiv und während der negativen T4 und T5. Dazu soll noch angenommen werden, dass die Stromverstärkungen der Transistoren so hoch ist, dass der Kollektor- und Emitterstrom gleichgesetzt werden können. Während der positiven

Halbwelle gilt somit für die Ströme I_1 und I_2 :

$$I_1 = I_{C, T1} \text{ und} \quad (3.3)$$

$$I_2 = I_{C, T2}. \quad (3.4)$$

Für die Stromdifferenz ΔI , die zur differentiellen Ausgangsspannung proportional ist, gilt dann:

$$\Delta I = I_2 - I_1 = I_{C, T2} - I_{C, T1}. \quad (3.5)$$

Während der negativen Halbwelle sind die Transistoren T4 und T6 aktiv, sodass nun für die Ströme gilt:

$$I_1 = I_{C, T2} \text{ und} \quad (3.6)$$

$$I_2 = I_{C, T1}. \quad (3.7)$$

Folglich ändert sich das Vorzeichen der Stromdifferenz. Somit wird das Vorzeichen des durch die Eingangsspannung generierten Stromes durch den Zustand des LO-Signals moduliert. Wenn davon ausgegangen wird, dass alle Transistoren im Normalbetrieb arbeiten, und dass für die Signale gilt:

$$u_{IN}(t) = \hat{u}_{IN} \cos(\omega_{IN}t), \quad (3.8)$$

$$u_{LO}(t) = \hat{u}_{LO} \cos(\omega_{LO}t), \quad (3.9)$$

so gilt für den Differenzstrom:

$$\Delta I = I_0 \tanh\left(\frac{\hat{u}_{IN} \cos(\omega_{IN}t)}{2U_{th}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{\hat{u}_{LO} \cos(2\omega_{LO}t)}{U_{th}}\right). \quad (3.10)$$

Für geringe Amplituden gilt dann:

$$\Delta I \approx \frac{I_0}{4U_{th}^2} \hat{u}_{IN} \cos(\omega_{IN}t) \cdot \hat{u}_{LO} \cos(\omega_{LO}t). \quad (3.11)$$

Wenn die Gilbertzelle als Frequenzverdoppler eingesetzt werden soll, muss lediglich das LO Signal dieselbe Frequenz wie das Eingangssignal haben. Besteht ein gewisser Phasenversatz $\Delta\varphi$ zwischen den beiden Signalen, so gilt für den Differenzstrom:

$$\begin{aligned} \Delta I &\approx \frac{I_0}{4U_{th}^2} \hat{u}_{IN} \hat{u}_{LO} \cos(\omega_{IN}t) \cdot \cos(\omega_{IN}t + \Delta\varphi) = \\ &= \frac{I_0}{8U_{th}^2} \hat{u}_{IN} \hat{u}_{LO} (\cos(2\omega_{IN} + \Delta\varphi) + \cos(\Delta\varphi)). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Der Differenzstrom besteht daher aus einem Wechselstromanteil mit der doppelten Frequenz und einem zum Kosinus des Phasenunterschieds proportionalen Gleichstromanteil. Soll der Strom ein reiner Wechselstrom sein, so muss die Phasenverschiebung $\pi/2 + k\pi$ mit $k \in \mathbb{N}_0$ betragen.

Stromspiegel

Der Vollständigkeit halber soll hier noch die Funktionsweise eines Stromspiegels erläutert werden, der als Stromquelle für die Arbeitspunkteinstellung dient. Der Aufbau ist in Abb. 3.4 dargestellt. Prinzipiell besteht der Stromspiegel aus zwei Transistoren, deren Basis- und Emitter-Anschlüsse jeweils miteinander verbunden sind. Der Kollektor eines der beiden Transistoren ist mit seiner Basis verbunden, sodass seine die BC-Diode kurzgeschlossen und die Transistor somit immer im Normalbetrieb ist, solange eine positive Spannungsversorgung eingesetzt wird. Die Basis-Emitter Spannungen beider

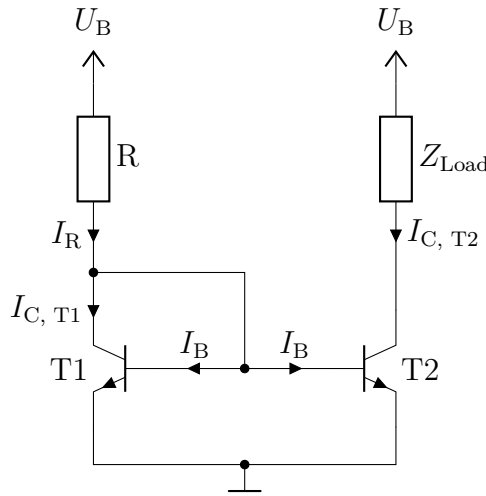


Abbildung 3.4: Schaltung eines Stromspiegels.

Transistoren sind aufgrund der Verschaltung gleich, sodass, wenn es um die gleiche Transistortechnologie geht, die Basisströme beider Transistoren gleich sind. Es soll hier angenommen werden, dass die Transistoren jedoch unterschiedliche Stromverstärkungen haben. Über den Widerstand R , der den Transistor T1 mit der Spannungsversorgung verbindet, wird sein Kollektorstrom eingestellt. Der Strom durch den Widerstand setzt sich aus dem Kollektorstrom von T1 und den Basisströmen beider Transistoren:

$$I_R = \frac{U_B - U_{BE, T1}}{R}, \quad (3.13)$$

$$I_R = I_{C, T1} + 2I_B. \quad (3.14)$$

zusammen. Für die Kollektorströme der Transistoren gilt:

$$I_{C, T1} = \beta_{T1} \cdot I_B, \quad (3.15)$$

$$I_{C, T2} = \beta_{T2} \cdot I_B, \quad (3.16)$$

mit β_{T1} und β_{T2} den Stromverstärkungen der jeweiligen Transistoren. Werden schließlich der Strom durch den Widerstand als der Eingangsstrom I_{in} und der Kollektorstrom von

T2 als der Ausgangsstrom I_{out} definiert, kann das Spiegelungsverhältnis:

$$\frac{I_{\text{out}}}{I_{\text{in}}} = \frac{\beta_{\text{T2}}}{\beta_{\text{T1}} + 2} \stackrel{\beta_{\text{T1}} \gg 2}{\approx} \frac{\beta_{\text{T2}}}{\beta_{\text{T1}}}, \quad (3.17)$$

definiert werden. Ein durch den Widerstand fließender Strom wird entsprechen dem Verhältnis der Stromverstärkungen der eingesetzten Transistoren am Ausgang übertragen.

3.3.2 Arbeitspunkteinstellung

In diesem Abschnitt soll zunächst das prinzipielle Verfahren zur Arbeitspunkteinstellung vorgestellt und am Beispiel des Gilbertzellenverdopplers gezeigt werden. Zur Spannungsversorgung wird eine 3,3 V Gleichspannungsquelle eingesetzt. Die Arbeitspunkte werden durch den kombinierten Einsatz von Spannungsteilern, die das Potenzial an der Basisanschlüsse und somit die Kollektor-Basis Spannung U_{CB} festlegen, und einer Stromquelle, die den Kollektorstrom und folglich auch die Basis-Emitter Spannung U_{BE} bestimmt. Die Festlegung der konkreten Ströme und Spannungen basiert auf den Kennwerten des Hochgeschwindigkeitstransistors der B11HFC Technologie. Zur Erreichung der maximalen Transitfrequenz muss der quadratische Mittelwert des Kollektorstroms den optimalen Wert:

$$I_{\text{C, opt}} = 1,5 \frac{\text{mA}}{\mu\text{m}} \cdot \left(\frac{L_{\text{E, mask}}}{\mu\text{m}} - 0,09 \right), \quad (3.18)$$

erreichen. Dabei ist $L_{\text{E, mask}}$ die Emitter-Maskenlänge, die im Bereich von 0,7 μm bis 10 μm eingestellt werden kann. Aufgrund von Skalierungseffekten von der Widerstände und Kapazitäten des Transistors können Minimaltransistoren nicht die maximale Transitfrequenz erreichen. Es werden daher Transistoren mit längeren Emittern eingesetzt, die aber für die maximale Transitfrequenz einen höheren Kollektorstrom benötigen, sodass dadurch der Leistungsverbrauch der Schaltung steigt. Weil die erste Verdopplerstufe so viel Leistung wie möglich bereitstellen soll, werden hier auf Kosten einer höheren Leistungsaufnahme Transistoren mit längeren Emittern eingesetzt. Zur Modellierung der Erwärmung der Schaltung durch den erhöhten Leistungsverbrauch wird die Umgebungstemperatur bei den Simulationen auf 80 °C eingestellt. Neben dem optimalen Kollektorstrom soll zur Maximierung der Transitfrequenz die Spannung zwischen Kollektor und Basis so hoch wie möglich sein.

Abb. 3.5 zeigt die um die für die Arbeitspunkteinstellung notwendigen Elemente erweiterte Gilbertzelle. Hier wird als Lastelement kein Widerstand verwendet, sondern eine Mikrostreifenleitung, die als induktive Last dient. Der Vorteil dabei ist, dass über die

Leitung nahezu keine Gleichspannung abfällt, weshalb der komplette Bereich der Versorgungsspannung zur Arbeitspunkteinstellung eingesetzt werden kann. Darüber hinaus kann das Ausgangssignal aufgrund der resonanten Ankopplung die Versorgungsspannung überschreiten. Für das initiale Design soll angenommen werden, dass die Flussspannung und somit die Basis-Emitter Spannung der Transistoren ungefähr 0,8 V beträgt. Es soll nun exemplarisch die Masche betrachtet werden, welche die Transistoren

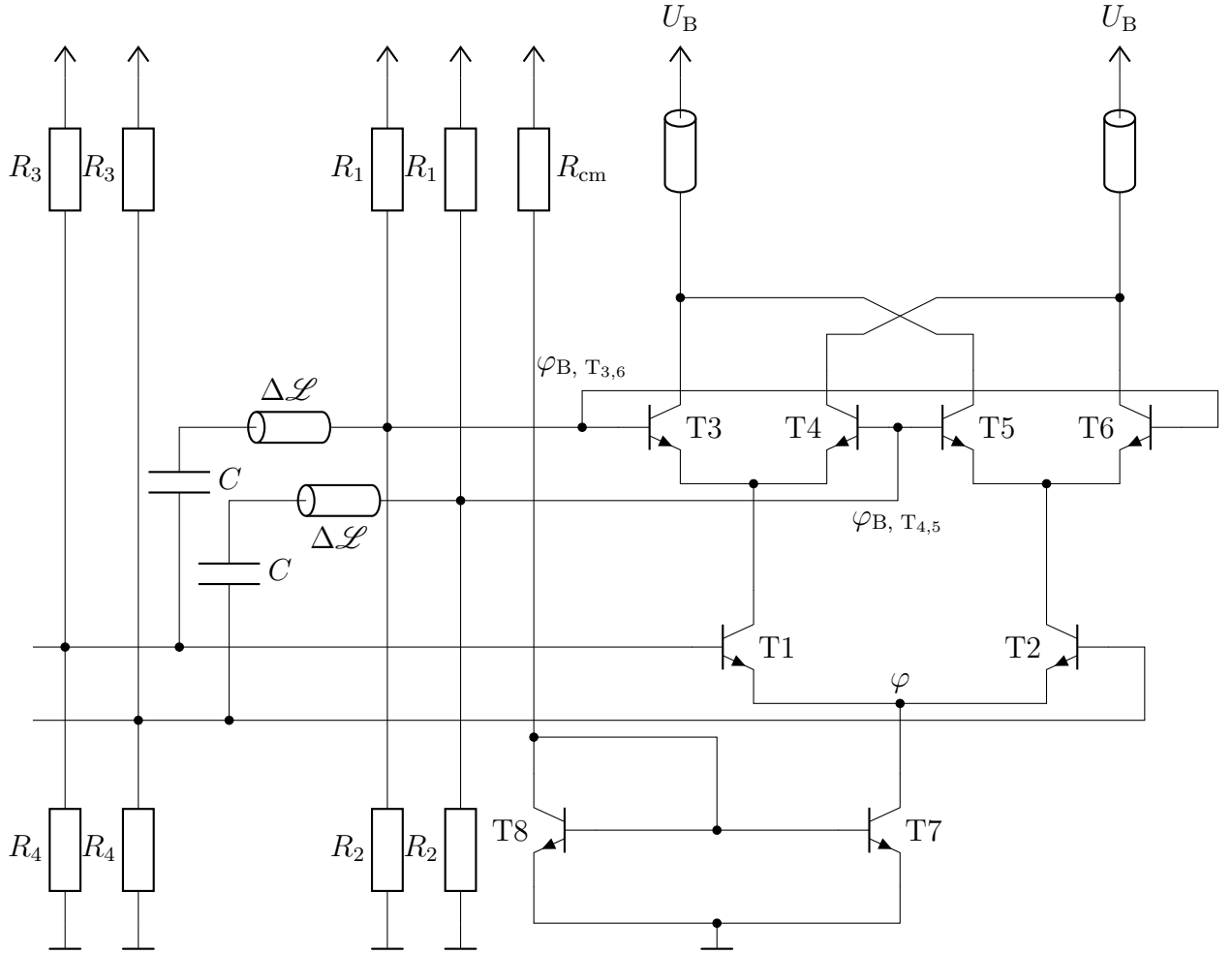


Abbildung 3.5: Schaltplan der differentiellen Gilbertzelle mit Stromspiegel und Spannungsteilern zur Arbeitspunkteinstellung..

T1, T3 und T7 umfasst. Unter Annahme einer gleichen Basis-Emitter Spannung bei allen Transistoren gilt:

$$U_B = 3U_{BE} + U_{CB, T1} + U_{CB, T3} + U_{CB, T7}. \quad (3.19)$$

Die Kollektor-Basis Spannung soll für den Initialentwurf bei allen Transistoren gleich sein, in diesem Fall beträgt sie 0,3 V. Die Basis der Transistoren T3 und T6. bzw. T4

und T5 soll sich daher auf dem Potenzial 3,0 V befinden. Um das zu gewährleisten, wird ein resistiver Spannungsteiler R_1 , R_2 eingesetzt. Für die genaue Bestimmung der Widerstandswerte müssen die Basisströme der Transistoren berücksichtigt werden, weil durch ihren Einfluss der Spannungsteiler belastet wird. Ihr Einfluss soll jedoch hier vernachlässigt werden, sodass vereinfacht gilt:

$$\varphi_{B, T_{3,6}} = \varphi_{B, T_{4,5}} = U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.20)$$

Für einen Gesamtwiderstand $R_1 + R_2 = 3\text{k}\Omega$, ergibt sich für die Widerstände:

$$R_2 = \frac{\varphi_{B, T_{3,6}}}{U_B} \cdot (R_1 + R_2) \approx 2.73\text{k}\Omega, \quad (3.21)$$

$$R_1 = 3\text{k}\Omega - R_2 \approx 270\Omega. \quad (3.22)$$

Die Breite der Widerstände muss außerdem an den Strom, der durch sie fließt, angepasst werden. Für den maximalen RMS-Strom in mA eines Polysilizium-Widerstands der B11HFC Technologie gilt:

$$I_{\text{Poly, RMS, max}} = 0,21 \frac{w}{\mu\text{m}} \sqrt{1 + \frac{0,33}{\frac{w}{\mu\text{m}}}} \text{ mA}, \quad (3.23)$$

mit w der Breite in μm . Der Strom durch die Widerstände R_1 und R_2 kann durch:

$$I = \frac{U_B}{R_1 + R_2} = 1,1\text{mA}, \quad (3.24)$$

approximiert werden. Die genaue Ermittlung der Ströme und anschließende Dimensionierung wird anhand der Simulationsergebnisse erfolgen. Mit dem aus Gl. 3.24 berechneten Strom und der (3.23) wird die Breite der Widerstände auf 6 μm eingestellt.

Beträgt die Spannung der Basisknoten der Transistoren T3 bis T6 nun 3 V, so befinden sich die Kollektorknoten der Transistoren T1 und T2 auf 2,2 V. Dementsprechend müssen ihre Basisknoten auf 1,9 V liegen, um eine Kollektor-Basis Spannung von 0,3 V einzustellen. Analog werden somit die Widerstände R_3 und R_4 , die das Potenzial der Basis festlegen, zu $R_4 \approx 1,72\text{k}\Omega$ und $R_3 \approx 1,28\text{k}\Omega$ bestimmt. Somit befindet sich das Potenzial des Kollektoranschlusses vom Stromspiegel auf 1,1 V.

Sind die Transistorspannungen entsprechend eingestellt, werden im nächsten Schritt die Transistoren dimensioniert und die Ströme festgelegt. Die Ströme durch die Transistoren setzen sich aus zwei Anteilen zusammen: einem Gleichanteil, der sich durch die Arbeitspunkteinstellung ergibt, und einem Wechselstromanteil, der durch das Eingangssignal entsteht. Wenn z.B. der Knoten φ betrachtet wird, ist der Kollektorstrom von T7 ein reiner Gleichstrom, weil sich die Wechselstromanteile von T1 und T2 aufgrund der differentiellen Aussteuerung kompensieren. Das heißt jedoch, dass der Effektivwert

des Stromes $I_{C, T7}$ nicht gleich der Summe der Effektivwerte der Emitterströme von T1 und T2 ist. Für die initiale Dimensionierung soll der Wechselstromanteil vernachlässigt werden. Haben die Transistoren, deren Emitter mit demselben Knoten verbunden sind, eine gleiche Emitterlänge, teilt sich der Strom gleichmäßig auf. Daraus folgt, dass die Emitterlänge der Transistoren T1 und T2 der halben Emitterlänge von T7 entspricht. Analog sind die Emitterlängen der Transistoren T3 bis T6 gleich der halben Emitterlänge von T1 bzw. T2. Die Emitterlänge von T7 soll hier $10 \mu\text{m}$ sein, die Emitterlängen der Transistoren T1 und T2 sind daher $5 \mu\text{m}$ und folglich $2,5 \mu\text{m}$ für die Transistoren T3 bis T6. Der Kollektorstrom des Transistors T7 ergibt sich nach (3.18) zu 15 mA . Da beim Stromspiegel durch die Einstellung der Basisstromverstärkungen der Transistoren das Stromspiegelungsverhältnis eingestellt werden kann, wird hier ein 5:1 Stromspiegel verwendet. Da der Kollektorstrom 15 mA beträgt, ist der Kollektorstrom von T8 3 mA . Die Emitterlänge des Transistors ist entsprechend $2 \mu\text{m}$. Für den Stromeinstellenden Widerstand ergibt sich:

$$R_{\text{cm}} = \frac{U_B - U_{\text{BE, T}}}{I_C} = 830 \Omega. \quad (3.25)$$

Um eine Phasendifferenz von 90° zwischen den Eingangssignalen einzustellen, kann ein Leitungsstück eingesetzt werden, dass das Signal zu den Transistoren entsprechend verzögert. Dafür wird eine Leitungslänge von $\lambda/4$ benötigt, die sich bei $f = 75 \text{ GHz}$ zu:

$$\Delta \mathcal{L} = \frac{c_0}{4f\sqrt{\varepsilon_r}} = 500 \mu\text{m} \quad (3.26)$$

berechnet, mit $\varepsilon_r = 4$ der Permittivität von SiO_2 . Außerdem wird ein Kondensator C in Reihe zur Leitung, um nur den Wechselstromanteil des Eingangssignals einzukoppeln. Hier soll $C = 300 \text{ fF}$ betragen.

3.3.3 Simulation und Optimierung

Für die Analyse dieser Schaltung werden hier drei unterschiedliche Simulationen durchgeführt. Mit der Streuparametersimulation werden die Anpassung an die Quelle und Last ausgewertet. Darauffolgend wird eine transiente Simulation durchgeführt, anhand der die Ströme und Spannungen der Schaltung im Zeitbereich ermittelt werden können. Die Zeitbereichsdaten können in einem weiteren Schritt ausgewertet werden, so ist es beispielsweise möglich, den quadratischen Mittelwert eines Stroms zu ermitteln. Im Anschluss wird eine Harmonic Balance Simulation durchgeführt, die das diskrete Leistungsspektrum der harmonischen der Signalfrequenz ermittelt.

Abb. 3.6 zeigt die komplette Schaltung der zu untersuchenden Gilbertzelle. An den Verbindungen zwischen den Transistoren werden Leitungsabschnitte eingesetzt, um einerseits die Verbindungen zu modellieren und um sie andererseits als Optimierungsparemeter einzusetzen. Die Leitung zwischen der Stromquelle und dem Verdoppler sowie die Leitungen, die den Transistor T1 mit T3 und T4, bzw. T2 mit T5 und T6 verbinden,

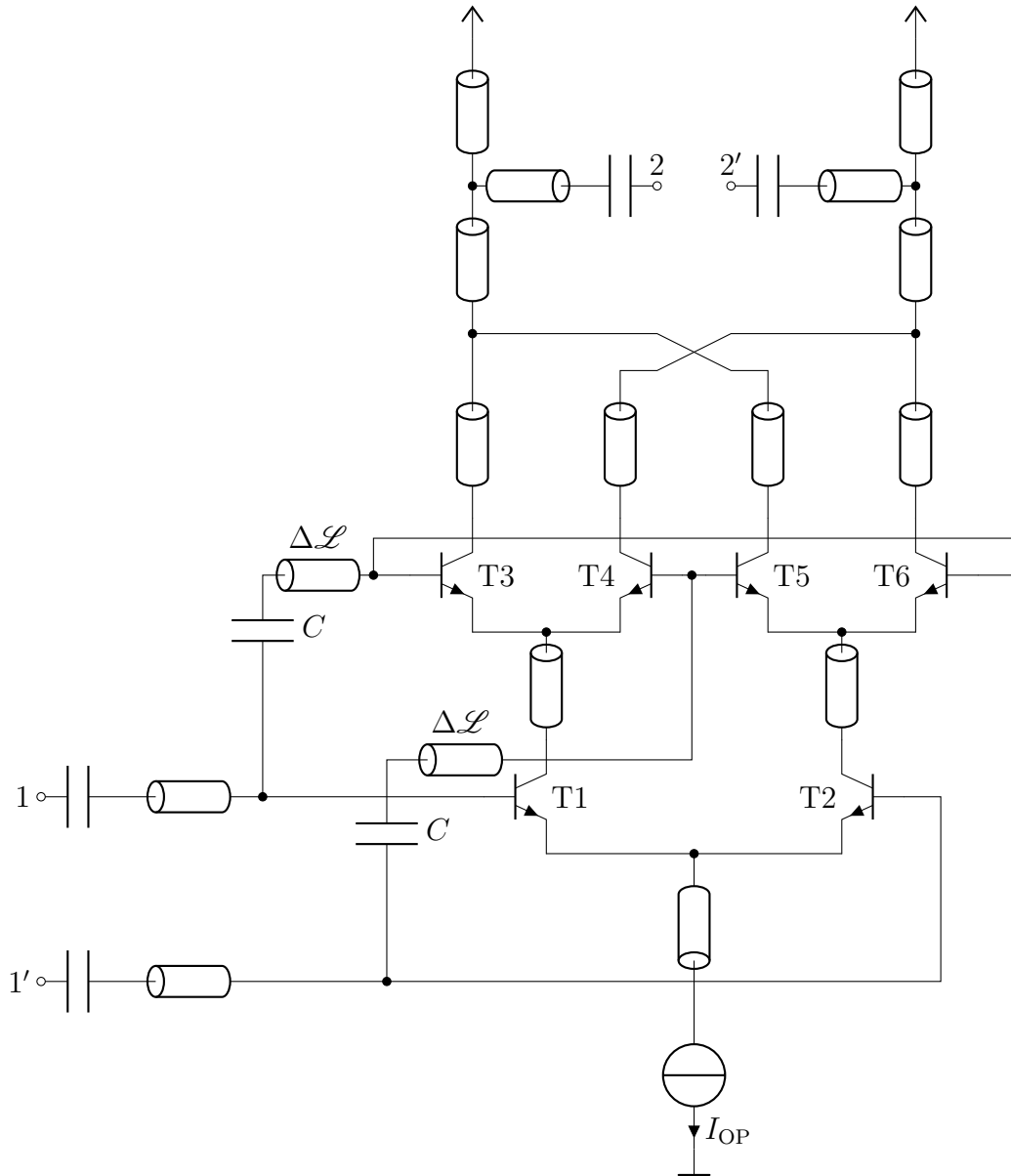


Abbildung 3.6: Vereinfachter Schaltplan der differentiellen Gilbertzelle ohne Arbeitspunkteinstellung.

sollen zunächst $100 \mu\text{m}$ betragen. Die Verbindung zur Versorgungsspannung wird durch zwei Leitungsabschnitte der Länge $80 \mu\text{m}$ hergestellt. Der Eingang und Ausgang der Gilbertzelle werden an eine differentielle 100Ω Quelle, respektive Last angepasst. Die ausgangsseitige Anpassung dient hier nur zu Vergleichszwecken, da im Anschluss der 150 GHz Verdoppler an den 300 GHz Verdoppler angepasst wird. Zur Anpassung wird eine Serienschaltung aus einem Kondensator und einer Transmissionsleitung eingesetzt. Die Leitung dient dazu, die Impedanz des Verdopplers auf eine induktive Impedanz mit

einem Realteil von ungefähr $100\ \Omega$ zu transformieren. Die in Serie geschaltete Kapazität kompensiert schließlich den Imaginärteil. Für eine breitbandigere Anpassung wird der Imaginärteil nicht komplett kompensiert. Abb. 3.7 zeigt den Eingangs- und Ausgangsreflektionskoeffizienten des Gilbertzellenverdopplers nach der Anpassung. Es ist zu sehen, dass in einem Bereich von ungefähr 60 GHz bis 90 GHz der Eingangsreflektionskoeffizient kleiner als 10 dB ist.

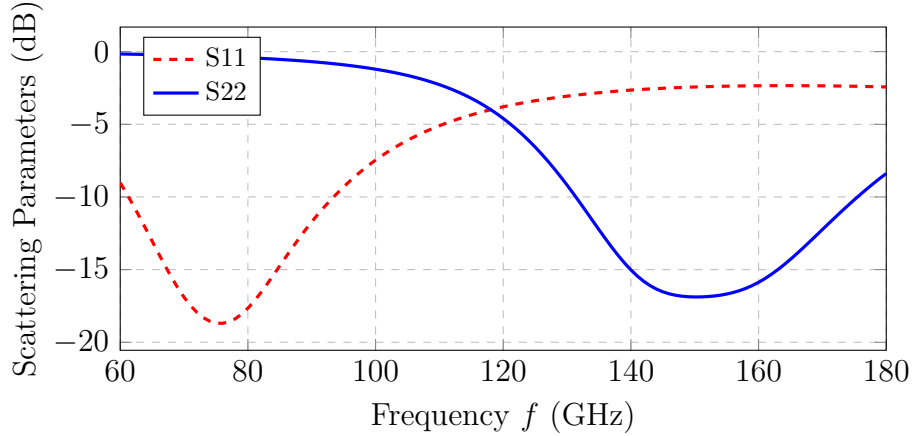


Abbildung 3.7: Ein- und Ausgangsanpassung des Gilbertzellenverdopplers.

Nach der Anpassung sollen nun im Rahmen einer transienten Simulation die Ströme und Spannungen innerhalb der Schaltung untersucht werden. Abb. 3.8, in der die Spannungen zwischen den Basis-Anschlüssen von T1 und T2 sowie zwischen T3 und T4 dargestellt sind, zeigt, dass wie vorhergesagt eine 90° Phasenverschiebung zwischen den Spannungen vorliegt. Des Weiteren werden die Effektivwerte der Kollektorströme

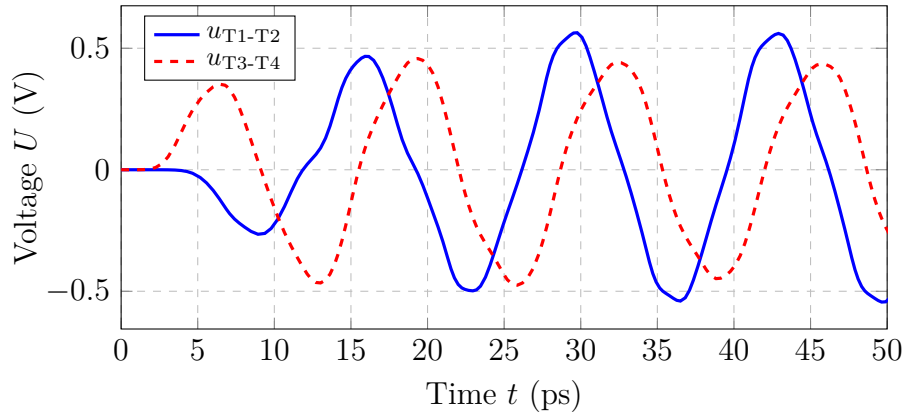


Abbildung 3.8: Vergleich der Spannungen zwischen den Basis-Anschlüssen von T1 und T2 sowie T3 und T4.

sämtlicher Transistoren bestimmt, um im nächsten Schritt die Emitterlängen der Tran-

sistoren den Strömen anzupassen. Tabelle 3.1 fasst diese Werte für das initiale Design zusammen.

| Transistor | T1-T2 | T3-T6 | T7 | T8 |
|-------------------------------|-------|-------|-------|-----|
| $I_{C, \text{RMS, opt}}$ (mA) | 7,36 | 3,62 | 14,86 | 2,8 |
| $I_{C, \text{RMS, ist}}$ (mA) | 11,78 | 5 | 18,2 | 2,6 |

Tabelle 3.1: Vergleich der optimalen und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme.

Anhand der Simulationsdaten ist zu erkennen, dass nahezu jeder Transistor oberhalb des optimalen Kollektorstroms arbeitet. Für die Simulationen wurde das HICUM-Modell eingesetzt, bei welchem die Transitfrequenz und somit auch die Stromverstärkung stark von der Stromdichte abhängen. Oberhalb der optimalen Stromdichte ist ein stärkerer Abfall der Transitfrequenz zu bemerken als unterhalb. Der Einfluss der erhöhten Stromdichte spiegelt sich schließlich in der Ausgangsleistung wieder. Abb. 3.9 zeigt das Ergebnis der Harmonic Balance Simulation, in der die Ausgangsleistung als Funktion der Frequenz dargestellt wird. Bei einer Eingangsleistung von 5 dBm beträgt die Leistung der zweiten Harmonischen nur -12 dBm. Zur Optimierung dieser Schaltung werden

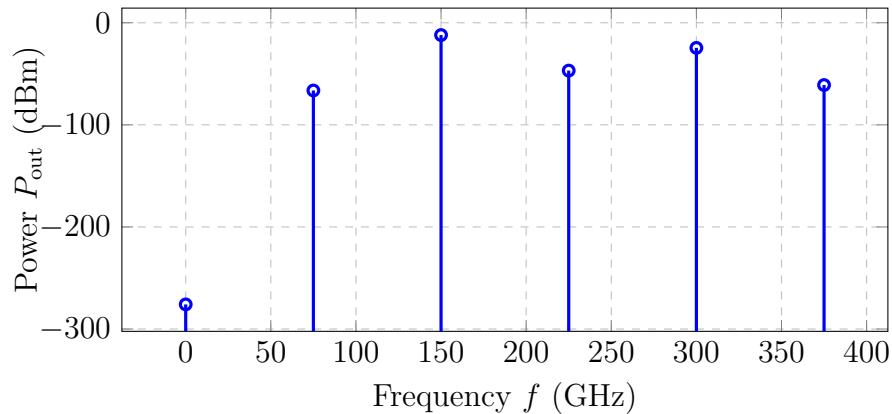


Abbildung 3.9: Harmonic Balance Simulation des initial entworfenen Gilbertzellenver-dopplers.

iterativ die Ein- und Ausgangsanpassung sowie die Emitterlängen der Transistoren angepasst, bis schließlich die nahezu optimalen Ströme durch jeden Transistor fließen. In Tabelle 3.2 werden die so ermittelten Emitterlängen und Effektivwerte der Kollektorströme zusammengefasst, während in Abb. 3.10 die Streuparameter der optimierten Schaltung dargestellt werden.

Anhand der Ströme und Spannungen, die durch eine transiente Simulation ermittelt wurden, kann das Funktionsprinzip der Schaltung analysiert werden. In Abb. 3.11a

| Transistor | T1-T2 | T3-T6 | T7 | T8 |
|--|-------|-------|-------|-----|
| $L_{\text{emitter}} \text{ (}\mu\text{m)}$ | 7 | 3,5 | 10 | 2 |
| $I_{\text{C, RMS, opt}} \text{ (mA)}$ | 10,36 | 5,1 | 14,86 | 2,8 |
| $I_{\text{C, RMS, ist}} \text{ (mA)}$ | 9,7 | 5,1 | 14,32 | 2,3 |

Tabelle 3.2: Vergleich der optimalen und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme.

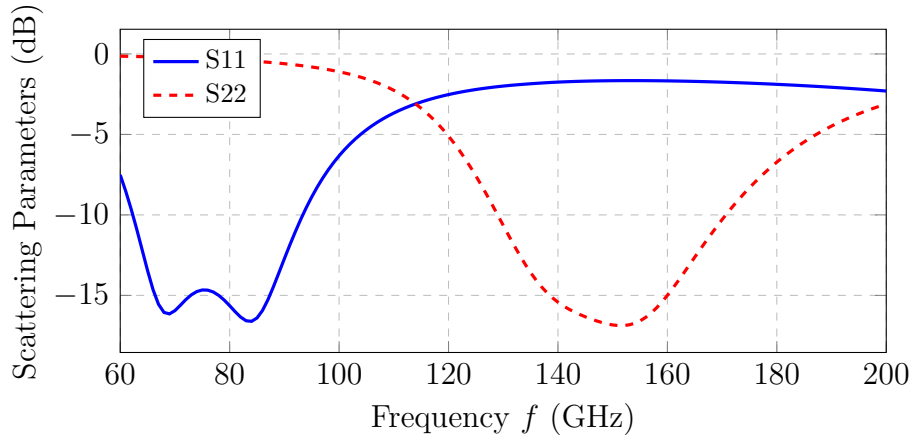
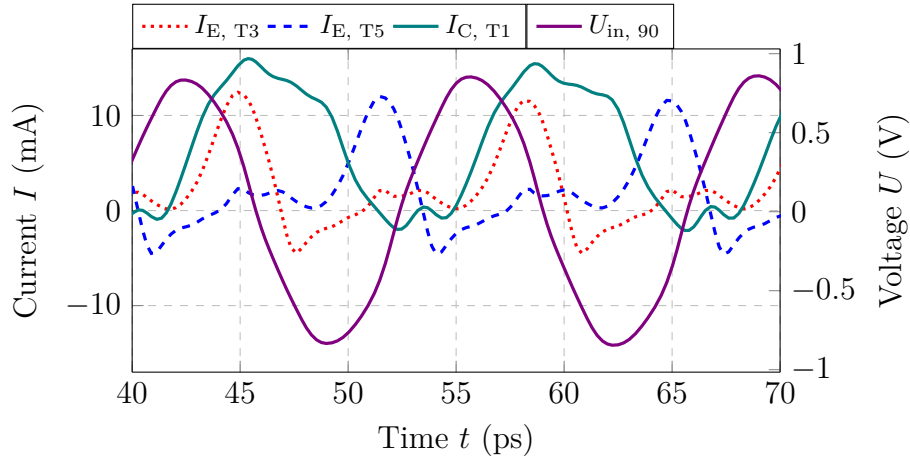


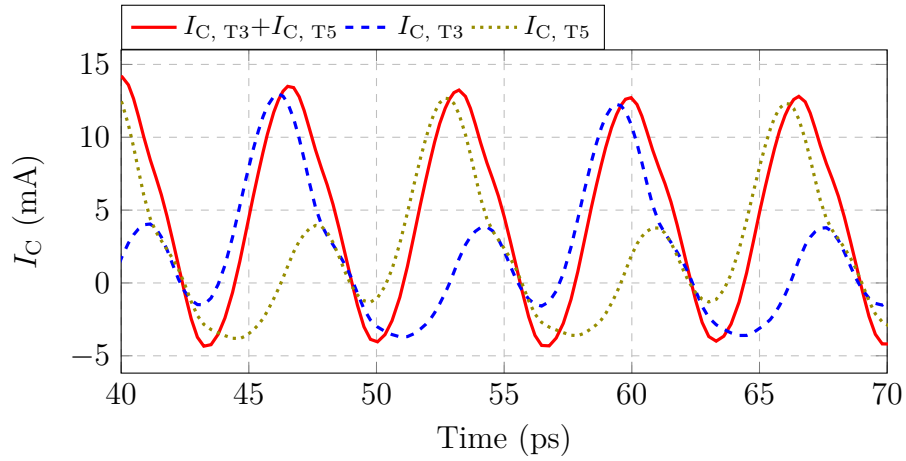
Abbildung 3.10: Ein- und Ausgangsanpassung des optimierten Gilbertzellenverdopplers.

werden die Spannung zwischen den Basis-Anschlüssen von T3 und T4, die Emittterströme der Transistoren T3 und T5, sowie der Kollektorstrom von T1 dargestellt. Es ist zu sehen, dass während der positiven Halbwelle der betrachteten Spannung der Emittterstrom von T3 dem Kollektorstrom von T1 folgt. Während der negativen Halbwelle leitet findet nahezu kein Stromfluss durch T3 statt. Es findet eine Multiplikation des Kollektorstroms von T3 und der betrachteten Spannung statt. Transistor T5 hingegen leitet während der negativen Halbwelle, weil er dem Kollektorstrom vom Transistor T2 folgt, der dem negativen Kollektorstrom von T1 entsprechen sollte. In Abb. 3.11b werden dann die Kollektorströme der Transistoren T3 und T5 gezeigt. Es wird dazu noch der Strom, der durch die Aufsummierung am Knoten entsteht, gezeigt. Nach der Aufsummierung entsteht schließlich der gewünschte dominante Strom doppelter Frequenz.

Anschließend soll hier der Einfluss der Kollektor-Basis Spannung der Transistoren auf die Ausgangsleistung betrachtet werden. Hierzu wird zunächst der Kollektor von T7 auf das Potenzial 0,9 V festgelegt, sodass die Basis-Kollektor Spannung von T7 100 mV beträgt. Das wird dadurch gewährleistet, dass das Basispotenzial der Transistoren T1 und T2 auf 1,7 V gesenkt wird. Da der Stromspiegel im Idealfall ausschließlich einen Gleichstrom liefert, kann seine Kollektor-Basis Spannungen geringer werden, solange der Transistor im Normalbetrieb ist. Schließlich wird der Widerstand R_1 in einem Be-



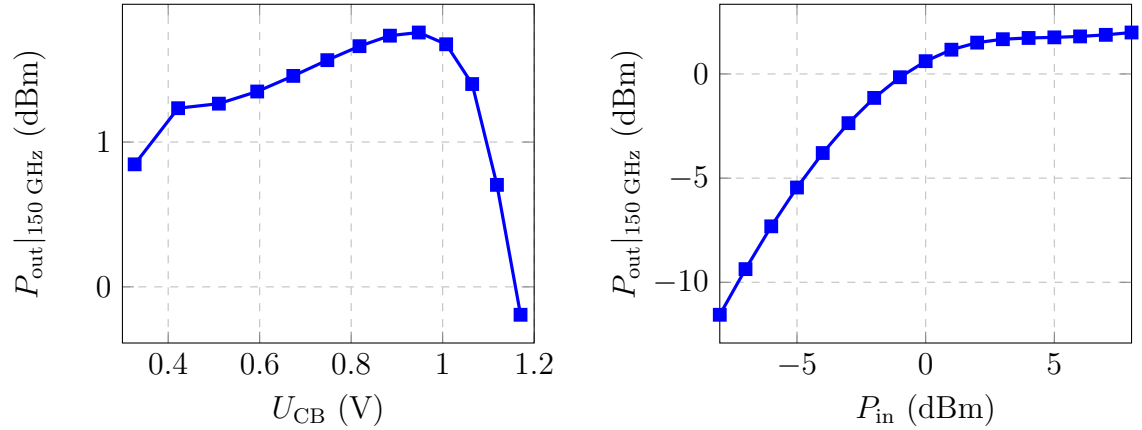
(a) Emittierströme der Schaltertransistoren, Kollektorstrom des Eingangstransistors T1 sowie die Spannung an den Basis-Anschlüssen der Transistoren T3 und T4.



(b) Kollektorströme der Schaltertransistoren und der Strom am gemeinsamen Knoten.

Abbildung 3.11: Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des 150 GHz Gilbertzellenverdopplers.

reich von $300 \, \Omega$ bis $1,2 \, \text{k}\Omega$ variiert, um somit das Basispotenzial der Transistoren T3 bis T6 zu variieren. Je größer R_1 wird, desto geringer wird das Basispotenzial. Im Umkehrschluss heißt das, dass die Kollektor-Basis Spannung der Transistoren T3 bis T6 größer wird, während die Kollektor-Basis Spannung von T1 und T2 kleiner wird. Abb. 3.12 zeigt die Leistung der zweiten Harmonischen am Ausgang als Funktion der Kollektor-Basis Spannung. Es ist zu sehen, dass mit steigender Kollektor-Basis Spannung die Ausgangsleistung zunimmt. Ab einem bestimmten Punkt nimmt sie jedoch ab. Das liegt daran, dass schon ab einer Kollektor-Basis Spannung von $0,8 \, \text{V}$ bei T3, die Kollektor-Basis Spannung von T1 $0 \, \text{V}$ ist. Weil jedoch die Transistoren T1 und T2 lediglich einen Strom der Frequenz $75 \, \text{GHz}$ liefern, während die Transistoren T3 bis T6 den Strom doppelter Frequenz leiten, steigt die Leistung trotzdem, bis schließlich die



(a) Ausgangsleistung als Funktion der Kollektor-Basis Spannung der Transistoren T3 bis T6 bei einer Eingangsleistung von +5 dBm. (b) Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung bei $U_{\text{CB}} = 0,9 \text{ V}$.

Abbildung 3.12: Einfluss der Kollektor-Basis Spannung der Transistoren T3 bis T6 (links) sowie der Eingangsleistung (rechts) auf die Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen beim Gilbertzellenverdoppler.

Transistoren T1 und T2 nicht mehr im Normalbetrieb sind. Es wird eine Ausgangsleistung von maximal 1.7 dBm bei 5 dBm Eingangsleistung erreicht. Abschließend soll noch die Eingangsleistung variiert werden und dabei die Ausgangsleistung betrachtet werden. Hierzu wird die Eingangsleistung von -8 dBm bis 8 dBm erhöht. Abb. 3.12 zeigt schließlich die Leistung der zweiten Harmonischen über die Eingangsleistung, während Abbildung 3.13 das Ein- und Ausgangssignal im Zeitbereich darstellt.

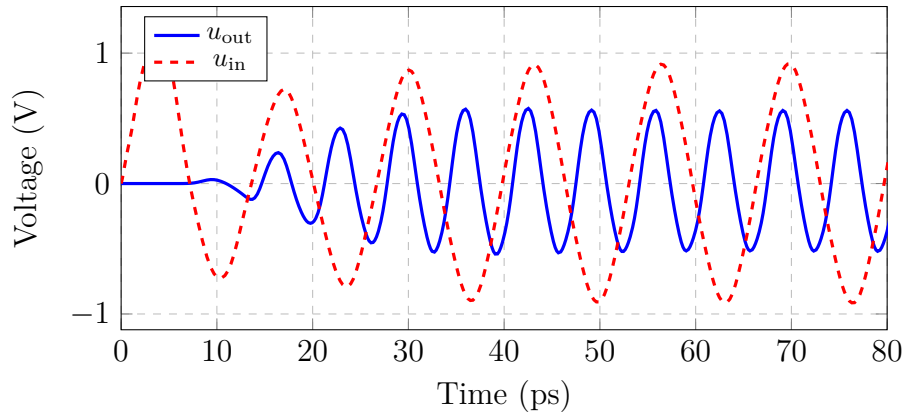


Abbildung 3.13: Vergleich der Ein- und Ausgangsspannung des Gilbertzellenverdopplers.

3.4 Entwurf eines differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers mit Kaskode

3.4.1 Funktionsprinzip

Zur Erläuterung der Arbeitsweise dieser Topologie soll zunächst ein Single-Ended Push-Push Verdoppler ohne Kaskode betrachtet werden. Abb. 3.14 zeigt seinen prinzipiellen Aufbau. An die Basis-Anschlüsse der Transistoren wird ein differentielles Eingangssi-

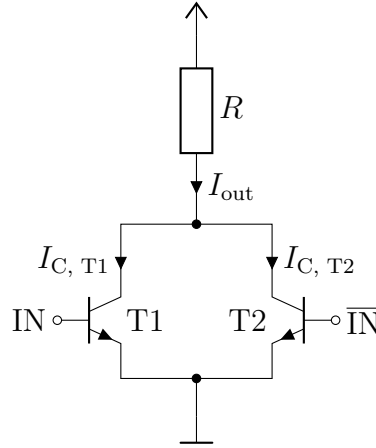


Abbildung 3.14: Prinzipieller Schaltung eines Single-Ended Push-Push Verdopplers.

gnal eingespeist, während die Kollektor- und Emitter-Anschlüsse des Transistors T1 mit den jeweiligen Kollektor- und Emitter-Anschlüssen von T2 verbunden sind. Die Transistoren leiten jeweils nur die positive Halbwelle des Eingangssignals, sodass durch eine anschließende Überlagerung der Kollektor-Ströme ein Strom doppelter Frequenz mit einem Gleichanteil entsteht. Befinden sich beide Transistoren im Normalbetrieb, so gilt:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{out}} &= I_{\text{C, T1}} + I_{\text{C, T2}} = \\
 &= \beta I_S \exp\left(\frac{U_{\text{OP}} + \frac{\hat{u}_0}{2} \cos(\omega_0 t)}{U_{\text{th}}}\right) + \beta I_S \exp\left(\frac{U_{\text{OP}} - \frac{\hat{u}_0}{2} \cos(\omega_0 t)}{U_{\text{th}}}\right) = \\
 &= 2\beta I_S \exp\left(\frac{U_{\text{OP}}}{U_{\text{th}}}\right) \cosh\left(\frac{\hat{u} \cos(\omega_0 t)}{2U_{\text{th}}}\right). \tag{3.27}
 \end{aligned}$$

Dabei ist β die Stromverstärkung der Transistoren, I_S der Sättigungssperrstrom, U_{OP} die Arbeitspunktspannung, U_{th} die Temperaturspannung, \hat{u} und ω_0 die Amplitude und Frequenz des differentiellen Eingangssignals. Durch eine Taylorreihen-Entwicklung der cosh-Funktion ergibt sich schließlich für den Strom durch den Widerstand R :

$$I_{\text{out}} \approx \left(2 + \frac{U_0^2}{8U_{\text{th}}^2}\right) \beta I_S \exp\left(\frac{U_{\text{OP}}}{U_{\text{th}}}\right) + \frac{U_0^2}{8U_{\text{th}}^2} \beta I_S \exp\left(\frac{U_{\text{OP}}}{U_{\text{th}}}\right) \cos(2\omega_0 t). \tag{3.28}$$

Solange sich die Transistoren im Normalbetrieb befinden, besteht der Ausgangsstrom dieser Topologie ausschließlich aus geraden Harmonischen der Eingangsfrequenz.

Der in diesem Abschnitt zu untersuchende Verdoppler basiert auf der Topologie aus [58] und erzeugt, im Gegensatz zur zuvor erläuterten Topologie, ein differentielles Ausgangssignal. Das wird so erreicht, indem zwei Single-Ended Verdoppler eingesetzt werden, deren differentielle Eingangssignale um 90° zu einander verschoben werden. Da durch die Frequenzverdopplung auch die Phase verdoppelt wird, beträgt die Phasendifferenz der beiden Ausgangssignale 180° . Hier wird zusätzlich für jeden Verdoppler jeweils ein Transistor in Basisschaltung eingesetzt, der das Ausgangssignal zusätzlich verstärkt. Ihre Basis-Anschlüsse werden miteinander Verbunden, um die Gleichtakt-Unterdrückung zu erhöhen [58].

3.4.2 Arbeitspunkteinstellung

Abb. 3.15 zeigt die Schaltung des oben genannten Verdopplers. Der Übersichtlichkeit halber werden die Elemente zur Arbeitspunkteinstellung nicht dargestellt. Es werden hier die relevanten Knoten markiert, deren Potenziale ähnlich wie im vorherigen Abschnitt durch Spannungsteiler eingestellt werden. Die Stromquelle wird wieder in Form eines 5:1 Stromspiegels realisiert.

Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt nach demselben Verfahren wie in Abschnitt 3.3.2. Hier sollen initial die Kollektor-Basis-Spannungen aller Transistoren wieder 0,3 V betragen, sodass eine gleiche Verteilung der Knotenpotentiale wie beim Initialentwurf der Gilbertzelle entsteht. Aus diesem Grund können die Widerstandswerte aus dem Abschnitt 3.3.2 übernommen werden, wobei die Widerstände R_1 und R_2 das Potenzial der Basis der Kaskodentransistoren festlegt und die Widerstände R_3 und R_4 die Potentiale der Verdoppler-Transistoren. Der Ausgangstransistor des Stromspiegels soll wieder eine Emitterlänge von $5\text{ }\mu\text{m}$ aufweisen, sodass die initialen Emitterlängen der Verdoppler-Transistoren T1, T2, T4 und T5 $5\text{ }\mu\text{m}$ betragen. Weil durch den Kaskoden-Transistor die Kollektorströme von zwei Transistoren fließen, wird seine Emitterlänge auf $10\text{ }\mu\text{m}$ eingestellt. Wie bei dem Gilbertzellenverdoppler wird auch hier zunächst anhand der Streuparametersimulation die Anpassung am Ein- und Ausgang vorgenommen. Wieder wird dazu eine Serienschaltung aus einer Leitung und einem Kondensator eingesetzt. Die sich schließlich ergebenden Streuparameter werden in Abb. 3.16 dargestellt.

Durch die transiente Simulation können die Kollektorströme der Transistoren erneut ermittelt werden. Sie werden in Tab. 3.3 zusammengefasst. Anhand der Daten ist zu erkennen, dass sich alle Ströme oberhalb der optimalen Werte befinden. Durch iteratives Verändern der Emitterlängen werden die gewünschten Stromverhältnisse eingestellt. Die erzielten Ströme sowie final gewählten Emitterlängen sind in Tabelle 3.4 gegeben. Zur

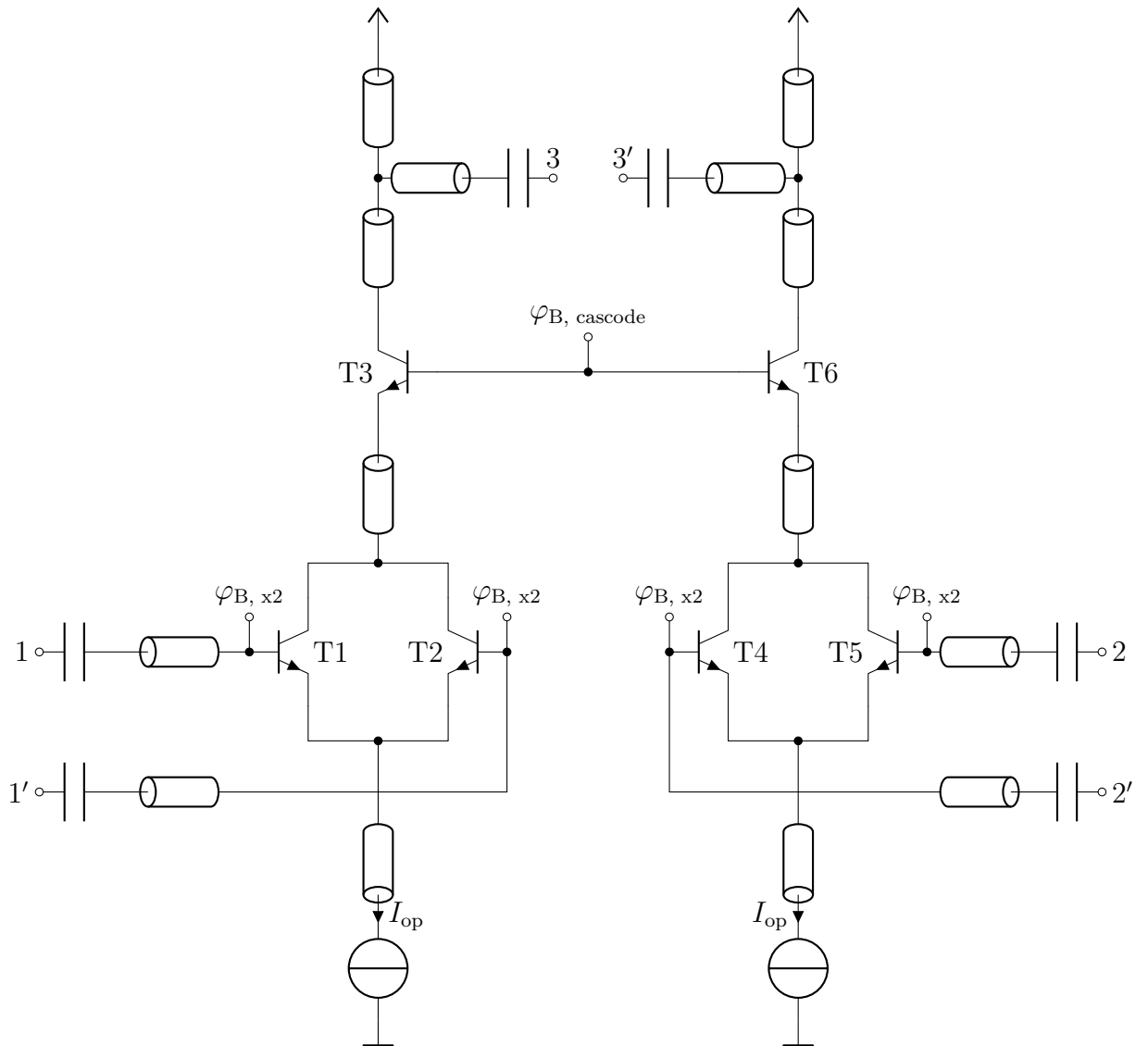


Abbildung 3.15: Schaltplan des differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers zur Simulation mit Cadence.

| Transistor | T1-T2 | T3 | T4-T5 | T6 | T _{cm, out} |
|-------------------------------|-------|-------|-------|-------|----------------------|
| $I_{C, \text{RMS, opt}}$ (mA) | 7,40 | 14,86 | 7,4 | 14,86 | 14,86 |
| $I_{C, \text{RMS, ist}}$ (mA) | 14,7 | 17,4 | 14,7 | 17,4 | 17,7 |

Tabelle 3.3: Vergleich der erwarteten und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme des 150 GHz Push Push Verdopplers.

Verdeutlichung des Funktionsprinzips der Schaltung soll Abb. 3.17 betrachtet werden. Wie Abbildung 3.17a zeigt, fließt nur dann ein Kollektorstrom, wenn die Basis-Emitter

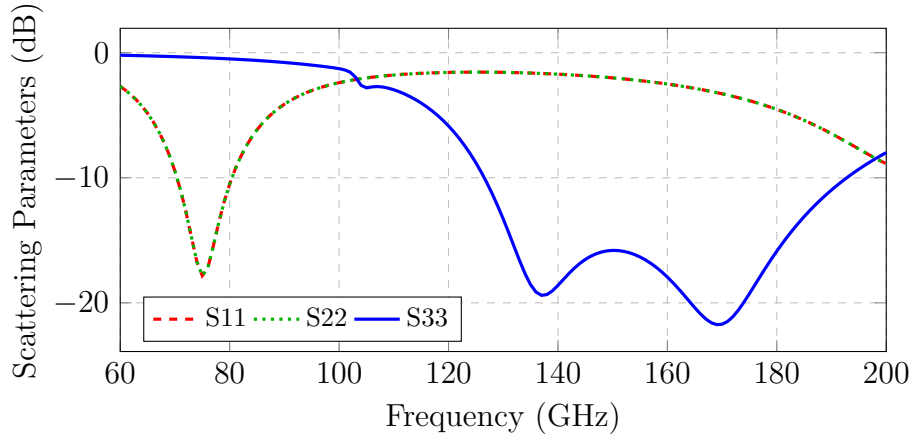


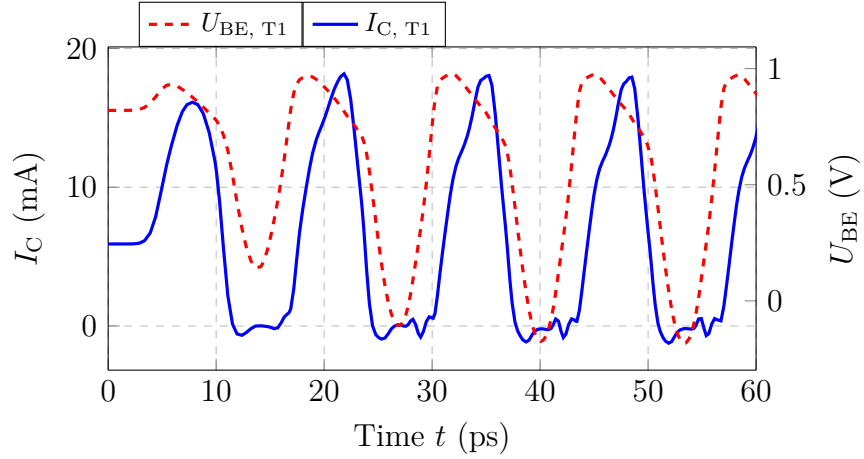
Abbildung 3.16: Ein- und Ausgangsanpassung des Push-Push Verdopplers mit Kaskode.

| Transistor | T1-T2 | T3 | T4-T5 | T6 | T _{cm, out} |
|--|-------|-------|-------|-------|----------------------|
| L_{emitter} (μm) | 6,4 | 10 | 6,4 | 10 | 10 |
| $I_{\text{C, RMS, soll}}$ (mA) | 9,7 | 14,86 | 9,7 | 14,86 | 14,86 |
| $I_{\text{C, RMS, ist}}$ (mA) | 9,42 | 14,18 | 9,42 | 14,18 | 12,42 |

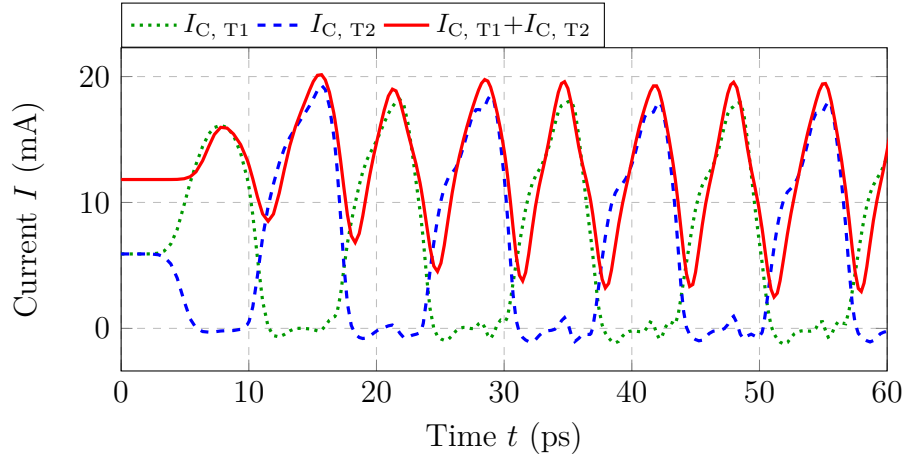
Tabelle 3.4: Vergleich der erwarteten und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme.

Spannung des Transistors oberhalb der Flussspannung ist. Der Transistor leitet daher nur während der halben Periode. Der Strom durch den zweiten Transistor des Verdopplerpaars gilt dasselbe, jedoch ist sein Strom um eine halbe Periode verzögert. In Abb. 3.17b werden die Kollektorströme beider Transistoren dargestellt. Durch eine anschließende Überlagerung am Ausgangsknoten entsteht nur der Strom mit verdoppelter Frequenz und einem Gleichstromanteil.

Eine anschließende Harmonic Balance Simulation zeigt (s. Abb. 3.18), dass die Ausgangsleistung der zweiten Harmonischen 2,2 dBm beträgt, was bereits höher ist als die Ausgangsleistung des optimierten Gilbertzellenverdopplers. Darüber hinaus ist die Leistung der anderen Frequenzkomponenten gegenüber der Gilbertzelle geringer. Weiterhin kann hier gesehen werden, dass die zweite und sechste Harmonische über die höchsten Leistungen verfügen. Alle ungeraden Harmonischen erfahren eine Dämpfung aufgrund des Funktionsprinzips des Verdopplers. Die Unterdrückung der geraden Harmonischen ist durch die Phasenverschiebung der Eingangssignale bedingt. Diese beträgt 90° und skaliert mit dem Vervielfachungsfaktor, d.h. die Phasendifferenz der zweiten harmonischen ist 180° , sodass die am Ausgang abgegriffene Spannungsdifferenz maximiert wird. Allgemein beträgt die Phasendifferenz 180° bei jeder $4k+2$ -ten Harmonischen und 360° bei jeder $4k$ -ten Harmonischen, mit $k \in \mathbb{N}_0$, sodass jede $4k$ -te Harmonische eine starke Dämpfung erfährt.



(a) Basis-Emitter Spannung und der korrespondierende Kollektorstrom.



(b) Kollektorströme der Verdopplertransistoren und der daraus resultierende Strom doppelter Frequenz.

Abbildung 3.17: Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des 150 GHz Push Push Verdopplers.

Im nächsten Schritt wird wieder das Basispotenzial der Transistoren T1, T2, T4 und T5 so weit gesenkt, dass die Kollektor-Basis Spannung vom Stromspiegel nur 50 mV beträgt. Der Widerstand R_1 , der das Basispotenzial der Kaskode festlegt, soll im Bereich von 100 Ω bis 1500 Ω variiert werden, um somit das Basispotenzial zu variieren. Wie bei der Gilbertzelle wird dadurch das Basispotenzial geringer, was in einer höheren Kollektor-Emitter Spannung der Transistoren T3 und T6 resultiert. Die Kollektor-Emitter Spannungen der Verdopplerpaare sinkt dadurch. Nach der Einstellung der Kollektor-Basis Spannungen soll abschließen die Eingangsleistung variiert werden und dabei die Ausgangsleistung betrachtet werden. In Abb. 3.19 wird das Ergebnis dieser Untersuchungen zusammengefasst.

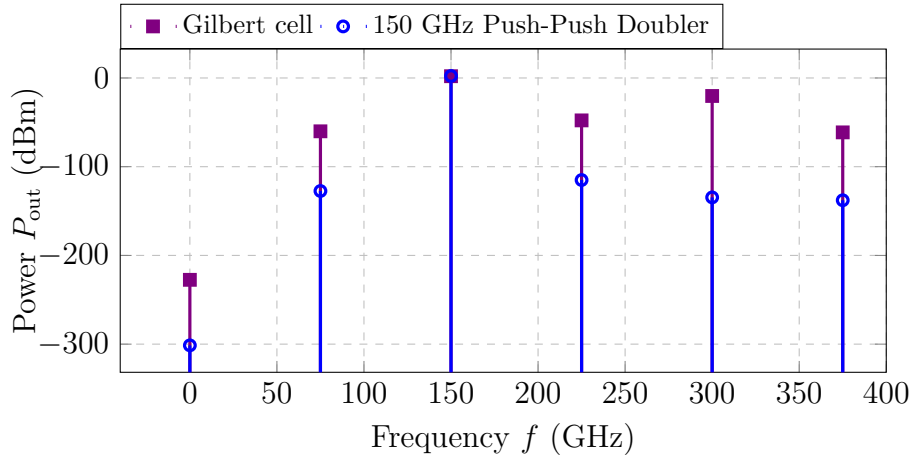
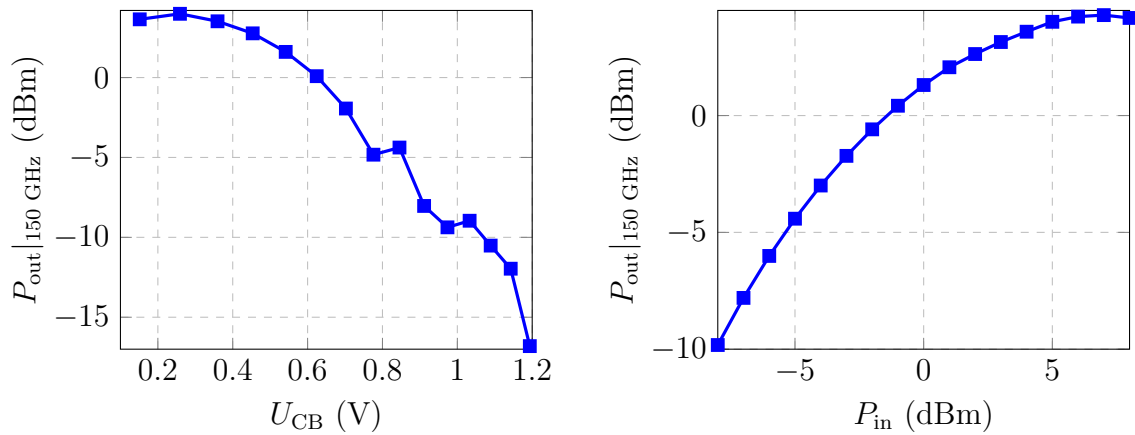


Abbildung 3.18: Harmonic Balance Simulation des initial entworfenen Push-Push Verdopplers mit Kaskode verglichen mit der Harmonic Balance Simulation des optimierten Gilbertzellenverdopplers.



(a) Ausgangsleistung mit der Kollektor-Basis Spannung als Einstellungsparameter. Die Ausgangsleistung beträgt dabei +5 dBm.
(b) Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung bei $U_{CB} = 0,3$ V.

Abbildung 3.19: Einfluss der Kollektor-Basis Spannung der Transistoren sowie der Eingangsleistung auf die Ausgangsleistung.

Im Gegensatz zum Gilbertzellenverdoppler wird hier die maximale Ausgangsleistung bei einer Kollektor-Basis Spannung der Transistoren T3 und T6 von 0,3 V erreicht. In diesem Fall beträgt die Kollektor-Basis Spannung der Transistoren T1, T2, T4 und T5 0,6 V. Bezüglich der Abhängigkeit von der Eingangsspannung kann gesehen werden, dass ab +4 dBm Eingangsleistung die Ausgangsleistung sättigt. Bei +8 dBm ist sogar eine Leistungsabnahme bemerkbar. Das liegt daran, dass sich durch die hohe

eingangsseitige Aussteuerung die Transistoren nicht immer im Normalbetrieb befinden, wodurch die Leistung der zweiten Harmonischen sättigt, während die der anderen zunimmt. In Abb. 3.20 wird der zeitliche Verlauf der Kollektor-Basis Spannungen einer Verdoppler-Transistors und eines Kaskoden-Transistors für eine Eingangsleistung von 8 dBm dargestellt, wo zu sehen ist, dass diese bei beiden Transistoren durchaus negativ wird.

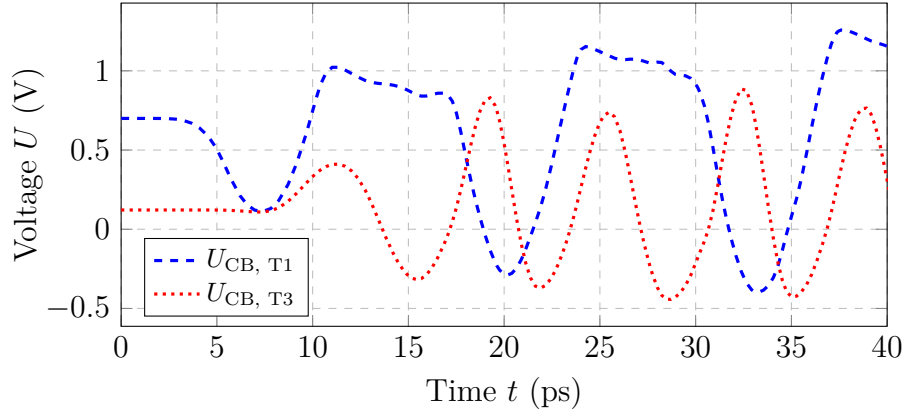


Abbildung 3.20: Verlauf der Kollektor-Emitter Spannungen des 150 GHz Push Push Verdopplers bei einer Eingangsleistung von 8 dBm.

3.5 Entwurf eines differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode

Bedingt durch die Sättigung der Ausgangsleistung der Push-Push Verdopplers mit Kaskode soll in diesem Abschnitt nun dieselbe Topologie, d.h. zwei Push-Push Verdoppler mit differentielltem IQ-Eingangssignal, jedoch ohne Kaskode untersucht werden. Dies erhöht nun den Wertebereich, den die Kollektor-Basis Spannung der Transistoren erreichen kann, sodass auch bei höheren Aussteuerungen die Transistoren im Normalbetrieb bleiben.

In Abb. 3.21 wird die Schaltung dargestellt. Für die Dimensionierung wird die Emitterlänge des Ausgangstransistors vom Stromspiegel auf $10 \mu\text{m}$ gewählt, sodass die Transistoren T1 bis T4 entsprechend eine Emitterlänge von $5 \mu\text{m}$ haben. Die Kollektorpotenziale der Transistoren T1 bis T4 betragen 3,3 V, wenn der Spannungsabfall über die Transmissionsleitungen vernachlässigt werden kann. Für den initialen Entwurf sollen sich die Basis-Anschlüsse der Transistoren auf 3 V befinden. Das wird durch den Einsatz eines Spannungsteiler bestehend aus den Widerständen $R_1 = 270 \Omega$ und $R_2 = 2,73 \text{ k}\Omega$ erreicht.

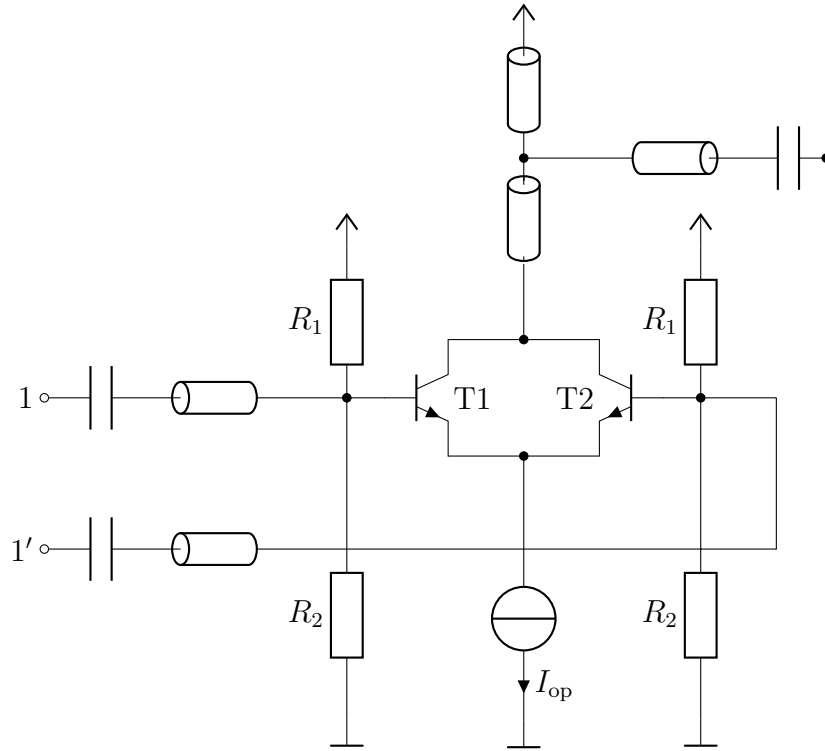


Abbildung 3.21: Schaltung einer Hälfte des differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers.

Es soll hier nun nur der optimierte Verdoppler gezeigt werden. In Tab. 3.5 werden die Effektivwerte der Ströme in dieser Schaltung nach einer transienten Simulation zusammengefasst. Für die Eingangsanpassung, welche aus einer Serienschaltung einer

| Transistor | T1-T4 | $T_{\text{cm, out}}$ |
|--------------------------------------|-------|----------------------|
| $L_{\text{emitter}} (\mu\text{m})$ | 7.9 | 10 |
| $I_{\text{C, RMS, opt}} (\text{mA})$ | 11.72 | 14,86 |
| $I_{\text{C, RMS, ist}} (\text{mA})$ | 11.28 | 15 |

Tabelle 3.5: Vergleich der erwarteten und der durch die transiente Simulation ermittelten Kollektorströme.

Kapazität und Leitung besteht, ist hier eine Leitungslänge von 500 μm notwendig. Im Rahmen der B11HFC Technologie stehen verschiedene Anschlussanordnungen beim Hochgeschwindigkeitstransistor zur Verfügung. Aufgrund der unterschiedlichen Geometrien der Anschlüsse sind verschiedene Basiswiderstände und Eingangskapazitäten zu erwarten. Die Eingangsanpassung wird daher für sämtliche Anschlusskonstellationen erneut durchgeführt, sodass die Ausgangsleistung für den jeweiligen Fall ermittelt werden kann. In Tabelle 3.6 werden die Ausgangsleistungen und die für die Eingangsanpassun-

gen notwendigen Leitungslängen zusammengefasst. Die Eingangsleistung beträgt dabei immer 8 dBm.

| Transistor | P_{out} (dBm) | \mathcal{L}_{in} (μm) |
|------------|------------------------|---|
| BEC | 6,48 | 505 |
| BEBC | 5,57 | 470 |
| CBEC | 5,54 | 475 |
| CBEBEC | 5,27 | 472 |
| CEBEC | 4,23 | 483 |
| CBEBEBC | 3,41 | 468 |

Tabelle 3.6: Vergleich der Ausgangsleistungen und Anpassleitungslängen für verschiedene Transistortypen.

Bei allen anderen Anschlusskonstellationen ist die Serienleitung kürzer als der ursprünglich verwendeten BEC-Anordnung, wobei die Ausgangsleistung jedoch abnimmt. Aus diesem Grund wird trotzdem die BEC-Anschlussanordnung eingesetzt. Ein alternatives Anpassnetzwerk zur Reduktion der notwendigen Leitungslänge ist in Abb. 3.22 dargestellt. Es werden zwischen der Serienkapazität und Leitung Kapazitäten zu Masse angeschlossen. Durch die Parallelschaltung werden sowohl der Real- als auch der Imaginärteil der an den Leitungsklemmen eingesehenen Impedanz beeinflusst. Durch Variieren der drei Größen wurde schließlich ein Anpassnetzwerk mit einer Leitungslänge von $\ell_{\text{msl}} = 370 \mu\text{m}$ realisiert. Dabei betragen die Serienkapazität $C_{\text{se}} = 130 \text{ fF}$ und die Shuntkapazität $C_{\text{sh}} = 80 \text{ fF}$. Im Verhältnis zum initialen Anpassnetzwerk ist eine Leitungsverkürzung von $120 \mu\text{m}$ erreicht worden.

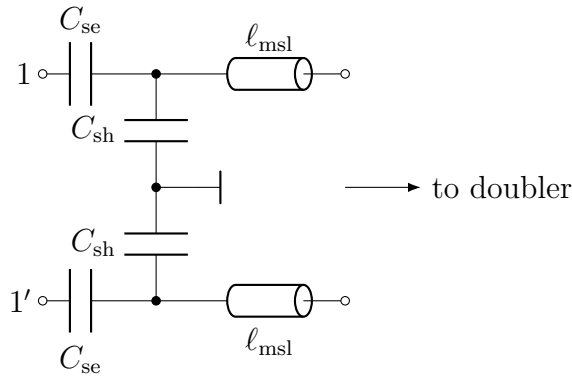


Abbildung 3.22: Eingangsanpassnetzwerk des 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode.

In Abb. 3.23 werden die Eingangsreflektionskoeffizienten für dieses Anpassnetzwerk dargestellt. In Abb. 3.24a sind die zeitlichen Verläufe des Ein- und Ausgangssignals

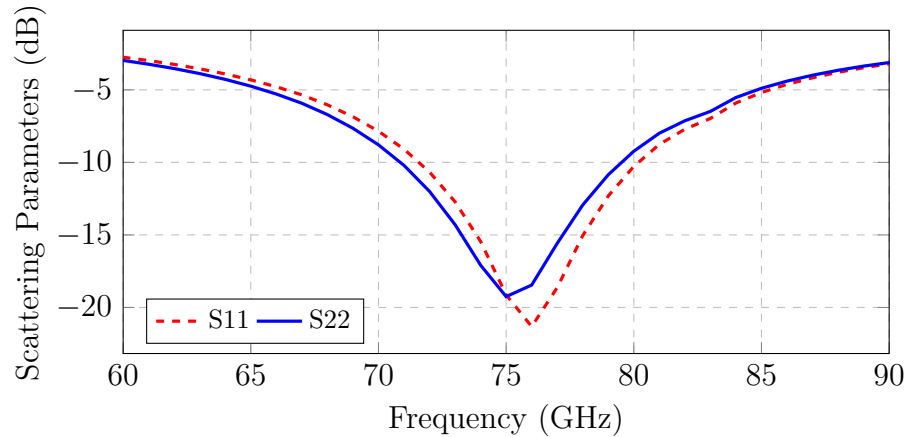


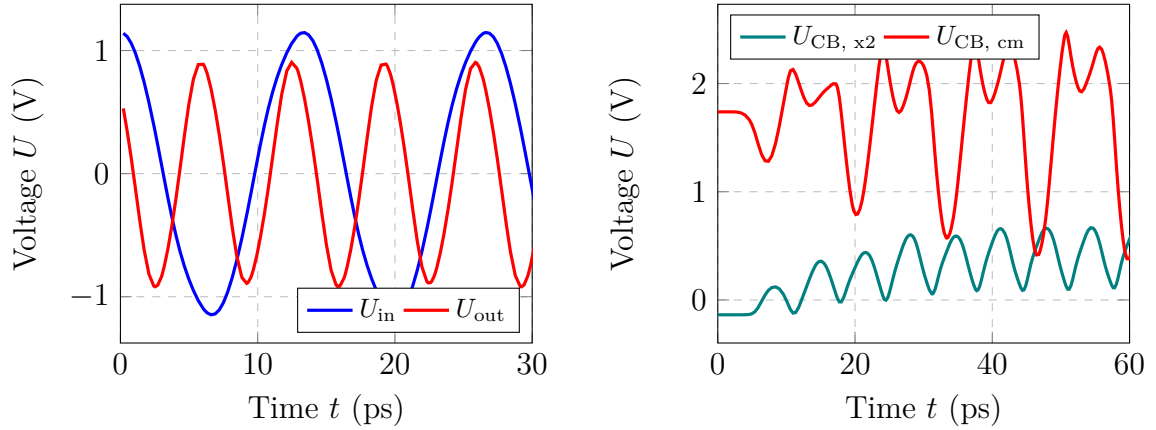
Abbildung 3.23: Eingangsanpassung des 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode.

dargestellt. In Abb. 3.24b sind außerdem die Kollektor-Basisspannungen eines der Verdoppler Transistoren und des Ausgangstransistors des Stromspiegels aufgetragen. Es ist zu sehen, dass die Spannungen stets positiv ist – die Transistoren befinden sich daher stets im Normalbetrieb.

Da zur Speisung des Verdopplers ein differentielles IQ-Signal eingesetzt wird, soll der Einfluss eines Phasenfehlers untersucht werden. Hierzu soll die Phase des Q-Signals Werte im Bereich zwischen 80° und 100° annehmen und dabei wird die Ausgangsleistung betrachtet. In Abbildung 3.25 wird das Ergebnis dieser Untersuchung dargestellt. Die Leistung der zweiten Harmonischen ist nahezu konstant für die betrachteten Phasen. Die geringste Leistung dieser ist 6,27 dBm bei $\varphi = 80^\circ$. Ebenfalls bleibt die Leistung der fundamentalen Moden nahezu konstant. Das liegt daran, dass bereits am Ausgang eines der beiden Verdoppler die Fundamentale unterdrückt worden ist. Die Phasenabhängigkeit der vierten Harmonischen ist hier auch zu sehen.

3.6 Entwurf eines Single-Ended 300 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode

Weil bei 300 GHz die Transistoren der B11HFC Technologie oberhalb ihrer Transitfrequenz arbeiten, verursacht jeder Transistor in der Verdopplerschaltung Verluste. Aus diesem Grund wird für die letzte Verdopplerstufe ein Single-Ended Push Push Verdoppler ohne Kaskode eingesetzt. Die Dimensionierung der Schaltung erfolgt nach derselben Methode wie bei den vorherigen Topologien. Für die initiale Untersuchungen soll dieser Verdoppler eingangsseitig differentiell auf $100\ \Omega$ und Ausgangsseitig auf Single-Ended $50\ \Omega$ angepasst werden. Weil der Aufbau identisch zum 150 GHz Push Push Verdoppler



(a) Vergleich der Ein- und Ausgangsspannung (b) Kollektor-Basis Spannungen der Transistoren innerhalb der Schaltung.
des differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode.

Abbildung 3.24: Zeitlicher Verlauf der Spannungen des 150 GHz Push Push Verdopplers ohne Kaskode.

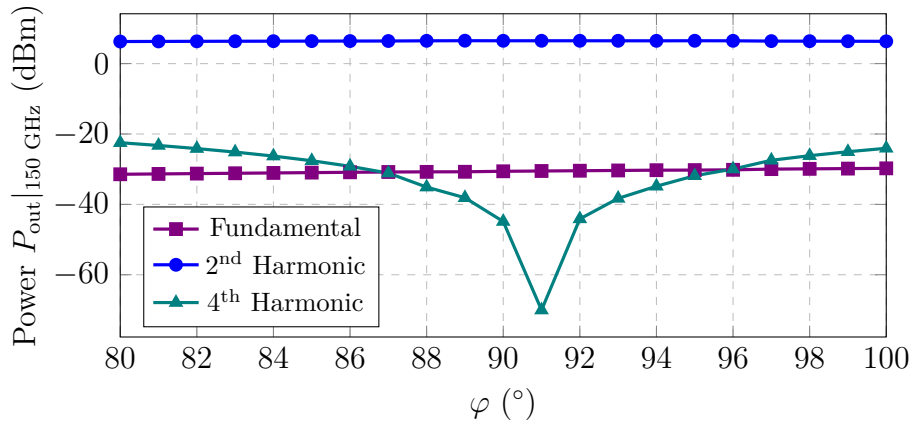


Abbildung 3.25: Einfluss der Phasenverschiebung zwischen den I- und Q-Eingangssignalen auf die Ausgangsleistung der jeweiligen Harmonischen.

ohne Kaskode ist, werden für den initialen Entwurf dieselben Parameter übernommen. Für die Eingangsleistung wird 6 dBm angenommen. Im Anschluss werden die beiden Verdopplerstufen aneinander angepasst und es wird anschließend die optimale Last dieser Schaltung ermittelt, anhand welcher die Antennen entworfen werden.

Es soll hier wieder von der optimierten Schaltung ausgegangen werden, deren Aufbau her identisch zur Schaltung aus Abb. 3.21 ist. Im nächsten Schritt soll durch Variieren des Widerstands R_1 die Kollektor-Basis Spannung der Verdopplertransistoren variiert

werden und die dazugehörige Ausgangsleistung ermittelt werden. In Abb. 3.26 wird das Ergebnis zusammengefasst. Wie das auch beim 150 GHz Push-Push Verdoppler ohne

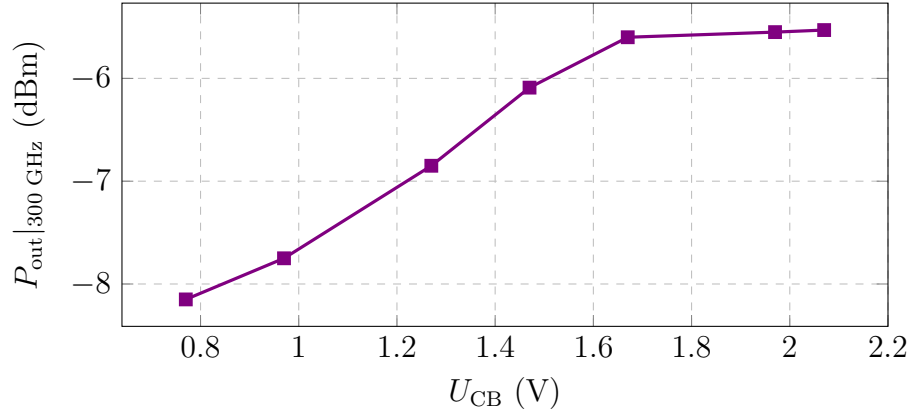


Abbildung 3.26: Einfluss der Kollektor-Basis Spannung auf die Ausgangsleistung des 300 GHz Push-Push Verdopplers.

Kaskode der Fall war, steigt die Ausgangsleistung mit der Kollektor-Basis Spannung an. Die Sättigung der Leistung ist durch die Tatsache bedingt, dass der Stromspiegel-Transistor nicht mehr im Normalbetrieb ist und somit die Ströme der Topologie beeinflusst werden.

Es sollen hier wieder die unterschiedlichen Anschlusskonstellationen der Transistoren betrachtet und ihr Einfluss auf die Ausgangsleistung ermittelt werden. Weil hier die Leitungslänge der Anpassnetzwerke dieser Topologie nicht relevant ist, werden in Tab. 3.7 lediglich die Ausgangsleistungen zusammengefasst.

| Transistor | P_{out} (dBm) |
|------------|-----------------|
| BEC | -5,3 |
| BEBC | -6,48 |
| CBEC | -5,71 |
| CBEBC | -6,26 |
| CEBEC | -7,47 |
| CEBEBC | -8,56 |

Tabelle 3.7: Vergleich der Ausgangsleistungen und Anpassleitungslängen für verschiedene Transistortypen.

Die höchste Ausgangsleistung wird beim BEC-Transistor erreicht. Das beruht auf der Tatsache, bei den anderen Transistortypen aufgrund der Anzahl an Anschlüssen die parasitären Kapazitäten größer sind, welche schließlich die Leistung beschränken.

3.7 Entwurf eines 300 GHz Frequenzvervierachers

Die bisherigen Analysen haben gezeigt, dass der Push-Push Verdoppler ohne Kaskode die höchste Leistung der zweiten Harmonischen bereitstellt. Darüber hinaus besteht diese Topologie aus der geringsten Anzahl an Bauelementen, was in einer geringeren Chip-Fläche resultieren kann. Aus diesem Grund wird der zur realisierende Frequenzvervierfache aus dieser Verdoppler Stufe und dem 300 GHz Push-Push Verdoppler aufgebaut. Eingangsseitig wird eine Anpassung an $100\ \Omega$ mit dem in Abschnitt 3.5 gezeigten Anpassnetzwerk durchgeführt. Zur Anpassung der beiden Verdoppler soll eine Serienschaltung zweier $50\ \Omega$ Leitungen benutzt werden, zwischen denen sich eine Serienskapazität befindet. Die Ermittlung der Größen erfolgt durch eine systematische Variation der dieser und Beobachtung der Ausgangsleistung. Die daraus resultierende Gesamtleitungslänge beträgt $179\ \mu\text{m}$ mit einer Kapazität von 53fF .

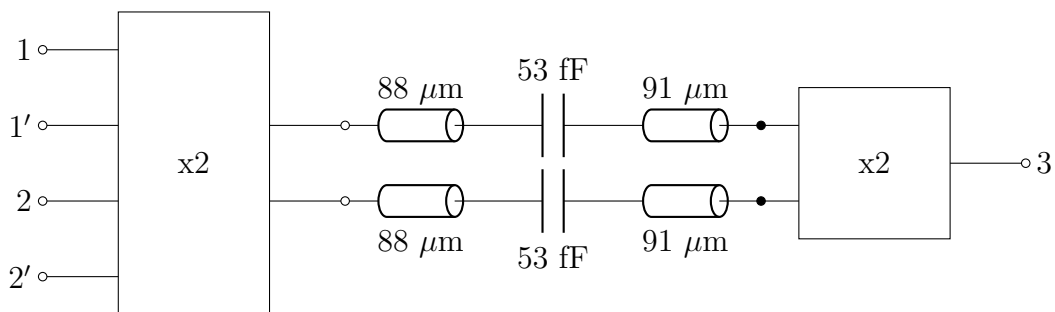
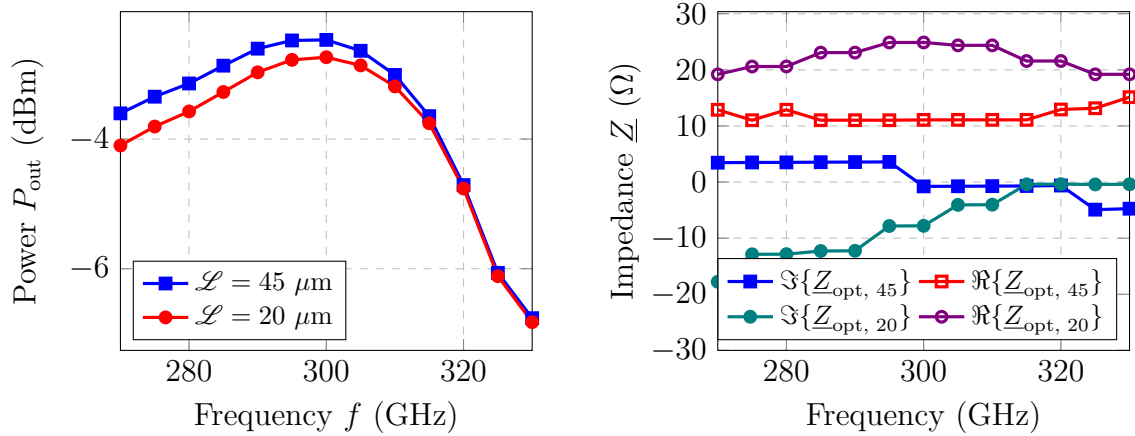


Abbildung 3.27: Schematische Darstellung der Anpassung der Verdopplerstufen.

Weil der Ausgang vom Vervierfacher in der Speisepunkt der Antenne versetzt werden soll, wird hier keine ausgangsseitige Anpassung an eine feste Impedanz vorgenommen. Es soll jedoch die für die maximale Ausgangsleistung notwendige, optimale Last ermittelt werden. Dies wird im Rahmen einer *Loadpull* Simulation durchgeführt. Dabei geht es um eine systematische Belastung der Schaltung mit in einem festen Bereich vorgegebenen Lasten. Für jede Last wird in diesem Fall die Ausgangsleistung dokumentiert und im Anschluss können diese Daten in Form von Leistungskonturen dargestellt werden. Hier soll nun in einem Eingangs-Frequenzbereich von $67,5\ \text{GHz}$ bis $82,5\ \text{GHz}$ anhand der Loadpull die optimale Lastimpedanz und die dazu korrespondierende Ausgangsleistung ermittelt werden. Darüber hinaus soll die Länge der Lastleitung des 300 GHz Verdopplers variiert werden, um ihren Einfluss auf die zu ermittelnden Größen zu untersuchen. Der Ausgang wird dabei in der Mitte der Leitung abgegriffen.

In Abb. 3.28 werden exemplarisch die Frequenzverläufe der optimalen Last sowie der Ausgangsleistung für zwei unterschiedliche Längen der Lastleitung dargestellt. Bezüglich der Leistungsverläufe ist zu sehen, dass im Falle einer längeren Leitung unterhalb von 310 GHz die Leistung um ungefähr 0,4 dB höher ist. Zu höheren Frequenzen ist eine rapide Leistungsabnahme zu beobachten, die sowohl durch die Eingangsanpassung als auch die Tatsache, dass die Stromverstärkung mit der Frequenz abnimmt, erklärt werden kann. Es wird jedoch trotzdem eine 3 dB Bandbreite von mehr als 55 GHz erreicht.



(a) Leistungsspektren bei Belastung des Viererfelds mit seiner optimalen Last. (b) Optimale Impedanz für zwei exemplarische Leitungslängen als induktive Last.

Abbildung 3.28: Leistungsspektren sowie die optimale Impedanz für zwei unterschiedliche induktive Lastleitungen.

Des Weiteren werden in Abb. 3.28b die optimalen Lastimpedanzen für die betrachteten Leitungslängen über den simulierten Frequenzbereich dargestellt. Zunächst ist zu sehen, dass der Realteil von $\underline{Z}_{\text{opt}, 45}$ über den gesamten Frequenzbereich konstant bleibt. Er beträgt 12Ω und steigt an den Rändern des betrachteten Frequenzbereichs bis zu 15Ω an. Der Imaginärteil von $\underline{Z}_{\text{opt}, 45}$ nimmt mit der Frequenz ab, jedoch bleibt dieser auch in einem großen Bereich konstant. Der Realteil von $\underline{Z}_{\text{opt}, 20}$ ist hingegen doppelt so groß bei 300 GHz und beträgt 25Ω . Es ist daher zu sehen, dass die Vervierfachervariante mit der längeren Lastleitung besser durch niederohmige Lasten belastet wird, während bei der Variante mit der kürzeren Lastleitung eine bessere Anpassung an Impedanzen eines größeren Realteils durchgeführt werden kann. Es kann somit zum Schluss gekommen werden, dass durch die Einstellung der Lastleitung der letzten Verdopplerstufe sowohl die Ausgangsleistung in einem beschränkten Bereich als auch die optimale Last beeinflusst werden können.

3.8 Layout des 150 GHz Push-Push Verdopplers

In diesem Abschnitt soll der Layoutprozess sowie das Layout des Frequenzvervierachers gezeigt werden. Zunächst werden hier als Stromquellen Stromspiegel mit Stromgegenkopplung eingesetzt (s. Abb. 3.29). An die Emitteranschlüsse der Transistoren wird jeweils ein Widerstand angeschlossen. Die Widerstandswerte werden so gewählt, dass der Spannungsabfall darüber 50 mV beträgt. Der Vorteil der Stromgegenkopplung ist die erhöhte Temperaturstabilität. Wird nämlich die Temperatur der Schaltung höher, so steigt entsprechend der Kollektorstrom. Das erhöht jedoch den Spannungsabfall über die Emitterwiderstände, was wiederum den Strom reduziert. Für die Widerstände werden hier TantalNitrid Widerstände eingesetzt, die im Verhältnis zu den Polysilizium-Widerständen eine höhere Leitfähigkeit haben und bei gleicher Breite eine höhere elektrische Stromdichte führen können. Besteht ausreichend Platz auf dem Chip kann zusätzlich eine Kapazität zwischen den Basis-Anschlüssen und Masse eingesetzt werden, die einen ggf. bestehenden Wechselstromanteil zu Masse kurzschließt.

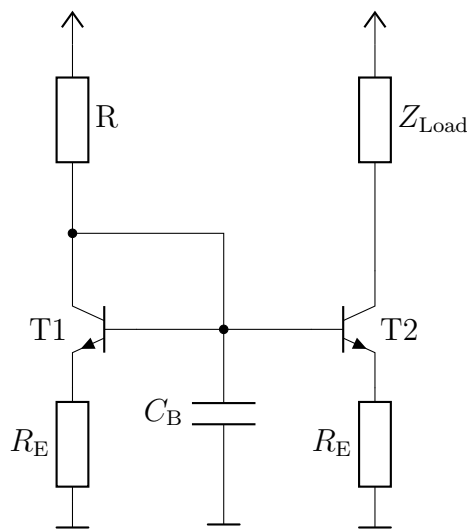


Abbildung 3.29: Stromspiegel mit Stromgegenkopplung und Bypass Kondensator.

Das Layout wird gemäß Abbildung 3.30 in mehrere Funktionsblöcke aufgeteilt, die einen symmetrischen und modularen Zusammenbau des finalen Layouts ermöglichen.

So zeigt Abb. 3.31 den Verdopplerkern, der aus dem Verdopplertransistorpaar und ihren arbeitspunkteinstellenden Widerständen besteht. Initial befinden sich alle Transistoranschlüsse auf der tiefsten Metallebene (M1). Die Kollektoranschlüsse werden hier über eine M1-Fläche miteinander verbunden, während für die Verbindung der Emitter-Anschlüsse diese zunächst über ein Via auf die höchste Kupferlage (M6) gebracht werden, wo sie schließlich miteinander verbunden werden. Die Basis-Anschlüsse werden



Abbildung 3.30: Layout des 300 GHz Frequenzvervierachers ohne Antenne mit gekennzeichneten Funktionsblöcken.

über eine M1-Fläche mit den Widerständen verbunden, die dann mit der Versorgungsspannung auf M3 bzw. Masse auf M1 verbunden werden. Für die hier vorgestellten Layouts wird die M3 Lage für die Versorgungsspannung eingesetzt, während die Lagen M1, M2 und M4 für die Masseanschlüsse eingesetzt werden.

In Abb. 3.32 wird das Layout des Stromspiegels dargestellt. Für eine niederohmige Verbindung zwischen den Transistoranschlüssen und dem stromeinstellenden Widerstand wird eine M1-Fläche eingesetzt, deren Breite der Breite des Widerstands entspricht und die beide Transistoren enthält. Es werden um die Transistorkontakte, die nicht mit diesem Widerstand verbunden sind, rechteckige Ausschnitte in diese gemacht. Die Emittoren beider Transistoren werden über ein Via mit der M5-Lage verbunden, wo diese dann mit den entsprechenden TaN-Widerständen verbunden werden. Aufgrund der Breite der hier eingesetzten TaN-Widerstände werden sie (ihre Transistoren entsprechen auch) orthogonal zueinander positioniert, um für ein kompakteres Layout zu sorgen. Der Kollektor des Transistors wird auf die M2-Lage gebracht, wo er im nächsten Schritt mit

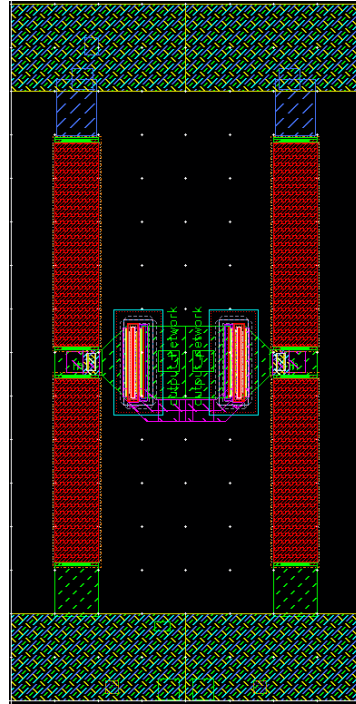


Abbildung 3.31: Layout des 150 GHz Push-Push Verdopplerkerns.

dem Verdoppler verbunden wird. Der Kondensator wird über dem Widerstand positioniert, um somit die Chip-Fläche zu reduzieren. Die Positionierung des Kondensators über dem Widerstand ist hier nur möglich, weil durch den Stromspiegel überwiegend ein Gleichstrom fließt. Es werden *via grids* eingesetzt, welche aus $10\ \mu\text{m} \times 10\ \mu\text{m}$ Metallflächen der Metalllagen M1 bis M4 mit einer quadratischen Ausschnitt in der Mitte bestehen. In der Mitte befinden sich Kontaktierungen von M1 bis M4, die mit Ausnahme des M3-Vias mit den korrespondierenden Metallflächen aus dem Metal Grid verbunden werden. Dadurch wird sichergestellt, dass die Metalllagen M1, M2 und M4 auf dem Massepotenzial liegen.

Im nächsten Schritt werden die parasitären Einflüsse des Layouts im Rahmen einer Parasitenextraktion ermittelt. Diese können nach der Extraktion im Schaltungssimulator berücksichtigt werden. Anhand der Ergebnisse sollen die weiteren Komponenten des Layouts optimiert werden. Hier werden im Rahmen der Parasitenextraktion die parasitären Einflüsse in Form von RC-Netzwerken modelliert. Da diese (RC-Netzwerke) keine Übertragungsleitungen modellieren können, werden für Leitungen innerhalb der Schaltungssimulation die Ergebnisse aus EM-Simulationen genutzt. Es werden Segmente des Layouts, die Leitungen enthalten, in Sonnet simuliert und in Form eines SPICE-Modells im Schaltungssimulator importiert. Zunächst soll die Verbindungsleitung zwischen dem Stromspiegel und dem Verdoppler simuliert werden. Diese besteht aus einer $4,9\ \mu\text{m}$ breiten M6-Leitung und einer auf Masse liegenden, $20\ \mu\text{m}$ breiten M4 Massefläche. Die

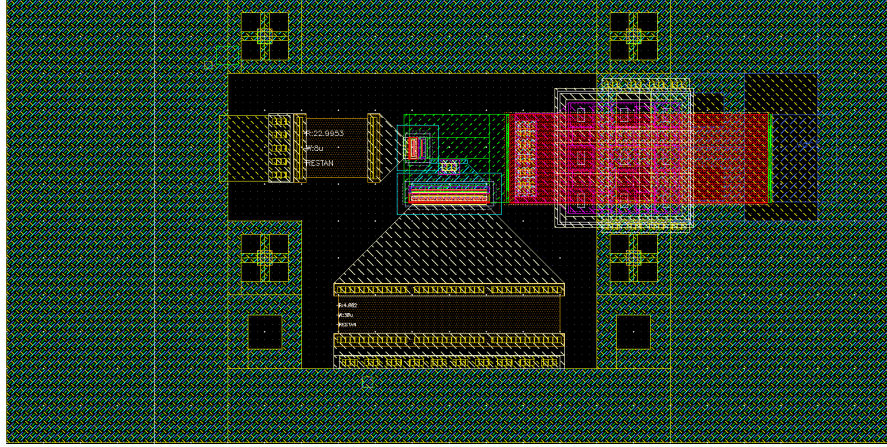


Abbildung 3.32: Layout des Stromspiegels zur Arbeitspunkteinstellung des 150 GHz Push-Push verdopplers.

charakteristische Impedanz dieser Leitung beträgt 50Ω . Für die Simulation wird an dieser Stelle auch der Übergang von M1 zu M6 des Stromspiegel-Transistor mitsimuliert.

Anhand der Ergebnisse der Parasitenextraktion und der EM-Simulation der Verbindungsleitung wird das Eingangsanpassnetzwerk neu entworfen. Dieses Ergebnis dient lediglich zur Abschätzung der Kapazitätswerte sowie der benötigten Leitungslänge, weil im Anschluss die Anpassung anhand der EM-Simulationsdaten durchgeführt wird. Das neue Anpassnetzwerk benötigt jetzt eine Leitung der Länge $400 \mu\text{m}$. Für ein kompaktes Design wird diese Leitung mäandriert. Dabei werden die Ecken gemäß [59] eingeschnürt, um somit die durch den rechteckigen Knick entstehende Streukapazität zu reduzieren. Im Rahmen der EM-Simulationen wird auch der anschließende Übergang von der Eingangsleitung zum Transistorkontakt berücksichtigt. In Abb. 3.33 das somit realisierte Eingangsanpassnetzwerk dargestellt. Die benötigte Fläche für eine Verdopplerhälfte mit diesem Netzwerk ist $160 \mu\text{m} \times 260 \mu\text{m}$.

Um die Chipfläche weiter zu reduzieren wird anstelle der mäandrierten Leitung eine Spule eingesetzt. Zunächst wird die Induktivität der Leitung durch eine EM-Simulation ermittelt. Die zu realisierende Spule soll initial die halbe Induktivität aufweisen und wird gemäß [60] dimensioniert. Für die Dimensionierung soll ein Leitungsabstand von $w_{\text{gap}} = 2,5 \mu\text{m}$ mit einer Leitungsbreite von $w_{\text{line}} = 4,9 \mu\text{m}$ und einem Außendurchmesser von $50 \mu\text{m}$ angenommen werden. Die Spule wird in oktogonalen Form realisiert und ist in Abb. 3.34 schematisch dargestellt.

Basierend auf dem initialen Aufbau werden die benötigten Leitungsabschnitte zum Verdoppler sowie die Eingangskapazitäten basieren auf EM-Simulationen neu ermittelt. Die Außendurchmesser der optimierten Spule ist $d_{\text{coil}} = 54,7 \mu\text{m}$. Die benötigte Fläche einer

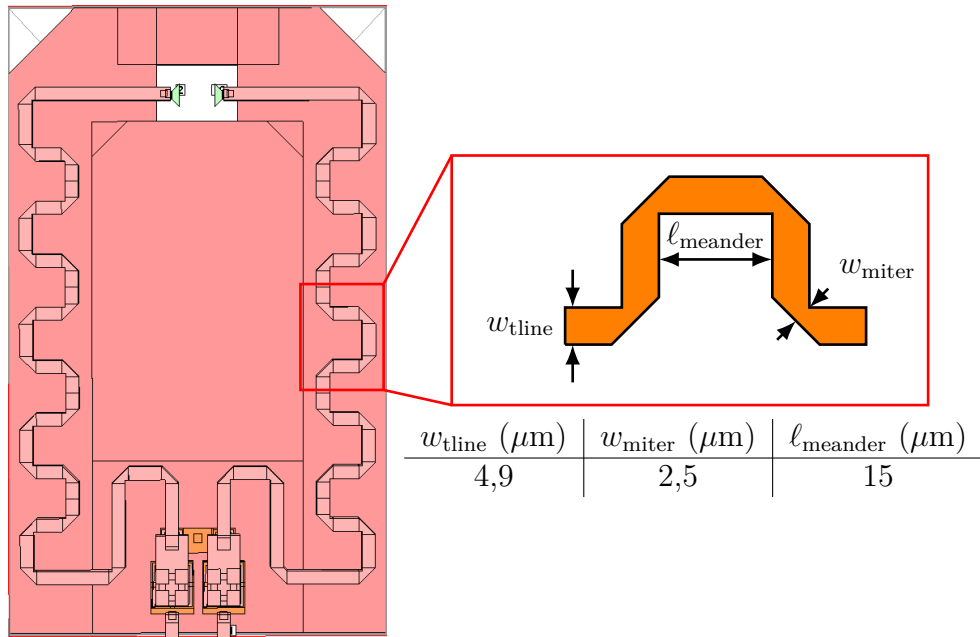


Abbildung 3.33: Eingangsanpassnetzwerk des 150 GHz Push-Push Verdopplers ohne Kaskode.

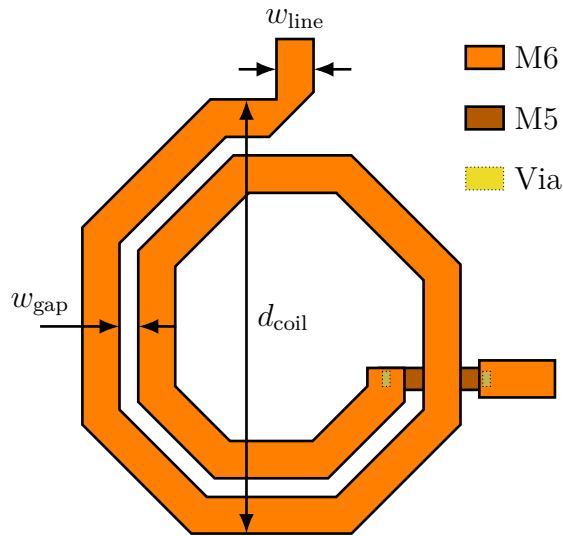


Abbildung 3.34: Aufbau der On-Chip Spule zur Eingangsanpassung des 150 GHz Push-Push Verdopplers.

Verdopplerhälfte beträgt nun $160 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$.

Die induktive Last wird in Form von zwei $40 \mu\text{m}$ langen 50Ω Leitungen realisiert. Das zweite Leitungsstück, welches gleichzeitig die Verdopplerhälfte mit der Versorgungs-

spannung verbindet, wird an der Symmetrieachse der gesamten Anordnung mit der korrespondierenden Leitung der zweiten Verdopplerhälfte verbunden. Darüber hinaus wird diese Leitung verlängert und mit Fuses versehen. Das ermöglicht eine nachträgliche Abstimmung der fertigen Chips durch Trennen dieser Fuses. In Abb. 3.35 wird schließlich der komplette, differentielle 150 GHz Push-Push Verdoppler dargestellt, wo sowohl das Eingangsanpassnetzwerk als auch die Lastleitung mit Fuse zu sehen sind. Die Gesamtfläche des Verdopplers beträgt $320 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$.

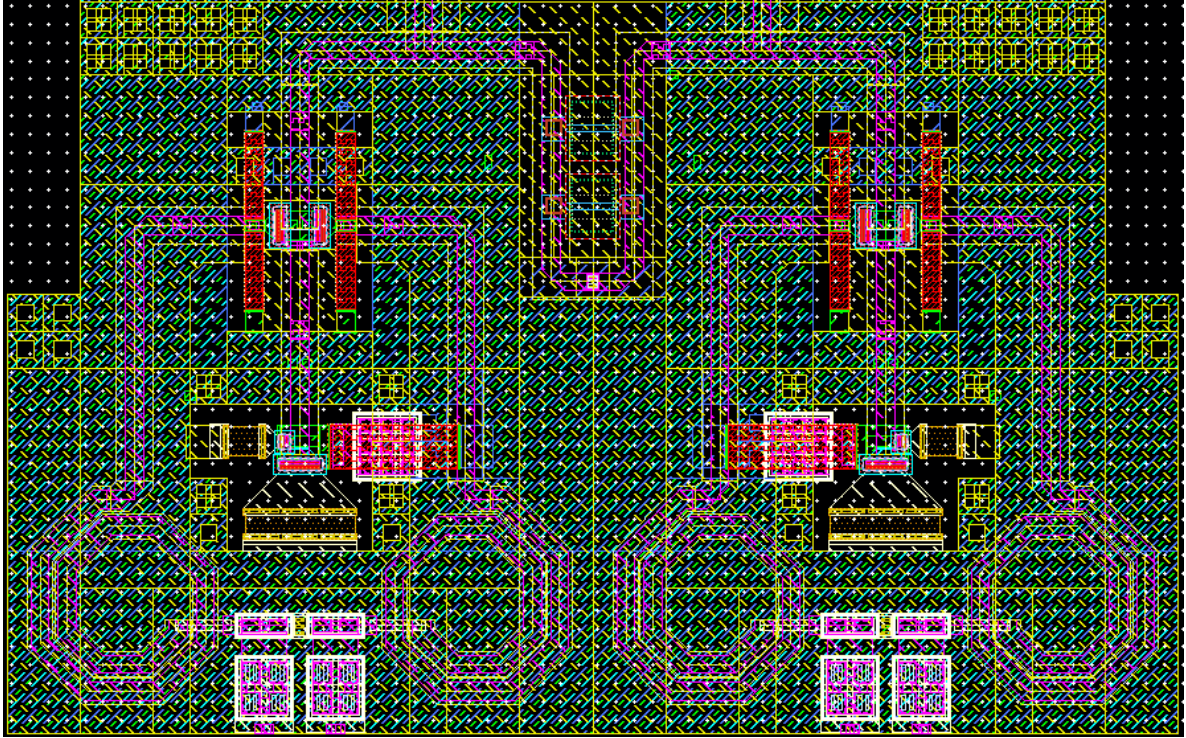


Abbildung 3.35: Layout des differentiellen 150 GHz Push-Push Verdopplers.

3.9 Layout des 300 GHz Push-Push Verdopplers

Da auch hier ein Push-Push Verdoppler realisiert wird, ist das Layout des Verdopplerkerns geometrisch nahezu identisch zum 150 GHz Verdoppler. Dieser ist in Abbildung 3.36 dargestellt. Der Aufbau des Stromspiegels ist in Abb. 3.37 dargestellt. Das Layout des 300 GHz Frequenzverdopplers ist in Abbildung 3.38 dargestellt. Hier ist auch das Via zur Al-Lage markiert, welches nachher mit der Antenne verbunden wird. Die Position des Vias ist so gewählt worden, dass die optimale Lastimpedanz einen möglichst

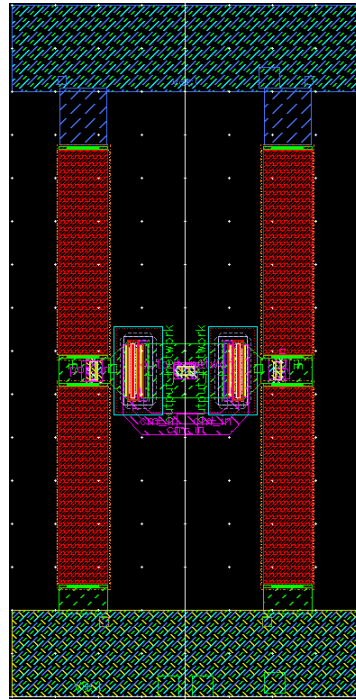


Abbildung 3.36: Layout des 300 GHz Push-Push Verdopplerkerns.

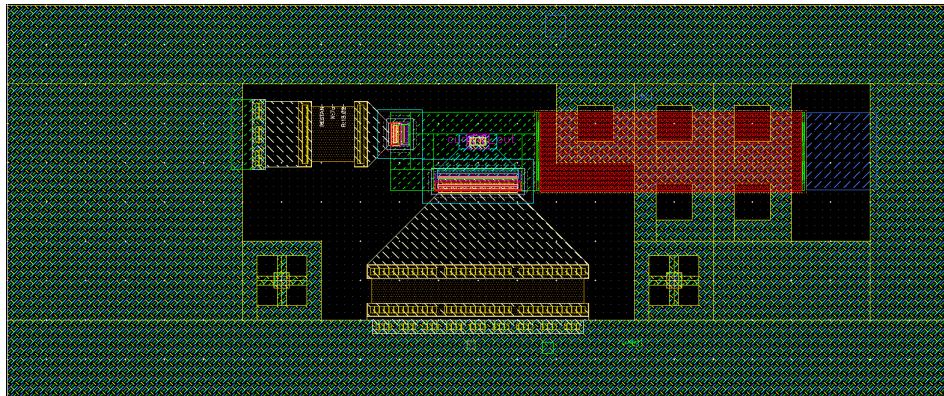


Abbildung 3.37: Layout des Stromspiegels zur Arbeitspunkteinstellung des 300 GHz Push-Push Verdopplers.

hohen Realteil ausweist.

Basierend auf der Parasitenextraktion und der EM-Simulation der Leitung zwischen dem Stromspiegel und dem Verdoppler kann schließlich eine Anpassung der beiden Verdopplerstufen vorgenommen werden. Hierfür werden im Schaltungssimulator alle Layouteinflüsse berücksichtigt, die Anpassung wird zunächst jedoch im Simulator in Form von Schaltungselementen durchgeführt, um dadurch die initialen Größen des Anpassnetzwerks zu bestimmen. Der 300 GHz Verdoppler wird zunächst auf eine $50 \, \Omega$ Last

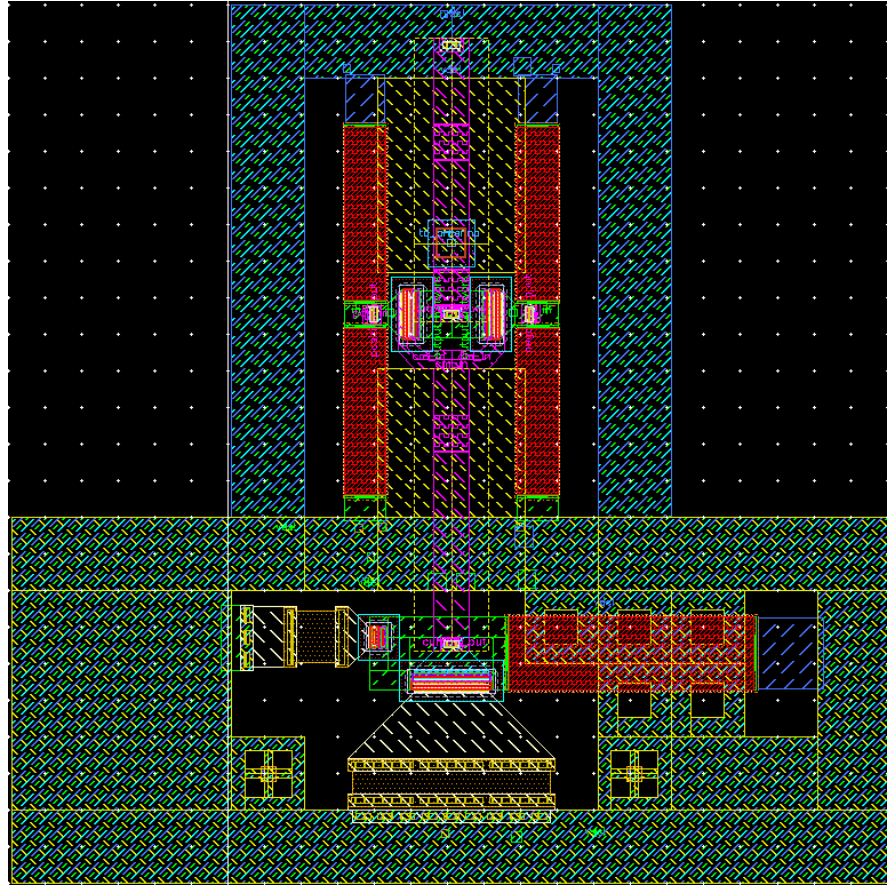


Abbildung 3.38: Layout des 300 GHz Push-Push verdopplers.

angepasst, bei der die umgesetzte Leistung betrachtet wird. Die Anpassung zwischen den beiden Stufen erfolgt gemäß dem in Abschnitt 3.7 gezeigten Verfahren. Darauffolgend wird das Anpassnetzwerk im Layout realisiert und EM-simuliert. Im Anschluss werden die Layoutparameter optimiert bis die umgesetzte Leistung maximal wird. Das komplette Layout des Vervierfachers ohne Antenne ist in Abb. 3.39 dargestellt. Die Eingangsleitungen der differentiellen I und Q Signale sind unten zu sehen während, sich der Single-Enden 300 GHz Verdoppler mit dessen Stromspiegel oberhalb der Lastleitung der 150 GHz Verdopplers befinden. Die Gesamtfläche des Vervierfachers beträgt $320 \mu\text{m} \times 310 \mu\text{m}$.

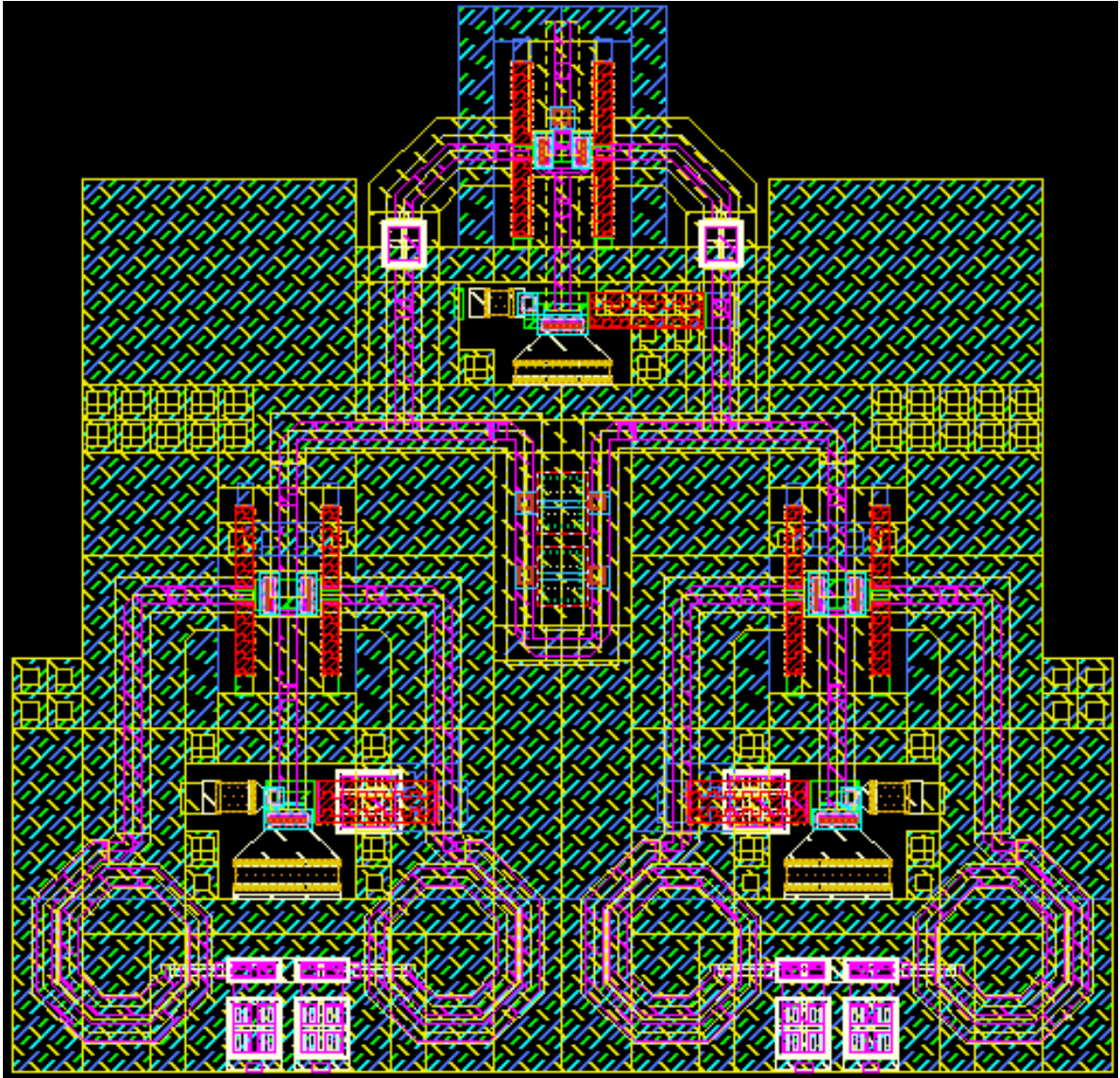


Abbildung 3.39: Layout des 300 GHz Push-Push verdopplers.

4 Entwurf und Charakterisierung einer 300 GHz On-Chip Antenne

Die Steigerung der Transitfrequenzen hat die Integration von Antennen in die On-Chip Umgebung ermöglicht. Damit sind jedoch auch viele Herausforderungen verbunden. Mikrostreifenantennen, welche die häufigste Form von On-Chip Antennen ist [61], erleiden in der On-Chip Umgebung Verluste, die durch den geringen Abstand zur Massefläche bedingt sind. Das spiegelt sich in einer geringen Antenneneffizienz wieder. Zwar ist es möglich, die Antenne außerhalb des Chips zu realisieren und diese über Bonddrähte mit dem integrierten Sender zu kontaktieren, jedoch ist das ein kostenintensiver Prozess, der darüber hinaus die Anpassung der Antenne mit dem Chip negativ beeinflussen kann [62].

Die Erhöhung der Antenneneffizienz in der On-Chip Umgebung ist durch verschiedene Techniken auch möglich. Ein Ansatz besteht aus der lokalen Ätzung des Halbleitermaterials unterhalb der Antenne, um so die Permittivität zu reduzieren. Dabei wird keine On-Chip Massefläche eingesetzt, was insgesamt die Effizienz und Bandbreite steigert. Die auf diese Weise realisierten Antennen aus [62, 63] weisen einen Gewinn von 5 dBi, respektive 4,1 dBi auf. In [64] wird eine Monopol-Antenne mit einem künstlichen magnetischen Leiter gezeigt, der eintreffende Wellen ohne Phasendrehung reflektieren kann, wodurch eine Gewinnerhöhung erzielt werden kann. Die Eigenschaften dieser Leiter sind jedoch stark frequenzabhängig, und das gewünschte Verhalten ist nur in einem beschränkten Frequenzbereich erreichbar. In [65] wird eine periodische, mit Serienkapazitäten belastete Patch-Antenne gezeigt. Die durch die Serienkapazitäten verursachten Streufelder erhöhen die Antenneneffizienz [65]. In [66] werden anstelle der Metall-Isolator-Metall Kapazitäten aus [65] dielektrische Resonatoren eingesetzt, die durch ihre Verkopplung die effizienzsteigernden Streufelder generieren.

Im Rahmen dieser Arbeit soll zunächst eine effiziente 300 GHz Patch Antenne mit On-Chip Groundplane entworfen werden. Die eingesehene Impedanz der Antenne soll dann so eingestellt werden, dass der Vervierfacher möglichst optimal durch die Antenne belastet wird. Neben der Maximierung der Ausgangsleistung des Vervierfachers (gleichzeitig auch der abgestrahlten Leistung) soll auch eine möglichst hohe Bandbreite dieser erzielt werden.

4.1 Funktionsprinzip und Dimensionierung

Abbildung 4.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Patch Antenne. Sie besteht aus einer metallischen Massefläche und einem dünnen, metallischen Streifen, dem Patch, oberhalb der Massefläche. Dazwischen befindet sich ein Dielektrikum, welches als Substrat bezeichnet wird. Üblicherweise werden die Dimensionen des Patches so gewählt, dass das Maximum des abgestrahlten Feldes orthogonal zur Antenne ist (*broadside radiation*).

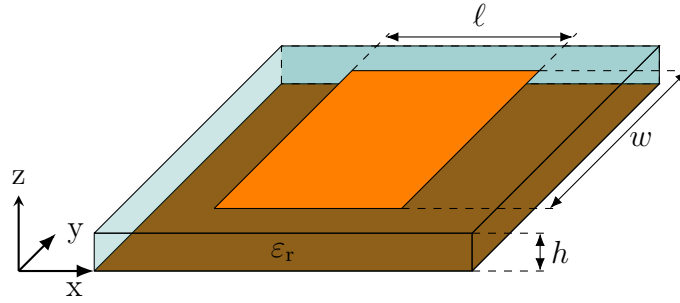


Abbildung 4.1: Schematischer Aufbau einer Patch Antenne.

Die Abstrahlung erfolgt durch die Streufelder an den Rändern dieser Antenne, sodass sie als ein Array aus zwei strahlenden Aperturen interpretiert werden kann. Das Patch wird dabei als eine Transmissionsleitung betrachtet, die die Aperturen miteinander verbindet. Zur Erzeugung der dominanten TM_{100} Mode muss die Länge der Antenne ℓ der halben effektiven Wellenlänge λ_{eff} der gewünschten Resonanzfrequenz entsprechen. Da jedoch durch die Streufelder die effektive Länge der Antenne länger wird als die geometrische, müssen diese auch berücksichtigt werden. Da das Substrat eine Grenzschicht zur Luft darstellt, kann zur Modellierung eine effektive, relative Dielektrizitätskonstante ϵ_{eff} definiert werden. Dabei handelt es sich um eine relative Permittivität eines homogenen Mediums, in dem das betrachtete Patch vergleichbare elektrische Eigenschaften hat, wie im Originalaufbau mit der Grenzschicht. Für Streifenleitungen, bei denen die Breite größer als die Höhe ist, berechnet sich die effektive Permittivität nach [67] zu:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2}, \quad (4.1)$$

mit ϵ_r der relativen Permittivität des Substrats, w der Breite des Patches und h dem Abstand zur Massefläche. Damit kann die Verlängerung durch die Streufelder $\Delta\ell$ nach [67] berechnet werden:

$$\Delta\ell = 0,412h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{w}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{w}{h} + 0,813 \right)}. \quad (4.2)$$

Die effektive Länge ℓ_{eff} der Antenne ist somit:

$$\ell_{\text{eff}} = \ell + 2\Delta\ell. \quad (4.3)$$

Aus der effektiven Länge kann dann die Resonanzfrequenz der TM_{100} Mode berechnet werden:

$$f_0 = \frac{1}{2\ell_{\text{eff}}\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}. \quad (4.4)$$

4.2 Entwurf einer 300 GHz Patch Antenne

In diesem Abschnitt soll eine 300 GHz Patch Antenne entworfen und analysiert werden. Für die initiale Dimensionierung werden die im vorherigen Abschnitt gezeigten Gleichungen verwendet, wobei $\varepsilon_r = 4$, $f_0 = 300$ GHz und $h \approx 10\mu\text{m}$ sind. Für eine erhöhte Effizienz sollte die Breite w wie folgt gewählt werden:

$$w = \frac{1}{2f_0\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \frac{2}{\varepsilon_r + 1} \approx 316\mu\text{m}. \quad (4.5)$$

In Tabelle 4.1 werden die berechneten geometrischen Parameter der Antenne zusammengefasst. In Abbildung 4.2 wird die eingesehene Impedanz dieser Antenne dargestellt.

| ℓ (μm) | w (μm) | h (μm) |
|--------------------------|-----------------------|-----------------------|
| 248 | 316 | 10 |

Tabelle 4.1: Geometrische Parameter der initial entworfenen Patch Antenne.

Anhand der Betrachtung des Maximums der Realteils erfolgt die Bestimmung der Resonanzfrequenz. Dabei ist der Imaginärteil der Impedanz Null. In diesem Fall beträgt die Resonanzfrequenz 277 GHz, d.h. die Antenne ist zu lang. Durch Anpassung der Länge wird schließlich die gewünschte Resonanzfrequenz erreicht. Dabei soll die Breite nun $w = 1,2\ell$ betragen. Die angepasste 300 GHz Patch Antenne hat somit eine Länge von $\ell = 229\mu\text{m}$.

Die eingesehene Impedanz der Antenne kann durch die Verschiebung des Speisepunkts zur Mitte der Antenne variiert werden. An den langen Rändern der Patch Antenne ist die Stromdichte minimal, während die elektrische Feldstärke maximal ist [68]. Vom Rand ausgehend zum Zentrum der Antenne steigt der Betrag der Stromdichte, während die elektrische Feldstärke abnimmt. In diesem Zusammenhang nimmt auch der Realteil der eingesehenen Impedanz ab. Diese Verschiebung hat aber auch einen Einfluss auf die Antenneneffizienz, bzw. auf die Effizienzbandbreite. In Abb. 4.3 wird die Effizienz dieser Antenne für unterschiedliche Speisepunkte sowie der Realteil der eingesehenen Impedanz bei Resonanz graphisch dargestellt.

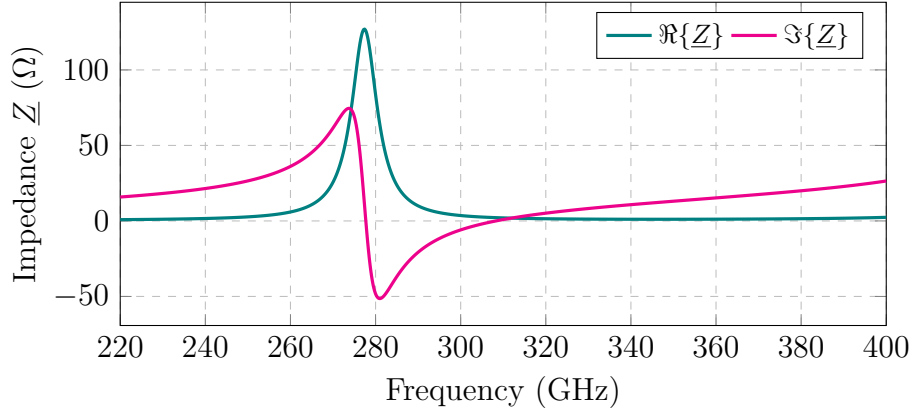
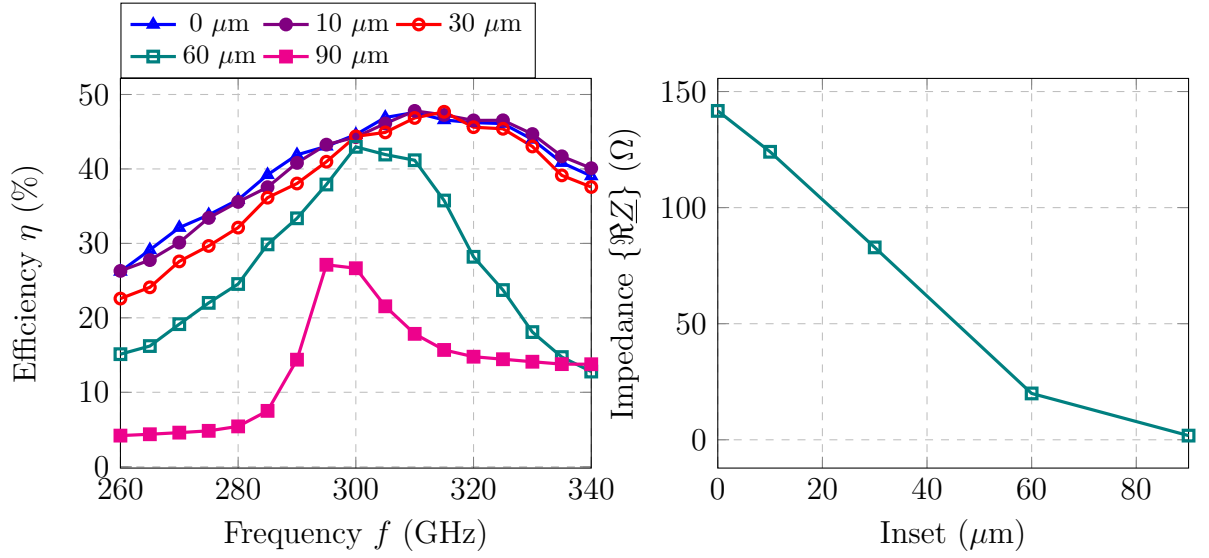


Abbildung 4.2: Eingangsimpedanz der initial entworfenen 300 GHz Patch Antenne.



(a) Effizienz in Abhängigkeit vom Einschub. (b) Realteil der Impedanz bei Resonanz in Abhängigkeit vom Einschub.

Abbildung 4.3: Einfluss des Speisepunkteinschubs ℓ_{inset} auf die Abstrahleffizienz η sowie den Realteil der eigensehenen Impedanz bei Resonanz für die 300 GHz Patch Antenne.

Es ist zu sehen, dass je näher der Speisepunkt an der Mitte der Antenne ist, desto geringer wird die Impedanz und umso schmalbandiger wird die Effizienz. Da für die optimale Funktionalität der Antenne ein gewisser Abstand zum Verdoppler bestehen muss, um die Verkopplung zwischen den beiden zu reduzieren, sollen die Antennen gemäß Abbildung 4.4 durch eine $\lambda/4$ Leitung gespeist werden.

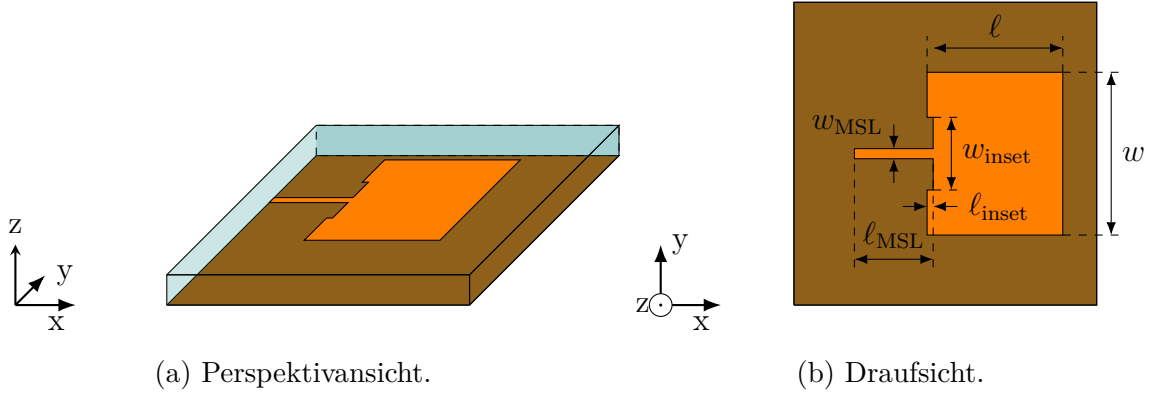


Abbildung 4.4: Schematischer Aufbau der 300 GHz Patch Antenne mit einer $\lambda/4$ Leitung.

In diesem Fall kann die eingesehene Impedanz durch die charakteristische Impedanz \underline{Z}_0 der Zuleitung beeinflusst werden. Für die eingesehene Impedanz $\underline{Z}_{\text{in}}$ einer durch die $\lambda/4$ Leitung transformierten Last $\underline{Z}_{\text{load}}$ gilt :

$$\underline{Z}_{\text{in}} = \frac{\underline{Z}_0^2}{\underline{Z}_{\text{load}}}. \quad (4.6)$$

Bei dieser Antenne sowie den Antennen aus den folgenden Abschnitten sind $\ell_{\text{inset}} = 10 \mu\text{m}$ und $w_{\text{inset}} = 60 \mu\text{m}$. Bei Bedarf kann als zusätzlicher Parameter zur Anpassung der Einschub ℓ_{inset} ebenfalls angepasst werden. Zur Auswertung des kombinierten Einsatzes des Verdopplers und der Antenne soll folgende Methode eingesetzt werden. In Abschnitt 3.7 sind die maximale Ausgangsleistung und die optimale Lastimpedanz gezeigt, die durch eine Reihe von Loadpull Simulationen ermittelt wurden. Da bei dieser Simulation die Ausgangsleistung für nahezu alle möglichen Lastimpedanzen ermittelt worden ist, können diese Daten genutzt werden, um die vom Verdoppler abgegebene Leistung bei Belastung mit der Antenne zur ermitteln. In Abb. 4.5 ist exemplarisch ein Ergebnis einer Loadpull Simulation dargestellt.

Hier werden Äquileistungslinien dargestellt. Im ersten Schritt werden diese Äquileistungslinien in eine Leistungslandschaft durch eine Interpolation umgewandelt. So können für beliebige Lastimpedanzen die resultierende Ausgangsleistung berechnet werden. Die Genauigkeit hängt einerseits vom Interpolator aber auch von der Anzahl der betrachteten Äquileistungslinien ab.

Das Ausgangsleistungsspektrum des Verdopplers wird nun bestimmt, indem für jede betrachtete Frequenz das Ergebnis der entsprechenden Loadpull Simulation eingelesen und im Anschluss interpoliert wird. Es wird dann die der Antennenimpedanz entsprechende Ausgangsleistung auf der Landschaft für jeden Frequenzpunkt ermittelt. Das so gewonnen Leistungsspektrum P_{x4} kann schließlich mit der Abstrahleffizienz η der

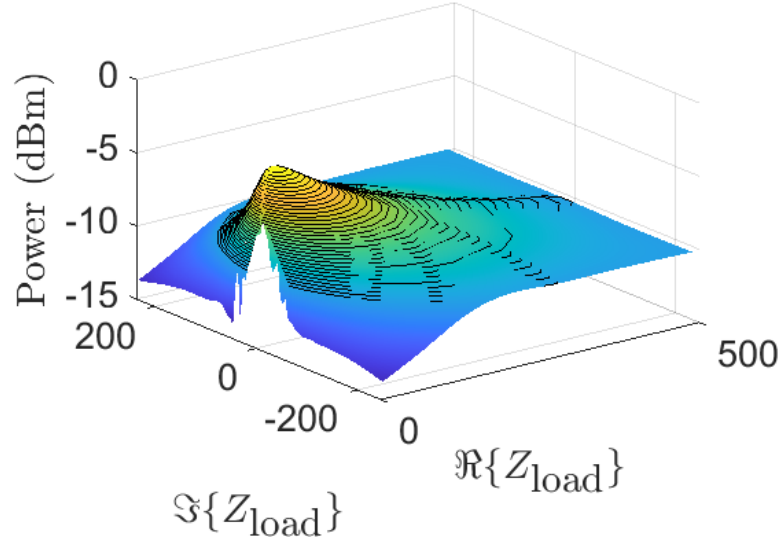


Abbildung 4.5: Interpolierte Leistungslandschaft mit gekennzeichneten Äquileistungslinien.

Antenne verrechnet werden, um das Spektrum der abgestrahlten Leistung P_{rad} zu bestimmen:

$$P_{\text{rad}} = \eta P_{\text{x4}}. \quad (4.7)$$

Die sich so ergebende Ausgangsleistung und abgestrahlte Leistung dieser Patch werden in Abb. 4.6 dargestellt. Hierbei wurden die Spektren auf Basis der Loadpull Simulationen des Vervierfachers für zwei unterschiedliche Lastleistungslängen dargestellt. Zwar sind die Ausgangsleistungen vergleichbar groß bei 300 GHz (-2,8 dBm bei der kürzeren Lastleitung und -3,2 dBm bei der längeren), ist die 3 dB Bandbreite der abgegebenen sowie der abgestrahlten Leistung größer bei der Vervierfacherrealisierung mit kürzerer Lastleitung. Sie beträgt in diesem Fall 20 GHz.

4.3 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V1

Da das Auflösungsvermögen eines FMCW-Radarsystems von der Bandbreite des abgestrahlten Signals abhängt, soll im folgenden Abschnitt eine Methode zur Bandbreitenerhöhung untersucht werden. Hierzu soll eine dualresonante Patch Antenne entworfen und untersucht werden. Bei dieser Antennenvariante handelt es sich um eine Parallelschaltung zweier Patch Antennen, deren Resonanzfrequenzen um eine Frequenz Δf von der Zielresonanzfrequenz verstimmt werden. Das führt dann dazu, dass unterhalb der Resonanzfrequenz eine Antenne dominant abstrahlt, während oberhalb die abstrahlt. In der Umgebung der Mittenfrequenz überlagern sich dann die Anteile beider Antennen.

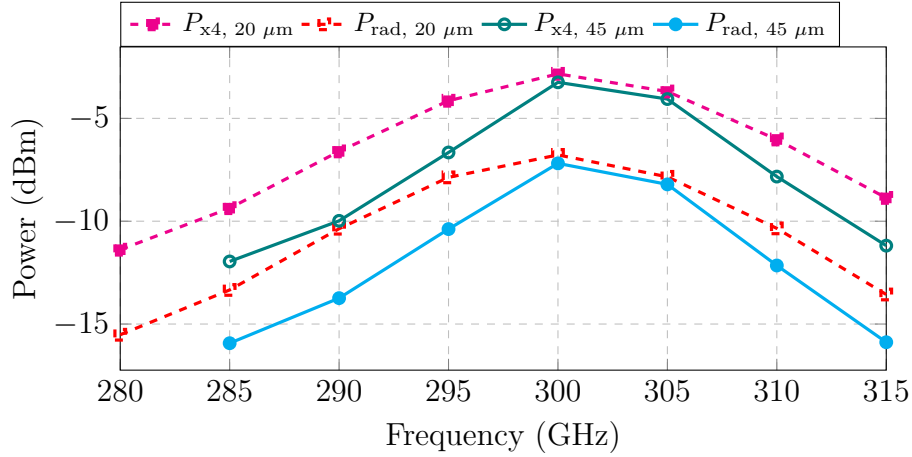


Abbildung 4.6: Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der Patch Antenne sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung.

Da das Impedanzverhalten einer Patch Antenne bei Resonanz durch einen Parallelschwingkreis beschrieben werden kann, dessen Realteil bei Resonanz ein Maximum erfährt, ist eine direkte Parallelschaltung der Antennen nicht zielführend. In diesem Fall würde nämlich der größte Teil der eingespeisten Leistung in der Antenne, die einen niedrigeren Realteil hat, umgesetzt. Es werden daher $\lambda/4$ Leitungen eingesetzt, um die lokalen Maxima der Impedanzverläufe in lokale Minima zu transformieren, sodass schließlich die Leistung in die aktive Antenne gespeist wird.

Die Verstimmungsfrequenz soll bei dieser Antenne $\Delta f = 10$ GHz betragen, sodass die einzelnen Antennenelemente eine Resonanzfrequenz von 290 GHz und 310 GHz aufweisen. Für ein kompaktes Antennendesign sollen die beiden Antennen Abbildung 4.7 gemäß nebeneinander positioniert werden. Die $\lambda/4$ Leitungen werden entsprechend für die jeweilige Resonanzfrequenz der Antennen dimensioniert. Bedingt durch die kurzen Leitungslängen müssen die Breiten der Patch Antennen schmäler gewählt werden – hier soll $w = 0,6\ell$ gelten. Die Längen der jeweiligen Antennenelemente sind dabei $\ell_{290} = 243 \mu m$ und $\ell_{310} = 226 \mu m$.

In Abbildung 4.8 wird schließlich die eingesehene Admittanz dargestellt, welche das Funktionsprinzip der selektiven Speisung verdeutlicht. Da ein $\lambda/4$ transformierter Parallelschwingkreis das Verhalten eines Serienschwingkreises aufweist, sind in dieser Abbildung zwei Maxima der Realteile der eingesehenen Admittanz zu sehen. Diese entsprechen den jeweiligen Resonanzfrequenzen der Antennen. Weiterhin ist ein zu sehen, dass zwischen den Maxima die Admittanz ein Minimum erfährt, was in einem lokalen Maximum der eingesehenen Impedanz bei der Mittenfrequenz resultiert. Dies ermöglicht im Verhältnis zu der gezeigten einzelnen Patch Antenne eine breitbandigere Anpassung an den

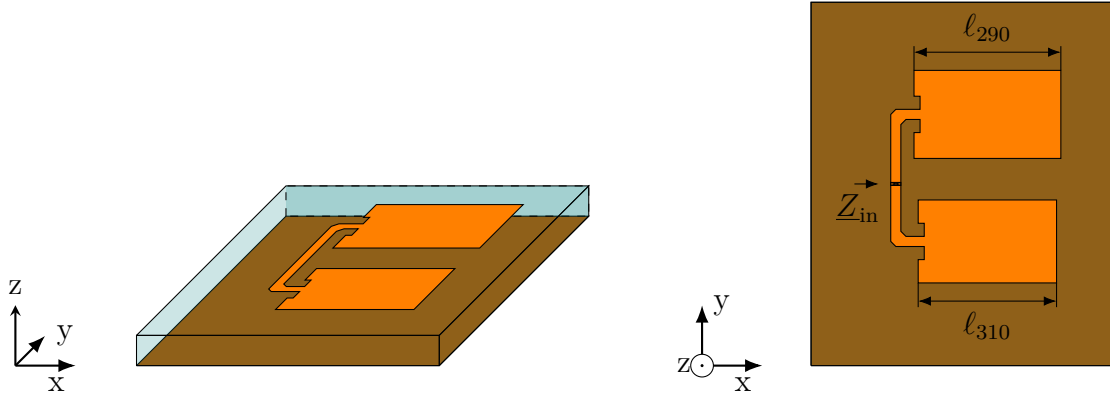


Abbildung 4.7: Schematischer Aufbau einer dualresonanten Patch Antenne.

Vervierfacher.

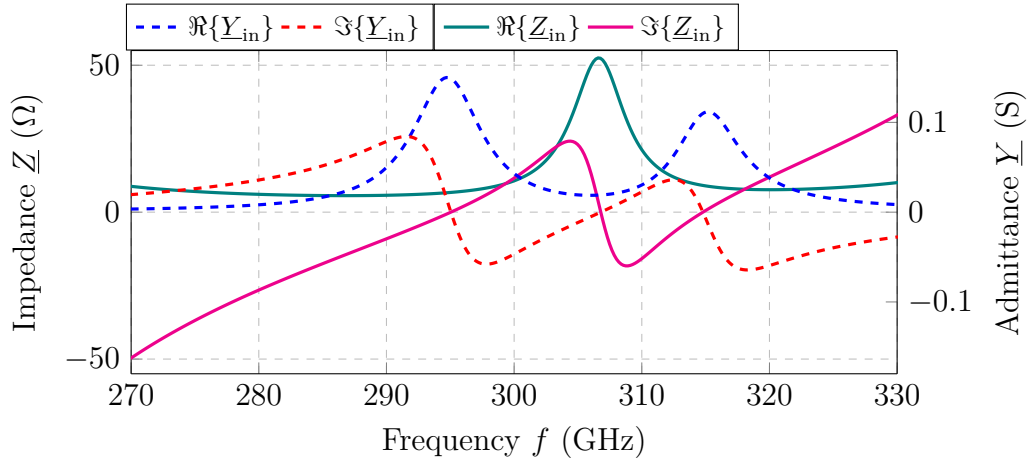


Abbildung 4.8: Eingesehene Impedanz und Admittanz der multiresonanten Patch Antenne V1.

In Abbildung 4.9 wird die Antenneneffizienz gezeigt, wo in der Umgebung von 300 GHz ein starker Einbruch zu beobachten ist. Die Betrachtung der Stromdichte der Antennen liefert Aufschluss über dieses Verhalten. In Abbildung ?? ist nämlich zu sehen, dass die Orientierung der Stromdichten in den jeweiligen Antennen bei 300 GHz in die entgegengesetzte Richtung zeigen. Das führt zu einer destruktiven Überlagerung der abgestrahlten Felder, welche in dem Effizienzeinbruch resultiert.

Abbildung 4.10 zeigt, dass durch diese Verschaltung durchaus eine breitbandigere Anpassung an den Vervierfacher möglich ist, was in einer erhöhten 3 dB Bandbreite der abgegebenen Leistung resultiert. Wird aber das Spektrum der abgestrahlten Leistung betrachtet, so ist zu sehen, dass durch den Effizienzeinbruch die Leistung entsprechend

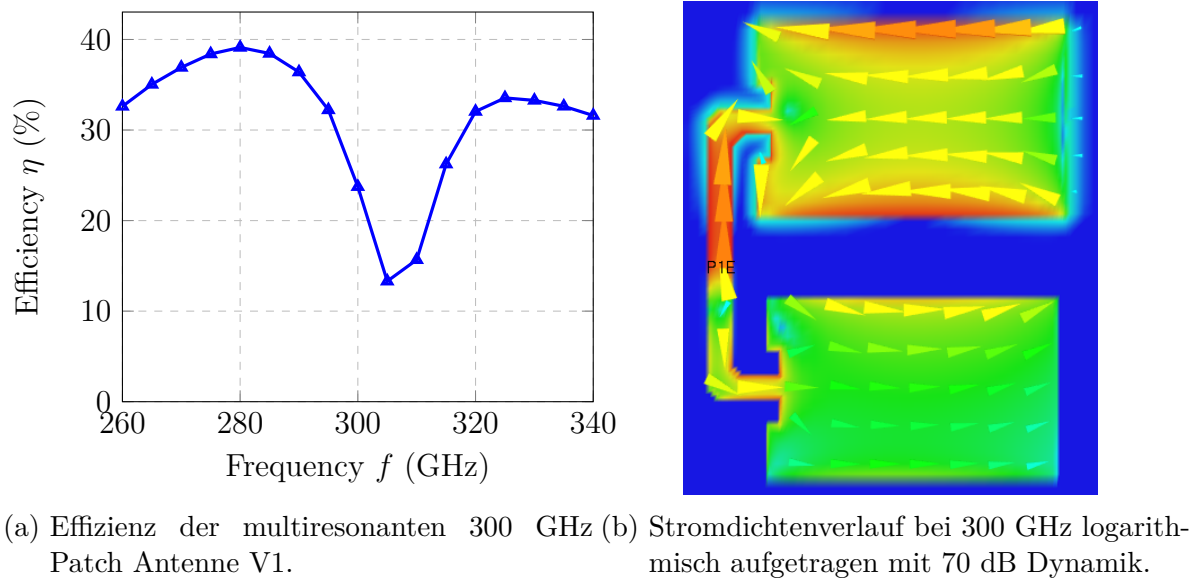


Abbildung 4.9: Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V1 sowie der Stromdichtenverlauf bei 300 GHz. Es ist zu sehen, dass durch die entgegengesetzten Stromdichten der jeweiligen Antennenelemente die Effizienz stark abnimmt.

stark abnimmt, was insgesamt in einem zwei Band Verhalten endet.

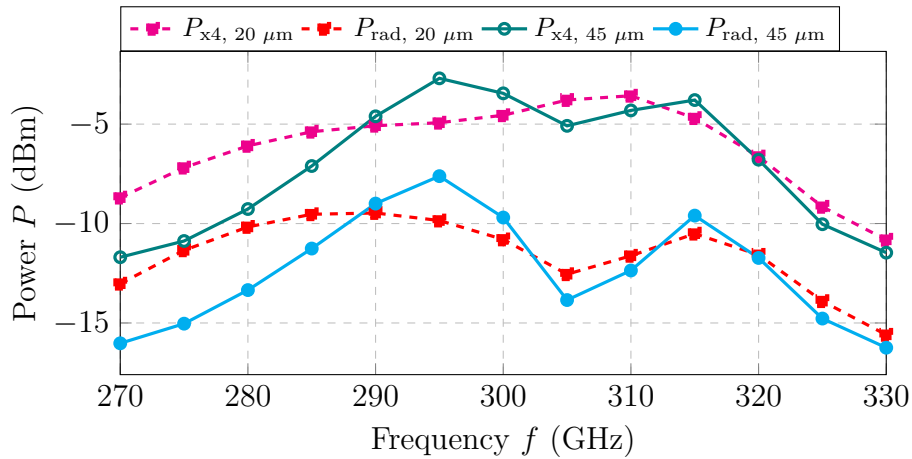


Abbildung 4.10: Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung.

4.4 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V2

Das Problem des Effizienzeinbruchs soll in hier durch eine geometrische Drehung einer Antenne um 180° gelöst werden. Dadurch zeigen die Stromdichtenvektoren bei 300 GHz schließlich in dieselbe Richtung. Da in diesem Fall die Antennen nicht mehr übereinander positioniert sind, kann die Breite der jeweiligen Elemente wieder $w = 1,2\ell$ betragen. Das resultiert aufgrund der größeren Apertur in einer höheren Effizienz. Bedingt durch die Anordnung ist jedoch die Gesamtfläche der Antenne größer. In Abbildung 4.11 wird der Gesamtaufbau dargestellt, wie Längen der einzelnen Antennenelemente $\ell_{290} = 240 \mu\text{m}$ und $\ell_{310} = 224 \mu\text{m}$ betragen.

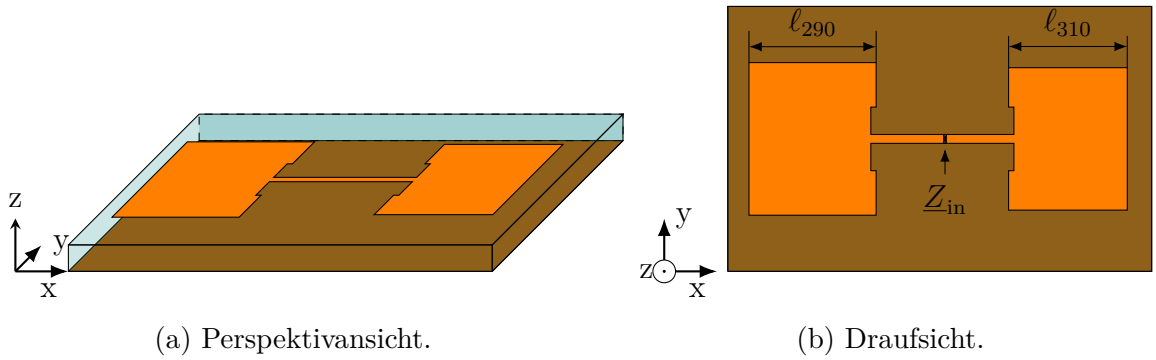


Abbildung 4.11: Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2.

Der Verlauf der Antenneneffizienz ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Im Vergleich zur ersten multiresonanten Antennen findet hier kein starker Effizienzeinbruch statt. Die leichte Effizienzabnahme bei 300 GHz ist bedingt durch die geringere Effizienz der beiden Elemente.

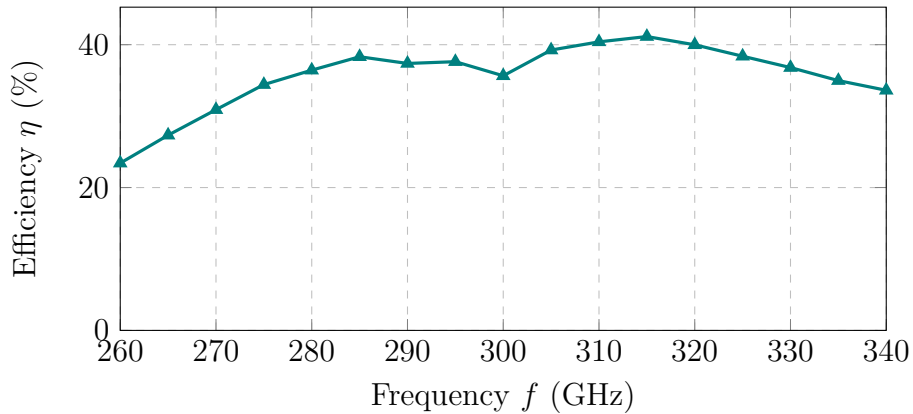


Abbildung 4.12: Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2.

Insgesamt kann hier eine breitbandigere Anpassung erreicht werden, was auch Abbildung 4.13 bestätigt. Hier beträgt die 3 dB Bandbreite der abgestrahlten Leistung 40 GHz, was doppelt so viel ist wie bei der einzelnen Patch Antenne ist.

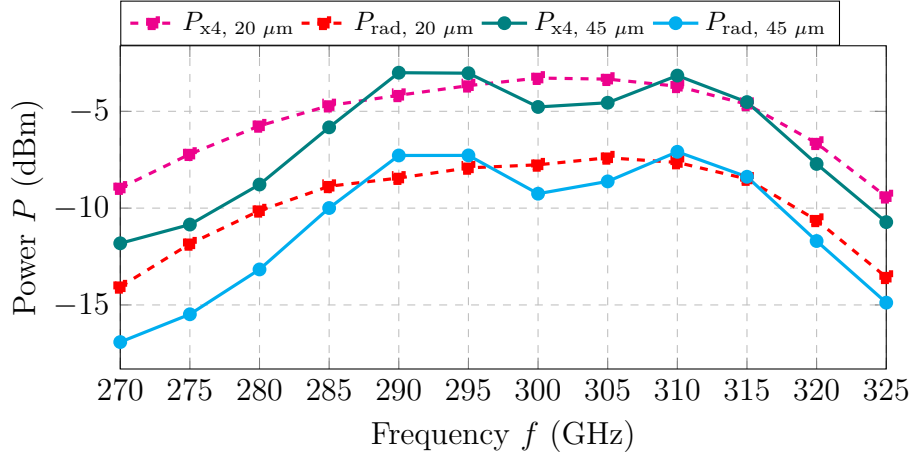


Abbildung 4.13: Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung.

Am Beispiel dieser Antenne soll noch die Genauigkeit der Auswertungsmethode untersucht werden. Als Vergleich sollen Ergebnisse aus einer Reihe von Harmonic Balance Simulationen verwendet werden. Dabei wurde die Belastung des Vervierachers für jeden Frequenzpunkt manuell entsprechend der eingesehenen Antennenimpedanz eingestellt und die abgegebene Leistung wurde dabei ermittelt. Das so ermittelte Leistungsspektrum des Vervierachers wird in Abbildung 4.14 mit dem Ergebnis der hier oben vorgestellten Loadpull-Interpolation verglichen. Die höchste Abweichung beträgt 0,5 dB bei 280 GHz. Es ist aber zu sehen, dass in beiden Fällen die Form der Leistungsspektren demselben Trend folgt.

4.5 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V3

Hier soll eine Möglichkeit der Längenreduktion der obigen Antennenstruktur untersucht werden. Zu diesem Zweck sollen beide Elemente in der Mitte, wo die elektrische Feldstärke bei Resonanz Null ist, entlang der kompletten Breite gemäß Abbildung 4.15 mit einem Kurzschluss zur Massefläche versehen werden. Es kann nun somit jeweils eine Hälfte der Elemente eingesetzt werden, was in einer Flächenreduktion resultiert. Da an der Stelle des Kurzschlusses die Stromdichte maximal ist, ist aufgrund der dadurch erhöhten Verluste eine Effizienzabnahme zu erwarten. Die Effizienz dieser Struktur wird

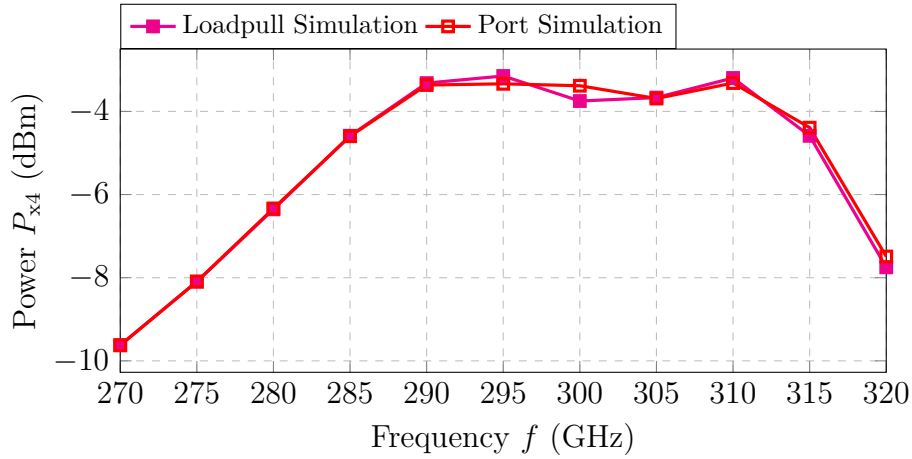


Abbildung 4.14: Vergleich der Aswertungsmethoden zur Bestimmung der abgegebenen Leistung der Vervierfachers am Beispiel einer Belastung mit der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2.

in Abbildung 4.12 dargestellt. Zwar ist die Effizienz dieser Antenne bei 300 GHz vergleichbar mit dem vorherigen Kandidaten, jedoch nimmt die Effizienzbandbreite stark ab.

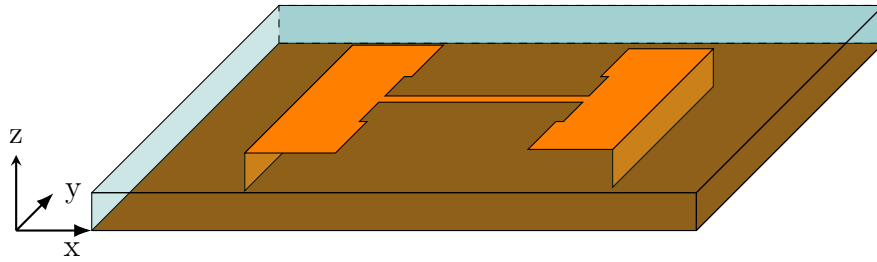


Abbildung 4.15: Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V3.

Das Leistungsspektrum des Verdopplers sowie das Spektrum der abgestrahlten Leistung werden in Abbildung 4.17 gezeigt. Es ist zu sehen, dass die 3 dB Bandbreite der abgegebenen Leistung 40 GHz beträgt, mit einer maximalen Ausgangsleistung von -3 dBm. Da jedoch diese Strukturen bei Substraten mit höherer Permittivität eine geringere Bandbreite aufweisen [69], ist zu sehen, dass die 3 dB Bandbreite des Spektrum der abgestrahlten Leistung jetzt 30 GHz beträgt. Die durch diese Methode verringerte Effizienz und somit verringerte Abgestrahlte Leistung kann durch die (vergleichsweise) geringe Flächeneinsparung nicht gerechtfertigt werden.

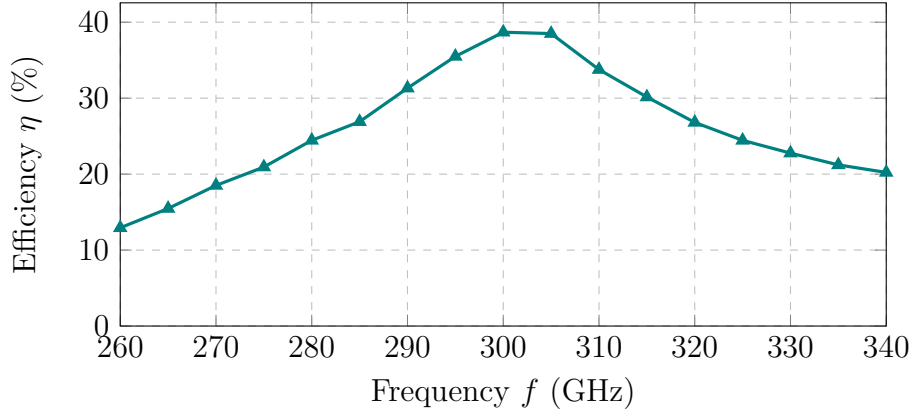


Abbildung 4.16: Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V3.

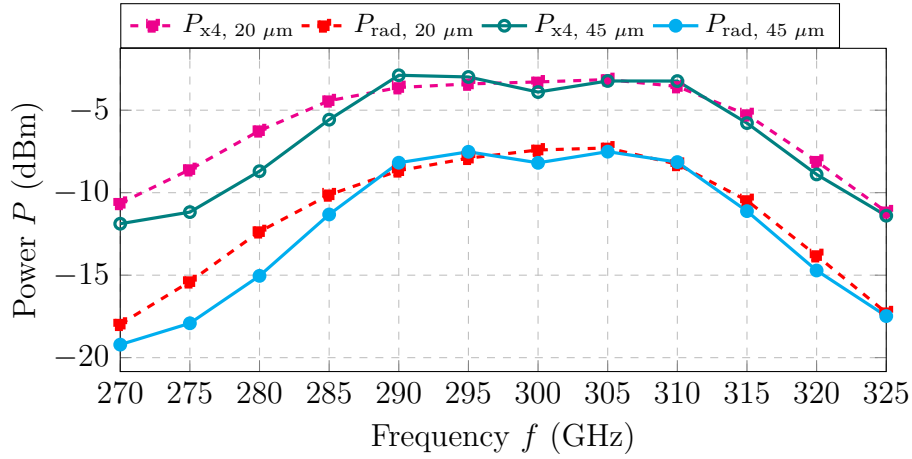


Abbildung 4.17: Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der multiresonanten Patch Antenne V3 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung.

4.6 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V4

In diesem Abschnitt wird eine Möglichkeit zur Erhöhung der 3 dB Bandbreite untersucht. Die Leistungsabnahme bei Frequenzen oberhalb von 300 GHz ist einerseits bedingt durch die Fehlanpassung, jedoch ist dort bereits bei optimaler Belastung eine stärkere Leistungsabnahme zu sehen als unterhalb der Mittenfrequenz. Diese Leistungsabnahme ist dadurch bedingt, dass die Transistoren mit steigender Frequenz weiter oberhalb ihrer Transitfrequenz arbeiten. Unterhalb der Mittenfrequenz ist die Leistungsabnahme in erster Linie durch die Antennenimpedanz bedingt. Wird z.B. der Impedanzverlauf aus Abbildung 4.8 in der Umgebung von 280 GHz betrachtet, so ist zu sehen, dass der Imaginärteil stark abnimmt während der Realteil konstant bleibt, jedoch deutlich geringer als bei der Mittenfrequenz ausfällt. Bei der Betrachtung der

Loadpull Landschaft ausgehend von der optimalen Lastimpedanz ist ein stärkerer Abfall in Richtung geringerer Realteile zu sehen als zu den höheren. Das kombiniert mit der Tatsache, dass der Realteil stark abnimmt, erklärt die Leistungsabnahme.

Um dem rapiden Anstieg bzw. Abfall des Imaginärteils entgegenzuwirken, soll die Verstimmungsfrequenz $\Delta f = 20$ GHz betragen. Die Antenne soll zwecks maximaler Bandbreite und Effizienz hier ohne Kurzschluss realisiert werden. Der Aufbau ist identisch zur Antenne aus Abbildung 4.11, die Längen der jeweiligen Antennenelemente betragen hier $\ell_{280} = 249 \mu\text{m}$ und $\ell_{320} = 216 \mu\text{m}$.

Anschließend werden die vom Vervierfacher abgegebene Leistung sowie das Spektrum der abgestrahlten Leistung in Abbildung dargestellt. Es kann nun eine 3 dB Bandbreite von 60 GHz erzielt werden. Verglichen jedoch mit den vorherigen Antennenvarianten ist zu sehen, dass im Bereich zwischen 270 GHz und 280 GHz bei dieser Variante durchaus ein Leistungsgewinn erzielt werden konnte. Oberhalb von 280 GHz ist hier die Leistung um 3 dB geringer, sodass diese Antenne zwar eine 3 dB Bandbreite von 60 GHz hat, jedoch ist diese auf Kosten der Ausgangsleistung erreicht worden.

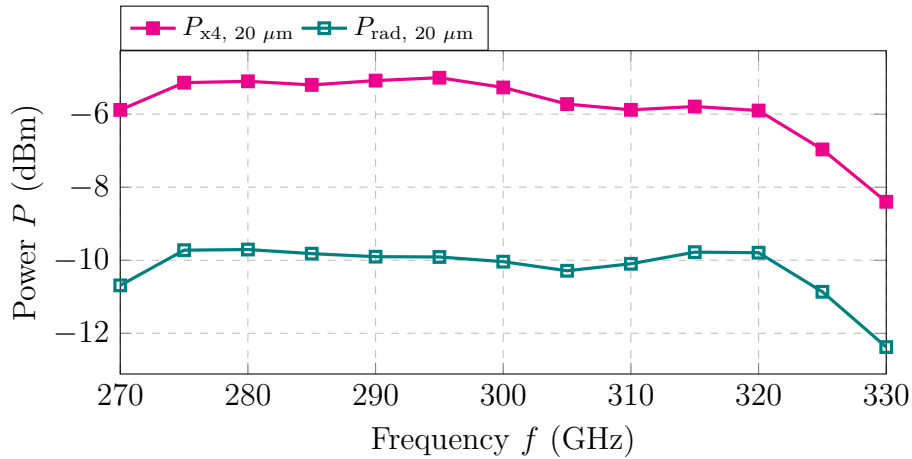


Abbildung 4.18: Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V4 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung.

4.7 Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V5

Es wird hier noch eine weitere Möglichkeit zur Bandbreitenerhöhung untersucht. Es werden anstelle von zwei verstimmten Antennen nun vier eingesetzt. Der Einsatz von vier parallel geschalteten Elementen resultiert in mehreren Impedanzmaxima, sodass der Realteil der Antennenimpedanz über einen größeren Frequenzbereich geeignet für

den Vervierfacher ist. Bedingt durch die Anordnung der Antennen werden diese nicht zentriert mit der Mikrostreifenleitung gespeist, sondern an ihren Rändern. Aus diesem Grund müssen jedoch die Antennen schmaler ausgelegt werden, da ansonsten ungewünschte Moden angeregt werden können. Der Aufbau der Gesamtantenne ist in Abb. 4.19 dargestellt. Die einzelnen Antennenelemente haben die Längen $\ell_{280} = 251 \mu\text{m}$, $\ell_{290} = 243 \mu\text{m}$, $\ell_{310} = 226 \mu\text{m}$ und $\ell_{320} = 219 \mu\text{m}$.

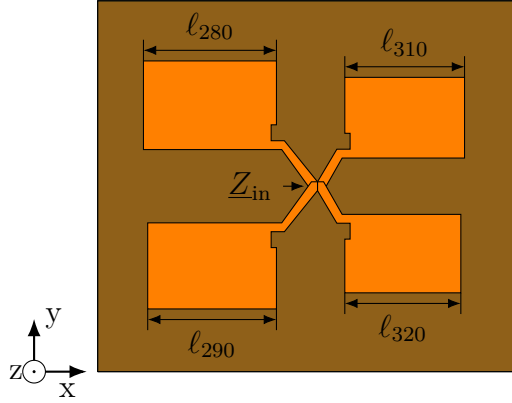


Abbildung 4.19: Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V5.

Bei dieser Struktur werden Elemente mit den Resonanzfrequenzen 280 GHz, 290 GHz, 310 GHz und 320 GHz eingesetzt. Da die Antennen aus vier Elementen besteht gibt es $4! = 16$ unterschiedliche Anordnungen. Da jedoch eine Drehung der Anordnung um 90° die Eigenschaften der Antennen nicht beeinflusst, gibt es insgesamt $4!/4 = 6$ zu untersuchenden Konstellationen.

Der beste Effizienzverlauf ergibt sich für die Konstellation 1 (s. Abb. 4.20), wo sich die 280 GHz Antenne über der 290 GHz befindet. Analog befindet sich die 310 GHz Antenne oberhalb der 320 GHz Antenne. In diesem Fall nimmt zwar die Effizienz bei 290 GHz und 325 GHz, aufgrund entgegengesetzter Stromdichten der jeweiligen Elementepaare bei diesen Frequenzen, ab, jedoch ist sie höher als bei den anderen Konstellationen, wo ein starker Effizienzeinbruch bei 300 GHz zu beobachten ist. Das liegt daran, dass die Frequenz, wo die Effizienz einbricht, dem Mittelwert der Resonanzfrequenzen der übereinander stehenden Antennen ist. Bei den anderen Konstellation (s. beispielsweise Konstellation 2 in Abb. 4.20) findet daher der Effizienzeinbruch für beide Antennenpaare bei 300 GHz statt, weshalb dieser den Gesamtverlauf wesentlich stärker beeinflusst.

Durch die Verschaltung mehrerer $\lambda/4$ transformierter Patch Antennen sind bei der eingesehenen Admittanz nun vier lokale Maxima des Realteils zu sehen. Das heißt wiederum, dass bei der eingesehenen Impedanz auch mehrere lokale Maxima entstehen, welche eine breitbandigere Anpassung ermöglichen sollen. In Abbildung 4.21 wird die

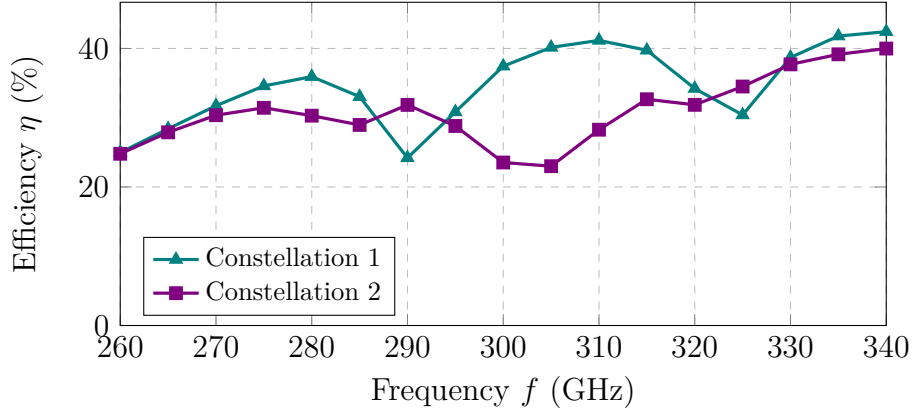


Abbildung 4.20: Effizienz der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V5.

eingesehene Impedanz sowie die Admittanz dargestellt.

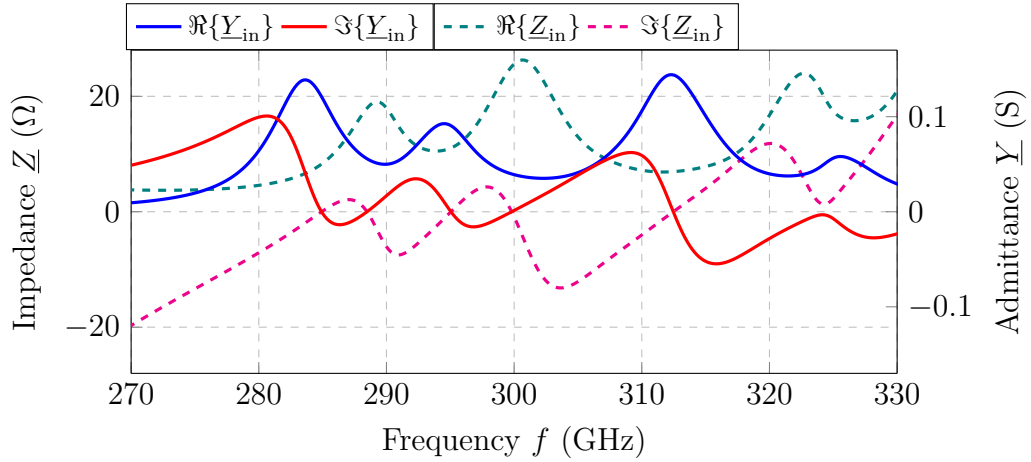


Abbildung 4.21: Eingesehene Impedanz und Admittanz der multiresonanten Patch Antenne V1.

Schließlich wird Abbildung 4.22 die Ausgangsleistung des Vervierfachers bei Belastung mit dieser Antenne dargestellt. Zwar beträgt auch hier die 3 dB Bandbreite der abgestrahlten Leistung für beide Vervierfachervarianten 40 GHz, allerdings ist im Verhältnis zu den bisherigen Antennenvarianten hier eine bessere Belastung des Vervierfachers möglich. Wird z. B. die abgegebene Leistung des Vervierfachers mit der kürzeren Lastleitung für diesen Fall mit dem Fall aus Abb. 4.13 verglichen, so kann gesehen werden, dass hier die minimale Leistung -7,6 dBm beträgt während die maximale -2,8 dBm ist. In Abb. 4.13 hingegen ist die maximale Ausgangsleistung des Vervierfachers -3,2 dBm und die minimale -9,4 dBm. Trotz dieser Verbesserungen bleibt aufgrund der Antenneneffizienz die Bandbreite der abgestrahlten Leistung 40 GHz und bedingt durch die

sehr hohe Platzeinnahme ist diese Antenne nicht für die Realisierung auf dem Chip geeignet.

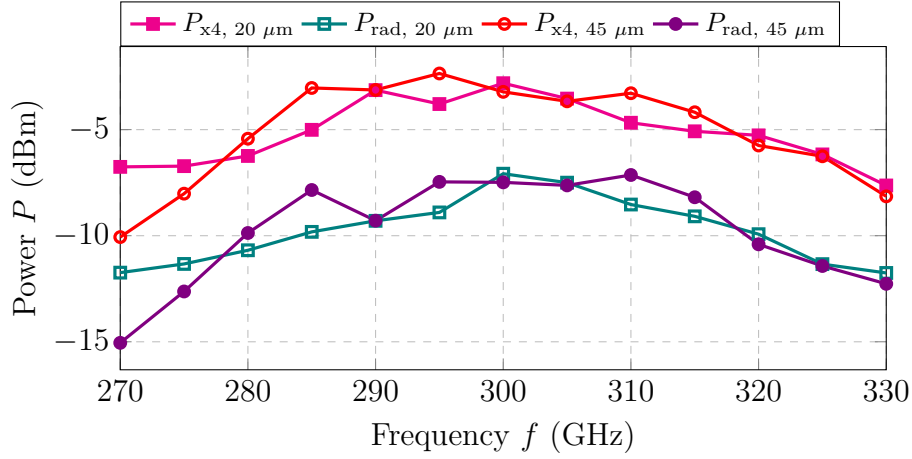


Abbildung 4.22: Ausgangsleistung des 300 GHz Push Push Verdopplers bei Belastung mit der multiresonanten Patch Antenne V5 sowie die von der Antenne abgestrahlte Leistung.

4.8 Anpassung der Antenne an das Layout

Wird die Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V2 in der Form wie in Abb. 4.11 gezeugt eingesetzt, so besteht eine große geometrische Überlappung zwischen dem Antennengebiet und der ersten Verdopplerstufe. Es sollen hier unterschiedliche Methoden zur Leitungsverlängerung untersucht werden, um im Anschluss eine optimale geometrische Anpassung mit den geringsten Verlusten zu erzielen.

Die erste zu untersuchende Methode basiert auf dem Einsatz von Serienkapazitäten. Dabei wird die Zuleitung in mehrere Abschnitte aufgetrennt, die miteinander über diese Kapazitäten verbunden werden. Die Serienkapazität verursacht eine negative Phasenverschiebung, sodass für dieselbe elektrische Länge ein längeres Leitungsstück benötigt wird. Ist nun die Länge p des Leitungsabschnitts mit der Serienkapazität kurz genug, d.h. $p < \lambda/4$, so kann diese konzentrierte Serienkapazität als ein verteiltes Bauteil interpretiert werden $C'_{se} = C_{ser} p$ [70]. Diese Einheitszelle kann durch das Ersatzschaltbild aus Abbildung 4.23 modelliert werden.

Für das Phasenmaß β' dieser Leitung gilt:

$$\beta' = \sqrt{\left(\omega L'_{se} - \frac{1}{\omega C'_{se}}\right) \omega C'_{sh}} = \sqrt{\omega^2 L'_{se} C'_{sh} - \frac{C'_{sh}}{C'_{se}}} = \sqrt{\beta^2 - \frac{C'_{sh}}{C'_{se}}}, \quad (4.8)$$

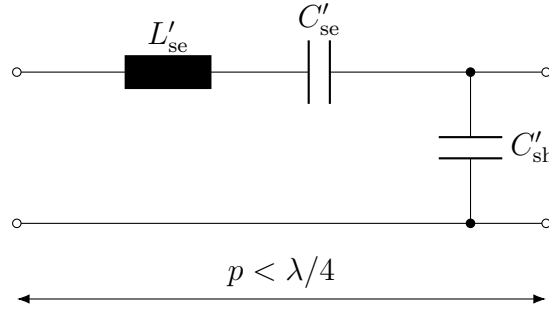


Abbildung 4.23: Ersatzschaltbild der Einheitszelle einer periodisch mit Serienkapazitäten belasteten Mikrostreifenleitung.

mit L'_{se} der Induktivität pro Längeneinheit, C'_{se} der Kapazität mal Längeneinheit und C'_{sh} der Kapazität pro Längeneinheit. Dabei ist β das Phasenmaß einer herkömmlichen Transmissionsleitung:

$$\beta = \omega \sqrt{L'_{se} C'_{sh}}, \quad (4.9)$$

Aus (4.8) folgt, dass es für die Erzeugung derselben Phasenverschiebung, die eine Leitung der Länge ℓ mit einem Phasenmaß β erzeugt, die Metaleitung mit dem Phasenmaß β' eine längere Leitung benötigt. Da die Serienkapazität in der Realität ein konzentriertes Bauelement ist, so gilt dieser Zusammenhang in einem beschränkten Frequenzbereich [70], was in dieser Hinsicht einen direkten Einfluss auf die Bandbreite der Antenne hat. Als Serienkapazität wird in EMPIRE XPU eine idealisierte (verlustfreie) Kapazität in Serie zu der Übertragungsleitung definiert. Es wird eine Kapazität von $C_{ser} = 15$ fF angenommen, die auch in der B11HFC Technologie realisierbar ist, um somit die eine möglichst große Leitungsverlängerung zu erzielen. Durch den Einsatz von drei Serienkapazitäten ist eine Leitungsverlängerung der Leitung vom Speisepunkt zu einem Antennenelement von $100 \mu\text{m}$ erreicht worden, was zu einer Gesamtleitungsverlängerung von $200 \mu\text{m}$ korrespondiert.

Eine andere Methode, die Leitung zu verlängern, ist eine $3/4\lambda$ Leitung anstelle der $\lambda/4$ Leitung einzusetzen. Durch die Verlängerung beider Zuleitungen um ihre korrespondierende, halbe Wellenlänge, wird eine Gesamtleitungsverlängerung von $500 \mu\text{m}$ erreicht. Durch die Leitungsverlängerung sind Verluste zu erwarten, welche die Effizienz reduzieren können. Die Leitungsverlängerung beschränkt darüber hinaus die Bandbreite der Antenne.

Abschließen kann eine Antenne mit einem Speisekonzept ähnlich zu der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V5 realisiert werden, indem zwei Antennenelemente der Resonanzfrequenzen von 290 GHz und 310 GHz parallel geschaltet werden. Der exzentrische Speisepunkt erleichtert die geometrische Anpassung, da sich nun das Antennengebiet weit genug entfernt vom Vervierfacher befindet. Darüber hinaus können in diesem Fall $\lambda/4$ Leitungen eingesetzt werden. Da die einzelnen Antennen jedoch wie-

der schmaler sind, ist eine Effizienzabnahme zu erwarten. In Abbildung 4.24 wird die Antennenstruktur dargestellt, während in Abbildung 4.25 ein Vergleich der Effizienzen der unterschiedlichen Antennenstrukturen gezeigt wird. Die höchste Effizienz wird bei

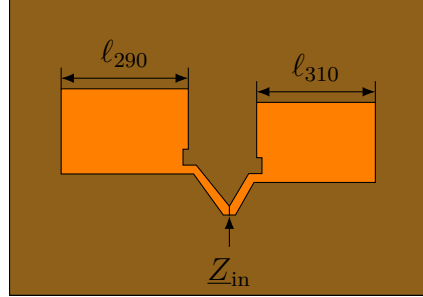


Abbildung 4.24: Schematischer Aufbau der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2.1.

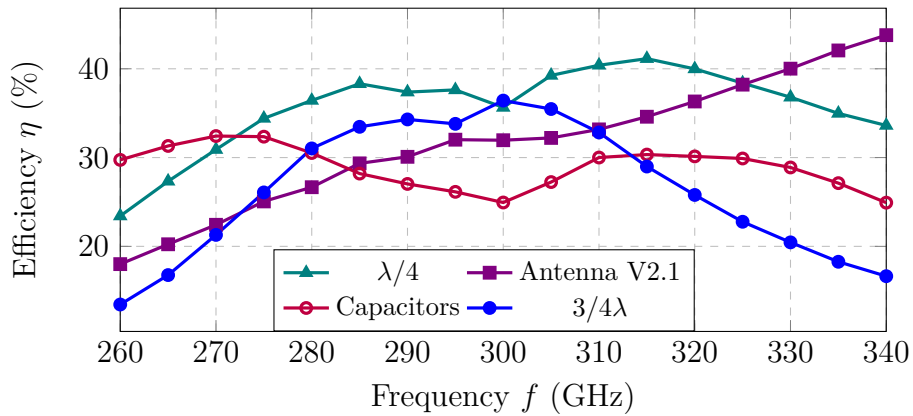


Abbildung 4.25: Effizienzvergleich für unterschiedliche Speisetzwerke.

der Antenne mit den $3/4\lambda$ Leitungen erzielt, während die geringste Effizienz bei der Antenne mit den Serienkapazitäten erreicht wird, wenngleich diese die höchste Effizienzbandbreite besitzt. Da jedoch bei diesen Betrachtungen von einer idealen Kapazität ausgegangen wurde, ist zu erwarten, dass durch die Verluste der reellen Kapazitäten sowie der Zuleitungen zu dieser die Effizienz weiter negativ beeinflusst wird. Die exzentrisch gespeiste Antenne hat zwar eine gute Effizienz in der Umgebung von 300 GHz, jedoch nimmt sie stark ab zu tieferen Frequenzen. Die Effizienzanstieg zu den höheren Frequenzen ist durch die Anregung der höheren Mode bedingt. Aus diesem Grund wird schließlich die Antenne mit einer $3/4\lambda$ Leitung gespeist.

Der finale Aufbau der Antenne wird in Abbildung 4.26 dargestellt. Um die Antenne herum auf einem Abstand von $50 \mu\text{m}$ befindet sich ein *guardring*. Da sich im Speisepunkt die Lastleitung befindet, welche auf den Metalllagen M4 und M6 realisiert wurde,

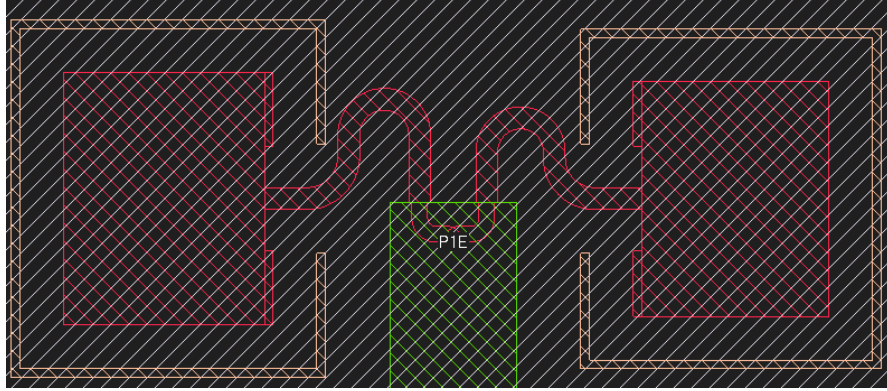


Abbildung 4.26: Finaler Aufbau der multiresonanten Patch Antenne V3.

ist der Einsatz einer Al-M1 Leitung dort nicht möglich. Aus diesem Grund soll die Zuleitung zur Antenne aus zwei Segmenten gleicher charakteristischer Impedanzen bestehen. Dafür werden die Verluste der verschiedenen Leitungsanordnungen analysiert. Es soll eine M6-M4, eine Al-M4 und Al-M1 Übertragungsleitung untersucht werden, wobei M4 und M1 die Masseflächen sind. Für diese Untersuchung wird ein Aufbau bestehend aus zwei Mikrostreifenleitungen betrachtet, wobei die Referenzebenen so verschoben sind, dass die Längen der Leitungen jeweils $125 \mu\text{m}$ betragen. Sie werden an ihren Rändern gespeist, wobei unmittelbar an den Speisepunkten sich die Ränder des Simulationsgebiets befinden, welche die Eigenschaften einer *perfectly matched layer* haben, d.h. eine dort einlaufende Welle wird nahezu komplett absorbiert. Das ermöglicht, neben der Abschätzung der Verluste, auch die Bestimmung der charakteristischen Impedanz der Leitung. Die Verluste der Leitung können daher anhand der Bestimmung des Vorwärtstransmissionsfaktors \underline{S}_{21} abgeschätzt werden. Die Verluste können schließlich durch:

$$LOSS = -20 \log_{10} |\underline{S}_{21}|, \quad (4.10)$$

bestimmt werden. In Abbildung 4.27 werden die auf eine Leitungslänge von 1 mm normierten Verluste für die drei Anordnungen grafisch dargestellt.

Es ist zu sehen, dass bei der betrachteten charakteristischen Impedanz von 38Ω die Al-M1 Leitung die geringsten Verluste aufweist, während die M6-M4 Leitung die höchsten, sodass diese als Antennenzuleitung vorgesehen wird, wobei für den Übergang vom Ausgang des Vervierfachers zu dem Antennengebiet die Al-M4 Leitung benutzt wird.

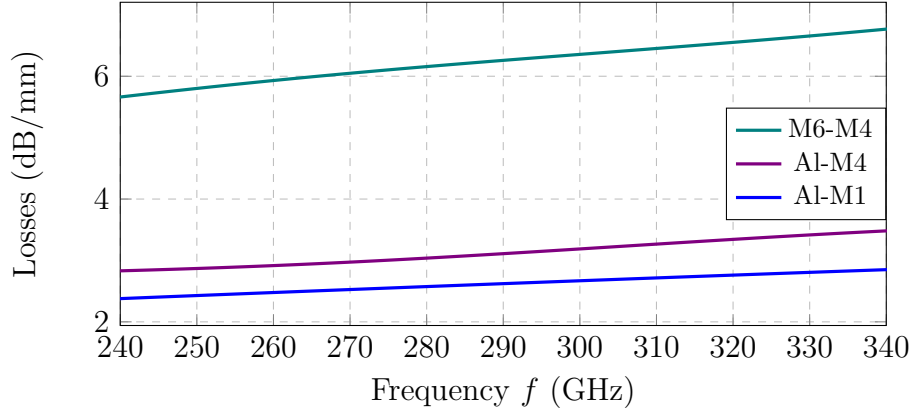


Abbildung 4.27: Verluste für Transmissionsleitungen gleicher charakteristischen Impedanz, realisiert auf unterschiedlichen Metalllagen.

4.9 Modellierung der Antennenimpedanz und Berechnung der abgegebenen Leistung der 300 GHz Frequenzvervierfachers

Aufgrund des zu hohen Zeitaufwands bei der Durchführung der Loadpull Simulation, wenn sowohl die parasitären Einflüsse als auch die Eigenschaften der Leitungen berücksichtigt werden, werden diese Simulation nicht für den kompletten Frequenzbereich durchgeführt. Hier soll eine alternative Methode zur Bestimmung der abgegebenen Leistung des Vervierfachers angewendet werden, die auf der Modellierung der Antennenimpedanz durch ein äquivalentes Ersatzschaltbild basiert. Anhand der bisherigen Analysen der Antennen ist zu sehen, dass sich die Impedanz einer Patch Antenne in der Umgebung ihrer Resonanzfrequenz wie ein Parallelschwingkreis verhält. Da die hier einzusetzende Antenne aus zwei Patch Antennen besteht, die durch jeweils eine $3/4\lambda$ Leitung parallel geschaltet werden, kann ihre Impedanz um die Resonanzfrequenz als ein Serienschwingkreis modelliert werden. Abbildung 4.28 zeigt die eingesehene Admittanz der Antenne.

Die zwei Maxima des Realteils um 300 GHz korrespondieren zu den jeweiligen Resonanzfrequenzen. Der Widerstand des Serienschwingkreises wird demnach den Wert des entsprechenden Maximums des Realteils der Admittanz annehmen. Die Kapazität und Induktivität werden so gewählt, dass gilt:

$$\frac{1}{L_i C_i} = (2\pi f_i)^2, \quad (4.11)$$

mit f_i der jeweiligen Resonanzfrequenz. Das heißt weiter, dass entweder die Kapazität oder Induktivität bestimmt werden muss, weil sich die andere Komponente aus der

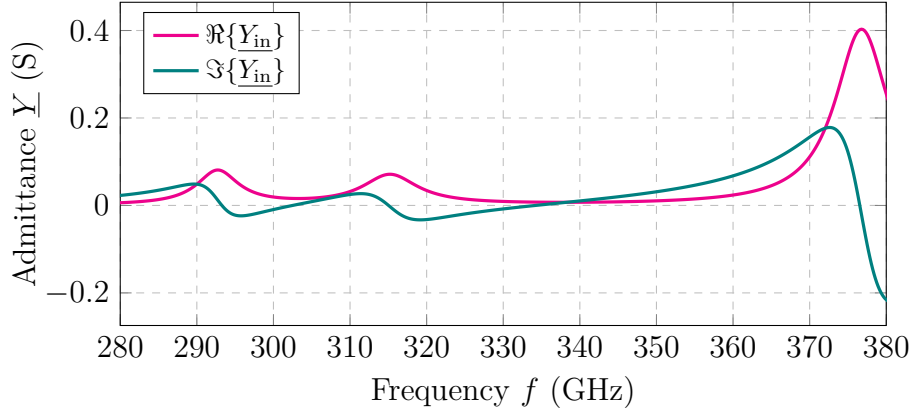


Abbildung 4.28: Eingesehene Admittanz der zu modellierenden Antenne.

Resonanzfrequenz ergibt. Hier soll die Kapazität eingestellt werden. Durch die Einstellung der Kapazität wird die Güte des Schwingkreises beeinflusst. Der Vollständigkeit halber wird auch die Resonanz bei 375 GHz modelliert. Zur Einstellung des Imaginärteils wird zusätzlich eine Shuntinduktivität L_{sh} eingesetzt. Schließlich wird noch eine Serienkapazität hinzugefügt, um das Verhalten der Antenne im Gleichstromfall zu beschreiben. Diese Kapazität kann als die Parallelschaltung zweier Plattenkondensatoren approximiert werden, wobei der Plattenabstand zum Abstand zwischen der Al- und M1 korrespondiert und die Plattenflächen zu den Flächen der jeweiligen Antennenelemente. Das komplette Ersatzschaltbild wird in Abbildung 4.29 dargestellt.

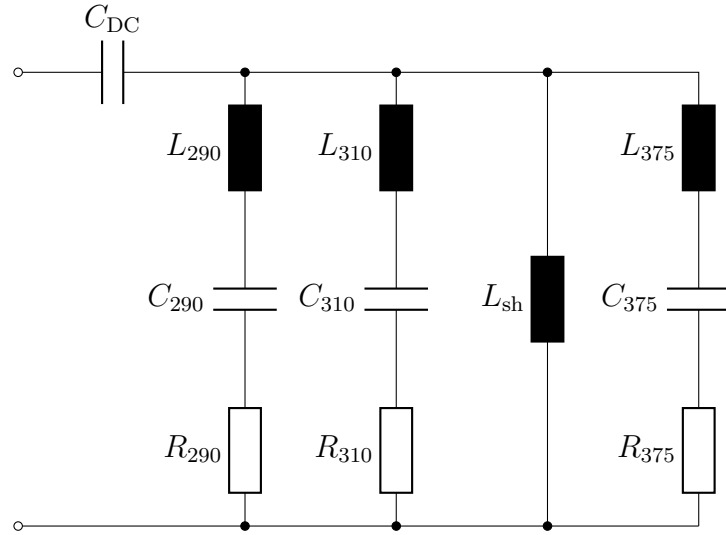


Abbildung 4.29: Antennenersatzschaltbild zur Simulation mit Cadence.

Die Ersatzschaltbildparameter werden in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Ein Vergleich zwischen der tatsächlichen und der modellierten Antennenimpedanz ist in Abbildung

| | | | |
|-----------|----------------|----------------|------------------------|
| Parameter | L_{290} (pH) | C_{290} (aF) | R_{290} (Ω) |
| Wert | 311,8 | 950 | 12,8 |
| Parameter | L_{310} (pH) | C_{310} (aF) | R_{310} (Ω) |
| Wert | 268,3 | 950 | 14,7 |
| Parameter | L_{375} (pH) | C_{375} (fF) | R_{375} (Ω) |
| Wert | 46,9 | 3,8 | 2,4 |
| Parameter | L_{sh} (pH) | C_{DC} (pF) | |
| Wert | 31 | 445,7 | |

Tabelle 4.2: Ersatzschaltbildparameter zur Modellierung der Antennenimpedanz.

4.30 zu sehen.

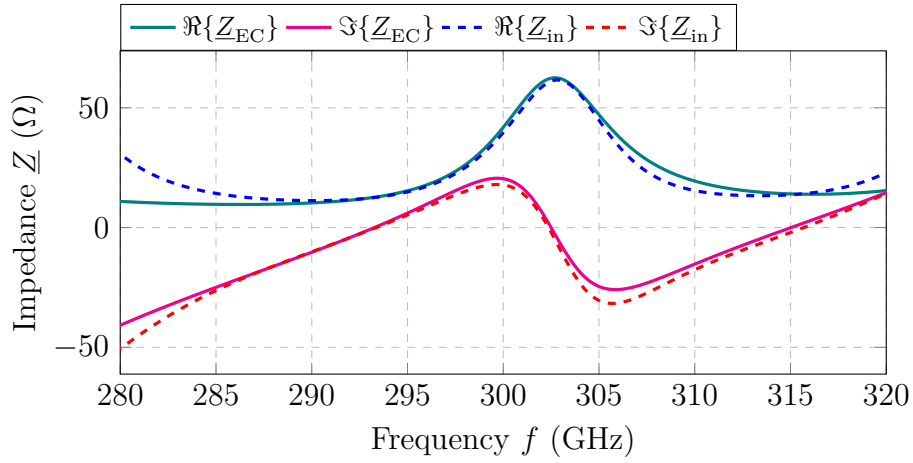


Abbildung 4.30: Vergleich zwischen modellierter und simulativ ermittelter Antennenimpedanz.

Schließlich wird anhand des Ersatzschaltbilds die Ausgangsleistung des Vervierfachers ermittelt, die in Abbildung 4.31 dargestellt ist. Da die im ESB die einzelnen Antennen enthalten sind, ist es möglich durch die Ermittlung der umgesetzten Leistung in den jeweiligen Widerständen die von ihnen aufgenommene Leistung zu ermitteln. Die vom Vervierfacher abgegebene Leistung wird durch Aufsummierung der einzelnen Leistungsbeiträge bestimmt.

Verglichen mit der multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2 aus Abschnitt 4.4 ist eine Leistungsabnahme von lediglich 0,5 dB zu sehen. Trotz der berücksichtigten parasitären Eigenschaften und längeren Zuleitung beträgt hier die 3 dB Bandbreite der abgestrahlten Leistung auch 40 GHz. In Abbildung 4.32 wird anschließend das Layout des Chips mit Antenne und Vervierfacher dargestellt. Die komplette Chipfläche beträgt $1040 \mu\text{m} \times 550 \mu\text{m}$, wobei der größte Teil der Fläche von der Antenne besetzt wird.

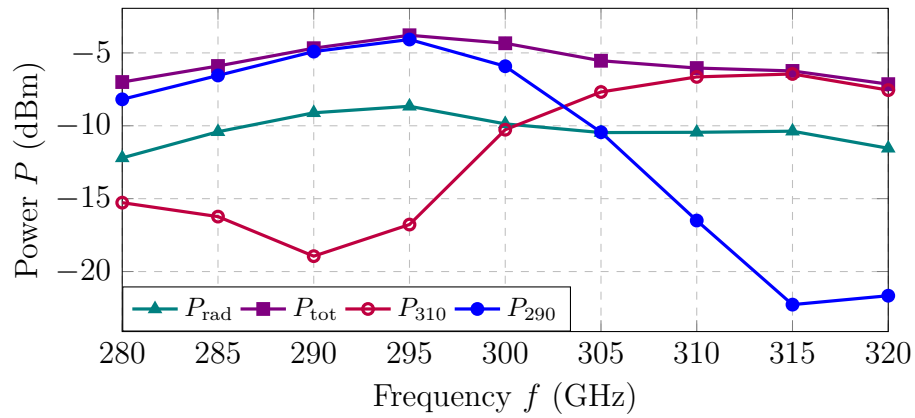


Abbildung 4.31: Ausgangsleistung des 300 GHz Vervierfachers bei Belastung mit der final entworfenen Antenne. Hierbei wurde auch die parasitären Eigenschaften des Layouts berücksichtigt.

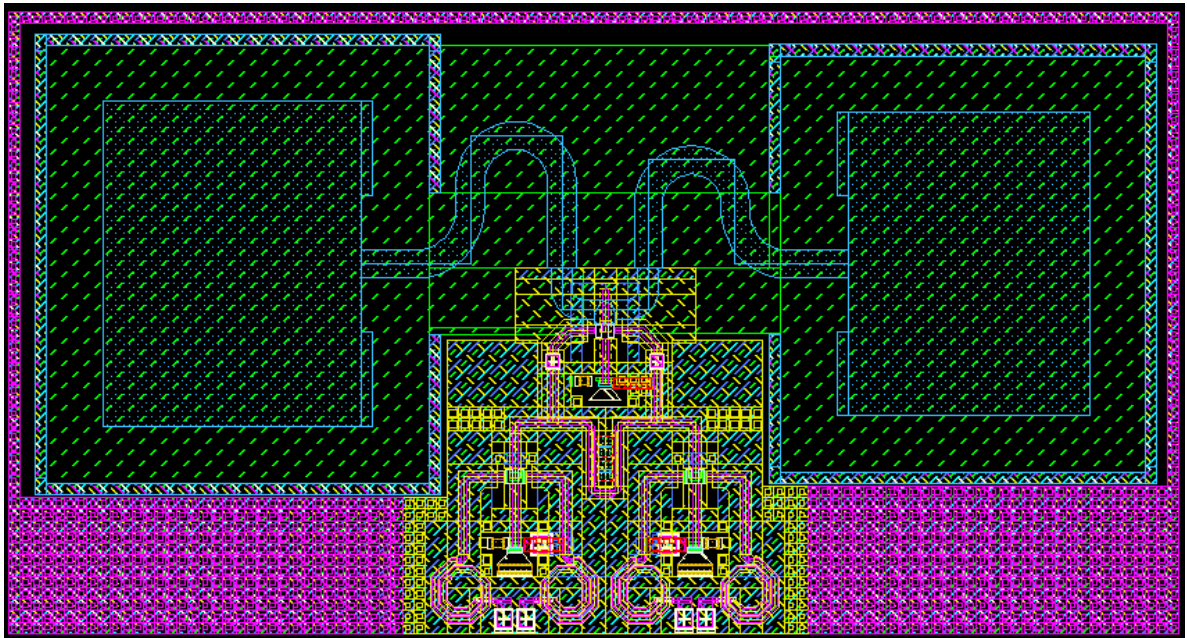


Abbildung 4.32: Chiplayout mit 300 GHz Vervierfacher und Antenne.

5 Simulation der Antenne in einem Radarszenario

Da die bisher betrachteten, breitbandigen Antennenvarianten aus mindestens zwei Antennen unterschiedlicher Resonanzfrequenzen bestehen, besteht ihr abgestrahltes Feld aus einer Überlagerung der Felder beider Elemente. Weil also mindestens zwei Phasenfronten von einzelnen Antennen abgestrahlt werden, kommen unterschiedliche Frequenzanteile mit unterschiedlichen Verzögerungen an. Das führt schließlich zu einer Abnahme der Auflösung des Radarsystems.

5.1 Simulation mit einem breitbandigem Empfänger

Zur Analyse dieses Phänomens soll zunächst ein Aufbau aus einer On-Chip Sendeanenne und einem breitbandigen Empfänger betrachtet werden. Als Empfänger wird hier ein WR03 Hohlleiter eingesetzt, der in einem Bereich zwischen 220 GHz und 330 GHz senden und empfangen kann. Als Referenz wird derselbe Hohlleiter einmal auch als Sender eingesetzt, wobei die Bandbreite des Sendesignals begrenzt wird. Der Sender und Empfänger befinden sich in einem Abstand von 10 mm zueinander und im Rahmen einer FDTD Simulation werden die Streuparameter ermittelt. Das Verhalten des Gesamtsystems kann daher durch folgendes Gleichungssystem beschrieben werden:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix}, \quad (5.1)$$

wobei \underline{a}_i die einlaufenden und \underline{b}_i die reflektierten Wellen, mit $i = 1..2$ sind. Da im Rahmen der Simulationen die Antennen durch eine Quelle mit einer $50 \, \Omega$ Eingangsimpedanz gespeist werden, muss der Einfluss der Fehlanpassung korrigiert werden. Wenn \underline{a}_1 die von der Quelle eingespeiste Welle ist und \underline{b}_1 die durch die Fehlanpassung zurück-reflektierte, so kann das von der Antenne aufgenommene Leistungsspektrum P_{in} durch [8]:

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} (|\underline{a}_1|^2 - |\underline{b}_1|^2) = \frac{1}{2} |\underline{a}_1|^2 \left(1 - \frac{|\underline{b}_1|^2}{|\underline{a}_1|^2} \right), \quad (5.2)$$

beschrieben werden. Mit:

$$\underline{S}_{11} := \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1}, \quad (5.3)$$

gilt schließlich für die aufgenommene Leistung:

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} |\underline{a}_1|^2 (1 - |\underline{S}_{11}|^2). \quad (5.4)$$

Soll nun das von der Antennen aufgenommene Leistungsspektrum vorgegeben werden, dann muss der Betrag einlaufende Welle \underline{a}_1 folgende Form annehmen:

$$\underline{a}_1 = \sqrt{\frac{2P_{\text{in}}}{1 - |\underline{S}_{11}|^2}}. \quad (5.5)$$

Da hier ein breitbandiger Empfänger eingesetzt wird, gilt schließlich für die empfangene Welle \underline{b}_2 :

$$\underline{b}_2 = \underline{S}_{21} \underline{a}_1 = \underline{S}_{21} \sqrt{\frac{2P_{\text{in}}}{1 - |\underline{S}_{11}|^2}}. \quad (5.6)$$

Die Ermittlung der Streuparameter erfolgt in EMPIRE XPU, während die Vorgabe des Leistungsspektrums sowie die weitere Bearbeitung in MATLAB [71] durchgeführt werden. Zur Verdeutlichung der Verarbeitung in MATLAB soll hier mathematisch ein einfaches Beispiel betrachtet werden. Es soll angenommen werden, dass sowohl der Sender breitbandig an die Signalquelle angepasst ist, d.h. $\underline{S}_{11} = 0$. Darüber hinaus soll der Sender breitbandig strahlen, der Empfänger dementsprechend breitbandig empfangen. Diese befinden sich dazu in Luft und weisen keine Dispersion auf. Wenn sie sich somit auf einem Abstand d befinden, so gilt für den Vorwärtstransmissionskoeffizienten:

$$\underline{S}_{21} = \exp(-j\beta d) = \exp\left(-\frac{\omega}{c_0} d\right). \quad (5.7)$$

Demnach gilt für die am vom Empfänger empfangene Welle:

$$\underline{b}_2(\omega) = \sqrt{2P_{\text{in}}} \exp\left(-\frac{\omega}{c_0} d\right). \quad (5.8)$$

Für die Betrachtungen soll ein Gauss-förmiges Leistungsspektrum mit einer 3 dB-Bandbreite $\Delta\omega$ angenommen werden, welches um die Frequenz $f_0 = 300$ GHz zentriert ist:

$$P_{\text{in}} = P_0 \exp\left(-\ln(2) \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\right)^2}\right), \quad (5.9)$$

mit $\omega_0 = 2\pi f_0$ und P_0 der Spitzenleistung. Für die empfangene Welle gilt schließlich mit (5.8) und (5.9):

$$\underline{b}_2(\omega) = \sqrt{P_0} \exp\left(-\ln(2) \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\right)^2}\right) \exp\left(-\frac{\omega}{c_0} d\right). \quad (5.10)$$

Im nächsten Schritt wird die inverse Fouriertransformierte des Spektrums dieser Welle ermittelt. In diesem Fall gilt:

$$b_2(t) = \sqrt{P_0} \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\right)^2}{2\pi \ln(2)}} \exp\left(-\frac{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\right)^2}{2\ln(2)} \left(t - \frac{d}{c_0}\right)^2\right) \exp(j\omega_0 t). \quad (5.11)$$

Durch Multiplikation mit $\exp(-j\omega_0 t)$ wird das Signal ins Basisband runtergemischt. Eine anschließende Tiefpassfilterung liefert somit:

$$b_{2, \text{BB}}(t) = \sqrt{P_0} \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\right)^2}{2\pi \ln 2}} \exp\left(-\frac{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\right)^2}{2\ln 2} \left(t - \frac{d}{c_0}\right)^2\right). \quad (5.12)$$

Daraus folgt, dass das empfangene Signal im Zeitbereich ebenfalls eine Gauss-Funktion ist, deren Maximum sich bei $t_{\text{Peak}} = \frac{d}{c_0}$ befindet. Demzufolge soll hier die Zeitachse durch:

$$r = t \cdot c_0 \quad (5.13)$$

in eine Ortsachse umgerechnet werden. Als Gütemaß zum Vergleich der verschiedenen Sender soll die 10 dB örtliche Breite betrachtet werden. Diese Breite kann in eine äquivalente Sendebandbreite umgerechnet werden. Wird lediglich die Gauss-Funktion $g(t)$, die das Verhalten des Empfangssignals beschreibt, betrachtet:

$$g(t) = \exp\left(-\frac{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\right)^2}{2\ln 2} t^2\right), \quad (5.14)$$

so beträgt das Argument der Funktion bei den Punkten der 10 dB Bandbreite $-\frac{1}{2} \ln 10$. Aus einem Vergleich mit (5.14) ist der zeitliche Abstand Δt zwischen den Punkten:

$$\Delta t = \frac{4\sqrt{\ln(10) \ln(2)}}{\Delta\omega}. \quad (5.15)$$

Durch eine Multiplikation mit c_0 wird die örtliche 10 dB Bandbreite ermittelt. Schließlich gilt für die äquivalente Bandbreite des Sendesignals:

$$\Delta f = \frac{4c_0\sqrt{\ln(10) \ln(2)}}{2\pi\Delta r}. \quad (5.16)$$

Zunächst soll eine Anordnung bestehend aus zwei WR3 Hohlleitern betrachtet werden, die sich auf einem Abstand von 10 mm befinden. Die Frequenzbandbreite des Sendesignals soll in den betrachteten Fällen 40 GHz betragen. Daher beträgt die 10 dB örtliche Breite des Empfangssignals:

$$\Delta r = \frac{4c_0\sqrt{\ln(10) \ln(2)}}{\Delta\omega} = 6,03 \text{ mm}. \quad (5.17)$$

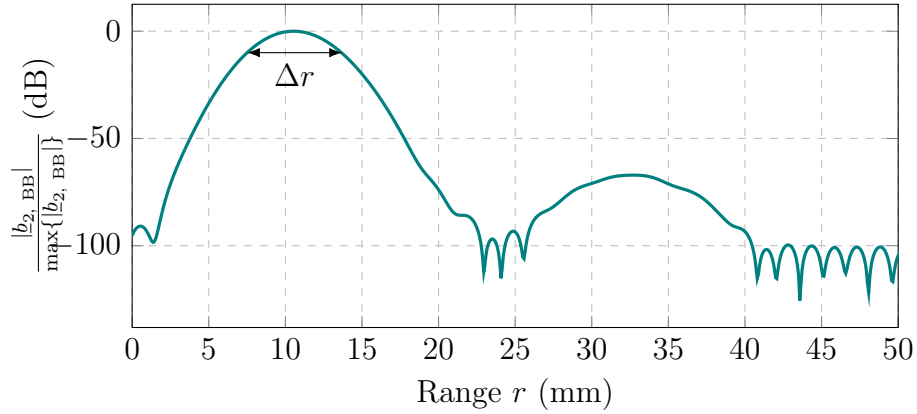


Abbildung 5.1: Empfangssignal mit einem bandbreitenbegrenzten WR03 Hohlleiter als Sender.

In Abbildung 5.1 wird das Empfangssignal über der Ortsachse dargestellt. Die 10 dB Breite beträgt hier 6,15 mm, was in guter Übereinstimmung mit den 6,03 mm eines idealen Gauss-Pulses ist.

Des Weiteren werden dieselben Simulationen durchgeführt, wobei als Sender die 300 GHz Patch Antenne und die Multiresonante 300 GHz Patch Antenne V2 eingesetzt werden. Ein Vergleich der Radarsignale mit der Gauss-Funktion als angenommenes Ausgangsleistungsspektrum wird in Abbildung 5.2 gezeigt.

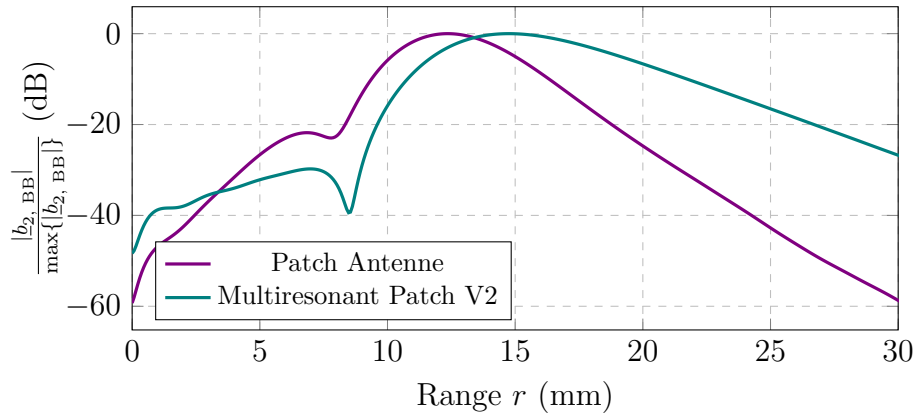


Abbildung 5.2: Empfangssignal mit einer 300 GHz Patch sowie der multiresonanten Patch Antenne als Sender.

Die örtliche 10 dB Pulsbreite des von der Patch Antenne abgestrahlten Pulses beträgt 6,97 mm. Dies entspricht einer effektiven 3 dB Frequenzbandbreite des Sendesignals von 34,6 GHz. Die 10 dB Pulsbreite der multiresonanten Patch Antenne V2 beträgt hingegen 10,95 mm, d.h. 4 mm mehr als bei der Patch Antenne. Die Frequenzbandbreite

des Sendesignals ist demnach 22 GHz. Bei diesem Vergleich wird davon ausgegangen, dass das Spektrum der aufgenommenen Leistung für alle Antennen gleich ist. In der Realität muss jedoch die Anpassung an den Vervierfacher berücksichtigt werden. Wie in Abschnitt 4.2 gezeigt wurde, beträgt die 3 dB Bandbreite der abgegebenen Leistung des Vervierfachers bei Belastung mit der Patch Antenne lediglich 20 GHz, was weiterhin die Pulsbreite erhöhen würde. Obwohl die multiresonante Antenne eine Anpassung der doppelten Frequenzbandbreite erreicht, verhält sie sich ähnlich schmalbandig wie eine an den Vervierfacher angepasste Patch Antenne.

Es soll nun das Verhalten der multiresonanten Antenne genauer untersucht werden. In Abbildung 5.3 werden die Gruppenlaufzeiten der unterschiedlichen Sendeantennen dargestellt. Die Gruppenlaufzeit τ_{gr} kann aus dem Phasenspektrum $\varphi(\omega)$ nach:

$$\tau_{\text{gr}} = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}, \quad (5.18)$$

ermittelt werden, mit ω der Kreisfrequenz.

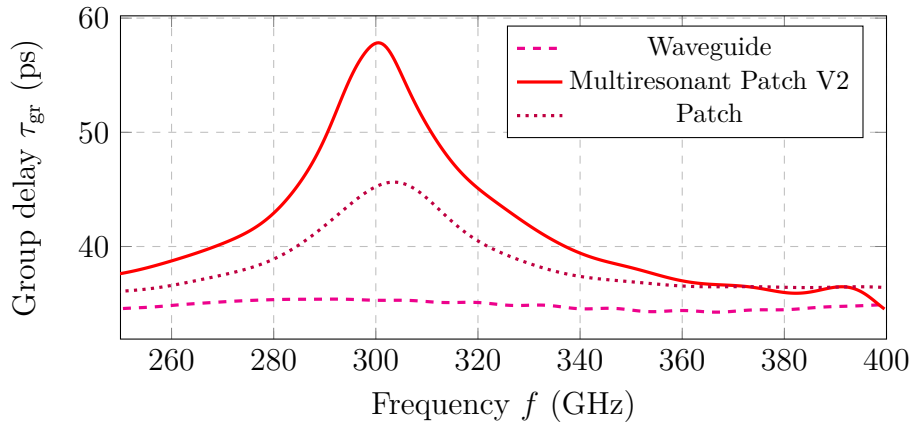


Abbildung 5.3: Vergleich der Gruppenlaufzeiten für verschiedene Sender.

Es ist zu sehen, dass der Hohlleiter, ein breitbandiger Strahler, eine nahezu konstante Gruppenlaufzeit aufweist im betrachteten Frequenzbereich, während sowohl die Patch Antenne als auch die multiresonante Antenne eine nicht-konstante Gruppenlaufzeit haben, wenngleich diese wesentlich ausgeprägter bei der multiresonanten Antenne ist. Diese Gruppenlaufzeitdispersion führt dazu, dass die einzelnen Frequenzanteile des abgestrahlten Signals nicht zum gleichen Zeitpunkt vom Empfänger detektiert werden, was in einer Pulsverbreiterung resultiert. Zur Korrektur der nicht-konstanten Gruppenlaufzeit soll ein Allpassfilter eingesetzt werden. Dabei handelt es sich um eine Filterstruktur, deren Betrag über die Frequenz konstant ist, während die Phase einen nicht-linearen Verlauf aufweist. Diese Nichtlinearität kann ausgenutzt werden, um die Phase des Empfangssignals zu linearisieren und somit die Gruppenlaufzeit zu korrigieren. Die

Übertragungsfunktion eines digitalen Allpassfilters N -ter Ordnung kann im z -Bereich allgemein durch [17]

$$\underline{H}(z) = \frac{\sum_{n=0}^N c_n z^{N-n}}{\sum_{n=0}^N c_n z^n} \quad (5.19)$$

beschrieben werden, mit c_n den Filterkoeffizienten. Die Filterkoeffizienten werden dabei so gewählt, dass einerseits der gewünschte Phasenverlauf erzielt wird und dass andererseits alle Polstellen innerhalb des Einheitskreises in der komplexen z -Ebene liegen, damit das Filter stabil bleibt.

Bevor jedoch das Filter entworfen wird, soll zunächst untersucht werden, ob die Gruppenlaufzeitdispersion abstandsabhängig ist. Besteht so eine Abhängigkeit, so ist eine Filterung praktisch unmöglich, da in einem Radarszenario der Abstand des Radarziels nicht bekannt ist. Für diese Untersuchung wird der Abstand zwischen der Antenne und dem Hohlleiter variiert und es wird das Phasenspektrum ermittelt. In einem nächsten Schritt werden die ermittelten Spektren durch eine Gerade approximiert und es wird die Differenz zwischen Original- und approximierten Spektrum berechnet. Da die Steigung der Phase zum Abstand zwischen Sender und Empfänger proportional ist, wird durch die Differenzbildung die Abweichung der Gruppenlaufzeit vom dispersionsfreien Verlauf ermittelt, sodass ein quantitativer Vergleich für die verschiedenen Abstände möglich ist. In Abbildung 5.4 werden die so ermittelten Abweichungen der Empfangssignale für drei unterschiedliche Abstände dargestellt. Es besteht eine vollkommene Überlappung der Gruppenlaufzeitabweichungen, sodass an dieser Stelle eine Allpassfilterung möglich ist.

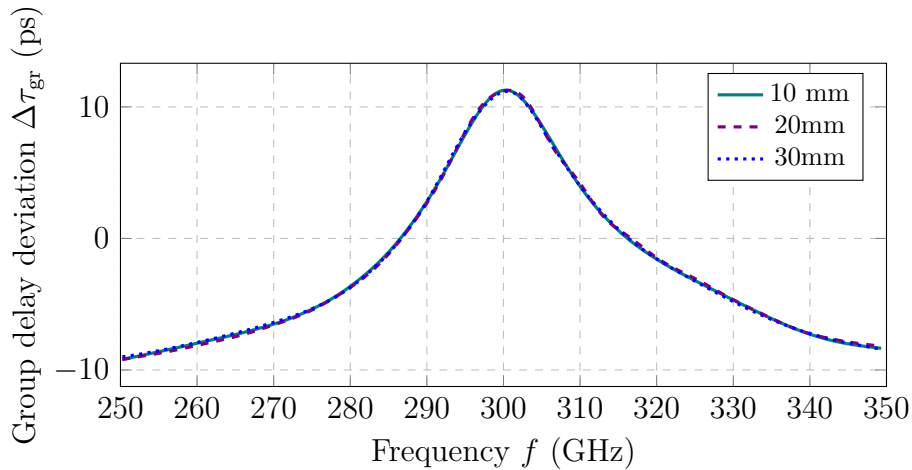


Abbildung 5.4: Vergleich der Gruppenlaufzeitabweichungen für unterschiedliche Abstände zwischen Sender und Empfänger.

Zum Filterentwurf wird von der MATLAB-Funktion `arbgpdelay` (*arbitrary group delay*) [72] Gebrauch gemacht. Dadurch kann ein Allpassfilter mit nahezu beliebigen Gruppenlaufzeitspektren entworfen werden. Zum Entwurf müssen das Gruppenlaufzeitspektrum,

der Frequenzbereich und die Filterordnung angegeben werden. Der Verlauf der Gruppenlaufzeit $\tau_{\text{gr, AP}}$ des Filters wird durch:

$$\tau_{\text{gr, AP}}(\omega) = \max\{\tau_{\text{gr, ist}}(\omega)\} - \tau_{\text{gr, ist}}(\omega), \quad (5.20)$$

beschrieben, mit $\tau_{\text{gr, ist}}(\omega)$ der Gruppenlaufzeit der Antenne. Hier wird ein Allpass Filter 14. Ordnung entworfen. In Abbildung werden die Gruppenlaufzeiten der Filterübertragungsfunktion, des Original- sowie der gefilterten Signals dargestellt.

In Abbildung 5.5 wird ein Vergleich zwischen dem Originalsignal und dem gefilterten Radarsignal gemacht. Es ist zu sehen, dass das Maximum des gefilterten Signals verschoben wurde. Weil durch die Filterung eine konstante, von der Filterordnung abhängige Zeitverschiebung entsteht, wird das Signal entsprechend verzögert. Durch die Allpassfilterung ist eine Reduktion der örtlichen 10 dB Breite um 1,1 mm erreicht worden. Sie beträgt jetzt 9,82 mm, was einer Bandbreite von 24,5 GHz entspricht.

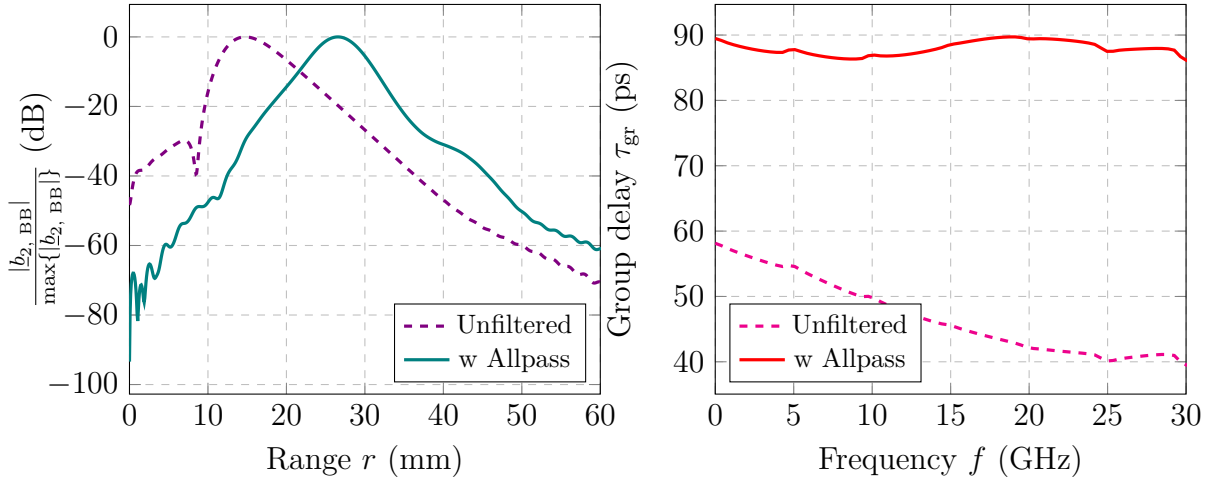


Abbildung 5.5: Vergleich des Betrags der empfangenen Leistungswellen.

Anhand der Betrachtung der normierten, empfangenen Welle, soll der Grund für die immer noch bestehende Bandbreitenbegrenzung untersucht werden. In Abbildung wird der Betrag von $\frac{|b_2|}{\max\{|b_2|\}}$ für verschiedene Fälle dargestellt: mit Fehlanpassung und konstantem Leistungsspektrum (Uncalibrated), ohne Fehlanpassung mit konstantem Leistungsspektrum (Calibrated) und ohne Fehlanpassung und dem Leistungsspektrum gegeben durch (5.9) (Calibrated and Windowed).

Es ist zu sehen, dass bereits bei einem konstanten Leistungsspektrum die vom Empfänger detektierte Leistungswelle bandbreitenbegrenzt ist, sodass durch die Multiplikation mit der Wurzel aus dem Leistungsspektrum die Bandbreite noch weiter begrenzt wird. Zur Untersuchung in welchem Ausmaß das Amplitudenspektrum der empfangenen Leistungswelle zur Pulsverbreiterung beiträgt, soll dieses nun die Form aus 5.9 annehmen,

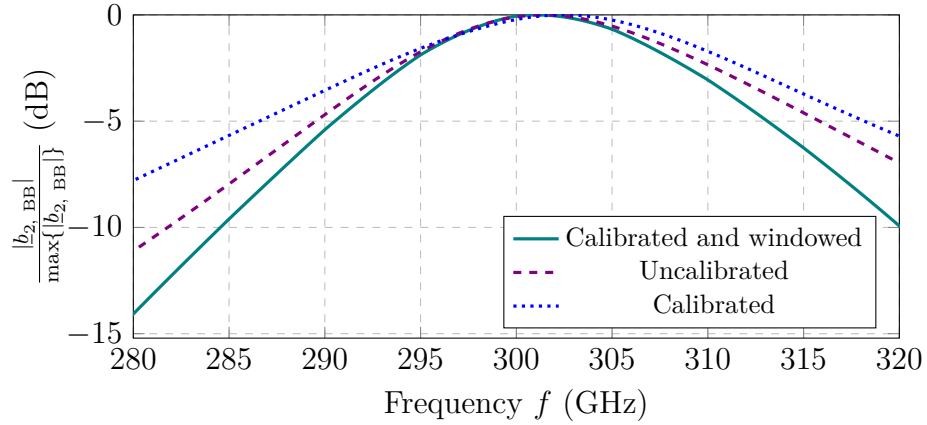


Abbildung 5.6: Vergleich des Betrags der empfangenen Leistungswellen.

aber mit unverändertem Phasenspektrum, sodass gewährleistet ist, dass das Sendesignal eine 3 dB Frequenzbandbreite von 40 GHz hat. Die örtliche 10 dB Breite beträgt 7,1 mm ohne Filterung. Durch eine anschließende Allpassfilterung wird diese weiter auf 6,3 mm reduziert, was zu einer Frequenzbandbreite von 38,3 GHz entspricht. In einem Radarsystem würde die Korrektur des Amplitudengangs durch eine Kalibrationsmessung, wie z.B. in [55], erfolgen, während die Korrektur des Phasengangs mittels einer wie hier gezeigten Allpassfilterung stattfinden würde.

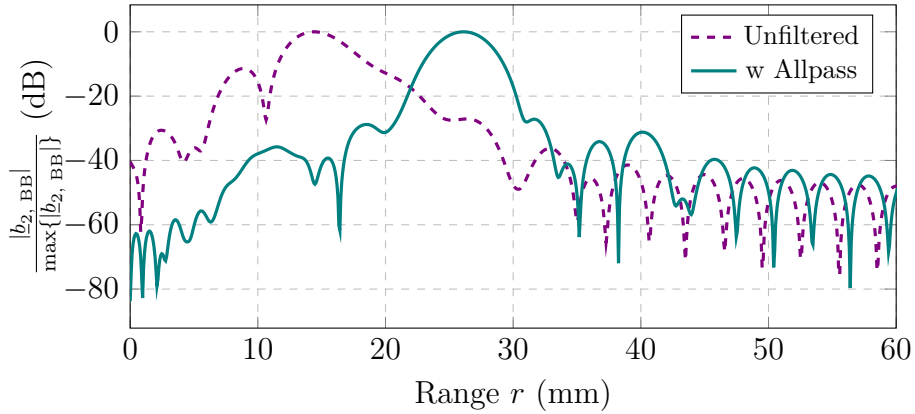


Abbildung 5.7: Vergleich des Betrags der empfangenen Leistungswellen.

5.2 Simulation eines bistatischen Radarszenarios

In diesem Abschnitt soll die zu untersuchende Antenne sowohl als Sender als auch Empfänger eingesetzt werden. Dafür werden zwei Antennen benutzt, die sich auf einem

Abstand von $500 \mu\text{m}$ befinden. Des Weiteren sind die Antennen von einem Schutzring in Form eines Kurzschlusses von der Al-Lage bis hin zu M1 umgeben, um so den Aufbau auf dem Chip nachzubilden. Der Schutzring ist $50 \mu\text{m}$ die Antennen herum platziert. Auf einer Höhe von 40 mm befindet sich ein Rand des Simulationsgebiets, welches die Eigenschaften eines perfekten elektrischen Leiters hat, d. h. alle dort auftreffenden Wellen werden verlustlos reflektiert. Die mathematische Modellierung und folglich die Auswertung erfolgt analog der Vorgehensweise aus dem vorherigen Abschnitt. Da aber die Empfangsantenne an einen 50Ω Port angeschlossen ist, muss für die Auswertung diese Fehlanpassung auch korrigiert werden. Wird dieser Aufbau auch durch das Gleichungssystem (5.1) beschrieben, gilt dann für die vom Port detektierte Welle nach der Korrektur der Fehlanpassung:

$$b_2 = \underline{S}_{21} \sqrt{\frac{2P_{\text{in}}}{(1 - |\underline{S}_{11}|^2)(1 - |\underline{S}_{22}|^2)}}, \quad (5.21)$$

wobei P_{in} wieder das Spektrum der von der Sendeantennen aufgenommenen Leistung abbildet. Hier wird auch das Spektrum aus (5.9) angenommen. Weil gleiche Antenne für das Senden und Empfangen benutzt werden, sind $\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22}$, sodass gilt:

$$b_2 = \frac{\underline{S}_{21}}{1 - |\underline{S}_{11}|^2} \sqrt{P_{\text{in}}}. \quad (5.22)$$

Zum Vergleich werden die Simulationen einmal für die 300 GHz Patch Antenne und einmal für die multiresonante 300 GHz Patch Antenne V2 durchgeführt. In Abbildung 5.8 wird das Empfangssignal der Patch Antenne dargestellt.

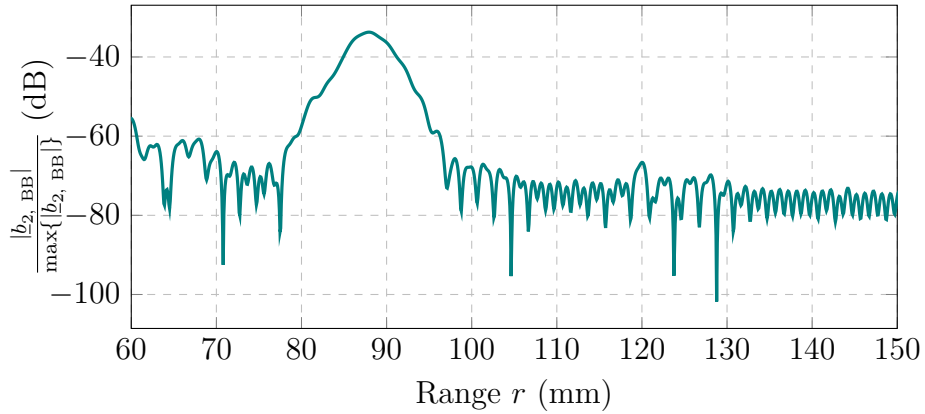


Abbildung 5.8: Betrag der empfangenen Leistungswelle in einem simulierten bistatischen Radarszenario mit zwei 300 GHz Patch Antennen.

Die örtliche 10 dB Breite beträgt hier $8,3 \text{ mm}$, was zu einer 3 dB Frequenzbandbreite von $29,4 \text{ GHz}$ korrespondiert. Verglichen mit dem Ergebnis aus der Simulation mit dem Hohlleiter ist hier die effektive Bandbreite gesunken. Das liegt daran, dass hier kein

breitbandiger Empfänger eingesetzt wurde, sodass durch den Einfluss der bandbegrenzten Patchantenne zum Empfangen die effektive Bandbreite sinkt. Des Weiteren wird in Abbildung 5.9 das Empfangssignal der multiresonanten Patch Antenne V2 dargestellt. Es werden sowohl das Originalsignal als auch das allpassgefilterte dargestellt.

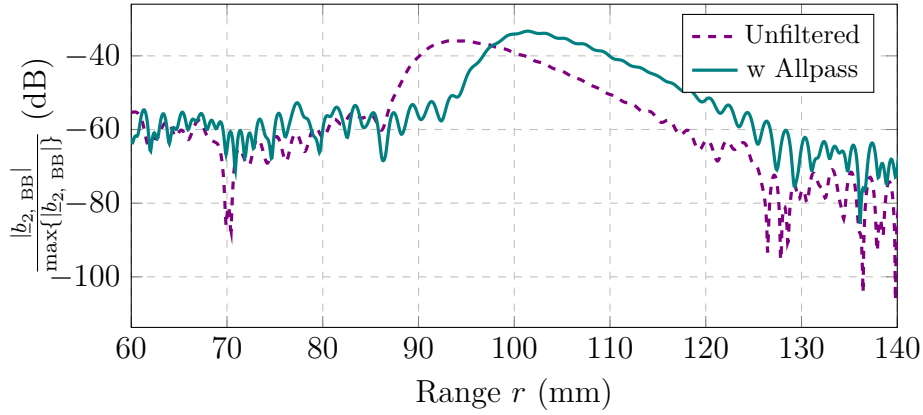


Abbildung 5.9: Betrag der empfangenen Leistungswelle in einem simulierten bistatischen Radarszenario mit zwei multiresonanten 300 GHz Patch Antennen.

Das ungefilterte Signal weist eine örtliche 10 dB Bandbreite von 18,1 mm auf, während nach der Filterung diese 17,55 mm beträgt. Beim gefilterten Signal ergibt sich somit eine effektive Frequenzbandbreite von lediglich 13,7 GHz. Diese sehr schmale Bandbreite steht im Widerspruch zu der bereits gezeigten hohen effizienz- und anpassungsbandbreite an den vervierfachen. Zur weiteren Untersuchung soll der Antennengewinn G in Broadside-Richtung betrachtet werden. In Abbildung 5.10 wird dieser über die Frequenz aufgetragen. Die 3 dB Bandbreite des Antennengewinns in Broadside-Richtung beträgt demnach 21 GHz.

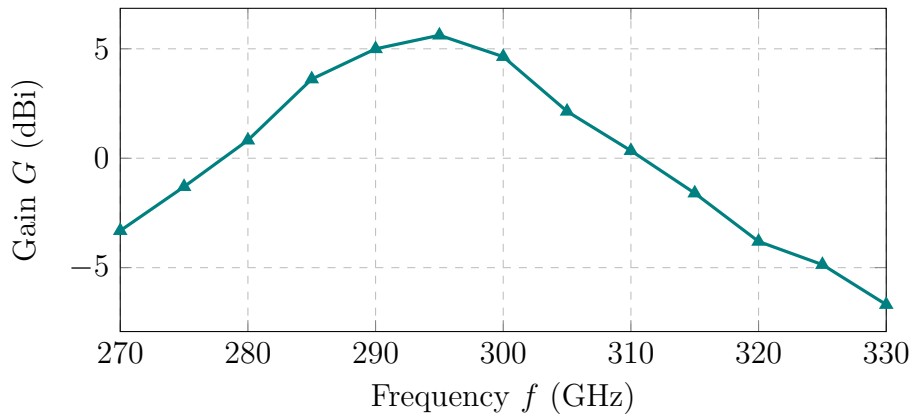


Abbildung 5.10: Gewinn multiresonanten 300 GHz Patch Antenne V2.

Wird angenommen, dass die Antennen bereits an die Ports angepasst sind, so kann eine vereinfachte Modellierung des Systems durchgeführt werden. In die Sendeantenne wird das Leistungsspektrum P_{in} eingespeist. Die von der Antenne abgestrahlte $P_{\text{rad, Tx}}$ Leistung muss noch mit dem Antennengewinn multipliziert werden, das heißt:

$$P_{\text{rad, Tx}} = GP_{\text{in}}. \quad (5.23)$$

Am Empfänger kommt diese dem Abstand entsprechend gedämpft an. Die an der Empfangsantenne ankommende Leistung wird dann mit ihrem Gewinn multipliziert, sodass für die am Port detektierte Leistung P_{Rx} gilt:

$$P_{\text{Rx}} \propto G^2 P_{\text{in}}. \quad (5.24)$$

Da die Gewinnbandbreite wesentlich schmäler ist als die Bandbreite des abzustrahlenden Signals, wird die Bandbreite des empfangenen Signals stark reduziert. Abschließend soll der Antennengewinn durch eine Gauss-Funktion mit einer Mittenfrequenz von 295 GHz und einer 3 dB Bandbreite von 21 GHz approximiert werden. Da hier lediglich der Einfluss auf die Bandbreite betrachtet wird, betragen die Gauss-Funktionen bei ihren jeweiligen Mittenfrequenzen 0 dB. Das nach (5.24) berechnete und normierte Spektrum des Empfangssignals verfügt über eine 3 dB Bandbreite von 13,9 GHz, was in guter Übereinstimmung mit der simulativ ermittelten Bandbreite von 13,7 GHz ist. Das heißt jedoch, dass bei dieser Antenne die wesentliche Bandbreitenbegrenzung nicht durch die Gruppenlaufzeitdispersion bedingt ist, sonder durch den bandbreitenbegrenzten Antennengewinn. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass die Effizienzbandbreite dieser Antenne wesentlich breiter ist als die Gewinnbandbreite, kann zum Schluss gekommen werden, dass die Direktivität in Broadside-Richtung außerhalb der Mittenfrequenz abnimmt.

6 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein 300 GHz Frequenzvervierfacher entworfen und auf maximale Ausgangsleistung optimiert. Dieser besteht aus zwei kaskadierten Frequenzverdopplern. Für den ersten Frequenzverdoppler, der ein differentielles 150 GHz Signal liefert, wurden unterschiedliche Schaltungstopologien untersucht: die Gilbertzelle, der differentielle Push-Push Verdoppler mit Kaskode und der differentielle Push-Push Verdoppler ohne Kaskode. Der Push-Push Verdoppler ohne Kaskode lieferte mit 6,5 dBm bei einer angepassten differentiellen 100 Ω Last die höchste Ausgangsleistung bei einer Eingangsleistung von 11 dBm (8 dBm I und 8 dBm Q). Der Vorteil dieser Topologie gegenüber den anderen ist, dass aufgrund der geringen Anzahl an Bauteilen diese am kompaktesten ausgelegt werden kann. Darüber hinaus kann der Arbeitspunkt der Verdopplertransistoren so eingestellt werden, dass diese auch bei höheren Eingangsleistung nicht in Sättigung geraten, was hier die hohe Ausgangsleistung ermöglicht hat.

Für den 300 GHz Verdoppler wurde ein Single-Ended Push-Push Verdoppler eingesetzt. Da diese Frequenz oberhalb der Transitfrequenz dieser Transistoren ist, verursacht jeder Transistor im Signalpfad Verluste, weshalb diese Topologie aufgrund der Geringen Anzahl an Transistoren gut dafür geeignet ist. Dieser Verdoppler wurde auch auf maximale Ausgangsleistung optimiert und liefert bei einer Eingangsleistung von 6 dBm eine Ausgangsleistung -5,5 dBm bei Belastung mit einer angepassten 50 Ω Last. Im nächsten Schritt wurden beide Verdoppler aneinander angepasst und im Rahmen mehrerer Loadpull-Simulationen konnte einerseits der Frequenzverlauf der optimalen Last und andererseits die maximale Ausgangsleistung bestimmt werden, welche hier -2,5 dBm beträgt. Das heißt, dass durch die Anpassung der Verdopplerstufen aneinander und eine optimale Belastung die Ausgangsleistung im Vergleich zu einer Anpassung an 50 Ω um 3 dB erhöht werden konnte. Es konnte weiterhin gezeigt werden, dass durch eine Änderung der Länge der Lastleitung der finalen Verdopplerstufe die optimale Lastimpedanz beeinflusst werden kann.

Des Weiteren wurden im Rahmen der Arbeit mehrere On-Chip Antennenkandidaten entworfen. Am Beispiel einer 300 GHz Patch Antenne wurde gezeigt, dass durch die Änderung des Einschubs zwar die eingesehene Impedanz beeinflusst werden kann, aber dass ebenfalls auch die Abstrahleffizienz beeinflusst wird. Da zur Speisung eine $\lambda/4$ Leitung eingesetzt wurde, konnte auch über ihre Breite, bzw. charakteristische Impedanz, die eingesehene Impedanz variiert werden. Beide Techniken ermöglichen es die

Impedanz optimal an den Vervierfacher anzupassen. Bei der Patch Antenne konnte eine 3 dB Bandbreite der abgestrahlten Leistung von 20 GHz erreicht werden. Es wurden weitere Kandidaten untersucht, die aus einer Parallelschaltung mehrerer Antennen verschiedener Resonanzfrequenzen bestehen. Durch die Zusammenschaltung konnte eine breitbandigere Anpassung an den Vervierfacher erreicht werden. So beträgt die 3 dB Bandbreite der abgestrahlten Leistung bei der multiresonanten Patch Antenne V4 60 GHz. Für die Realisierung auf dem Chip wurde jedoch die multiresonante Patch Antenne V2 ausgewählt. Sie verfügt zwar über eine 3 dB Bandbreite der abgestrahlten Leistung von 40 GHz, aber die abgestrahlte Leistung ist verhältnismäßig höher. Abschließend wurde eine geometrische Anpassung an das Layout durchgeführt, bei der unterschiedliche Konzepte zur Leitungsverlängerung untersucht wurden.

Für die Auswertung der Anpassung wurden hier zwei Methoden eingesetzt. Die erste basiert auf der Durchführung von mehreren Loadpull Simulationen, die den betrachteten Frequenzbereich abdecken. Diese Methode ist ggf. zeitaufwendig, wenn dabei auch die parasitären Einflüsse des Layouts berücksichtigt werden, aber liefert eine große Menge an Informationen, die für das Antennendesign ausgenutzt werden. Daher kann mit dieser Methode eine einmalige Charakterisierung der Schaltung durchgeführt werden und anhand der Daten kann die Antenne an diese angepasst werden. Eine weitere Methode basiert auf der Modellierung der Antennenimpedanz durch ein Ersatzschaltbild. Je nach zu modellierenden Frequenzbereich kann das ESB komplex ausfallen, jedoch ist hierfür der Zeitaufwand geringer. Mit dem fertigen Ersatzschaltbild kann nachher die Schaltung auf die Antenne optimiert werden. Mit der ersten Methode wurde die Anpassung der multiresonanten Antenne V2 an den Frequenzvervierfacher evaluiert. Die zweite Methode wurde hier für die Auswertung der an das Layout angepassten Antenne an den Frequenzvervierfacher eingesetzt, wobei auch die parasitären Einflüsse des Layouts betrachtet wurden. Zwar nimmt durch das diese die Leistung um 0,5 dB ab, jedoch bleibt die 3 dB Bandbreite der abgestrahlten Leistung immer noch 40 GHz.

Zum Schluss wurde die multiresonante Antenne V2 als Sendeantenne untersucht. Hier konnte gezeigt werden, dass durch die Gruppenlaufzeitdispersion die zeitliche Breite des Empfangssignals größer wird, was im Kontext eines Radarsystem das Auflösungsvermögen reduzieren. Es wurde weiterhin gezeigt, dass diese Gruppenlaufzeitdispersion nicht vom Abstand des Radarziels abhängt, sodass sie durch eine einfache Allpassfilterung korrigiert werden kann. Des Weiteren wurde ein bistatisches Radarsystem bestehen aus der multiresonanten Antenne als Sender und als Empfänger untersucht. Hier konnte festgestellt werden, dass durch das bandbreitenbegrenzte Gewinnspektrum in Broadside-Richtung die Bandbreite des Empfangssignals begrenzt wird, sodass hier das wesentliche Problem der Bandbreitenbegrenzung nicht die nicht-lineare Gruppenlaufzeit ist, sondern der Antennengewinn in Broadside-Richtung.

7 Ausblick

Der nächste Schritt sollte die Chipfertigung sein, nach welcher die Ausgangsleistung des Vervierfachers messtechnisch untersucht werden soll. Dadurch soll die Ausgangsleistung bei optimaler Belastung analysiert und mit den simulierten Ergebnissen verglichen werden. Im Rahmen einer Antennencharakterisierung kann die Gruppenlaufzeitdispersion weiter untersucht werden. Hier wurde diese lediglich in Broadside-Richtung betrachtet, jedoch ist zu erwarten, dass sie nicht in allen Richtungen das gleiche Verhalten aufweist. Durch Messungen können mögliche Richtungsabhängigkeiten bestimmt werden.

Durch die Bandbreitenbegrenzung des Gewinnspektrums konnte hier im Rahmen der Simulation des bistatischen Radarsystems der Einfluss der Gruppenlaufzeitdispersion nicht genau untersucht werden. Am Beispiel einer multiresonanten Antenne mit einem breitbandigeren Gewinnspektrum sollte die Verbesserungsmöglichkeit durch die Allpassfilterung analysiert werden.

Der hier gezeigte Vervierfacher liefert zwar eine gute Ausgangsleistung, jedoch konnte während des Layoutprozesses festgestellt werden, dass hauptsächlich durch die Verluste der Eingangsleitungen die Ausgangsleistung reduziert wurde. Daher sind diesbezüglich weitere Anpassungskonzepte zu untersuchen, die einerseits die Verluste minimieren und andererseits die Chipfläche weiterhin reduzieren.

Literaturverzeichnis

- [1] H. Göbel, *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik*, 6th ed. Berlin: Springer Vieweg, pp. 75-102, 2019.
- [2] K. Statnikov, J. Grzyb, N. Sarmah, B. Heinemann, and U. R. Pfeiffer, “A lens-coupled 210–270 GHz circularly polarized FMCW radar transceiver module in SiGe technology,” in *2015 Europ. Microw. Conf. (EuMC)*, Sep. 2015, pp. 550–553.
- [3] C. Bredendiek, N. Pohl, T. Jaeschke, K. Aufinger, and A. Bilgic, “A 240 GHz single-chip radar transceiver in a SiGe bipolar technology with on-chip antennas and ultra-wide tuning range,” in *2013 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. (RFIC)*., Jun. 2013, pp. 309–312.
- [4] S. Thomas, C. Bredendiek, T. Jaeschke, F. Vogelsang, and N. Pohl, “A compact, energy-efficient 240 GHz FMCW radar sensor with high modulation bandwidth,” in *2016 German Microw. Conf. (GeMiC)*, Mar. 2016, pp. 397–400.
- [5] A. Kaineder, C. Mangiavillano, F. Ahmed, M. Furqan, and A. Stelzer, “240-GHz System on Chip FMCW Radar for Short Range Applications,” in *2020 IEEE MTT-S Int. Conf. on Microw. for Intell. Mobility (ICMIM)*, Nov. 2020, pp. 1–4.
- [6] F. Sheikh, M. Alissa, A. Zahid, Q. H. Abbasi, and T. Kaiser, “Atmospheric Attenuation Analysis in Indoor THz Communication Channels,” in *2019 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Sci. Meeting*, Jul. 2019, pp. 2137–2138.
- [7] C. Hülsmeier, “Verfahren, um entfernte mettalische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden.” Deutschland Patent 165 546, Nov., 1905.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [9] M. Jankiraman, *FMCW Radar Design*, ser. Artech House Radar Series. Norwood, Massachusetts: Artech House, 2018.
- [10] Y. Huang and K. Boyle, *Antennas: From Theory to Practice*. Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [11] D. V. Morgan and M. J. Howes, Eds., *Microwave Devices: Device Circuit Interactions*, ser. The Wiley Series in Solid State Devices and Circuits. London ; New York: Wiley, 1976.

- [12] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill Education, 2014.
- [13] F. Fioranelli, H. Griffiths, M. Ritchie, and A. Balleri, *Micro-Doppler Radar and Its Applications*, 2020.
- [14] J.-J. Lin, Y.-P. Li, W.-C. Hsu, and T.-S. Lee, “Design of an FMCW radar baseband signal processing system for automotive application,” *SpringerPlus*, vol. 5, no. 1, p. 42, Dec. 2016.
- [15] W. S. Kouzeiha and A. El Falou, “Single and Double staircase FMCW waveforms for enhanced range and velocity resolutions,” in *2019 Int. Symp. on Advanced Elect. and Commun. Technol. (ISAECT)*. Rome, Italy: IEEE, Nov. 2019, pp. 1–4.
- [16] A. Macaveiu, C. Naforita, A. Isar, A. Câmpeanu, and I. Naforita, “A method for building the range-Doppler map for multiple automotive radar targets,” in *2014 Int. Symp. on Advanced Elect. and Commun. Technol. (ISAECT)* Nov. 2014, pp. 1–6.
- [17] A. Antoniou, *Digital Signal Processing: Signals, Systems and Filters*. New York: McGraw-Hill, pp. 246, 754, 2005.
- [18] M. Reisch, *Halbleiter-Bauelemente*, 2nd ed., ser. Springer-Lehrbuch. Berlin: Springer, 2007.
- [19] ———, *Elektronische Bauelemente: Funktion, Grundsaltungen, Modellierung mit SPICE ; mit 67 Tabellen ; [ein Lehrbuch und Nachschlagewerk zum Gebrauch neben Vorlesungen und in der beruflichen Praxis!]*, 2nd ed. Berlin: Springer, 2007.
- [20] J. M. Miller, “Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit,” *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, vol. 15, p. 367, Jun. 1919.
- [21] J. Rogers and C. Plett, *Radio Frequency Integrated Circuit Design*, 2nd ed. Boston: Artech House, 2010.
- [22] E. Kasper and D. J. Paul, *Silicon Quantum Integrated Circuits: Silicon-Germanium Heterostructure Devices: Basics and Realisations*, ser. Nanoscience and Technology. Berlin, New York: Springer, 2005.
- [23] S. M. Sze and M. K. Lee, *Semiconductor Devices, Physics and Technology*, 3rd ed. Hoboken, N.J: Wiley, 2012.
- [24] F. N. Najm, *Circuit Simulation*. Hoboken, N.J: Wiley, 2010.
- [25] J. J. Ebers and J. L. Moll, “Large-Signal Behavior of Junction Transistors,” *Proc. of the IRE*, vol. 42, no. 12, pp. 1761–1772, Dec. 1954.
- [26] H. K. Gummel and H. C. Poon, “An integral charge control model of bipolar transistors,” *The Bell Sys. Tech. J.*, vol. 49, no. 5, pp. 827–852, May 1970.

- [27] H. K. Gummel, "A charge control relation for bipolar transistors," *The Bell Sys. Tech. J.*, vol. 49, no. 1, pp. 115–120, Jan. 1970.
- [28] H. Gummel and H. Poon, "A compact bipolar transistor model," in *1970 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.. Digest of Technical Papers*. Philadelphia, PA, USA: IEEE, 1970, pp. 78–79.
- [29] A. Pawlak, B. Heinemann, and M. Schroter, "Physics-based modeling of sige HBTs with f_T of 450 GHz with HICUM Level 2," in *2017 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technol. Meeting (BCTM)*, Oct. 2017, pp. 134–137.
- [30] N. Beach, "M. Schröter^{1,2}, A. Mukherjee¹, A. Pawlak¹, Y. Zimmermann¹ ¹Chair for Electron Devices and Integr. Circuits, TU Dresden, Germany ²ECE Dept. UC San Diego, La Jolla, CA, USA," p. 39.
- [31] C. Widemann, H. Weber, S. Schatz, and W. Mathis, "A comparison of the Volterra series-based nonlinear S-parameters and X-parameters," in *2015 22nd Int. Conf. Mixed Design of of Integr. Circuits Syst. (MIXDES)*, Jun. 2015, pp. 453–457.
- [32] P. Barmuta, F. Ferranti, A. Lewandowski, L. Knockaert, and D. Schreurs, "Efficient Generation of X-Parameters Transistor Models by Sequential Sampling," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 8, pp. 530–532, Aug. 2014.
- [33] D. E. Root, J. Xu, J. Horn, M. Iwamoto, and G. Simpson, "Device modeling with NVNAs and X-parameters," in *2010 Workshop on Integr. Nonlinear Microw. and Millimeter-Wave Circuits*, Apr. 2010, pp. 12–15.
- [34] M. Schroter, A. Pawlak, and A. Mukherjee, "A geometry scalable physics-based compact bipolar transistor model,"[Online]. Available: https://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/eb/forsch/Hicum_PD/Hicum23/hicum_L2V2p4p0_manual.pdf
- [35] A. Pawlak, M. Schroter, A. Mukherjee, and J. Krause, "Modeling high-speed SiGe-HBTs with HICUM/L2 v2.3,"[Online]. Available: https://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/eb/forsch/Hicum_PD/Hicum23/A_HICUM_WS12_v231.pdf
- [36] M. Schroter, S. Lehmann, H. Jiang, and S. Komarow, "HICUM/Level0 - a simplified compact bipolar transistor model," in *Proc. of the Bipolar/BiCMOS Circuits and Technol. Meeting*, Oct. 2002, pp. 112–115.
- [37] A. Pawlak, M. Schroter, A. Mukherjee, S. Lehmann, S. Shou, and D. Celi, "Automated model complexity reduction using the HICUM hierarchy," in *2011 Semicond. Conf. Dresden*. Dresden, Germany: IEEE, Sep. 2011, pp. 1–4.
- [38] N. Derrier, "From HICUM level 2 to HICUM level 0," [Online]. Available: https://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/eb/forsch/Models/workshop0608/contr_2008/HICUMWS_2008_DERRIERN.pdf
- [39] "EMPIRE XPU,"[Online]. Available: <https://empire.de/>.

- [40] ‘News | Home | IMST GmbH,’[Online]. Available: <https://imst.de/imst/de/index.php?navanchor=2110000?navanchor=2110000>.
- [41] “Highlights – EMPIRE XPU,” [Online]. Available: <https://empire.de/features/highlights/>.
- [42] “Sonnet Software,” [Online]. Available: <https://www.sonnetsoftware.com/>.
- [43] G. Carpinero, Ed., *Semiconductor Terahertz Technology: Devices and Systems at Room Temperature Operation*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, pp. 1-10, 2015.
- [44] A. Rostami, H. Rasooli, and H. Baghban, *Terahertz Technology: Fundamentals and Applications*, ser. Lecture Notes in Electrical Engineering. Heidelberg, New York: Springer Verlag, 2011
- [45] B. Pongrac and D. Gleich, “Overview of Opto-Electrical Terahertz Spectroscopy,” in *2019 Int. Conf. on Syst., Signals and Image Process.*, Jun. 2019, pp. 23–26.
- [46] P. Jepsen, D. Cooke, and M. Koch, “Terahertz spectroscopy and imaging - Modern techniques and applications,” *Laser & Photon. Rev.*, vol. 5, no. 1, pp. 124–166, Jan. 2011.
- [47] X. Mei, W. Yoshida, M. Lange, J. Lee, J. Zhou, P. Liu, K. Leong, A. Zamora, J. Padilla, S. Sarkozy, R. Lai, and W. R. Deal, “First Demonstration of Amplification at 1 THz Using 25-nm InP High Electron Mobility Transistor Process,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 36, no. 4, pp. 327–329, Apr. 2015.
- [48] N. Weimann, “InP HBT technology for THz applications,” in *2020 IEEE Int. Symp. on Radio-Freq. Integr. Techn. (RFIT)*, Sep. 2020, pp. 190–192.
- [49] D. Manger, W. Liebl, S. Boguth, B. Binder, K. Aufinger, C. Dahl, C. Hengst, A. Pribil, J. Oestreich, S. Rohmfeld, S. Rothenhaeusser, D. Tschumakow, and J. Boeck, “Integration of SiGe HBT with $\text{f}_{\text{T}}=305\text{ GHz}$, $\text{f}_{\text{max}}=537\text{ GHz}$ in 130nm and 90nm CMOS,” in *2018 IEEE BiCMOS and Compound Semicond. Integr. Circuits and Technol. Symp. (BCICTS)*, Oct. 2018, pp. 76–79.
- [50] N. Pohl, H. Rein, T. Musch, K. Aufinger, and J. Hausner, “An 80 GHz SiGe Bipolar VCO with Wide Tuning Range Using Two Simultaneously Tuned Varactor Pairs,” in *2008 IEEE Compound Semicond. Integr. Circuits Symp.*, Oct. 2008, pp. 1–4.
- [51] C. Bredendiek, K. Aufinger, and N. Pohl, “Full Waveguide E- and W-Band Fundamental VCOs in SiGe:C Technology for Next Generation FMCW Radars Sensors,” in *2019 14th Europ. Microw. Integr. Conf. (EuMIC)*, Sep. 2019, pp. 148–151.
- [52] B. Lu and Q. Li, “Two 300-GHz Wide Tuning Signal Sources in 130-nm SiGe BICMOS Process,” in *2019 Inter. Conf. on Microw. and Millimeter Wave Technol. (ICMMT)*, May 2019, pp. 1–3.

- [53] S. Thomas, B. Welp, and N. Pohl, "Ultra-wideband signal generation at 300 GHz in a SiGe BiCMOS technology," in *2017 12th Europ. Microw. Integr. Conf. (EuMIC)*, Oct. 2017, pp. 138–141.
- [54] U. J. Lewark, A. Tessmann, S. Wagner, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass, "A 220 to 320 GHz broadband active frequency multiplier-by-eight MMIC," in *2014 9th 2th Europ. Microw. Integr. Conf. (EuMIC)*, Oct. 2014, pp. 132–135.
- [55] S. Thomas, C. Bredendiek, and N. Pohl, "A SiGe-Based 240-GHz FMCW Radar System for High-Resolution Measurements," *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.*, vol. 67, no. 11, pp. 4599–4609, Nov. 2019.
- [56] R. Pilard, D. Gloria, F. Giancesello, F. L. Pennec, and C. Person, "94 GHz silicon co-integrated LNA and Antenna in a mm-wave dedicated BiCMOS technology," in *2010 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, May 2010, pp. 83–86.
- [57] N. Kuo, Z. Tsai, K. Schmalz, J. C. Scheytt, and H. Wang, "A 52–75 GHz frequency quadrupler in 0.25-Mm SiGe BiCMOS process," in *The 5th 2th Europ. Microw. Integr. Conf. (EuMIC)*, Sep. 2010, pp. 365–368.
- [58] S. Yuan and H. Schumacher, "Novel frequency quadrupler design covering the entire V-Band in 0.13-Mm SiGe process," in *2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integr. Circuits in RF Syst.*, Jan. 2014, pp. 101–103.
- [59] R. J. P. Douville and D. S. James, "Experimental Study of Symmetric Microstrip Bends and Their Compensation," *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.*, vol. 26, no. 3, pp. 175–182, Mar. 1978.
- [60] S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. Boyd, and T. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1424, Oct./1999.
- [61] Y. He, Y. Chen, L. Zhang, S. Wong, and Z. N. Chen, "An overview of terahertz antennas," *China Commun.*, vol. 17, no. 7, pp. 124–165, Jul. 2020.
- [62] H. J. Ng, R. Wang, and D. Kissinger, "On-Chip Antennas in SiGe BiCMOS Technology: Challenges, State of the Art and Future Directions," in *2018 Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, Nov. 2018, pp. 621–623.
- [63] M. Seyyed-Esfahlan, M. Kaynak, B. Göttel, and I. Tekin, "SiGe Process Integrated On-Chip Dipole Antenna on Finite-Size Ground Plane," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 12, pp. 1260–1263, 2013.
- [64] C. Mustacchio, L. Boccia, E. Arnieri, and G. Amendola, "W-Band On-chip Monopole Antenna in Standard 0.13 Mm SiGe BiCMOS Technology," in *2019 14th Int. Conf. on Advanced Techn., Systems and Services in Telecommunications (TEL-SIKS)*, Oct. 2019, pp. 138–140.

- [65] B. Sievert, D. Erni, and A. Rennings, “Resonant Antenna Periodically Loaded with Series Capacitances for Enhanced Radiation Efficiency,” in *2019 12th German Microw. Conf. GeMiC*, Mar. 2019, pp. 20–23.
- [66] B. Sievert, J. Svejda, D. Erni, and A. Rennings, “Mutually Coupled Dielectric Resonators for On-Chip Antenna Efficiency Enhancement,” in *2019 Second Int. Workshop on Mobile THz Syst. (IWMTS)*, Jul. 2019, pp. 1–4.
- [67] E. O. Hammerstad, “Equations for Microstrip Circuit Design,” in *1975 5th Europ. Microw. Conf.*, Sep. 1975, pp. 268–272.
- [68] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2016.
- [69] K. F. Lee, Y. X. Guo, J. A. Hawkins, R. Chair, and K. M. Luk, “Theory and experiment on microstrip patch antennas with shorting walls,” *IEE Proc. - Microw., Antennas and Propagation*, vol. 147, no. 6, pp. 521–525, Dec. 2000.
- [70] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications: The Engineering Approach*. Hoboken, N.J: John Wiley & Sons, 2006.
- [71] “MathWorks – Entwickler von MATLAB und Simulink,”[Online]. Available: <https://de.mathworks.com/>.
- [72] “Arbitrary group delay filter specification object - MATLAB fdesign.arbgrpdelay - MathWorks Deutschland,”[Online]. Available: <https://de.mathworks.com/help/dsp/ref/fdesign.arbgrpdelay.html>.