

The logo for the Chair of Communication Technology (nt) is located in the center of the green banner. It features the letters 'nt' in a white, sans-serif font, followed by three white curved lines representing signal waves.

Lehrstuhl für
Nachrichtentechnik

Simulation und Analyse von THz-MIMO-Systemen mit realistischer Kanalmodellierung, Beamforming und codierter Übertragung

von

Moath Al Dweekat

Abgabedatum: 27.07.2026

Aufgabenstellung:

- **Literaturrecherche:** Systematische Einarbeitung in Grundlagen und Stand der Technik zu THz-Kommunikation und MIMO-Systemen anhand von Tutorien, Übersichtsartikeln, Lehrunterlagen sowie ausgewählten Fachartikeln. Erstellung eines strukturierten, gut referenzierten State-of-the-Art-Kapitels (Kanalmodellierung, THz-spezifische Effekte, MIMO-Architekturen, Beamforming, Fehlerkorrekturverfahren in 5G).
- **Identifikation und Bewertung von Simulationscode:** Recherche nach in Fachartikeln publiziertem und frei verfügbarem Quellcode für THz-MIMO-Simulationen (MATLAB oder Python), insbesondere Kanal- und Systemsimulatoren. Bewertung der Kandidaten hinsichtlich Stabilität, Dokumentation, Funktionsumfang und Eignung als Basis für weitere Entwicklungen. Auswahl eines „Best-in-Class“-Codes als Referenzimplementierung.
- **Entwicklung eines 2×2-THz-MIMO-Simulators mit codierter Übertragung:** Anpassung und Erweiterung des ausgewählten Codes auf ein 2×2-MIMO-Szenario mit realistisch modellierten THz-Kanälen (z.B. frequenzselektive Dämpfung, Richtwirkungen, ggf. Molekularabsorption). Implementierung und Integration geeigneter Beamforming-Verfahren (z.B. hybrides oder digitales Beamforming) sowie 5G-NR-inspirierter Fehlerkorrekturverfahren (z.B. LDPC- und Polarcodes). Sicherstellung einer modularen Softwarestruktur zur einfachen Erweiterbarkeit.
- **Leistungsbewertung:** Durchführung systematischer Simulationen zur Untersuchung des Einflusses von Kanalparametern, Antennengewinnen, Beamforming-Strategien und Codierung auf Bitfehlerrate und Durchsatz. Kritische Diskussion der erzielten Ergebnisse und der Grenzen der verwendeten Modelle.
- **Ausblick auf sichere THz-MIMO-Kommunikation:** Konzeptioneller Ausblick, wie die implementierten Beamforming-Methoden in zukünftiger Arbeit von reiner Zuverlässigkeitsoptimierung hin zu sicherheitsorientierter Optimierung erweitert werden können und wie klassische Fehlerkorrekturcodes perspektivisch durch sicherheitsorientierte Codes ersetzt oder ergänzt werden könnten.

Danksagung

Ich möchte mich bei allen bedanken, die mich während der Erstellung dieser Masterarbeit begleitet und unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr. Onur Günlü für die Übernahme der Betreuung dieser Masterarbeit sowie für die Möglichkeit, die Arbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der TU Dortmund durchführen zu dürfen. Seine fachliche Begleitung, die wertvollen Hinweise und die konstruktiven Rückmeldungen waren für die Ausarbeitung dieser Arbeit von großer Bedeutung.

Darüber hinaus danke ich Herrn Wolfgang Endemann für die Hinweise und Anmerkungen, die er im Rahmen der Bearbeitungszeit gegeben hat. Mein Dank gilt außerdem dem Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der TU Dortmund für die Möglichkeit, diese Arbeit in einem wissenschaftlichen Umfeld anzufertigen. Die Auseinandersetzung mit aktuellen Fragestellungen der THz-MIMO-Kommunikation, der realistischen Kanalmodellierung, des Beamformings und der codierten Übertragung war für mich fachlich sehr wertvoll.

Abschließend gilt mein besonderer Dank meiner Familie, insbesondere meinem Vater, meiner Mutter und meinen Geschwistern, die mich während meines Studiums und auf dem Weg zu dieser Masterarbeit stets unterstützt, motiviert und begleitet haben.

Kurzfassung

Diese Arbeit befasst sich mit der Link-Level-Simulation eines codierten 2×2-THz-MIMO-Systems bei 300 GHz. Ausgehend von einem TeraMIMO-basierten Kanalmodell wird eine durchgängige Übertragungskette konzipiert, von der Kanalcodierung mit 5G-NR-inspirierten LDPC- und Polar-Codes über OFDM-basierte Übertragung bis hin zu digitalem und hybridem Beamforming. Der modulare Simulationsrahmen bildet sowohl zeitinvariante als auch zeitvariante Kanalvarianten realitätsnah ab.

Im Zentrum der Arbeit steht die Frage, wie sich Beamforming-Verfahren und Kanalcodierung auf die Zuverlässigkeit und den Durchsatz der THz-Übertragung auswirken. Die Studie vergleicht einen Referenzfall ohne Beamforming mit digitalen und hybriden Verfahren und bewertet die Leistungsfähigkeit anhand von Blockfehlerrate (BLER) und Goodput über vier Untersuchungsszenarien; die statistische Belastbarkeit der Ergebnisse wird ergänzend anhand eines erweiterten Szenarios mit 100.000 Frames überprüft. Die Ergebnisse zeigen, dass gezieltes Beamforming die entscheidende Voraussetzung für eine zuverlässige THz-Übertragung ist und dass hybride Architekturen im betrachteten System eine mit digitalen Verfahren vergleichbare Leistung erreichen.

Die Arbeit liefert damit eine konsistente Simulations- und Bewertungsumgebung, die sowohl für die Einordnung praxisnaher THz-MIMO-Systeme kleiner Dimensionierung als auch als Grundlage für zukünftige Erweiterungen in Richtung größerer Antennenarrays und sicherheitsorientierter Verfahren nutzbar ist.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	1
1.1	Problemstellung	2
1.2	Zielsetzung und Forschungsansatz.....	3
1.3	Aufbau der Arbeit.....	4
2	Theoretische Grundlagen	5
2.1	Einführung in die Terahertz-Kommunikation	5
2.2	THz-spezifische Effekte	5
2.2.1	Hohe Freiraumdämpfung	6
2.2.2	Molekulare Absorption	6
2.2.3	Frequenzselektivität	7
2.2.4	Sparse Multipath-Struktur.....	7
2.2.5	Hohe Direktivität und Misalignment	8
2.2.6	Beam-Squint und Beam-Split	8
2.3	MIMO-basierte THz-Systeme.....	9
2.3.1	Funktionsprinzip von MIMO-Systemen.....	9
2.3.2	Signalmodell eines 2×2-MIMO-Systems.....	10
2.4	THz-MIMO-Architekturen	11
2.4.1	Grundlegende MIMO-Konfigurationen.....	12
2.4.2	Architekturen mit RF-Ketten	12
2.5	Beamforming in THz-MIMO-Systemen.....	13
2.5.1	Grundprinzip des Beamformings	14
2.5.2	Beamforming-Architekturen.....	14
2.6	Kanalcodierung und Fehlerkorrekturverfahren	17

2.6.1	Grundprinzip der Kanalcodierung	17
2.6.2	Fehlerkorrekturverfahren	18
2.6.2.1	LDPC-Codes	18
2.6.2.2	Polar-Codes	20
3	THz-MIMO-Systeme: Stand der Technik	21
3.1	THz-Kanalmodellierung	21
3.2	THz-MIMO-Architekturen	23
3.3	Beamforming-Verfahren	24
3.4	Fehlerkorrekturverfahren	25
3.5	Forschungslücke	26
4	Identifikation und Bewertung verfügbarer Simulationscodes	29
4.1	Suchstrategie und Auswahlkriterien	29
4.2	Überblick über identifizierte Simulationscodes	29
4.3	Vergleichende Bewertung der Simulationskandidaten	30
4.4	Auswahl der Referenzimplementierung	30
4.5	Ableitung der eigenen Simulationsumgebung	31
5	Simulationsumgebung und Implementierung	32
5.1	Implementierungsstruktur und MATLAB-Dateihierarchie	32
5.2	Aufbau der THz-MIMO-Simulationskette	33
5.2.1	Senderkette (Transmitter Chain)	33
5.2.2	TeraMIMO-basiertes THz-MIMO-Kanalmodul (Channel Module)	35
5.2.3	Empfängerkette (Receiver Chain)	41
5.3	Systemkonfiguration und Simulationsparameter	44
5.3.1	Simulationsframework	45
5.3.2	Simulationsparameter	46
5.3.2.1	Numerische System- und OFDM-Parameter	46
5.3.2.2	Kanal- und TeraMIMO-Konfiguration	47

5.3.2.3	Codierungs-, Modulations- und Beamforming-Konfiguration.....	47
5.4	Untersuchungsszenarien der TIV- und TV Varianten	49
6	Leistungsbewertung und Ergebnisanalyse	52
6.1	TV-Szenarien.....	52
6.1.1	S1: TV-LDPC	52
6.1.1.1	Blockfehlerrate (BLER) – TV-LDPC.....	53
6.1.1.2	Datendurchsatz (Goodput) – TV-LDPC	55
6.1.1.3	Layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR – TV-LDPC	57
6.1.2	S2: TV-Polar	58
6.1.2.1	Blockfehlerrate (BLER)– TV-Polar	59
6.1.2.2	Datendurchsatz (Goodput) – TV-Polar	61
6.2	TIV-Szenarien.....	62
6.2.1	S3: TIV-LDPC	62
6.2.1.1	Blockfehlerrate (BLER) – TIV-LDPC.....	63
6.2.1.2	Datendurchsatz (Goodput) – TIV-LDPC	64
6.2.1.3	Layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR – TIV-LDPC	66
6.2.2	S4: TIV-Polar	67
6.2.2.1	Blockfehlerrate (BLER) – TIV-Polar	68
6.2.2.2	Datendurchsatz (Goodput) – TIV-Polar.....	69
6.3	Erweiterte Validierung TV-LDPC mit 100.000 Frames.....	70
6.3.1.1	Blockfehlerrate (BLER) – TV-LDPC (100.000 Frames).....	71
6.3.1.2	Datendurchsatz (Goodput) – TV-LDPC (100.000 Frames)	72
7	Zusammenfassung und Ausblick	74
7.1	Grenzen der Untersuchung.....	74
7.2	Ausblick auf sicherheitsorientierte Erweiterungen von THz-MIMO-Beamforming ..	75
A	Anhang	77
A.1	TIV-Szenarien (LDPC-POLAR).....	77

A.2 TV-Szenarien (LDPC-POLAR)	78
Literaturverzeichnis	79
Abkürzungsverzeichnis	84
Symbolverzeichnis	85
Abbildungsverzeichnis	87
Tabellenverzeichnis	89

1 Einleitung

Der Datenverkehr in drahtlosen Kommunikationssystemen ist in den vergangenen Jahren stark gewachsen. Diese Entwicklung wird insbesondere durch datenintensive Anwendungen wie hochauflösendes Video-Streaming, Extended Reality (XR), industrielle Automatisierung und die zunehmende Vernetzung von Geräten im Internet of Things (IoT) vorangetrieben. Dadurch steigen die Anforderungen an Datenrate, Latenz, Zuverlässigkeit und Verbindungsdichte kontinuierlich [1], [2].

Obwohl der 5G-Standard bereits deutliche Verbesserungen für die mobile Breitbandkommunikation und latenzkritische Anwendungen vorsieht, darunter Spitzendatenraten von bis zu 20 Gbit/s, werden künftige Anwendungen voraussichtlich die Leistungsgrenzen aktueller Systeme überschreiten [3]. Insbesondere Anforderungen an eine hochzuverlässige Kommunikation mit sehr geringer Latenz sowie an Datenraten im Terabit-pro-Sekunde-Bereich treiben die Forschung an 6G-Systemen voran [2], [3].

Eine Möglichkeit zur Erfüllung dieser Anforderungen ist die Nutzung höherer Frequenzbereiche, insbesondere des Terahertz-Spektrums (THz), das typischerweise den Bereich von 0,1 THz bis 10 THz umfasst [4], [5]. Die dort verfügbare Bandbreite ermöglicht sehr hohe Datenraten. Darüber hinaus eröffnet die THz-Kommunikation neue Anwendungsfelder, etwa in der hochauflösenden Sensorik, der präzisen Lokalisierung und in integrierten Kommunikations- und Sensorsystemen [2], [3], [30].

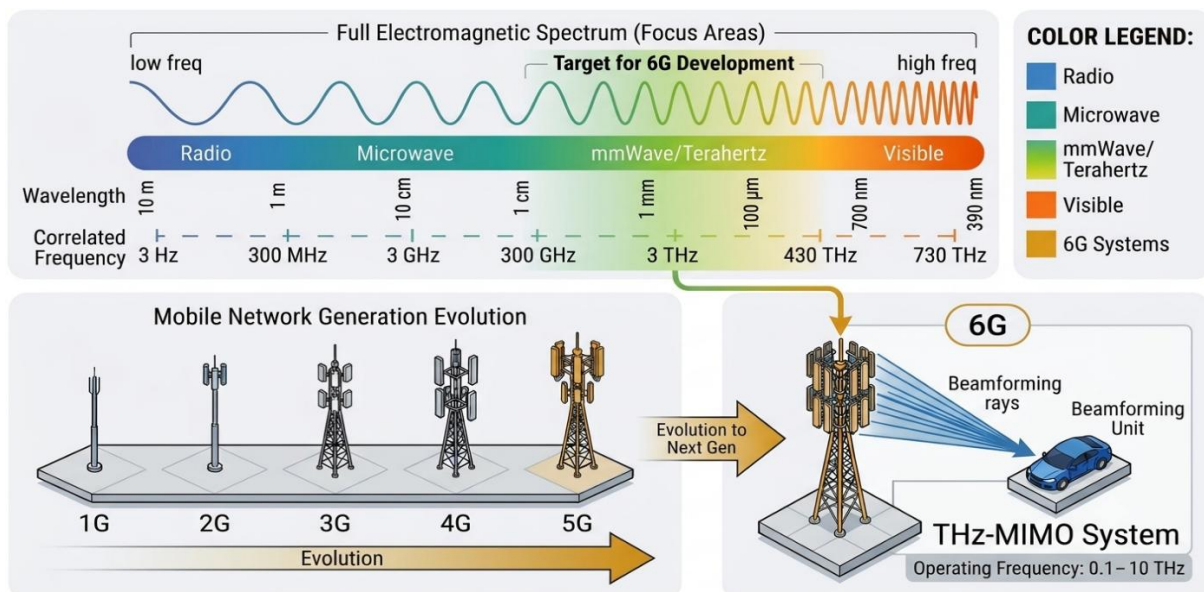


Abbildung 1-1: Entwicklung der Mobilfunkgenerationen und MIMO-Technologien (eigene Darstellung in Anlehnung an [1], [2], [6]).

Abbildung 1-1 veranschaulicht die Entwicklung der genutzten Frequenzbereiche, Antennensysteme und Übertragungstechnologien über mehrere Mobilfunkgenerationen hinweg. Sie zeigt insbesondere, dass MIMO-Systeme in Verbindung mit höheren Frequenzbereichen eine wichtige technologische Grundlage für künftige 6G-Kommunikationssysteme bilden [2].

Die Nutzung des THz-Bereichs ist jedoch mit erheblichen technischen Herausforderungen verbunden. Dazu zählen hohe Ausbreitungsverluste, eine stark frequenzabhängige Dämpfung und molekulare Absorption. Zur Kompensation dieser Einschränkungen werden unter anderem Multiple-Input-Multiple-Output-Systeme (MIMO) und Beamforming eingesetzt, die eine gerichtete Signalübertragung mit hohem Antennengewinn ermöglichen [2], [4], [6].

Vor diesem Hintergrund stellt die Kombination von THz-Kommunikation und MIMO-Systemen ein zentrales Forschungsfeld dar. Insbesondere die realistische Modellierung des Übertragungskanals sowie die Integration von Beamforming-Strategien und Fehlerkorrekturverfahren sind entscheidend für eine zuverlässige Bewertung der Systemleistung [2], [4], [6].

Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführte Analyse verfügbarer Simulationswerkzeuge zeigt, dass Kanalmodellierung, Beamforming und Kanalcodierung häufig nicht gemeinsam in einer konsistenten Link-Level-Umgebung abgebildet werden. Die vergleichende Bewertung dieser Ansätze wird in Kapitel 4 dargestellt.

1.1 Problemstellung

Die Leistungsbewertung von THz-MIMO-Systemen erfordert eine Modellierung der wesentlichen THz-spezifischen Ausbreitungseffekte. Vereinfachte Kanalmodelle bilden die stark frequenzabhängigen Eigenschaften des THz-Kanals nur eingeschränkt ab und erschweren dadurch eine belastbare Bestimmung von Blockfehlerrate (BLER), Bitfehlerrate (BER) und Datendurchsatz (Goodput) [4], [7], [8]. Zudem sind bestehende Simulationsansätze häufig fragmentiert, da Kanalmodellierung, Beamforming und Codierung oftmals getrennt betrachtet werden. Dies erschwert eine ganzheitliche Analyse des Zusammenspiels dieser Komponenten sowie deren Einfluss auf die Systemleistung.

Eine weitere Herausforderung besteht in der Auswahl und Anpassung geeigneter Simulationsumgebungen. In der Literatur existieren verschiedene Implementierungen, die jedoch hinsichtlich Dokumentation, Stabilität und Erweiterbarkeit stark variieren. Die Überführung solcher Ansätze in einen strukturierten, modularen und reproduzierbaren Simulationsrahmen stellt daher eine wesentliche methodische Herausforderung dar.

1.2 Zielsetzung und Forschungsansatz

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer modularen Link-Level-Simulationsumgebung für ein codiertes 2×2 -THz-MIMO-System, die ein THz-spezifisches Kanalmodell, geeignete Beamforming-Verfahren und moderne Fehlerkorrekturcodes integriert. Die Umsetzung erfolgt in drei Schritten: Zunächst wird anhand einer strukturierten Literaturrecherche der Stand der Technik in den Bereichen THz-Kommunikation, Kanalmodellierung, MIMO-Architekturen, Beamforming und Kanalcodierung untersucht, um geeignete Modelle und Verfahren zu identifizieren. Anschließend werden bestehende Simulationscodes aus der Literatur analysiert und bewertet, um eine geeignete Referenzimplementierung auszuwählen, die im weiteren Verlauf angepasst und zu einem 2×2 -THz-MIMO-Szenario mit codierter Übertragung erweitert wird. Schließlich wird der resultierende Simulationsrahmen so ausgestaltet, dass er ein realistisches THz-Kanalmodell mit geeigneten Beamforming-Strategien und an 5G NR angelehnten LDPC- und Polar-Codierungsverfahren kombiniert, wobei besonderer Wert auf eine modulare und erweiterbare Softwarestruktur gelegt wird.

Im Rahmen der Leistungsbewertung werden systematische Simulationen durchgeführt, um den Einfluss zentraler Systemparameter wie Kanalbedingungen, Beamforming-Strategien und Codierung auf die Blockfehlerrate (BLER), Bitfehlerrate (BER) und den Datendurchsatz (Goodput) zu untersuchen. Die Ergebnisse werden kritisch analysiert und im Kontext der zugrunde liegenden Modellannahmen diskutiert.

1.3 Aufbau der Arbeit

- **Kapitel 2** behandelt die theoretischen Grundlagen der THz-Kommunikation und der MIMO-basierten Übertragung. Im Mittelpunkt stehen die THz-spezifischen Ausbreitungseffekte: hohe Freiraumdämpfung, molekulare Absorption, Frequenzselektivität, sparse Mehrwegeausbreitung, hohe Direktivität sowie Beam-Squint und Beam-Split. Darüber hinaus werden MIMO-Signalmodelle, MIMO-Architekturen, Beamforming und Kanalcodierung erläutert.
- **Kapitel 3** widmet sich dem Stand der Technik von THz-MIMO-Systemen und der systematischen Aufarbeitung aktueller Ansätze zur Kanalmodellierung, zu MIMO-Architekturen sowie zu Beamforming- und Fehlerkorrekturverfahren. Im Anschluss wird die adressierte Forschungslücke hergeleitet, die die Zielsetzung der Arbeit begründet.
- **Kapitel 4** beschreibt die Identifikation und Bewertung frei verfügbarer Simulationscodes. Die Kandidaten werden anhand definierter Such- und Auswahlkriterien verglichen. Anschließend wird TeraMIMO als Referenzimplementierung für das Kanalmodul ausgewählt, und aus dem Vergleich der betrachteten Lösungen werden die Anforderungen an die eigene Simulationsumgebung abgeleitet.
- **Kapitel 5** beschreibt die Simulationsumgebung und ihre Implementierung. Zunächst werden die MATLAB-Dateihierarchie und der modulare Aufbau der THz-MIMO-Simulationkette mit Senderkette, TeraMIMO-basiertem Kanalmodul und Empfänger-kette erläutert. Danach werden die Systemkonfiguration, die Simulationsparameter sowie die zeitinvarianten (TIV) und zeitvarianten (TV) Untersuchungsszenarien mit LDPC- und Polar-Codierung dargestellt.
- **Kapitel 6** widmet sich der Leistungsbewertung des entwickelten THz-MIMO-Systems. Die Ergebnisse werden getrennt für die TV- und die TIV-Szenarien mit den jeweiligen Kanalvarianten, Beamforming-Verfahren und Codierungskonfigurationen ausgewertet. Dabei stehen die Leistungsgrößen Blockfehlerrate (BLER), Bitfehlerrate (BER) und Datendurchsatz (Goodput) im Mittelpunkt; ergänzend wird die layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR zur physikalischen Einordnung der beobachteten Beamforming-Unterschiede herangezogen. Abschließend wird die TV-LDPC-Konfiguration anhand einer erweiterten Stichprobe von 100.000 Frames statistisch validiert.
- **Kapitel 7** fasst die zentralen Ergebnisse der Arbeit zusammen, ordnet sie im Kontext der zugrunde liegenden Modellannahmen und Grenzen der Untersuchung ein und schließt mit einem konzeptionellen Ausblick auf sicherheitsorientierte Erweiterungen von THz-MIMO-Beamforming.

2 Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen erläutert, die für das Verständnis der in dieser Arbeit untersuchten THz-MIMO-Link-Level-Simulation erforderlich sind. Zunächst werden der Frequenzbereich, das Potenzial und die wesentlichen Herausforderungen der Terahertz-Kommunikation eingeordnet. Anschließend werden die für die Kanalmodellierung und Systembewertung relevanten physikalischen Eigenschaften des THz-Kanals beschrieben. Darauf aufbauend folgen die Grundlagen von MIMO-Systemen, Beamforming und Kanalcodierung. Sie bilden die theoretische Basis für den in dieser Arbeit aufgebauten und erweiterten Simulationsrahmen eines codierten 2×2-THz-MIMO-Systems.

2.1 Einführung in die Terahertz-Kommunikation

Die Terahertz-Kommunikation (THz-Kommunikation) umfasst drahtlose Übertragungssysteme, die Frequenzen oberhalb von 100 GHz nutzen. In der Literatur wird der THz-Bereich häufig zwischen 0,1 THz und 10 THz eingeordnet und bildet damit den Übergangsbereich zwischen dem Millimeterwellen- und dem Infrarotbereich [4], [5].

Aufgrund der großen verfügbaren Bandbreite bietet der THz-Bereich das Potenzial für sehr hohe Datenraten und gilt daher als eine vielversprechende Technologie für zukünftige 6G-Kommunikationssysteme. Insbesondere datenintensive Anwendungen, industrielle Kommunikationssysteme sowie integrierte Kommunikations- und Sensorsysteme können von diesen Spektrumsressourcen profitieren [4], [5].

Gleichzeitig ist die THz-Kommunikation mit spezifischen Herausforderungen verbunden. Diese beeinflussen die Kanalmodellierung und die Leistungsbewertung von THz-MIMO-Systemen und werden in Abschnitt 2.2 näher erläutert [4], [5].

2.2 THz-spezifische Effekte

In diesem Unterkapitel werden die wichtigsten THz-spezifischen Effekte beschrieben, die für die Modellierung und Bewertung von THz-MIMO-Systemen relevant sind. Im Vergleich zu klassischen Mikrowellen- und Millimeterwellenkanälen unterscheiden sich THz-Kanäle insbesondere durch hohe Freiraumdämpfung, molekulare Absorption, Frequenzselektivität, eine sparse Mehrwegeausbreitung, eine hohe Direktivität mit Anfälligkeit für Misalignment sowie frequenzabhängige Beam-Squint- und Beam-Split-Effekte. Diese Eigenschaften beeinflussen die Reichweite, die Kanalstruktur, die Strahlausrichtung und damit auch die Leistungsfähigkeit eines codierten THz-MIMO-Systems [4], [7], [8].

2.2.1 Hohe Freiraumdämpfung

Ein wesentliches Merkmal der THz-Kommunikation ist die hohe Freiraumdämpfung. Sie beschreibt die Abschwächung eines elektromagnetischen Signals während der Ausbreitung im freien Raum und lässt sich durch

$$\text{Pfadverlust} = \left(\frac{4\pi df}{c_0} \right)^2 \quad (2.1)$$

beschreiben [4]. Dabei stehen d für die Übertragungsdistanz, f für die Trägerfrequenz und c_0 für die Lichtgeschwindigkeit [4]. Gleichung (2.1) zeigt, dass die Freiraumdämpfung mit zunehmender Übertragungsdistanz und steigender Trägerfrequenz zunimmt. Da THz-Systeme bei Frequenzen oberhalb von 100 GHz betrieben werden, fällt sie stärker aus als in niedrigeren Frequenzbereichen [4].

Die hohe Freiraumdämpfung begrenzt die Übertragungsreichweite von THz-MIMO-Systemen. Zu ihrer Kompensation werden Antennenarrays mit hohem Gewinn und gerichtete Übertragungsverfahren eingesetzt. Daraus ergibt sich ein enger Zusammenhang zwischen der Freiraumdämpfung, MIMO-Architekturen und Beamforming [4], [6].

2.2.2 Molekulare Absorption

Neben der Freiraumdämpfung ist die molekulare Absorption ein zentrales Merkmal von THz-Kanälen. Dabei absorbieren Moleküle in der Atmosphäre, insbesondere Wasserdampf und Sauerstoff, elektromagnetische Energie bei bestimmten Frequenzen. Dadurch entstehen frequenzabhängige Dämpfungsbereiche und Transmissionsfenster mit geringerer Dämpfung. Dieser Effekt trägt wesentlich zur Frequenzselektivität des THz-Kanals bei [4], [7], [8].

Der Absorptionsverlust kann vereinfacht durch

$$L_{abs}(f, d) = e^{(K(f)d)} \quad (2.2)$$

beschrieben werden [7]. Dabei stehen $L_{abs}(f, d)$ für den molekularen Absorptionsverlust, $K(f)$ für den frequenzabhängigen Absorptionskoeffizienten und d für die Übertragungsdistanz [7].

Unter Berücksichtigung der Freiraumdämpfung ergibt sich die gesamte THz-Pfaddämpfung zu

$$L_{THz}(f, d) = \left(\frac{4\pi fd}{c_0} \right)^2 e^{(K(f)d)} . \quad (2.3)$$

Hierbei bezeichnet $L_{THz}(f, d)$ die gesamte frequenz- und distanzabhängige Pfaddämpfung, f die Trägerfrequenz und c_0 die Lichtgeschwindigkeit. Diese Beziehung zeigt, dass die Dämpfung im THz-Bereich nicht nur durch geometrische Ausbreitung, sondern zusätzlich durch molekulare Absorption bestimmt wird [7].

Für die amplitudenbezogene Kanalbeschreibung wird im Folgenden der Faktor $\alpha_{abs}(f, d)$ verwendet [7]. Er ergibt sich aus dem Kehrwert der Quadratwurzel des molekularen Absorptionsverlustes:

$$\alpha_{abs}(f, d) = \frac{1}{\sqrt{L_{abs}(f, d)}} = e^{\left(-\frac{1}{2} K(f) d\right)}. \quad (2.4)$$

Damit beschreibt $L_{abs}(f, d)$ einen Leistungsverlust, während $\alpha_{abs}(f, d)$ den zugehörigen amplitudenbezogenen Kanalfaktor darstellt [7]. Für die spätere Link-Level-Simulation ist die molekulare Absorption relevant, da sie die Empfangsleistung und das Signal-Rausch-Verhältnis beeinflusst. Dies wirkt sich auf die Blockfehlerrate, die Bitfehlerrate und den Goodput aus [4], [8].

2.2.3 Frequenzselektivität

THz-Kanäle weisen häufig eine ausgeprägte Frequenzselektivität auf. Dabei werden verschiedene Frequenzanteile eines breitbandigen Signals unterschiedlich stark gedämpft oder verzögert. Zu den Ursachen zählen die große verfügbare Bandbreite, die molekulare Absorption und die Mehrwegeausbreitung [7], [8].

Eine häufig verwendete Näherung für die Kohärenzbandbreite lautet:

$$B_{coh} \approx \frac{1}{5\tau_{rms}}. \quad (2.5)$$

Dabei stehen B_{coh} für die Kohärenzbandbreite und τ_{rms} für den RMS-Delay-Spread (Root-Mean-Square-Delay-Spread), ein Maß für die leistungsgewichtete Streuung der Pfadverzögerungen, des Kanals [7]. Übersteigt die Signalbandbreite die Kohärenzbandbreite, kann der Kanal nicht mehr als frequenzflach betrachtet werden [7]. Für breitbandige THz-MIMO-Systeme ist daher eine frequenzabhängige Kanalmodellierung erforderlich [7], [8].

2.2.4 Sparse Multipath-Struktur

Sparse Mehrwegestrukturen treten grundsätzlich bei drahtloser Übertragung auf, sind jedoch im THz-Bereich aufgrund der hohen Direktivität und Dämpfung besonders ausgeprägt. Dabei tragen nur wenige dominante Ausbreitungspfade wesentlich zur Signalübertragung bei. Meist dominiert der direkte Line-of-Sight-Pfad (LoS), während reflektierte oder gestreute Non-Line-of-Sight-Pfade (NLoS) deutlich schwächer sind [7], [8].

Ein vereinfachtes Mehrwegemodell lautet

$$h(t) = \sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell} \delta(t - \tau_{\ell}). \quad (2.6)$$

Dabei stehen $h(t)$ für die Kanalimpulsantwort, L für die Anzahl der relevanten Pfade, α_{ℓ} für den komplexen Pfadkoeffizienten und τ_{ℓ} für die Verzögerung des ℓ -ten Pfades [7].

Die geringe Zahl dominanter Pfade vereinfacht die Kanalbeschreibung, erhöht jedoch die Empfindlichkeit des Systems gegenüber Blockage und Fehljjustierung [7]. Der Ausfall eines dominanten Pfades kann die Verbindungsqualität stark beeinträchtigen. Daher sind Kanalschätzung und Beamforming für THz-MIMO-Systeme besonders wichtig [7], [8].

2.2.5 Hohe Direktivität und Misalignment

Aufgrund der hohen Pfaddämpfung werden THz-Systeme mit stark gerichteten Antennen und schmalen Strahlen betrieben. Diese hohe Direktivität ermöglicht große Antennengewinne und verbessert die Empfangsleistung [4], [6].

Gleichzeitig erhöht sie die Empfindlichkeit gegenüber Fehlausrichtungen. Bereits kleine Abweichungen zwischen Sende- und Empfangsstrahl können deutliche Leistungsverluste verursachen. Dieser Effekt wird als Misalignment bezeichnet [7]. Zusätzlich können Hindernisse im Ausbreitungspfad zu Blockage führen [7], [8].

Direktivität, Beamforming und Beam-Alignment sind daher eng miteinander verknüpft. Beamforming kann die hohen Ausbreitungsverluste teilweise kompensieren, setzt jedoch eine präzise Strahlausrichtung voraus [6], [7].

2.2.6 Beam-Squint und Beam-Split

In breitbandigen THz-MIMO-Systemen kann sich die Richtung der Hauptkeule mit der Frequenz ändern. Dieser Effekt wird als Beam-Squint bezeichnet und tritt insbesondere bei frequenzunabhängigen Phasenschiebern auf, die für die Trägerfrequenz f_c und die Sollrichtung θ_0 ausgelegt sind [6], [7], [8], [34].

Wird der Winkel relativ zur Broadside-Richtung gemessen, gilt für die frequenzabhängige Strahlrichtung:

$$\theta(f) = \arcsin\left(\frac{f_c}{f} \sin(\theta_0)\right) \quad (2.7)$$

unter der Bedingung [6], [34]

$$\left|\left(\frac{f_c}{f}\right) \cdot \sin(\theta_0)\right| \leq 1. \quad (2.8)$$

Dabei bezeichnen f_c die Trägerfrequenz, f die betrachtete Frequenzkomponente innerhalb der Systembandbreite, θ_0 den bei f_c entworfenen Ziel-Einfallswinkel und $\theta(f)$ den bei der Frequenz f tatsächlich wirksamen, von der Broadside-Richtung aus gemessenen Haupt- bzw. Combiner-Winkel [6], [34].

Bei großen relativen Bandbreiten und großen Antennenarrays kann die räumliche Trennung der Strahlen verschiedener Frequenzkomponenten als Beam-Split bezeichnet werden [6], [8]. Davon zu unterscheiden sind Grating Lobes, die bei einem zu großen Antennenelementabstand entstehen können [6], [34].

Beam-Squint und Beam-Split wurden im verwendeten 2-Element-Array mit einer Bandbreite von 1 GHz nicht separat ausgewertet. Daher wird aus den Simulationsergebnissen kein eigenständiger quantitativer Einfluss dieser Effekte abgeleitet.

2.3 MIMO-basierte THz-Systeme

Aufbauend auf den in Abschnitt 2.2 beschriebenen THz-spezifischen Effekten ermöglichen MIMO-Systeme in Verbindung mit Beamforming eine räumliche Bündelung der Signalenergie. Dadurch können hohe Array-Gewinne erzielt und die Auswirkungen der Ausbreitungsverluste verringert werden [4], [6].

Zugleich stellen THz-MIMO-Systeme hohe Anforderungen an die Kanalschätzung und die präzise Ausrichtung schmaler Strahlen. Hinzu kommen hardwarebedingte Einschränkungen durch RF-Ketten, Mischer, Leistungsverstärker und Analog-Digital-Wandler [4], [6]. Große Bandbreiten können in Kombination mit Antennenarrays außerdem zu frequenzabhängigen Effekten wie Beam-Squint und Beam-Split führen. Diese müssen bei der Systemauslegung berücksichtigt werden [6], [15].

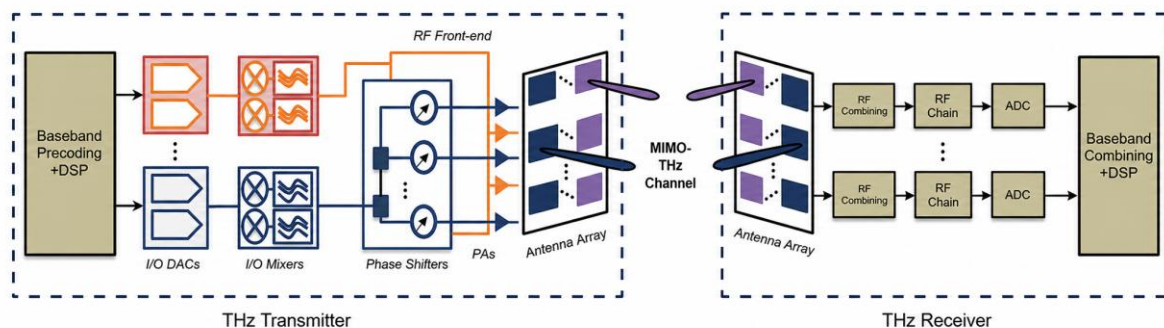


Abbildung 2-1: Blockdiagramm eines THz-MIMO-Systems (Nach [4]).

Abbildung 2-1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines THz-MIMO-Systems. Auf der Senderseite werden die Daten zunächst im digitalen Basisband verarbeitet. Anschließend gelangen sie über Digital-Analog-Wandler, Mischer, Phasenschieber und Leistungsverstärker zum Antennenarray und werden in den THz-Kanal übertragen. Auf der Empfängerseite wird das Signal durch das Empfangsantennenarray erfasst und über RF-Ketten sowie Analog-Digital-Wandler der digitalen Basisbandverarbeitung zugeführt. Die dargestellte Architektur verdeutlicht, dass die Leistungsfähigkeit von THz-MIMO-Systemen vom Zusammenspiel der Antennenarrays, der RF-Hardware, der Kanalbedingungen und der digitalen Signalverarbeitung abhängt [4].

2.3.1 Funktionsprinzip von MIMO-Systemen

Das grundlegende Funktionsprinzip von MIMO-Systemen basiert auf der Nutzung mehrerer Antennen am Sender und am Empfänger [9]. Im Gegensatz zu einem SISO-System, bei dem jeweils nur eine Sende- und eine Empfangsantenne verwendet werden, entsteht bei MIMO-Systemen ein räumlicher Übertragungskanal mit mehreren Signalpfaden [9].

Ein zentraler Vorteil von MIMO ist das räumliche Multiplexing. Dabei werden mehrere unabhängige Datenströme gleichzeitig über denselben Frequenzbereich übertragen. Dadurch kann die Datenrate erhöht werden, ohne zusätzliche Bandbreite zu benötigen [9]. Zusätzlich kann räumliche Diversität genutzt werden, um die Zuverlässigkeit der Übertragung zu verbessern.

Hierbei werden mehrere Antennenpfade verwendet, um die Auswirkungen von Fading, Abschattung und Signalabschwächungen zu reduzieren [9].

Für THz-Kommunikationssysteme wird MIMO häufig mit Beamforming kombiniert, um die Signalenergie gezielt in Richtung des Empfängers zu bündeln [4], [6]. Daraus entstehen zusätzliche Anforderungen an die Kanalschätzung, die Strahlausrichtung und die Hardwareimplementierung [4], [10].

2.3.2 Signalmodell eines 2×2-MIMO-Systems

Zur mathematischen Beschreibung eines MIMO-Systems wird häufig ein lineares Basisbandmodell verwendet. Das Modell beschreibt einen schmalbandigen Kanalzustand und kann bei OFDM auf jeden Unterträger getrennt angewendet werden. Allgemein wird angenommen, dass der Sender über M Sendeantennen und der Empfänger über N Empfangsantennen verfügt [10]. Die von den Sendeantennen ausgesendeten Signale können in Vektorform als

$$X(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (2.9)$$

dargestellt werden. Dabei bezeichnet $x_j(t)$ das Signal der j -ten Sendeantenne mit ($j = 1, \dots, M$) [10].

Entsprechend ergibt sich der Empfangssignalvektor zu

$$Y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_N(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (2.10)$$

wobei $y_i(t)$ das empfangene Signal an der i -ten Empfangsantenne mit ($i = 1, \dots, N$) beschreibt [10]. Der Einfluss von Rauschen wird durch den additiven Rauschvektor

$$n(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (2.11)$$

modelliert. Hierbei bezeichnet $n_i(t)$ das Rauschen am i -ten Empfangskanal [10].

Zur Modellierung der Wellenausbreitung im THz-Bereich wird ein Mehrwegekanal angenommen, bei dem sich das Empfangssignal aus der Überlagerung mehrerer Ausbreitungspfade zusammensetzt [10]. Jeder dieser Pfade wird durch eine Kanalmatrix A_n beschrieben:

$$A_n = \begin{bmatrix} a_{11}[n] & a_{12}[n] & \cdots & a_{1M}[n] \\ a_{21}[n] & a_{22}[n] & \cdots & a_{2M}[n] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1}[n] & a_{N2}[n] & \cdots & a_{NM}[n] \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Dabei beschreibt $a_{ij}[n]$ den Kanalkoeffizienten zwischen der j -ten Sendeantenne und der i -ten Empfangsantenne im n -ten Ausbreitungspfad [10]. Die effektive Kanalmatrix H fasst für den betrachteten schmalbandigen Kanalzustand die Beiträge aller Ausbreitungspfade zusammen [10].

Für das in dieser Arbeit betrachtete 2×2-MIMO-System wird das allgemeine Modell auf zwei Sendeantennen und zwei Empfangsantennen reduziert. Der Sendesignalvektor, der Empfangssignalvektor und der Rauschvektor ergeben sich damit zu

$$X(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, Y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix}, n(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Das entsprechende lineare 2×2-MIMO-Signalmodell lautet

$$Y(t) = HX(t) + n(t). \quad (2.14)$$

Dabei stellt H die 2×2-Kanalmatrix des Systems dar:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Daraus ergibt sich die ausführliche Darstellung

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Die Kanalkoeffizienten h_{ij} beschreiben den jeweiligen Übertragungspfad zwischen der j -ten Sendeantenne und der i -ten Empfangsantenne. Somit beschreibt h_{11} den Kanal zwischen der ersten Sendeantenne und der ersten Empfangsantenne, h_{12} den Kanal zwischen der zweiten Sendeantenne und der ersten Empfangsantenne, h_{21} den Kanal zwischen der ersten Sendeantenne und der zweiten Empfangsantenne und h_{22} den Kanal zwischen der zweiten Sendeantenne und der zweiten Empfangsantenne [10].

In THz-MIMO-Systemen kann dieses Grundmodell erweitert werden, um THz-spezifische Kanaleigenschaften wie Mehrwegeausbreitung, frequenzabhängige Dämpfung und molekulare Absorption zu berücksichtigen [4], [7]. Das dargestellte 2×2-MIMO-Signalmodell bildet damit die Grundlage für die spätere Link-Level-Simulation des in dieser Arbeit betrachteten codierten THz-MIMO-Systems.

2.4 THz-MIMO-Architekturen

In diesem Unterkapitel werden grundlegende THz-MIMO-Architekturen betrachtet, die für das Verständnis der späteren Link-Level-Simulation relevant sind. Im Mittelpunkt stehen die Anzahl der eingesetzten Sende- und Empfangsantennen sowie die Anzahl der RF-Ketten, da diese Größen die Hardwarekomplexität, den Energieverbrauch und die Skalierbarkeit eines MIMO-Systems wesentlich beeinflussen [11], [12]. Zunächst werden grundlegende MIMO-Konfigurationen wie SISO, SIMO, MISO und MIMO eingeordnet. Anschließend werden Architekturen mit unterschiedlichen Anzahlen von RF-Ketten beschrieben. Die Strahlformung wird in Abschnitt 2.5 behandelt.

2.4.1 Grundlegende MIMO-Konfigurationen

Drahtlose Mehrantennensysteme lassen sich anhand der Anzahl der eingesetzten Sende- und Empfangsantennen klassifizieren [9]. Die wichtigsten Grundkonfigurationen sind Single Input Single Output (SISO), Single Input Multiple Output (SIMO), Multiple Input Single Output (MISO) und Multiple Input Multiple Output (MIMO) [9]. Eine schematische Übersicht dieser grundlegenden Antennenkonfigurationen ist in Abbildung 2-2 dargestellt [9].

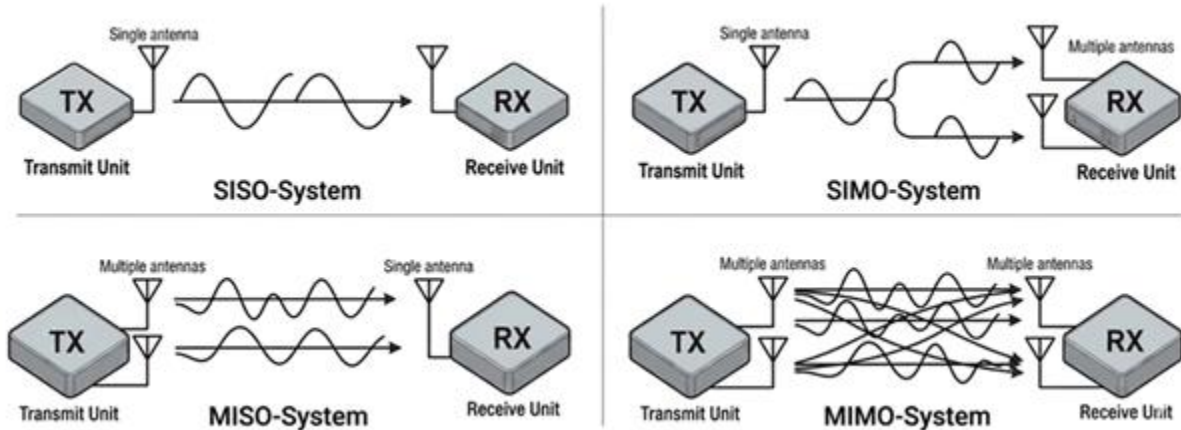


Abbildung 2-2: Grundlegende Antennenkonfigurationen für SISO, SIMO, MISO und MIMO (eigene Darstellung in Anlehnung an [9]).

Bei einem SISO-System wird jeweils eine Sende- und eine Empfangsantenne verwendet. Diese Architektur ist einfach zu implementieren, bietet jedoch keine räumlichen Diversitäts- oder Multiplexing-Gewinne [9]. SIMO-Systeme verwenden eine Sendeeinheit und mehrere Empfangsantennen, wodurch Empfangsdiversität erreicht werden kann [9]. MISO-Systeme nutzen mehrere Sendeeinheiten und eine Empfangsantenne und ermöglichen dadurch Sendediversität [9]. MIMO-Systeme verwenden mehrere Antennen sowohl auf der Sender- als auch auf der Empfängerseite. Dadurch können räumliche Diversität und räumliches Multiplexing genutzt werden, was die Zuverlässigkeit, die Datenrate und die spektrale Effizienz erhöhen kann [9].

2.4.2 Architekturen mit RF-Ketten

Neben der Anzahl der Sende- und Empfangsantennen ist die Anzahl der eingesetzten RF-Ketten ein wichtiger Faktor für die MIMO-Architektur. Eine RF-Kette verbindet die digitale Basisbandverarbeitung mit einem Antennenpfad und umfasst typischerweise Hochfrequenz- und Mixed-Signal-Komponenten wie Mischer, Filter, Leistungsverstärker sowie je nach Sender- oder Empfängerseite Digital-Analog- beziehungsweise Analog-Digital-Wandler. Damit beeinflusst die Anzahl der RF-Ketten direkt die Hardwarekomplexität, den Energieverbrauch und die Skalierbarkeit eines MIMO-Systems [11], [12].

Bei einer vollständigen RF-Anbindung wird jedem Antennenelement eine eigene RF-Kette zugeordnet. Für ein System mit N_t Sendeeinheiten und N_r Empfangsantennen gilt damit

$$N_{RF}^{Tx} = N_t, \quad N_{RF}^{Rx} = N_r. \quad (2.17)$$

Diese Struktur ermöglicht eine separate Verarbeitung aller Antennenpfade, führt bei großen Antennenarrays jedoch zu einem hohen Hardwareaufwand und Energieverbrauch [11], [12].

Bei einer reduzierten RF-Anbindung ist die Anzahl der RF-Ketten kleiner als die Anzahl der Antennenelemente:

$$N_{RF}^{Tx} < N_t, \quad N_{RF}^{Rx} < N_r. \quad (2.18)$$

Dadurch können Hardwarekomplexität und Energiebedarf reduziert werden. Gleichzeitig ist die separate Verarbeitung aller Antennenpfade nur eingeschränkt möglich. Da jede zusätzliche RF-Kette weitere Hochfrequenz- und Mixed-Signal-Komponenten erfordert, nimmt der Hardwareaufwand mit steigender Anzahl der RF-Ketten grundsätzlich zu [11], [12], [13].

Für das in dieser Arbeit betrachtete 2×2-THz-MIMO-System werden auf der Sender- und der Empfängerseite jeweils zwei RF-Ketten berücksichtigt. Daher gilt

$$N_t = N_r = N_{RF}^{Tx} = N_{RF}^{Rx} = 2. \quad (2.19)$$

Damit bleibt die Anzahl der benötigten RF-Ketten überschaubar. Eine separate Verarbeitung der einzelnen Antennenpfade ist daher für die spätere Link-Level-Simulation praktikabel. Die Betrachtung unterschiedlicher RF-Architekturen bleibt dennoch relevant, da die Anzahl der RF-Ketten die Skalierbarkeit größerer THz-MIMO-Systeme wesentlich beeinflusst [12], [13]. Diese Einordnung bildet die hardwareseitige Grundlage für die im folgenden Abschnitt betrachteten Beamforming-Verfahren.

2.5 Beamforming in THz-MIMO-Systemen

Beamforming ist eine zentrale Signalverarbeitungstechnik in THz-MIMO-Systemen. Aufgrund der hohen Freiraumdämpfung, der molekularen Absorption und der begrenzten Reichweite im Terahertzbereich ist eine stark gerichtete Signalübertragung erforderlich. Durch den Einsatz mehrerer Antennenelemente kann die abgestrahlte Energie gezielt in Richtung des Empfängers gebündelt werden. Dadurch lassen sich hohe Array-Gewinne erzielen und die Ausbreitungsverluste teilweise kompensieren [4], [6].

Die kurze Wellenlänge im THz-Bereich ermöglicht kompakte Antennenarrays mit vielen Antennenelementen, die schmale und stark gerichtete Strahlen erzeugen können. Diese Richtwirkung verbessert die räumliche Nutzung des Funkkanals und reduziert Interferenzen in unerwünschten Richtungen [5], [6]. Gleichzeitig steigen die Anforderungen an die Kanalschätzung, die Strahlausrichtung und die Hardwareimplementierung. Bereits geringe Fehlausrichtungen zwischen Sender und Empfänger können deutliche Leistungsverluste verursachen [6]. Die Wahl der Beamforming-Architektur beeinflusst daher die Empfangsleistung, die erreichbare Datenrate, die Bitfehlerrate und den Systemdurchsatz [4], [6].

Im Folgenden werden zunächst das Grundprinzip des Beamformings und anschließend die in dieser Arbeit betrachteten digitalen und hybriden Beamforming-Verfahren erläutert.

2.5.1 Grundprinzip des Beamformings

Das Grundprinzip des Beamformings besteht darin, die Signale mehrerer Antennenelemente so zu gewichten, dass sie sich in der gewünschten Übertragungsrichtung konstruktiv überlagern. In anderen Richtungen kann die abgestrahlte Leistung dagegen verringert werden, wodurch sich Störungen und Interferenzen reduzieren lassen. Die Gewichtung erfolgt durch eine gezielte Anpassung der Amplitude, der Phase oder beider Größen [6].

Ausgehend von einem linearen MIMO-Modell kann der zu übertragende Datenstromvektor s durch eine Beamforming- bzw. Precoding-Matrix F auf die Sendeanennen abgebildet werden [6]. Der Sendesignalvektor ergibt sich zu

$$x = Fs. \quad (2.20)$$

Dabei bezeichnet x den Sendesignalvektor, F die Beamforming- bzw. Precoding-Matrix und s den Vektor der zu übertragenden Datenströme [6]. Wird das Signal über einen MIMO-Kanal H übertragen, ergibt sich das Empfangssignal zu

$$y = HFs + n. \quad (2.21)$$

Dabei bezeichnet y den Empfangssignalvektor, während n den additiven Rauschvektor darstellt [6]. Auf der Empfängerseite kann zusätzlich eine lineare Kombinationsmatrix W eingesetzt werden, um das empfangene Signal weiterzuverarbeiten und die gesendeten Datenströme zu rekonstruieren. Der geschätzte Datenstromvektor ergibt sich dann zu

$$\hat{s} = W^H y = W^H HFs + W^H n. \quad (2.22)$$

Dabei bezeichnet W^H die hermitesch transponierte Matrix von W . Die Abbildung des Datenstromvektors s auf den Sendesignalvektor x wird als Beamforming bzw. Precoding bezeichnet. Die Verarbeitung des Empfangssignals zur Rekonstruktion der Datenströme wird dagegen als Combining bezeichnet [6].

Ein wichtiger Spezialfall des analogen Beamformings ist das Beam Steering. Dabei wird meist ein einzelner Datenstrom übertragen und mithilfe von Phasenschiebern auf mehrere Antennenelemente verteilt. Durch geeignete Phasenverschiebungen kann der resultierende Strahl elektronisch in eine gewünschte Richtung gelenkt werden, ohne dass eine mechanische Bewegung der Antennen erforderlich ist. Da Phasenschieber typischerweise nur die Phase und nicht die Amplitude beeinflussen, ist die Flexibilität dieses Ansatzes eingeschränkt. Dennoch ist Beam Steering insbesondere für THz-Systeme von Bedeutung, da es eine einfache und energieeffiziente gerichtete Übertragung ermöglicht [6].

2.5.2 Beamforming-Architekturen

Beamforming-Verfahren lassen sich grundsätzlich in analoges, digitales und hybrides Beamforming einteilen. Diese Einteilung ergibt sich aus der Position der Signalverarbeitung innerhalb der Senderarchitektur sowie aus der Anzahl der verwendeten RF-Ketten. Während digitales Beamforming vollständig im digitalen Basisband realisiert wird, erfolgt analoges Beamforming im RF-Bereich mithilfe von Phasenschiebern. Hybrides Beamforming kombiniert beide

Ansätze und stellt dadurch einen Kompromiss zwischen Flexibilität, Hardwarekomplexität und Energieeffizienz dar [6], [14].

Eine allgemeine Beschreibung hybrider Beamforming-Architekturen kann durch die Kombination einer digitalen Precoding-Matrix und einer analogen Beamforming-Matrix formuliert werden [6], [14]. Der Sendesignalvektor im Frequenzbereich ergibt sich zu

$$x(f) = F_{RF} F_{BB}(f) s(f). \quad (2.23)$$

Dabei bezeichnet $s(f)$ den Datenstromvektor, $F_{BB}(f)$ die digitale Precoding-Matrix und F_{RF} die analoge Beamforming-Matrix. Die analoge Matrix wird typischerweise durch Phasenschieber im RF-Bereich realisiert, während die digitale Matrix im Basisband arbeitet. Nach der Übertragung über den frequenzabhängigen MIMO-Kanal $H(f)$ ergibt sich das Empfangssignal zu

$$y(f) = H(f) F_{RF} F_{BB}(f) s(f) + n(f). \quad (2.24)$$

Dabei bezeichnet $n(f)$ den additiven Rauschvektor [6], [14].

Beim digitalen Beamforming wird die gesamte Strahlformung im digitalen Basisband durchgeführt. In diesem Fall ist jedes Antennenelement typischerweise mit einer eigenen RF-Kette verbunden. Die analoge Beamforming-Matrix entfällt beziehungsweise kann als Einheitsmatrix betrachtet werden [14]:

$$F_{RF} = I. \quad (2.25)$$

Für digitales Beamforming ergibt sich entsprechend [14]

$$x_{dig}(f) = F_{BB}(f) s(f). \quad (2.26)$$

Digitales Beamforming ermöglicht eine unabhängige Anpassung von Amplitude und Phase für jedes Antennenelement. Dadurch können mehrere Datenströme parallel verarbeitet, räumliches Multiplexing realisiert und Interferenzen effizient unterdrückt werden. Der wesentliche Nachteil liegt jedoch in der hohen Hardwarekomplexität und im erhöhten Energieverbrauch, da für jedes Antennenelement eine eigene RF-Kette sowie entsprechende DAC- bzw. ADC-Komponenten erforderlich sind. Dies begrenzt die Skalierbarkeit vollständig digitaler Architekturen insbesondere bei großen Antennenarrays und sehr hohen Frequenzen [6], [14].

Beim analogen Beamforming erfolgt die Strahlformung im RF-Bereich. Dabei wird das Signal über eine oder wenige RF-Ketten erzeugt und anschließend mithilfe von Phasenschiebern auf die Antennenelemente verteilt. Da keine vollständige digitale Precoding-Stufe vorhanden ist, kann das Modell nach [14] vereinfacht als

$$x_{ana}(f) = F_{RF} s(f) \quad (2.27)$$

geschrieben werden. Da Phasenschieber in der Regel nur die Phase, nicht jedoch die Amplitude verändern, unterliegen die Einträge der analogen Beamforming-Matrix einer Konstantmodulbedingung. Für einen vollständig verbundenen phasenschieberbasierten Beamformer gilt bei normierter Gesamtleistung für alle aktiven Matrixeinträge [6]

$$|[F_{RF}]_{i,j}| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}. \quad (2.28)$$

Dabei bezeichnet N_t die Anzahl der Sendeantennen. Die Indizes i und j kennzeichnen das Antennenelement beziehungsweise die zugehörige RF-Kette. Analoges Beamforming zeichnet sich durch eine geringe Hardwarekomplexität und eine hohe Energieeffizienz aus [14]. Allerdings ist die Flexibilität eingeschränkt, da meist nur ein Datenstrom oder nur eine begrenzte Anzahl von Datenströmen unterstützt wird. Zudem sind die Phasenverschiebungen häufig frequenzunabhängig, was insbesondere in breitbandigen THz-Systemen zu Leistungseinbußen führen kann [6], [14].

Hybrides Beamforming kombiniert digitales und analoges Beamforming. Die digitale Stufe verarbeitet die Datenströme im Basisband, während die analoge Stufe die gerichtete Abstrahlung über Phasenschieber realisiert [14]. Dadurch kann die Anzahl der RF-Ketten gegenüber einem vollständig digitalen System reduziert werden, ohne vollständig auf die Vorteile digitaler Signalverarbeitung zu verzichten. Für hybride Beamforming-Architekturen gilt allgemein [6], [14]

$$N_s \leq N_{RF} \leq N_t. \quad (2.29)$$

Dabei bezeichnet N_s die Anzahl der Datenströme, N_{RF} die Anzahl der RF-Ketten und N_t die Anzahl der Sendeantennen [14]. Bei einer hybriden Architektur mit reduzierter Anzahl von RF-Ketten gilt zusätzlich $N_s \leq N_{RF} < N_t$. Hybrides Beamforming bietet somit einen Kompromiss zwischen Systemleistung, Flexibilität, Energieeffizienz und Hardwareaufwand. Aus diesem Grund wird es insbesondere für großskalige MIMO- und THz-MIMO-Systeme als geeigneter Ansatz betrachtet [6], [14].

Anwendung auf das untersuchte 2×2-System

Für die in dieser Arbeit betrachtete Link-Level-Simulation eines 2×2-THz-MIMO-Systems werden digitales SVD-Beamforming und DFT-basiertes hybrides Beamforming implementiert. Zusätzlich wird eine Identity-Konfiguration ohne gezieltes Beamforming als Referenzfall berücksichtigt.

Da bei diesem 2×2-System mit $N_s = 2$ Datenströmen für die hybride Architektur $N_{RF} = N_t = 2$ gilt, ergibt sich keine Reduktion der Anzahl der RF-Ketten gegenüber dem digitalen Fall. Da im implementierten hybriden Beamforming die analoge RF-Matrix F_{RF} für alle Subträger konstant ist (wideband/frequenzunabhängige Realisierung) und aus zwei verschiedenen, nicht identischen DFT-Codebook-Vektoren besteht, ist F_{RF} im betrachteten 2×2-Fall generisch invertierbar. Damit gilt

$$F_{Digital[k]} = F_{RF} \cdot F_{BB[k]} \text{ mit } F_{BB[k]} = F_{RF}^{-1} \cdot F_{Digital[k]}$$

Da bei $N_t = N_{RF} = N_s = 2$ die digitale Basisbandmatrix $F_{BB[k]}$ unbeschränkt bleibt, folgt aus dieser Konfiguration keine allgemeine Einschränkung gegenüber dem vollständig digitalen 2×2-Precoder. Der Schwerpunkt liegt daher auf dem Einfluss der Konstantmodulbeschränkung des DFT-Codebooks auf die erreichbare Systemleistung. Die drei Verfahren werden im Rahmen der Leistungsbewertung in Kapitel 6 miteinander verglichen. Hybrides Beamforming bleibt insbesondere für skalierbare THz-MIMO-Systeme mit größeren Antennenarrays relevant, bei denen $N_{RF} < N_t$ tatsächlich realisiert wird [6], [14].

2.6 Kanalcodierung und Fehlerkorrekturverfahren

In diesem Unterkapitel werden die Grundlagen der Kanalcodierung und moderner Fehlerkorrekturverfahren erläutert. Zunächst wird das allgemeine Prinzip der Kanalcodierung beschrieben, bei dem den Informationsbits gezielt Redundanz hinzugefügt wird, um Übertragungsfehler am Empfänger erkennen und korrigieren zu können. Anschließend werden mit LDPC- und Polar-Codes zwei zentrale Codierungsverfahren betrachtet, die im 5G-NR-Standard eine wichtige Rolle spielen [15], [16], [17]. Dabei werden ihre grundlegenden Eigenschaften, ihre Codierungsprinzipien sowie ihre Bedeutung für Daten- und Steuerkanäle vorgestellt. Abschließend wird die Relevanz dieser Verfahren für 5G- und THz-MIMO-Systeme diskutiert. Diese Grundlagen werden in der späteren Link-Level-Simulation des codierten 2×2-THz-MIMO-Systems verwendet. Die Leistungsbewertung erfolgt anhand von BLER, BER und Durchsatz.

2.6.1 Grundprinzip der Kanalcodierung

Drahtlose Kommunikationssysteme sind während der Übertragung verschiedenen Störeinflüssen ausgesetzt. Dazu gehören thermisches Rauschen, Interferenzen, Fading sowie frequenzabhängige Dämpfungseffekte. Diese Einflüsse können dazu führen, dass einzelne Bits oder ganze Datenblöcke fehlerhaft empfangen werden. Die Kanalcodierung verfolgt daher das Ziel, die Zuverlässigkeit der Übertragung zu erhöhen, indem der ursprünglichen Informationssequenz eine kontrollierte Redundanz hinzugefügt wird. Diese Redundanz ermöglicht es dem Empfänger, Übertragungsfehler zu erkennen und in vielen Fällen zu korrigieren [15].

Ein grundlegendes Modell der Kanalcodierung ist der lineare Blockcode über dem endlichen Körper $GF(2)$. Dabei wird ein Informationsvektor auf ein längeres Codewort abgebildet. Für einen Informationsvektor u und eine Generatormatrix G kann das erzeugte Codewort allgemein durch

$$c = uG \quad (2.30)$$

beschrieben werden. Hierbei bezeichnet u den Informationsvektor, G die Generatormatrix und c das erzeugte Codewort. Die Generatormatrix bestimmt, wie die Informationsbits und die zusätzlichen Redundanzbits im Codewort angeordnet werden. Die Matrixoperationen werden dabei modulo 2 ausgeführt [15].

Neben der Generatormatrix kann ein linearer Blockcode auch durch eine Paritätsprüfmatrix H beschrieben werden. Ein gültiges Codewort erfüllt die Bedingung

$$Hc^T = 0. \quad (2.31)$$

Der hochgestellte Index T bezeichnet die Transposition, sodass c^T den transponierten Codewortvektor darstellt. Diese Beziehung bedeutet, dass alle Paritätsbedingungen des Codes erfüllt sind [15]. Wird ein empfangener Vektor r geprüft, so kann das sogenannte Syndrom berechnet werden:

$$s = Hr^T. \quad (2.32)$$

Hierbei bezeichnet r den empfangenen Vektor und s das Syndrom. Analog dazu beschreibt

r^T den transponierten Empfangsvektor. Ist das Syndrom gleich null, so erfüllt der empfangene Vektor die Paritätsbedingungen des Codes. Ist das Syndrom ungleich null, deutet dies auf Übertragungsfehler hin. Der Decoder nutzt diese Information, um aus dem empfangenen Signal möglichst zuverlässig auf die ursprünglich gesendete Informationssequenz zu schließen [15].

In modernen Kommunikationssystemen erfolgt die Decodierung häufig nicht nur auf Basis harter Bitentscheidungen, sondern mithilfe sogenannter Soft-Decision-Informationen. Dabei werden Zuverlässigkeitswerte der empfangenen Bits berücksichtigt, häufig in Form von Log-Likelihood-Ratios (LLR). Diese Werte beschreiben den Logarithmus des Verhältnisses der Wahrscheinlichkeiten für die möglichen Bitwerte und liefern dem Decoder zusätzliche Zuverlässigkeitsinformationen. Durch die Nutzung solcher Zuverlässigkeitsinformationen kann die Fehlerkorrekturleistung deutlich verbessert werden, insbesondere bei verrauschten oder frequenzselektiven Kanälen [15], [17].

Für THz-MIMO-Systeme ist Kanalcodierung besonders wichtig, da der THz-Kanal durch hohe Ausbreitungsverluste, molekulare Absorption und Frequenzselektivität geprägt ist [4], [7]. Diese Eigenschaften können die Bit- und Blockfehlerrate erhöhen und damit den nutzbaren Datendurchsatz verringern. Durch den Einsatz geeigneter Fehlerkorrekturverfahren kann die Zuverlässigkeit der Datenübertragung verbessert werden [15]. Daher werden in dieser Arbeit LDPC- und Polar-Codes als relevante Kanalcodierungsverfahren betrachtet und später hinsichtlich ihres Einflusses auf BLER, BER und Durchsatz untersucht.

2.6.2 Fehlerkorrekturverfahren

In diesem Unterkapitel werden Low-Density-Parity-Check-Codes (LDPC-Codes) und Polar-Codes gegenübergestellt. Die Kanalcodierung und das Rate Matching für 5G NR werden in 3GPP TS 38.212 spezifiziert [32], während die zugehörigen physikalischen Kanäle und Modulationsverfahren in 3GPP TS 38.211 beschrieben werden [31]. In 5G NR werden LDPC-Codes insbesondere für Datenkanäle eingesetzt, während Polar-Codes vor allem für Steuer- und Broadcast-Informationen vorgesehen sind [32].

Die in dieser Arbeit implementierten LDPC- und Polar-Ketten verwenden ausgewählte MATLAB-Funktionen mit NR-Bezug, bilden jedoch keine vollständig standardkonforme 3GPP-Übertragungskette ab. Sie werden daher im Folgenden als 5G-NR-inspirierte Codierungsverfahren bezeichnet.

2.6.2.1 LDPC-Codes

LDPC-Codes gehören zur Klasse der linearen Blockcodes und werden durch eine dünn besetzte Paritätsprüfmatrix H beschrieben. Die Bezeichnung „low-density“ weist darauf hin, dass diese Matrix nur wenige Nichtnull-Einträge enthält. Diese spärliche Struktur reduziert die Komplexität der Decodierung und ermöglicht effiziente iterative Verfahren. Ein gültiges LDPC-Codewort erfüllt dabei die bereits in Gleichung (2.30) eingeführte Paritätsbedingung. Damit basiert die Fehlererkennung und Fehlerkorrektur bei LDPC-Codes wesentlich auf der Struktur der Paritätsprüfmatrix [15].

Die Paritätsprüfmatrix kann zusätzlich durch einen Tanner-Graphen dargestellt werden. Dabei handelt es sich um einen bipartiten Graphen, der aus Variablenknoten und Prüfknoten besteht

[15]. Die Variablenknoten repräsentieren die Codebits, während die Prüfknoten die Paritätsbedingungen darstellen. Eine Verbindung zwischen einem Variablenknoten v_i und einem Prüfknoten c_j besteht genau dann, wenn $H_{j,i} = 1$ gilt. Dabei entspricht jede Spalte der Paritätsprüfmatrix einem Variablenknoten und jede Zeile einem Prüfknoten [15].

Als konkretes Beispiel wird im Folgenden eine Paritätsprüfmatrix H der Größe 4×8 betrachtet [15]:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

Der entsprechende Tanner-Graph mit acht Variablenknoten (v_1-v_8) und vier Prüfknoten (c_1-c_4) ist in Abbildung 2-3 dargestellt [15].

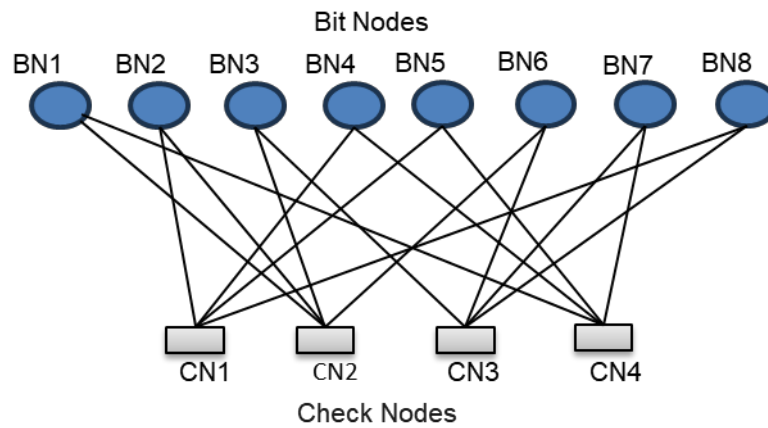


Abbildung 2-3: Tanner-Graph für eine 4×8 -Paritätsprüfmatrix H (eigene Darstellung in Anlehnung an [15]).

Die Decodierung von LDPC-Codes erfolgt häufig mithilfe iterativer Message-Passing-Verfahren. Dabei werden Zuverlässigkeitsinformationen zwischen Variablen- und Prüfknoten ausgetauscht, bis ein gültiges Codewort gefunden wird oder eine maximale Anzahl von Iterationen erreicht ist. Zu den bekannten Verfahren zählen der Belief-Propagation-Algorithmus sowie vereinfachte Min-Sum-Varianten. Diese Verfahren verwenden Soft-Decision-Informationen, insbesondere Log-Likelihood-Ratios, um die Zuverlässigkeit der Bitentscheidungen schrittweise zu verbessern [15], [17].

Im 5G-NR-Standard werden LDPC-Codes als quasi-zyklische LDPC-Codes realisiert. Dabei wird die endgültige Paritätsprüfmatrix aus sogenannten Basisgraphen durch einen Lifting-Prozess erzeugt. 3GPP TS 38.212 definiert hierfür zwei Basisgraphen sowie die zugehörigen Schritte der Codeblocksegmentierung, Kanalcodierung und des Rate Matchings [32]. Die Auswahl des Basisgraphen erfolgt unter anderem in Abhängigkeit von der Informationsblocklänge und der Zielcoderate. Diese Struktur ermöglicht flexible Codeparameter, eine effiziente Implementierung und eine hohe Durchsatzfähigkeit. Daher eignen sich LDPC-Codes insbesondere für Datenkanäle mit hohen Datenraten [15], [17].

2.6.2.2 Polar-Codes

Polar-Codes basieren auf dem Prinzip der Kanalpolarisation. Durch eine rekursive Transformation mehrerer identischer Kanalnutzungen entstehen synthetische Teilkanäle mit unterschiedlicher Zuverlässigkeit. Die zuverlässigen Teilkanäle werden zur Übertragung der Informationsbits genutzt, während die unzuverlässigen Teilkanäle mit festgelegten Werten belegt werden. Diese festgelegten Bits werden als Frozen Bits bezeichnet und in der Regel auf null gesetzt [15].

Analog zur allgemeinen Darstellung des linearen Blockcodes in Gleichung (2.29) kann die Polar-Codierung als Abbildung eines Eingangsvektors auf ein Codewort beschrieben werden. Im Unterschied zur allgemeinen Darstellung wird die Generatormatrix bei Polar-Codes jedoch durch eine spezielle rekursive Struktur erzeugt. Für einen Polar-Code der Länge $N = 2^n$, wobei n eine positive ganze Zahl bezeichnet, ergibt sich die Codierung zu

$$x = uG_N. \quad (2.34)$$

Dabei bezeichnet u den Eingangsvektor, der sowohl Informationsbits als auch Frozen Bits enthält, G_N die Generatormatrix des Polar-Codes und x das erzeugte Codewort [15]. Die Generatormatrix kann durch

$$G_N = B_N F^{\otimes n} \quad (2.35)$$

dargestellt werden. Hierbei bezeichnet B_N die Bit-Reversal-Permutationsmatrix und $F^{\otimes n}$ das n -fache Kronecker-Produkt der Basismatrix

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Diese Darstellung verdeutlicht die rekursive Struktur der Generatormatrix von Polar-Codes [15].

Die Decodierung von Polar-Codes erfolgt üblicherweise mittels Successive Cancellation (SC), Successive Cancellation List (SCL) oder CRC-unterstützter SCL-Decodierung (CA-SCL), wobei listbasierte Verfahren die Fehlerkorrekturleistung bei kurzen Blocklängen verbessern können. Deshalb werden Polar-Codes im 5G-NR-Standard vor allem für Steuerinformationen wie DCI, UCI und den Broadcast Channel (BCH) eingesetzt [16], [18]; die zugehörigen Schritte der CRC-Anfügung, Codierung und des Rate Matchings sind in 3GPP TS 38.212 spezifiziert [32]. Die in dieser Arbeit verwendete Polar-Verarbeitung mit eigener Segmentierung und CRC-24C je Segment stellt jedoch eine 5G-NR-inspirierte, nicht vollständig standardkonforme Designentscheidung dar (vgl. Abschnitt 5.3.2.3).

LDPC- und Polar-Codes besitzen unterschiedliche Stärken: LDPC eignet sich besonders für hohe Datenraten und größere Blöcke, Polar dagegen für kurze bis mittlere Blocklängen und Steuerinformationen. Da die Wahl des Codierungsverfahrens die Fehlerkorrekturleistung nachweislich wesentlich beeinflusst [17], werden beide Verfahren in dieser Arbeit hinsichtlich Bitfehlerrate, Blockfehlerrate und Datendurchsatz systematisch untersucht.

3 THz-MIMO-Systeme: Stand der Technik

In diesem Kapitel wird der aktuelle Stand der Forschung zu THz-MIMO-Systemen vorgestellt und kritisch eingeordnet. Aufbauend auf den in Kapitel 2 dargestellten Grundlagen liegt der Schwerpunkt nicht auf einer erneuten Erläuterung einzelner Prinzipien, sondern auf der Analyse aktueller wissenschaftlicher Entwicklungen und ihrer Relevanz für die vorliegende Arbeit. Um die Aktualität der Betrachtung sicherzustellen, stützt sich die Darstellung überwiegend auf aktuelle Fachliteratur, insbesondere aus den Jahren nach 2023. Die betrachteten Ansätze werden dabei in knapper Form verglichen, um ihre jeweiligen Stärken, Grenzen und offenen Herausforderungen herauszuarbeiten.

Betrachtet werden nacheinander die THz-Kanalmodellierung, aktuelle THz-MIMO-Architekturen, frequenzabhängige Beamforming-Verfahren sowie moderne Fehlerkorrekturverfahren auf Basis von LDPC- und Polar-Codes. Für jeden Themenbereich werden die wesentlichen Stärken, Grenzen und offenen Herausforderungen zusammengefasst. Abschließend werden diese Herausforderungen zusammengeführt, um die Forschungslücke abzuleiten, an der die vorliegende Arbeit ansetzt.

3.1 THz-Kanalmodellierung

Die Modellierung des Funkkanals bildet die methodische Grundlage jeder Leistungsbewertung und wird in der Literatur klassisch in deterministische, statistische und hybride Ansätze unterteilt, wie Tabelle 3-1 zeigt. Deterministische Verfahren wie Ray-Tracing erreichen eine hohe orts- und szenariospezifische Genauigkeit, sind jedoch rechenintensiv und auf präzise Material- und Umgebungsdaten angewiesen [18]. Statistische Modelle ermöglichen dagegen eine effizientere Erzeugung vieler Kanalrealisierungen, erfassen räumliche Konsistenz und zeitliche Cluster-Korrelationen jedoch nur eingeschränkt [18]. Hybride Modelle versuchen, diesen grundsätzlichen Zielkonflikt zwischen Genauigkeit und Komplexität aufzulösen [18].

Modellklasse	Grundlage	Genauigkeit	Komplexität	Wesentliche Grenze
Deterministisch	Ray-Tracing, FDTD, messbasiert	Hoch, orts-spezifisch	Hoch	Präzise Material- und Umgebungsdaten erforderlich, im THz-Bereich schwer kalibrierbar
Statistisch	Probabilistische Kanalgrößen	Mittel	Gering	Räumliche Konsistenz und zeitliche Cluster-Korrelation unzureichend
Hybrid	Deterministisch + statistisch (z. B. GSCM)	Mittel bis hoch	Mittel	Komplexere, szenarioabhängige Parametrisierung

Tabelle 3-1: Klassische Klassen der THz-Kanalmodellierung als Bezugsrahmen [18].

Der Übergang in das THz-Band verschiebt die Bedeutung dieser Modellklassen deutlich. Da THz-Kanäle häufig durch Sparsität, LoS-Dominanz und stark richtungsabhängige Ausbreitung geprägt sind, gewinnen physikalisch motivierte Modellierungsansätze wie Ray-Tracing an Bedeutung. Gleichzeitig werden vereinfachte oder messkalibrierte Ray-Tracing-Ansätze untersucht, um die hohe Genauigkeit deterministischer Modelle mit einem reduzierten Modellierungsaufwand zu verbinden [19].

Auch hybride Modellierungsansätze werden in der aktuellen Forschung weiterentwickelt, um den in Tabelle 3-1 beschriebenen Zielkonflikt zwischen Genauigkeit und Komplexität aufzulösen. Geometriebasierte stochastische Kanalmodelle (GSCM) kombinieren dazu eine vereinfachte, deterministische Ray-Tracing-Methode mit stochastisch platzierten Streuobjekten [18]. Ein verwandter Ansatz sind quasi-deterministische (Q-D) Modelle, die bereits in Standards wie IEEE 802.11ad/ay eingesetzt werden und deterministische Pfadberechnung mit stochastischen Komponenten verbinden [18].

Mit dem Schritt von der allgemeinen THz-Kanalmodellierung zu konkreten THz-MIMO-Systemen treten zusätzlich arrayspezifische Effekte in den Vordergrund. Dazu gehören insbesondere Nahfeldausbreitung mit sphärischer Wellenfront, räumliche Nichtstationarität über die Array-Apertur sowie der Spatial-Wideband-Effekt, durch den Steering-Vektoren frequenzabhängig werden können [20], [21]. Diese Effekte sind für großdimensionierte THz-MIMO-Arrays besonders relevant und werden von klassischen Fernfeld- oder frequenzflachen Modellen nur unzureichend erfasst [20], [21]. Für das hier betrachtete kleindimensionierte 2×2-System spielen diese arrayspezifischen Effekte eine untergeordnete Rolle, da Nahfeld- und Spatial-Wideband-Effekte hier kaum auftreten.

Aktuelle Arbeiten adressieren diese Einschränkungen mit unterschiedlichen Modellierungsansätzen. Ambit-Prozess-basierte Modelle erfassen Spatial-Wideband-Effekte analytisch, bleiben jedoch auf spezifische Sub-THz-Mikrozellularumgebungen beschränkt [21]. Einen allgemeineren Ansatz verfolgen Strahlraum-Kanalmodelle, bei denen der Kanal in den Winkel- bzw. Beam-Domain-Bereich überführt wird [20]. Dadurch kann die Sparsität des THz-MIMO-Kanals zur Reduktion der Modellkomplexität genutzt werden. Besonders relevant sind Modelle, die sphärische Wellenfronten und räumliche Nichtstationarität gemeinsam berücksichtigen und damit zentrale Grenzen klassischer Fernfeldansätze adressieren [20]. Dass standardisierte Kanalmodelle wie 3GPP TR 38.901 weiterhin auf Frequenzen unterhalb von 100 GHz beschränkt sind, unterstreicht zusätzlich den Bedarf an THz-spezifischen Modellierungsansätzen [20].

Insgesamt zeigt die aktuelle Forschung einen klaren Trend hin zu Kanalmodellen, die Effekte des Nahfelds, der räumlichen Nichtstationarität und der großen Bandbreite bei großdimensionierten Arrays gemeinsam und unter Berücksichtigung der Kanalsparsität erfassen [20], [21]. Für die vorliegende Arbeit werden diese arrayspezifischen Effekte daher nicht explizit modelliert. Als Grundlage dienen ein frequenzabhängiges zeitinvariantes MIMO-Kanalmodell $H(f)$ sowie dessen zeitvariante Erweiterung $H(t, f)$, die mit OFDM, Beamforming und codierter Übertragung kombiniert werden [7].

3.2 THz-MIMO-Architekturen

Während die grundlegenden digitalen, analogen und hybriden Architekturen bereits etabliert sind, richtet sich die aktuelle Forschung auf Ansätze, die die Zahl der RF-Ketten weiter reduzieren oder adaptiv steuern, um die Skalierbarkeit großdimensionierter THz-MIMO-Systeme zu verbessern. Die folgenden Abschnitte erläutern drei aktuelle Ansätze, die in Tabelle 3-2 mit ihren wesentlichen Merkmalen zusammengefasst sind.

Dynamisch verschaltete Hybridarchitekturen integrieren ein Schaltmodul zwischen der digitalen und der analogen Verarbeitung. Dadurch können einzelne RF-Ketten abhängig vom Kanalzustand und von den Übertragungsanforderungen aktiviert oder deaktiviert werden. Für kontinuierliche Phasenschieber zeigt der in [13] untersuchte Ansatz, dass mit einer Anzahl von RF-Ketten, die der Anzahl der Datenströme entspricht, die Leistungsfähigkeit eines vollständig digitalen Beamformers erreicht werden kann. Insbesondere in Nahfeld-MU-MIMO-Szenarien ermöglicht die Architektur eine Anpassung zwischen räumlichem Multiplexing und der Leistungsaufnahme der Hardware. Die zusätzliche Schaltstruktur und die erhöhte Anzahl benötigter Phasenschieber erschweren jedoch die praktische Implementierung [13].

Die tri-hybride Architektur ergänzt die digitale und analoge Verarbeitung um eine elektromagnetische Konfigurationsebene auf Antennenebene. Hierfür werden rekonfigurierbare Antennen eingesetzt, deren Strahlungscharakteristik angepasst werden kann. Eine solche Antenne kann das räumliche Verhalten eines größeren virtuellen Arrays nachbilden [22]. Dadurch lässt sich insbesondere bei großdimensionierten Arrays ein günstiges Verhältnis zwischen Energieeffizienz und spektraler Effizienz erzielen. Eine vergleichende Bewertung bleibt jedoch schwierig, da sie vom Antennentyp, von der Aufteilung der Verarbeitungsebenen und vom zusätzlichen Energiebedarf der rekonfigurierbaren Komponenten abhängt [22].

PhaseMO verfolgt einen auf Energieeffizienz ausgerichteten Ansatz. Die Architektur verwendet eine physische RF-Kette in Verbindung mit schnellen Phasenschiebern und einer erhöhten Abtastrate, um mehrere virtuelle RF-Ketten zu erzeugen. Deren Anzahl kann softwareseitig an die Netzlast angepasst werden [14]. Bei geringer Netzlast wird eine Verbesserung der Energieeffizienz von bis zu 30 % berichtet. Die praktische Skalierung erfordert jedoch sehr schnelle Phasenschieber und hohe Abtastraten. Insbesondere bei großen Antennenarrays entstehen dadurch zusätzliche Anforderungen an die Hardware [14].

Ansatz	Kernidee	Vorteil	Wesentliche Grenze
Dynamisch verschaltet	Adaptive Aktivierung der RF-Ketten	Anpassung an Kanal und Übertragungsanforderungen	Zusätzlicher Schaltungs- und Phasenschieberaufwand
Tri-Hybrid	Rekonfigurierbare elektromagnetische Antennenebene	Günstiges Verhältnis zwischen Energieeffizienz und spektraler Effizienz	Abhängigkeit vom Antennentyp und zusätzlicher Energiebedarf
PhaseMO	Virtuelle RF-Ketten durch schnelle Phasenschieber	Bis zu 30 % höhere Energieeffizienz bei geringer Last	Hohe Anforderungen an Phasenschieber und Abtastrate

Tabelle 3-2: Aktuelle MIMO-Architekturansätze mit Relevanz für THz-MIMO-Systeme [13], [14], [22].

Diese Ansätze dienen der Einordnung des Forschungsstands, während in dieser Arbeit ein kleindimensionales 2×2-THz-MIMO-Link-Level-System mit vollständiger RF-Anbindung untersucht wird.

3.3 Beamforming-Verfahren

Da rein phasenschieberbasierte Architekturen die in Abschnitt 2.2.6 beschriebenen Beam-Squint- und Beam-Split-Effekte nicht vollständig kompensieren können, richtet sich die aktuelle Forschung zunehmend auf frequenzabhängige Beamforming-Verfahren [6]. Die Entwicklung umfasst lauffzeitbasierte Kompensationsverfahren, systemspezifische Erweiterungen sowie dreidimensionale und datengetriebene Ansätze. Abbildung 3-1 stellt diese Entwicklung zusammenfassend dar.

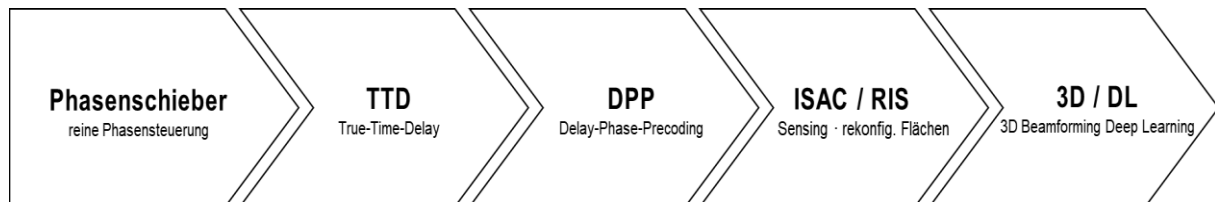


Abbildung 3-1: Entwicklungspfad der THz-Beamforming-Verfahren [4], [6], [23], [24], [25].

Der entscheidende Ansatz liegt in der Kompensation des Laufzeitversatzes über die Array-Apertur. True-Time-Delay-Beamformer (TTD-Beamformer) können diesen Versatz durch echte Zeitverzögerungen über eine große Bandbreite ausgleichen. Sie weisen jedoch einen höheren Energieverbrauch und Hardwareaufwand als phasenschieberbasierte Lösungen auf. Dadurch wird ihre praktische Umsetzung bei einer großen Anzahl von Antennenelementen erschwert [6]. Die Delay-Phase-Precoding-Architektur (DPP-Architektur) stellt einen Kompromiss zwischen Kompensationsleistung und Hardwareaufwand dar. Eine TTD-Schicht zwischen RF-Ketten und Phasenschiebern ermöglicht durch die gemeinsame Steuerung von Verzögerung und Phase eine frequenzabhängige Strahlausrichtung. Dynamische Subarray-Architekturen mit fest zugeordneten TTD-Elementen können die Hardwarekomplexität zusätzlich reduzieren [4], [6].

Aktuelle Arbeiten übertragen diese Ansätze auf weitere Systemkontexte. Im Rahmen von Integrated Sensing and Communications (ISAC) werden Beam-Squint und Beam-Split gezielt zur Unterstützung gemeinsamer Kommunikations- und Sensing-Funktionen genutzt [23]. RIS-gestützte Verfahren kombinieren rekonfigurierbare Oberflächen mit Zeitverzögerern und Phasenschiebern, um den Beam-Split-Effekt zu verringern und bei Blockage alternative Ausbreitungspfade bereitzustellen [24]. Frequenzabhängige Beam-Management-Verfahren untersuchen mehrere Strahlrichtungen gleichzeitig. In den in [25] betrachteten Szenarien wurde dadurch die Beam-Management-Latenz um mehr als 70 % reduziert und die Datenrate um 60 % gesteigert [23], [24], [25].

Weitere aktuelle Forschungsrichtungen sind das 3D-Beamforming und datengetriebene Verfahren. Das 3D-Beamforming erweitert die Strahlsteuerung auf Azimut und Elevation und erhöht dadurch den Übertragungsgewinn und die Direktivität. Die praktische Umsetzung erfordert jedoch geeignete 3D-Codebücher sowie schnelle Verfahren für Beam-Training und Beam-Tracking in mobilen Szenarien [6]. Parallel dazu gewinnen datengetriebene Verfahren an Bedeutung. Dazu gehören Deep Learning und Reinforcement Learning für das Beamforming sowie Deep Learning für das Beamfocusing im Nahfeld breitbandiger THz-Massive-MIMO-Systeme [4].

Insgesamt verschiebt sich der Schwerpunkt der Beamforming-Forschung von der reinen Phasensteuerung hin zu laufzeitbewussten, dreidimensionalen und datengetriebenen Verfahren. Diese berücksichtigen die großen Bandbreiten und Array-Aperturen zukünftiger THz-Systeme [4], [6]. Für die vorliegende Arbeit dienen diese Ansätze vor allem der Einordnung des Forschungsstands, da die genannten Effekte im betrachteten 2×2-System aufgrund der Bandbreite von 1 GHz und der kleinen Array-Apertur nur begrenzt ausgeprägt sind.

3.4 Fehlerkorrekturverfahren

Aufbauend auf den in Kapitel 2 dargestellten Grundlagen der 5G-NR-Codes umfasst die aktuelle Forschung zu LDPC- und Polar-Codes drei wesentliche Entwicklungsrichtungen. Dazu gehören die Weiterentwicklung der einzelnen Codeklassen, ihr direkter Vergleich und ihre vereinheitlichte Implementierung sowie ihre Anpassung an den THz-Bereich. Tabelle 3-3 gibt zunächst einen Überblick über beide Codeklassen.

Merkmal	LDPC-Codes	Polar-Codes
Einsatz in 5G NR	Datenkanäle	Kontrollkanäle
Stärke	Hoher Durchsatz und flexible Coderaten	Kapazitätsnahe Leistung bei kurzen Blocklängen
Aktuelle Entwicklungen	Dynamisches Scheduling und optimierte QC-LDPC-Konstruktionen	CA-SCL sowie ML- und DL-gestützte Decodierung

Tabelle 3-3: Überblick über LDPC- und Polar-Codes im 5G-NR-Kontext [15], [17].

Bei LDPC-Codes zeigt die aktuelle Forschung einen Trend zu strukturierten, latenzarmen und durchsatzstarken Codeentwürfen. Dynamische Scheduling-Strategien senken die Decodierkomplexität bei kurzen Blocklängen. Softwareseitige Optimierungen reduzieren die Latenz, während verkettete und optimierte QC-LDPC-Konstruktionen die BER- und BLER-Leistung bei hoher Implementierungseffizienz verbessern [15]. Bei Polar-Codes liegt der Schwerpunkt auf einer Verbesserung der Decodierleistung bei beherrschbarer Komplexität. Aufbauend auf der CRC-unterstützten SCL-Decodierung (CA-SCL) werden Architekturen für hohen Durchsatz sowie Verfahren des maschinellen Lernens untersucht [15].

Neben der getrennten Weiterentwicklung gewinnen der direkte Vergleich und die vereinheitlichte Implementierung beider Codeklassen an Bedeutung. Ein Leistungsvergleich in einem höherstufig modulierten MIMO-OFDM-EAC-NOMA-System zeigt, dass die BER-Leistung von LDPC- und Polar-Codes unter anderem von der MIMO-Konfiguration, dem Entzerrungsverfahren und dem betrachteten SNR-Bereich abhängt [16]. Da beide Codeklassen im 5G-NR-Standard eingesetzt werden, ist ihre effiziente gemeinsame Implementierung von besonderem Interesse. Der vereinheitlichte faktorgraphbasierte Decoder UniDec bildet LDPC- und Polar-Codes auf gemeinsamen Verarbeitungsknoten ab. Gegenüber bestehenden Multi-Mode-Decodern erreicht er einen bis zu 33,64-fachen Durchsatz und eine bis zu 5,98-fache Flächeneffizienz [17].

Im THz-Bereich gewinnen beide Codeklassen zusätzlich an Bedeutung, da sie als mögliche Fehlerkorrekturverfahren für zukünftige 6G-Systeme betrachtet werden [15]. 3GPP untersucht seit Release 19 Frequenzbereiche zwischen 52,6 und 114,25 GHz und verfolgt langfristig eine Erweiterung auf THz-Frequenzen oberhalb von 275 GHz [4]. Die hohen Datenraten und die spezifischen Kanaleigenschaften des THz-Bandes erfordern energieeffiziente und anpassungsfähige Fehlerkorrekturverfahren [4]. LDPC-Codes eignen sich aufgrund ihres hohen

Durchsatzes und ihrer vergleichsweise geringen Decodierkomplexität für hochratige Verbindungen [15]. Polar-Codes ermöglichen dagegen eine kapazitätsnahe Leistung [15]. Ihre gezielte Anpassung an die Anforderungen des THz-Bandes, insbesondere im Hinblick auf eine latenzarme Decodierung bei Datenraten im Tbps-Bereich, bleibt ein offenes Forschungsfeld [4], [15]. In der vorliegenden Arbeit werden beide Codeklassen innerhalb derselben codierten 2×2-THz-MIMO-Link-Level-Kette untersucht und anhand von BLER, BER und Goodput miteinander verglichen.

3.5 Forschungslücke

Die vorangegangenen Abschnitte zeigen, dass die THz-Kanalmodellierung, MIMO-Architekturen, Beamforming-Verfahren und Fehlerkorrekturverfahren intensiv weiterentwickelt werden. Die betrachteten Arbeiten behandeln diese Bereiche jedoch überwiegend getrennt voneinander.

Aktuelle Arbeiten zur THz-Kanalmodellierung untersuchen Ray-Tracing-Ansätze, strahlraum-basierte Modelle und Spatial-Wideband-fähige Kanalmodelle für großdimensionierte Antennenarrays [19]-[22]. Arbeiten zu MIMO-Architekturen konzentrieren sich dagegen hauptsächlich auf die Skalierbarkeit und Energieeffizienz großdimensionierter Systeme. Dazu gehören dynamisch verschaltete, tri-hybride und softwaresteuerbare Architekturen [13], [14], [23].

Im Bereich des Beamformings stehen frequenzabhängige Verfahren für breitbandige THz-Systeme im Vordergrund. Untersucht werden unter anderem True-Time-Delay, Delay-Phase-Precoding, ISAC-basierte Ansätze, RIS-gestütztes Beamforming und frequenzabhängiges Beam-Management [4], [6], [15], [24], [25]. LDPC- und Polar-Codes werden überwiegend im Kontext von 5G NR und allgemeinen MIMO-OFDM-Systemen hinsichtlich ihrer Decodierung, Fehlerkorrekturleistung und gemeinsamen Hardwareimplementierung betrachtet [16]-[18].

Zur strukturierten Zusammenfassung des in diesem Kapitel auf Grundlage der herangezogenen Literatur dargestellten aktuellen Forschungsstands werden die betrachteten Arbeiten vier thematischen Bereichen zugeordnet, die der Reihenfolge ihrer Darstellung in diesem Kapitel entsprechen. Dabei steht ① für Kanalmodellierung, ② für MIMO-Architekturen, ③ für Beamforming und ④ für Fehlerkorrektur. Ein Häkchen kennzeichnet eine schwerpunktmäßige Behandlung des jeweiligen Themenbereichs. Tabelle 3-4 fasst diese Zuordnung zusammen.

3 THz-MIMO-Systeme: Stand der Technik

Jahr	Kurzzinhalt	①	②	③	④
2025	Breit angelegter Survey zu Grundlagen der THz-Kommunikation, Kanalmodellen, MIMO-Systemen, RIS, NOMA, Fehlerkorrekturverfahren und offenen Forschungsrichtungen.	✓	✓	✓	✓
2023	Übersicht über Beamforming-Technologien für THz-Ultra-Massive-MIMO einschließlich Systemmodellen, Architekturtypen, Beam-Training sowie Nah- und Fernfeldannahmen.		✓	✓	
2024	Dynamisch verschaltete hybride Beamforming-Architektur für Nahfeld-MIMO zur Anpassung zwischen räumlichem Multiplexing und Hardwareleistungsaufnahme.		✓	✓	
2025	Softwaresteuerbare PhaseMO-Architektur mit schnellen Phasenschiebern und virtuellen RF-Ketten zur lastabhängigen Verbesserung der Energieeffizienz.		✓	✓	
2023	ISAC-Verfahren für mmWave- und THz-Massive-MIMO, das Beam-Squint und Beam-Split gezielt zur Unterstützung gemeinsamer Kommunikations- und Sensing-Funktionen nutzt.			✓	
2025	Analyse von Design, Codierung und Decodierung der in 5G NR eingesetzten LDPC- und Polar-Codes mit Fokus auf deren grundlegende Eigenschaften.				✓
2025	Leistungsvergleich von LDPC- und Polar-Codes in einem höherstufig modulierten MIMO-OFDM-EAC-NOMA-System.				✓
2025	UniDec als einheitlicher faktorgraphbasierter Decoder für 5G-NR-LDPC- und Polar-Codes mit verbesserter Durchsatz- und Flächeneffizienz.				✓
2024	Survey zu THz-Kommunikation und -Sensorik mit Schwerpunkten auf Ausbreitung, Kanalmodellierung, Transceiver-Architekturen, Beamforming und ISAC.	✓	✓	✓	
2024	Deterministischer Ray-Tracing-Ansatz zur THz-Kanalmodellierung unter Berücksichtigung von Kanalsparsität, Nahfeldausbreitung und großen Antennenarrays.	✓			
2023	Dreidimensionales geometriebasiertes stochastisches Kanalmodell für THz-Massive-MIMO mit daraus abgeleitetem Beam-Domain-Kanalmodell.	✓			
2024	Ambit-Prozess-basiertes MIMO-Kanalmodell für Sub-THz-Mikrozellen zur Beschreibung räumlicher und zeitlicher Ausbreitungseigenschaften.	✓			
2026	Tri-Hybrid-MIMO-Architektur mit einer zusätzlichen elektromagnetischen Konfigurationsebene und rekonfigurierbaren Antennen.		✓	✓	
2023	RIS-gestützte Beamforming-Architektur für breitbandige THz-Massive-MIMO-Systeme zur Verringerung des Beam-Split-Effekts und zur Unterstützung blockierter Verbindungen.			✓	
2024	Frequenzabhängiges Beamforming-Verfahren für schnelles und präzises THz-Beam-Management bei reduziertem Trainingsaufwand.			✓	

Tabelle 3-4: Thematische Einordnung der im Stand der Technik betrachteten Arbeiten. Eigene Zusammenstellung auf Basis von [4], [6], [13]-[25].

Die Gegenüberstellung zeigt, dass die meisten Arbeiten nur einen oder zwei Themenbereiche schwerpunktmäßig untersuchen. Breit angelegte Übersichtsarbeiten wie [4] und [19] behandeln zwar mehrere Bereiche, integrieren diese jedoch nicht innerhalb einer gemeinsamen codierten Übertragungskette.

Aus dieser Gegenüberstellung ergibt sich die für die vorliegende Arbeit relevante Forschungslücke. In den betrachteten Arbeiten werden THz-Kanalmodellierung, Beamforming und moderne Kanalcodierung überwiegend getrennt behandelt. Unter ihnen wurde keine durchgängige Link-Level-Umgebung identifiziert, in der diese drei Komponenten gemeinsam untersucht und anhand von Blockfehlerrate (BLER), Bitfehlerrate (BER) und Goodput bewertet werden. Dies gilt insbesondere für praxisnahe, kleindimensionierte MIMO-Konfigurationen. Die vorliegende Arbeit adressiert diese Lücke durch die Entwicklung einer einheitlichen Link-Level-Simulationsumgebung. Darin werden zeitinvariante und zeitvariante THz-MIMO-Kanalmodelle, digitale und hybride Beamforming-Verfahren sowie 5G-NR-inspirierte LDPC- und Polar-Codes in einer modularen Übertragungskette für ein codiertes 2×2 -THz-MIMO-System zusammengeführt. Die entwickelte Umgebung ermöglicht eine konsistente und reproduzierbare Bewertung des Zusammenspiels von Kanalmodellierung, Beamforming und Kanalcodierung anhand von BLER, BER und Goodput.

4 Identifikation und Bewertung verfügbarer Simulationscodes

In diesem Kapitel werden frei verfügbare Simulationscodes mit Bezug zur THz- und Sub-THz-Kommunikation sowie zu MIMO-Systemen untersucht, um mögliche Ausgangspunkte für die Implementierung des in dieser Arbeit entwickelten codierten 2×2-THz-MIMO-Simulators zu identifizieren.

Die Recherche konzentriert sich dabei auf Kanal- und Systemsimulatoren mit Bezug zur THz-Kommunikation, zu MIMO-Systemen oder zu breitbandigen Hochfrequenzkanälen, wobei Implementierungen in MATLAB oder Python aufgrund ihrer Eignung für die spätere Anpassung, Erweiterung und Auswertung bevorzugt werden. Nach einer vergleichenden Bewertung wird eine geeignete Referenzimplementierung ausgewählt. Abschließend werden die Grenzen der verfügbaren Codes und die Anforderungen an die eigene Simulationsumgebung abgeleitet.

4.1 Suchstrategie und Auswahlkriterien

Für die Recherche nach geeigneten Simulationscodes wurden IEEE Xplore, Google Scholar sowie öffentlich zugängliche Code-Repositories wie GitHub genutzt. Dabei kamen die Suchbegriffe „THz channel simulator“, „THz-MIMO simulation“, „Sub-THz channel model“, „MIMO link-level simulator“ und „wideband THz channel modeling“ einzeln und in Kombination zum Einsatz.

Als Auswahlkriterien dienten der fachliche Bezug zur THz- oder Sub-THz-Kommunikation, zu MIMO-Systemen, zur breitbandigen Kanalmodellierung oder zu Link-Level-Simulationen sowie die öffentliche Verfügbarkeit des Quellcodes. Zusätzlich wurden die Nachvollziehbarkeit der Implementierung, die Qualität der Dokumentation und die grundsätzliche Erweiterbarkeit auf ein codiertes 2×2-THz-MIMO-System berücksichtigt. Codes ohne frei verfügbaren Quellcode oder ohne erkennbaren Bezug zur Zielsetzung dieser Arbeit wurden nicht weiter betrachtet. Nach Anwendung dieser Kriterien verblieben aus der Gesamtheit der gesichteten Treffer drei Simulationsumgebungen für die vertiefte Bewertung: TeraMIMO, NYUSIM und TeraSim.

4.2 Überblick über identifizierte Simulationscodes

Im Rahmen der Recherche wurden verschiedene Simulationsumgebungen identifiziert, die für THz-, Sub-THz- oder MIMO-basierte Kommunikationssysteme relevant sind. Im Mittelpunkt stehen TeraMIMO, NYUSIM und TeraSim. Diese unterscheiden sich hinsichtlich ihrer Modellierungsebene, ihres Funktionsumfangs und ihres vorgesehenen Einsatzbereichs.

TeraMIMO ist ein MATLAB-basierter Kanalsimulator für breitbandige Ultra-Massive-MIMO-Systeme im THz-Bereich und besitzt daher einen direkten Bezug zur Zielsetzung dieser Arbeit [7]. Der zugehörige MATLAB-Code ist öffentlich über GitHub verfügbar und kann für eigene Simulationen angepasst werden [26].

NYUSIM ist ein MATLAB-basierter Kanalsimulator für die messbasierte statistische Modellierung von mmWave- und Sub-THz-Kanälen. Die Version 4.0 unterstützt Frequenzen zwischen 0,5 und 150 GHz sowie unterschiedliche Innen- und Außenszenarien [27], [28].

TeraSim ist eine quelloffene Erweiterung des Netzwerksimulators ns-3 für THz-Kommunikationsnetze. Die Simulationsumgebung enthält Modelle für den THz-Kanal, die physikalische Schicht und die Sicherungsschicht. Ihr Schwerpunkt liegt daher auf Untersuchungen von Netzwerken, Protokollen und systemübergreifenden Zusammenhängen [29].

4.3 Vergleichende Bewertung der Simulationskandidaten

Die identifizierten Simulationskandidaten werden anhand ihrer wissenschaftlichen Fundierung, ihrer öffentlichen Verfügbarkeit, ihrer Dokumentation, ihres Funktionsumfangs, ihrer Modularität und ihrer Eignung für die Zielsetzung dieser Arbeit qualitativ bewertet. Da keine vollständige softwaretechnische Validierung aller Kandidaten durchgeführt wurde, basiert die Bewertung auf den zugehörigen Veröffentlichungen, der verfügbaren Dokumentation und der beschriebenen Funktionalität.

Im direkten Vergleich weist TeraMIMO die höchste Relevanz für diese Arbeit auf, da es sowohl frequenzabhängige zeitinvariante Kanalmatrizen $H(f)$ als auch zeit- und frequenzabhängige zeitvariante Kanalmatrizen $H(t, f)$ bereitstellt [7], [26]. Die dokumentierte Funktionalität umfasst jedoch keine vollständige codierte Übertragungskette mit Modulation, Beamforming, Kanalschätzung, Entzerrung und Decodierung [7], [26]. NYUSIM ist aufgrund seines Schwerpunkts auf der messbasierten Kanalerzeugung weniger direkt als Grundlage für die geplante Link-Level-Simulation geeignet [27], [28]. Bei TeraSim wird die unmittelbare Nutzbarkeit durch die Ausrichtung auf Netzwerk- und Protokollsimulationen begrenzt [29]. fasst die Bewertung zusammen.

Simulationscode	Plattform	THz-Bezug	MIMO-Unterstützung	Codierte Übertragungskette	Quellcode-Verfügbarkeit
TeraMIMO	MATLAB	Ja, speziell für THz entwickelt	Ja, einschließlich $H(f)$ und $H(t, f)$	Nein, ausschließlich Kanalmodul	Öffentlich auf GitHub verfügbar und dokumentiert
NYUSIM	MATLAB, zusätzlich ns-3	Ja, für mmWave und Sub-THz	Nein, messbasierte SISO-Kanalmodellierung	Nein	Öffentlich auf GitHub verfügbar
TeraSim	ns-3	Ja, mit Fokus auf THz-Netzwerke	Nicht im Vordergrund; Fokus auf PHY- und MAC-Ebene	Nein	Öffentlich auf GitHub verfügbar

Tabelle 4-1: Vergleichende Bewertung der Simulationskandidaten [7], [26], [27], [28], [29].

4.4 Auswahl der Referenzimplementierung

Auf Grundlage der vergleichenden Bewertung wird TeraMIMO als Referenzimplementierung für die Kanalmodellierung ausgewählt. Ausschlaggebend sind der direkte Bezug zu breitbandigen THz-MIMO-Systemen, die MATLAB-basierte Implementierung und die Unterstützung zeitinvarianter und zeitvarianter Kanalmodelle [7], [26]. Zudem liegt der Quellcode in einem öffentlich zugänglichen, dokumentierten GitHub-Repository vor, sodass die Implementierung vollständig nachvollzogen, lokal ausgeführt und für eigene Erweiterungen angepasst werden

kann [26]. TeraMIMO bildet damit das Kanalmodul der in dieser Arbeit entwickelten Simulationsumgebung.

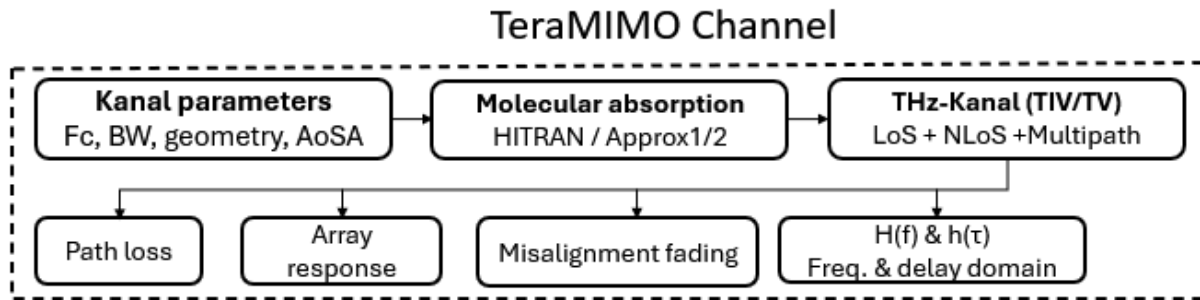


Abbildung 4-1: Schematische Einordnung von TeraMIMO als THz-Kanalmodul. Eigene Darstellung auf Basis von [7], [26].

Abbildung 4-1 zeigt schematisch, wie TeraMIMO ausgehend von Kanal- und Szenarioparametern eine THz-Kanalantwort erzeugt. Dabei werden zentrale THz-spezifische Eigenschaften wie molekulare Absorption, LoS- und NLoS-Anteile sowie Array-Gewinne berücksichtigt [7]. Für zeitinvariante Szenarien stellt TeraMIMO eine frequenzabhängige Kanalantwort $H(f)$ bereit, während für zeitvariante Szenarien eine zeit- und frequenzabhängige Kanalantwort $H(t, f)$ erzeugt werden kann [7], [26]. Die resultierenden Kanalmatrizen bilden die Grundlage für die Einbindung des Kanalmoduls in die eigene Simulationsumgebung.

4.5 Ableitung der eigenen Simulationsumgebung

Die vergleichende Bewertung zeigt, dass keiner der untersuchten Kandidaten eine vollständige codierte Link-Level-Übertragungskette für die Zielsetzung dieser Arbeit bereitstellt [7], [26], [27], [28], [29]. TeraMIMO bietet eine geeignete Grundlage für die breitbandige THz-MIMO-Kanalmodellierung, umfasst jedoch keine vollständige Sender- und Empfängerverarbeitung [7], [26]. Daher wird eine eigene modulare Simulationsumgebung entwickelt, in der TeraMIMO als Kanalmodul in eine codierte 2×2-THz-MIMO-Übertragungskette eingebettet wird.

Die Simulationsumgebung verbindet die Senderverarbeitung mit LDPC- und Polar-Codierung, Modulation, digitalem und hybridem Beamforming, zeitinvarianter und zeitvarianter Kanalmodellierung, Kanalschätzung, MIMO-Entzerrung und Decodierung. Für zeitinvariante Szenarien werden frequenzabhängige Kanalmatrizen $H(f)$ verwendet. Für zeitvariante Szenarien werden zeit- und frequenzabhängige Kanalmatrizen $H(t, f)$ berücksichtigt [7], [26].

Die modulare Struktur ermöglicht eine getrennte Parametrierung der Verarbeitungskomponenten und schafft die Grundlage für reproduzierbare und systematisch vergleichbare Simulationen. Die Bewertung der untersuchten Kanalmodelle, Beamforming-Verfahren und Codierungsverfahren erfolgt anhand von BLER, BER und Goodput. Die konkrete Implementierung, der Signalfuss und die verwendeten Simulationsparameter werden in Kapitel 5 erläutert.

5 Simulationsumgebung und Implementierung

In diesem Kapitel wird die für diese Arbeit entwickelte MATLAB-basierte Link-Level-Simulationsumgebung beschrieben. Sie überführt die in den vorangegangenen Kapiteln dargestellten theoretischen Konzepte in eine modulare Implementierung und ermöglicht die Leistungsbeurteilung eines codierten 2×2-THz-MIMO-Übertragungssystems. Die Simulationsumgebung umfasst die Senderkette, das TeraMIMO-basierte THz-MIMO-Kanalmodul sowie die Empfängergerkette. Der dargestellte Simulationsablauf bildet die gesamte Verarbeitung von der Datenerzeugung über Kanalcodierung, Modulation, Beamforming und Kanalübertragung bis zur empfangsseitigen Verarbeitung und Auswertung ab. Abschließend werden die verwendete Systemarchitektur und die zentralen Simulationsparameter erläutert.

5.1 Implementierungsstruktur und MATLAB-Dateihierarchie

Um die Simulation eines codierten 2×2-THz-MIMO-Übertragungssystems flexibel und modular umzusetzen, wurde eine MATLAB-basierte Dateistruktur entwickelt. Diese Struktur bildet die grundlegenden Verarbeitungseinheiten der Link-Level-Simulation ab, nämlich die Senderkette, die TeraMIMO-basierte Link- und Kanalverarbeitung und die Empfängergerkette. Dadurch lassen sich unterschiedliche Kanalvarianten, Codierungsverfahren und Beamforming-Konfigurationen konsistent innerhalb einer gemeinsamen Simulationsumgebung untersuchen [7].

Die wichtigsten Implementierungsvarianten und MATLAB-Dateien sind:

TV-Variante:

- **thz_transmitter_chain_TV.m**: Umsetzung der Senderkette für die zeitvariante Variante.
- **thz_channel_link_tv.m**: Verknüpfung von Sender, TeraMIMO-basiertem Kanal, Beamforming und Empfänger für die zeitvariante Variante.
- **thz_receiver_chain_TV.m**: Umsetzung der Empfängergerkette für die zeitvariante Variante.

TIV-Variante:

- **thz_transmitter_chain.m**: Umsetzung der Senderkette für die zeitinvariante Variante.
- **thz_channel_link.m**: Verknüpfung von Sender, TeraMIMO-basiertem Kanal, Beamforming und Empfänger für die zeitinvariante Variante.
- **thz_receiver_chain.m**: Umsetzung der Empfängergerkette für die zeitinvariante Variante.

Übergreifende Steuerung:

- **main.m**: Steuerung der Gesamtsimulation und Auswahl der Simulationskonfiguration.

Die MATLAB-Dateistruktur unterscheidet zwischen einer zeitinvarianten Variante (TIV) und einer zeitvarianten Variante (TV). Beide Varianten verwenden dieselbe modulare Grundstruktur aus Senderkette, Link- und Kanalverarbeitung sowie Empfängerseite. Der wesentliche Unterschied liegt in der Kanalbeschreibung. Die TIV-Variante nutzt eine frequenzabhängige, aber zeitlich konstante Kanalantwort $H(f)$. Die TV-Variante berücksichtigt dagegen eine zeit- und frequenzabhängige Kanalantwort $H(t, f)$. Dadurch bleibt die Simulationsumgebung übersichtlich, modular und erweiterbar [7], [26].

5.2 Aufbau der THz-MIMO-Simulationskette

In diesem Unterkapitel wird der Aufbau der entwickelten THz-MIMO-Simulationskette erläutert. Wie in Abbildung 5-1 dargestellt, besteht die Simulationskette aus drei Hauptmodulen: der Senderkette, dem TeraMIMO-basierten THz-MIMO-Kanalmodul und der Empfängerseite.

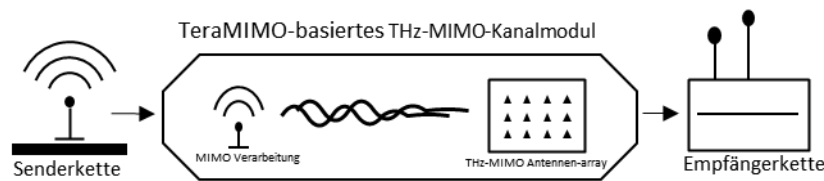


Abbildung 5-1: Grundstruktur der THz-MIMO-Simulation.

Die drei Module bilden gemeinsam die durchgängige Verarbeitung des codierten 2×2 -THz-MIMO-Übertragungssystems ab. Im Folgenden werden die einzelnen Module anhand ihrer Blockdiagramme beschrieben, um den Signalfluss und die wichtigsten Verarbeitungsschritte innerhalb der Simulation nachvollziehbar darzustellen.

5.2.1 Senderkette (Transmitter Chain)

Abbildung 5-2 zeigt das Blockdiagramm der implementierten Senderkette. Die Senderkette bildet den ersten Verarbeitungsteil der Link-Level-Simulation und erzeugt die Sendesignale für die beiden räumlichen Schichten des 2×2 -THz-MIMO-Systems. Die beiden Layer werden zunächst getrennt erzeugt, codiert und moduliert. Erst nach der Abbildung auf das OFDM-Ressourcengitter werden sie durch das gewählte Precoding- bzw. Beamforming-Verfahren auf die beiden Sendeantennen verteilt.

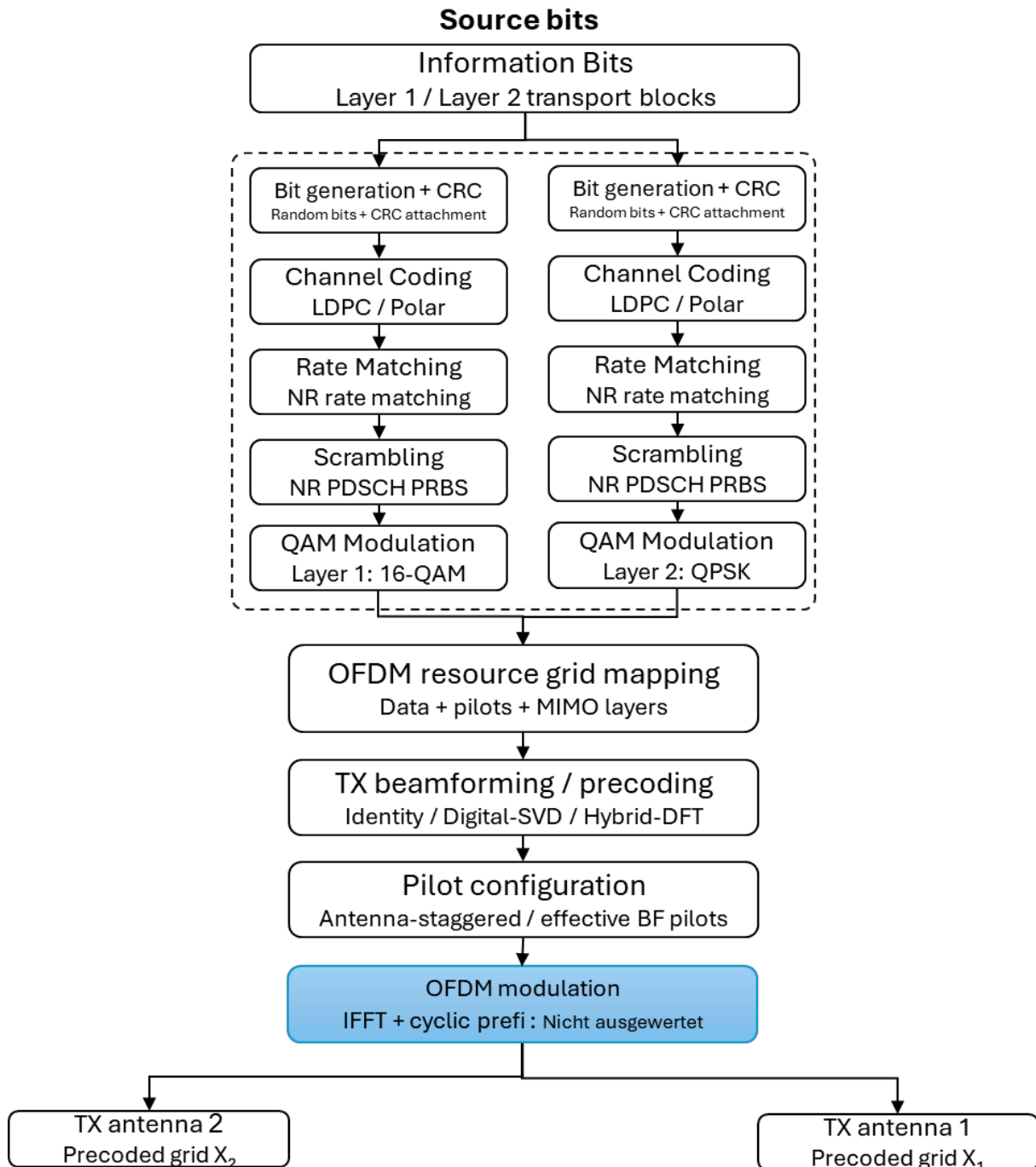


Abbildung 5-2: Blockdiagramm der Senderkette.

Zu Beginn werden für beide Layer pseudozufällige Eingangsdaten erzeugt. Für jeden statischen Kanalblock der TIV-Variante beziehungsweise jeden Frame der TV-Variante wird pro Layer ein eigener Transportblock gebildet. Anschließend werden CRC-Bits ergänzt. Bei der LDPC-Konfiguration wird jedem Transportblock eine CRC-16-Prüfsumme angefügt. In der implementierten Polar-Konfiguration werden die Nutzdaten segmentiert, wobei jeder Polar-Codeblock durch eine CRC-24C-Prüfsumme geschützt wird. Abhängig von der gewählten Simulationskonfiguration erfolgt anschließend die LDPC- oder Polar-Codierung [32].

Nach der Kanalcodierung werden die codierten Bitfolgen durch Rate Matching an das verfügbare Ressourcenbudget des OFDM-Gitters angepasst. Anschließend werden die ratenge-

matchten Bits in der implementierten Senderkette mit layerabhängigen pseudozufälligen Sequenzen verwürfelt, die an das NR-PDSCH-Scrambling angelehnt sind. Dadurch werden regelmäßige Bitmuster im Sendesignal vermieden und die beiden Datenströme voneinander de-korreliert [31], [32].

Im nächsten Schritt werden die Bits schichtspezifisch moduliert. In der verwendeten Basiskonfiguration wird Layer 1 mit 16-QAM moduliert, während für Layer 2 QPSK verwendet wird. Aufgrund der unterschiedlichen Anzahl übertragener Bits pro Modulationssymbol besitzen die beiden räumlichen Datenströme unterschiedliche spektrale Effizienzen innerhalb desselben MIMO-Links [31].

Die erzeugten Modulationssymbole werden anschließend auf ein OFDM-Ressourcengitter abgebildet. Das implementierte Gitter enthält Nutzdaten, Pilotsymbole sowie reservierte Ressourcen, darunter Guard-Subträger und den DC-Subträger. Die Pilotsymbole werden später am Empfänger zur Kanalschätzung verwendet. Die implementierte Pilotstruktur ermöglicht sowohl eine getrennte Schätzung der Antennenpfade ohne aktives Beamforming als auch eine Schätzung des effektiven Kanals bei aktivem Precoding [31], [35].

Nach der Gitterabbildung erfolgt das TX-Beamforming beziehungsweise Precoding. Je nach Konfiguration wird entweder Identity-Precoding als Referenzfall, digitales SVD-Precoding oder eine hybride DFT-basierte Beamforming-Struktur verwendet. Das Precoding wird subträgerweise angewendet, sodass die beiden räumlichen Layer auf die zwei Sendeantennenzweige abgebildet werden. Das Ergebnis sind zwei vorcodierte OFDM-Ressourcengitter, von denen jeweils eines einer Sendeantenne zugeordnet ist [36], [37].

Abschließend werden aus den vorcodierten OFDM-Ressourcengittern mittels IFFT und zyklischem Präfix zeitdiskrete OFDM-Signale erzeugt. Für die weitere Link-Level-Verarbeitung werden zusätzlich die vorcodierten OFDM-Ressourcengitter und alle relevanten Metadaten, beispielsweise Codierungsparameter, Pilotpositionen, Scrambling-Sequenzen und Beamforming-Informationen, in der Senderstruktur gespeichert [31].

Die spätere Kanalanwendung erfolgt in der Simulation subträgerweise auf Grundlage der im Frequenzbereich vorliegenden OFDM-Gitter. Die mittels IFFT und zyklischem Präfix erzeugten zeitdiskreten OFDM-Signale werden im weiteren Simulationsablauf nicht ausgewertet und sind daher in Abbildung 5-2 nicht als Teil des ausgewerteten Signalpfads dargestellt. Die Auswertung verwendet somit ein äquivalentes frequenzbereichsbasiertes OFDM-Linkmodell, bei dem die Kanalmatrix subträgerweise auf das Ressourcengitter angewendet wird. Eine explizite Zeitbereichsfaltung, die CP-bedingte ISI-Unterdrückung, ICI infolge einer Kanaländerung innerhalb eines OFDM-Symbols sowie CSI-Alterung werden in der vorliegenden Implementierung nicht modelliert.

5.2.2 TeraMIMO-basiertes THz-MIMO-Kanalmodul (Channel Module)

Das Kanalmodul bildet den mittleren Teil der Link-Level-Simulation und verbindet die Senderkette mit der Empfängerkette. Als Eingang dienen die vorcodierten OFDM-Ressourcengitter der beiden Sendeantennenzweige. Diese werden anschließend mit der durch TeraMIMO erzeugten 2×2-MIMO-Kanalantwort verarbeitet [7], [26]

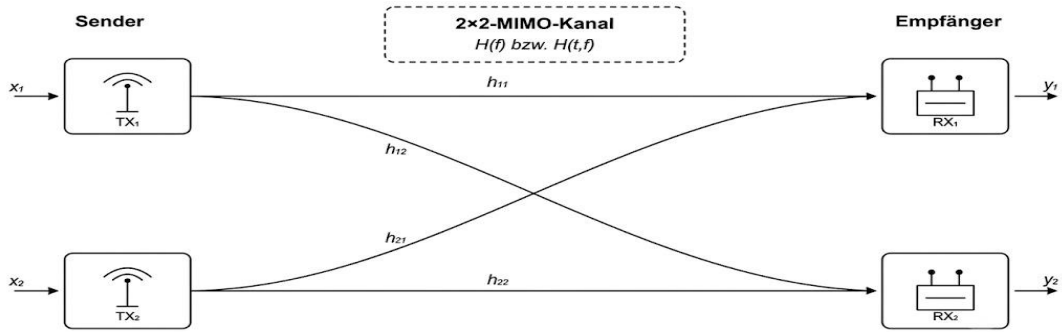


Abbildung 5-3: Arraygeometrie des untersuchten 2x2-THz-MIMO-Systems [10].

Abbildung 5-3 zeigt die zugrunde liegende Arraygeometrie des simulierten 2x2-THz-MIMO-Systems. Sowohl die Sende- als auch die Empfangsseite verfügen über jeweils zwei Antennenelemente, die entlang der z-Achse mit einem definierten Elementabstand angeordnet sind. Dieser Abstand entspricht bei der gewählten Trägerfrequenz einem Vielfachen der Wellenlänge. Sender und Empfänger sind entlang der x-Achse voneinander getrennt. Die beiden Eingangssignale x_1 und x_2 werden über die Sendeantennen TX_1 und TX_2 übertragen und durchlaufen den 2x2-MIMO-Kanal. Zwischen den Sende- und Empfangsantennen entstehen die vier Teilkanäle h_{11} , h_{12} , h_{21} und h_{22} . Diese bilden gemeinsam die frequenzabhängige 2x2-MIMO-Kanalmatrix $H(f)$ beziehungsweise im zeitvarianten Fall $H(t, f)$. An den Empfangsantennen RX_1 und RX_2 ergeben sich daraus die Empfangssignale y_1 und y_2 , die anschließend in der Empfängerkette weiterverarbeitet werden [10],[36].

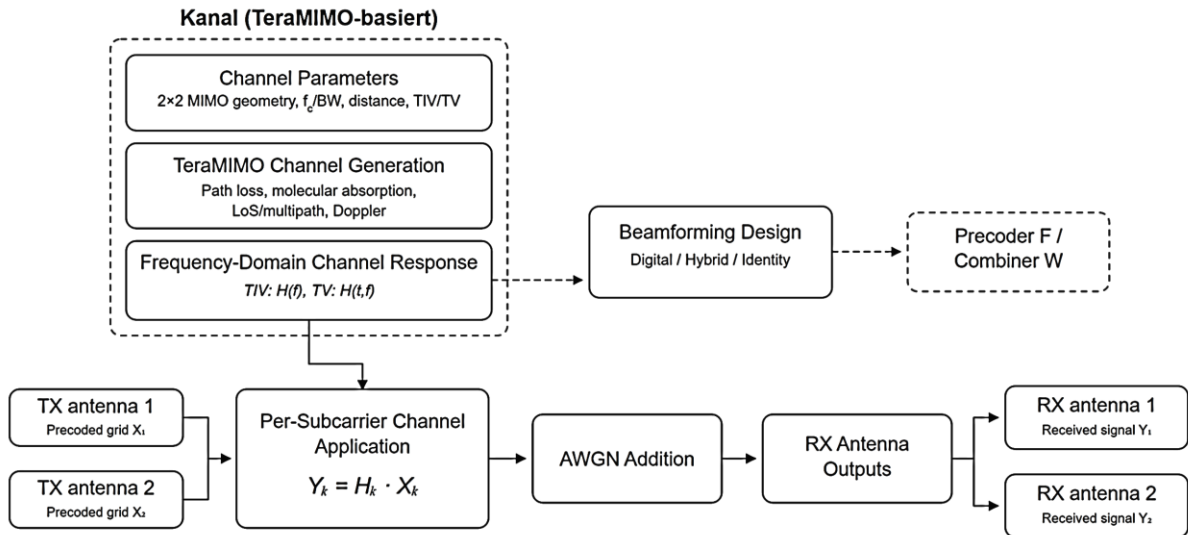


Abbildung 5-4: Blockdiagramm des TeraMIMO-basierten THz-MIMO-Kanalmoduls [7], [26].

Abbildung 5-4 zeigt die Verarbeitungsschritte innerhalb des TeraMIMO-basierten Kanalmoduls. Zu Beginn werden die für die Kanalmodellierung erforderlichen Parameter festgelegt. Dazu gehören die 2x2-MIMO-Geometrie der Sende- und Empfangsseite, die Trägerfrequenz, die Bandbreite, der Abstand zwischen Sender und Empfänger sowie die Auswahl der Kanalvariante. In der Implementierung werden ein zeitinvarianter Kanal (TIV) und ein zeitvariantes Kanalmodell (TV) berücksichtigt [7], [26].

Auf Grundlage dieser Parameter erzeugt TeraMIMO eine physikalisch motivierte THz-MIMO-Kanalantwort. Das Modell berücksichtigt insbesondere den frequenzabhängigen Pfadverlust, die molekulare Absorption, die Arrayantworten sowie LoS- und Mehrwegekomponenten. Im zeitvarianten Fall werden zusätzlich die durch Bewegung und Doppler-Effekte verursachten zeitlichen Kanaländerungen berücksichtigt [7], [26].

Im TIV-Szenario wird für jeden Kanaldrop eine frequenzabhängige, während der zugehörigen Frames jedoch konstante Kanalmatrix $H(f)$ verwendet. Im TV-Szenario entsteht dagegen eine zeit- und frequenzabhängige Kanalmatrix $H(t, f)$, die sich zwischen den betrachteten Frames beziehungsweise Zeitschritten ändern kann [7], [26].

Aus der erzeugten Kanalantwort werden außerdem die für das Beamforming erforderlichen Precoding- und Combining-Matrizen bestimmt. Dieser Schritt ist im Blockdiagramm als Steuerbeziehungsweise Parameterpfad dargestellt, da er nicht zur eigentlichen Kanalausbreitung gehört. Abhängig von der Konfiguration werden Identity-Precoding, digitales SVD-Beamforming oder hybrides DFT-Beamforming eingesetzt [6], [36], [37].

Die Bestimmung der Precoding- und Combining-Matrizen F und W basiert auf der durch TeraMIMO bereitgestellten idealen Kanalantwort. Für das Beamforming-Design wird somit ideale Kanalkennntnis vorausgesetzt. Im TV-Szenario werden die Matrizen anhand der jeweils aktuellen Kanalrealisierung aktualisiert [6], [37].

CSI-Änderung, Schätzfehler bei der Beamformer-Berechnung und reale Nachführverzögerungen werden in der vorliegenden Implementierung nicht berücksichtigt. Die Kanalschätzung innerhalb der Empfängerkette bleibt hiervon unberührt und wird separat durchgeführt.

Sendeleistungsnormalisierung

Der Sendesymbolvektor der beiden räumlichen Übertragungsschichten wird durch

$$s[k] = [s_1[k] s_2[k]]^T$$

beschrieben. Die Datensymbole beider Layer werden mit normierter mittlerer Symbolleistung erzeugt. Bei der verwendeten gleichmäßigen Leistungsverteilung gilt

$$p_1 = p_2 = 1$$

Mit der Anzahl der räumlichen Übertragungsschichten $N_s = 2$ ergibt sich für die Kovarianzmatrix des Sendesymbolvektors

$$E[s[k]s^H[k]] = I_{(N_s)}$$

und für seine mittlere Gesamtleistung

$$E\|s[k]\|_2^2 = N_s = 2$$

Beim hybriden DFT-Beamforming setzt sich der Gesamt-Precoder aus dem frequenzunabhängigen analogen RF-Precoder und dem subträgerabhängigen digitalen Basisband-Precoder zusammen:

$$F[k] = F_{(RF)} F_{(BB)}[k]$$

Nach der Bestimmung des jeweiligen Beamforming-Verfahrens wird der Gesamt-Precoder auf jedem Subträger auf eine konstante Frobenius-Norm normiert:

$$\|F[k]\|_F^2 = N_s$$

Diese Darstellung der hybriden RF-/Basisband-Struktur und die Leistungsbeschränkung über die Frobenius-Norm entsprechen dem üblichen Modell hybrider MIMO-Precoder [37].

Unter Verwendung der normierten Sendesymbole beträgt die mittlere Sendeleistung nach dem Precoding

$$P_{(tx)} = E\|F[k]s[k]\|_2^2 = \text{tr}(F[k]F^H[k]) = N_s = 2.$$

Diese Normierung wird bei Identity, Digital-SVD und Hybrid-DFT gleichermaßen angewendet. Alle drei Verfahren verwenden daher dieselbe normierte mittlere Sendeleistung. Unterschiede zwischen den Verfahren entstehen somit nicht durch eine unterschiedliche Gesamtleistung des vorcodierten Sendesignals. P_{tx} ist eine normierte, dimensionslose Simulationsgröße und wird in der vorliegenden Implementierung nicht unmittelbar zur Bestimmung der AWGN-Varianz verwendet.

Kanalnutzung im Frequenzbereich

Die eigentliche Kanalnutzung erfolgt subträgerweise im Frequenzbereich. Die vorcodierten Sendesignale der beiden Sendeantennenzweige werden mit der jeweiligen 2×2-MIMO-Kanalmatrix multipliziert. Mit dem Frame- beziehungsweise Zeitindex m und dem Subträgerindex k lässt sich das Empfangssignal allgemein durch

$$y[m, k] = H[m, k]F[m, k]s[m, k] + n[m, k]$$

beschreiben [36], [37].

Im TIV-Szenario ist die Kanalmatrix innerhalb der zu einem Kanaldrop gehörenden Frames konstant, sodass

$$H[m, k] = H[k]$$

gilt. Im TV-Szenario kann sich die Kanalmatrix dagegen mit dem Frame- beziehungsweise Zeitindex m ändern [7], [26].

Eine explizite Faltung der zeitdiskreten OFDM-Wellenform im Zeitbereich wird in der vorliegenden Implementierung nicht durchgeführt. Die Kanalnutzung erfolgt unmittelbar auf den OFDM-Ressourcengittern im Frequenzbereich.

SNR- und Rauschleistungsdefinition

Für die Simulation werden nominale SNR-Werte von 3 dB, 7 dB, 10 dB und 15 dB verwendet. Das lineare nominale SNR ergibt sich aus

$$\gamma_{(nom)} = 10^{\frac{SNR_{(dB)}}{10}}$$

Insbesondere gilt im verwendeten Code nicht allgemein $\gamma_{nom} = P_{tx}/\sigma n^2$.

Die Rauschvarianz wird in der vorliegenden Implementierung nicht aus einer für alle Beamforming-Verfahren identischen absoluten Rauschleistung bestimmt. Stattdessen werden zunächst die mittleren effektiven Verstärkungen g_1 und g_2 der beiden ausgewählten räumlichen Übertragungsmodi ermittelt. Als Referenzleistung wird die Verstärkung des schwächeren ausgewählten Streams verwendet:

$$P_{(ref)} = \min(g_1, g_2)$$

Die Referenzleistung $P_{(ref)}$ ist somit keine vorab festgelegte Systemkonstante. Sie wird während der Simulation aus der jeweiligen Kanalantwort und dem eingesetzten Beamforming-Verfahren bestimmt.

Aus der Referenzleistung und dem konfigurierten nominalen SNR wird anschließend die Rauschvarianz berechnet:

$$\sigma_n^2 = \frac{P_{(ref)}}{\gamma_{(nom)}}$$

Durch Einsetzen der linearen SNR-Definition folgt

$$\sigma_n^2 = \frac{\min(g_1, g_2)}{10^{(SNR_{(dB)})/10}}$$

Umgekehrt kann das konfigurierte nominale SNR als Verhältnis zwischen der Referenzleistung des schwächeren ausgewählten Streams und der Rauschvarianz dargestellt werden:

$$\gamma_{(nom)} = \frac{P_{(ref)}}{\sigma n^2}$$

Das nominale SNR bezeichnet daher ein verfahrensspezifisches Referenz-SNR relativ zum jeweils schwächeren ausgewählten räumlichen Übertragungsmodus. Es entspricht nicht einer für alle Beamforming-Verfahren gemeinsamen absoluten Rauschbodenreferenz [7], [26].

Das additive Rauschen wird als kreissymmetrischer komplex-gaussverteilter Zufallsvektor modelliert:

$$n[m, k] \sim CN(0, \sigma n^2 \cdot I(N_r)), N_r = 2 \text{ [36], [37].}$$

Die berechnete Rauschvarianz wird unmittelbar zur Erzeugung dieses additiven Rauschsignals verwendet. $P_{(ref)}$ und σn^2 sind damit interne, während der Simulation bestimmte Größen. Sie stellen keine eigenständigen Leistungsmetriken wie BER, BLER oder Goodput dar, beeinflussen diese Ergebnisse jedoch über den verwendeten Rauschpegel.

Berücksichtigung des Misalignments im TIV-Szenario

Im TIV-Szenario kann zusätzlich ein Antennen-Misalignment berücksichtigt werden, das durch den komplexen Koeffizienten $h(ma)$ beschrieben wird. In der verwendeten Konfiguration wird die Referenzleistung $P(ref)$ vor der Anwendung des Misalignment-Faktors bestimmt. Um die Rauschvarianz weiterhin auf denselben nominalen SNR-Bezugspunkt zu kalibrieren, wird sie in diesem Sonderfall gemäß

$$\sigma^2(n, TIV) = \frac{P(ref)}{(\gamma(nom) \cdot |h(ma)|^2)}$$

berechnet. Diese zusätzliche Skalierung mit $|h(ma)|^2$ gilt ausschließlich für die entsprechende TIV-Konfiguration mit aktiviertem Misalignment; im TV-Szenario wird dagegen unmittelbar $\sigma n^2 = \frac{P(ref)}{\gamma(nom)}$ verwendet [7], [26]. Diese Referenzierungsreihenfolge ist ein konfigurierbarer Parameter der Simulationsumgebung.

Vergleichbarkeit der Beamforming-Verfahren

Für einen methodisch konsistenten Vergleich unterschiedlicher Precoding- beziehungsweise Beamforming-Verfahren werden eine gemeinsame Gesamtsendeleistungsbeschränkung und ein einheitliches Rauschmodell zugrunde gelegt. Hierzu wird der Gesamt-Precoder auf eine festgelegte Sendeleistung normiert, während das additive Rauschen als kreissymmetrischer komplex-gaussverteilter Zufallsvektor mit der Varianz σn^2 modelliert wird. Werden für alle Verfahren dieselbe normierte Gesamtsendeleistung, dieselbe SNR-Definition und derselbe SNR-Wert verwendet, ergibt sich als gemeinsame Vergleichsbedingung [37].

$$\sigma n^2(Identity) = \sigma n^2(Digital) = \sigma n^2(Hybrid) .$$

Unter dieser Bedingung sind Unterschiede in den Simulationsergebnissen auf die jeweilige Precoding- beziehungsweise Beamforming-Verarbeitung und nicht auf unterschiedliche additive Rauschpegel zurückzuführen.

Die vorliegende Implementierung weicht im TV-Szenario von dieser gemeinsamen Rauschreferenz ab. Da die Referenzleistung P_{ref} aus den effektiven Verstärkungen der ausgewählten räumlichen Übertragungsmodi bestimmt wird, kann sie vom eingesetzten Beamforming-Verfahren abhängen. Bei identischem nominalem SNR können dadurch unterschiedliche Rauschvarianzen entstehen.

Die protokollierten Simulationswerte zeigen ein unterschiedliches Verhalten in den TV- und TIV-Szenarien. Im TV-Szenario verwendet Identity eine andere Referenzleistung als Digital-SVD und Hybrid-DFT. Digital-SVD und Hybrid-DFT weisen dagegen dieselbe Referenzleistung und damit dieselbe Rauschvarianz auf. Entsprechend gilt:

$$\sigma n^2(Identity) \neq \sigma n^2(Digital) = \sigma n^2(Hybrid)$$

Diese Beziehung stellt keine allgemeine Eigenschaft der betrachteten Beamforming-Verfahren dar, sondern ist eine unmittelbare Folge der in der vorliegenden Implementierung verwendeten, verfahrensabhängigen Rauschleistungsreferenz.

Im TIV-Szenario verwenden alle drei Beamforming-Verfahren dieselbe Referenzleistung und

bei identischem nominalem SNR folglich dieselbe Rauschvarianz. Damit gilt:

$$\sigma n^2(\text{Identity}) = \sigma n^2(\text{Digital}) = \sigma n^2(\text{Hybrid}) .$$

Die quantitative Auswertung der Referenzleistungen und Rauschvarianzen erfolgt in Kapitel 6.

Für die TV-Szenarien können Leistungsunterschiede zwischen Identity und den beiden aktiven Beamforming-Verfahren daher nicht ausschließlich dem Beamforming- beziehungsweise Arraygewinn zugeschrieben werden. Sie müssen zusätzlich unter Berücksichtigung der unterschiedlichen Rauschreferenz interpretiert werden. Aussagen über eine allgemeingültige Überlegenheit von Digital-SVD oder Hybrid-DFT gegenüber Identity werden deshalb auf die in dieser Arbeit verwendete SNR- und Rauschdefinition beschränkt.

Der direkte Vergleich zwischen Digital-SVD und Hybrid-DFT bleibt sowohl im TV- als auch im TIV-Szenario zulässig, da beide Verfahren dieselbe Precoder-Normierung, dieselbe normierte mittlere Sendeleistung und bei jedem betrachteten nominalen SNR dieselbe Rauschvarianz verwenden. Im TIV-Szenario ist darüber hinaus auch der Vergleich mit Identity hinsichtlich der Rauschreferenz unmittelbar möglich, da dort für alle drei Verfahren dieselbe Rauschvarianz zugrunde liegt.

Nach der Anwendung des MIMO-Kanals und der Addition des Rauschens liegen die Empfangssignale Y_1 und Y_2 weiterhin im Frequenzbereich vor. Sie entsprechen den Signalen an den Empfangsantennen RX_1 und RX_2 und bilden den Eingang der Empfängerkette. Dort werden anschließend die Kanalschätzung, die MIMO-Entzerrung, die Demodulation und die Kanaldecodierung durchgeführt.

5.2.3 Empfängerkette (Receiver Chain)

Abbildung 5-5 zeigt das Blockdiagramm der implementierten Empfängerkette. Die Empfängerkette bildet den letzten Verarbeitungsteil der Link-Level-Simulation und rekonstruiert aus den Empfangssignalen der beiden Empfangsantennen die übertragenen Transportblöcke der beiden räumlichen Schichten. Als Eingang dienen die vom TeraMIMO-basierten Kanalmodul bereitgestellten und bereits im Frequenzbereich vorliegenden Empfangssignale Y_1 und Y_2 . Eine zusätzliche OFDM-Demodulation mit Entfernung des zyklischen Präfixes und anschließender FFT wird nicht durchgeführt, da die Kanalanwendung in der vorliegenden Implementierung unmittelbar auf den OFDM-Ressourcengittern im Frequenzbereich erfolgt.

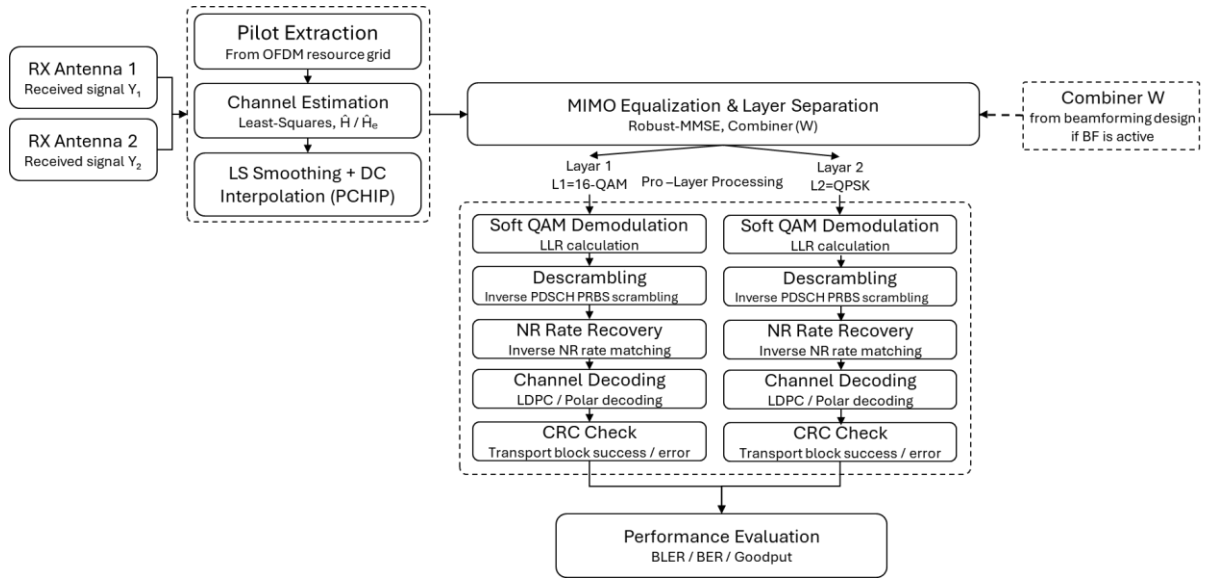


Abbildung 5-5: Blockdiagramm der Empfängerkette.

Zu Beginn werden die Pilotsymbole aus den empfangenen OFDM-Ressourcengittern extrahiert. Sie bilden die Grundlage für die empfangsseitige Kanalschätzung. Abhängig von der verwendeten Pilot- und Beamforming-Konfiguration werden entweder die einzelnen Teilkanäle des 2×2-MIMO-Kanals oder unmittelbar der effektive Kanal nach Precoding und Combining geschätzt. Für die nachfolgende Darstellung bezeichnet G_k daher je nach Konfiguration entweder die physikalische Kanalmatrix H_k oder die effektive Kanalmatrix $H_{e,k}$. Die ideale, durch TeraMIMO erzeugte Kanalantwort wird innerhalb der Empfängerkette nicht für die reguläre Entzerrung verwendet, sondern ausschließlich zu Diagnose- und Auswertungszwecken herangezogen [35], [38].

Die Pilotsymbole belegen in den beiden vorgesehenen OFDM-Symbolen alle für die Übertragung verwendeten aktiven Subträger. Dabei ist in jedem Pilot-OFDM-Symbol jeweils nur einer der beiden Sendepfade aktiv, sodass die beiden Antennenpfade im Zeitmultiplex getrennt beobachtet werden können. Für einen aktiven Subträger k wird die Pilotmatrix durch.

$$X_{p,k} = \begin{bmatrix} p_k & 0 \\ 0 & p_k \end{bmatrix} = p_k I_2 \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

beschrieben, wobei p_k das bekannte Pilotsymbol auf dem Subträger k bezeichnet. Die Matrix besitzt den Rang $\text{rank}(X_{p,k}) = N_t = 2$.

Die beiden Spalten der Empfangsmatrix $Y_{p,k} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ enthalten die Empfangsvektoren der beiden Pilotzeitpunkte. Das zugehörige Pilotmodell lautet

$$Y_{p,k} = G_k X_{p,k} + N_{p,k}$$

Damit ergibt sich die Matrix-LS-Schätzung zu

$$G_k = Y_{p,k} X_{p,k}^H (X_{p,k} X_{p,k}^H)^{-1}$$

Aufgrund der diagonalen Pilotmatrix $X_{p,k} = p_k \cdot I_2$ reduziert sich die Schätzung auf $G_k = \frac{Y_{p,k}}{p_k}$.

Je nach Konfiguration entspricht G_k somit der Schätzung des physikalischen MIMO-Kanals H_k oder des effektiven Kanals $H_{e,k}$ [35], [38].

Vor der weiteren Verarbeitung werden die subträgerweisen LS-Schätzwerte entlang der Frequenzachse geglättet, um den Einfluss des Pilotrauschens zu reduzieren. Da auf allen für die Datenübertragung ausgewerteten aktiven Subträgern Pilotbeobachtungen vorliegen, ist keine Interpolation zwischen den verwendeten Datensubträgern erforderlich. Der reservierte DC-Subträger wird weder für die Nutzdatenübertragung noch für die anschließende Entzerrung ausgewertet (vgl. Abschnitt 5.3.2.1) [35].

MIMO-Entzerrung

Auf Grundlage des geschätzten effektiven Kanals erfolgt die Trennung der beiden räumlichen Schichten durch einen MMSE-Equalizer mit zusätzlicher Regularisierung zur Berücksichtigung der Kanalschätzunsicherheit. Für jeden betrachteten Subträger k wird die Entzerrungsmatrix durch

$$W_{eq,k} = H_{e,k}^H (H_{e,k} H_{e,k}^H + R_{n,robust,k})^{-1}$$

bestimmt. Hierbei bezeichnet $H_{e,k}$ den geschätzten effektiven Kanal nach der gegebenenfalls angewendeten Precoding- und Combining-Verarbeitung [36], [39].

Die in der Implementierung verwendete regularisierte Rauschkovarianz ist durch

$$R_{n,robust,k} = \sigma_n^2 W_k W_k^H + \sigma_{eff}^2 I_{N_s}$$

gegeben. Der erste Term beschreibt die Kovarianz des additiven Rauschens nach Anwendung des empfangsseitigen Combiners W_k . Ist der Combiner nicht semi-unitär, kann das ursprünglich räumlich weiße Rauschen dadurch gefärbt werden. Der zweite Term stellt eine in der vorliegenden Implementierung verwendete isotrope Regularisierung dar, mit der die Unsicherheit der LS-Kanalschätzung berücksichtigt wird [37], [39]. Die zusätzliche Regularisierungsvarianz wird in der Implementierung gemäß

$$\sigma_{eff}^2 = \alpha \cdot \sigma_{LS}^2$$

bestimmt. Für die verwendeten orthogonalen Pilotsymbole wird die skalare LS-Fehlervarianz näherungsweise durch $\sigma_{LS}^2 = \frac{\sigma_n^2}{E_p}$ beschrieben, wobei E_p die mittlere Pilotenergie bezeichnet.

Aufgrund der normierten QPSK-Piloten gilt in der vorliegenden Implementierung $E_p = 1$. Der Faktor α ist kein allgemeiner Systemparameter des MMSE-Verfahrens, sondern ein simulationsspezifischer Regularisierungsfaktor. Für die ausgewerteten Konfigurationen wird im TIV-Empfänger $\alpha = 3$ und im TV-Empfänger $\alpha = 1$ verwendet. Die Leave-One-Pilot-Out-Kreuzvalidierung wird ausschließlich als diagnostische Größe ausgewertet und nicht zur Bestimmung oder Anpassung der MMSE-Regularisierung eingesetzt.

Nach der Entzerrung liegen getrennte Schätzwerte der Modulationssymbole für Layer 1 und Layer 2 vor. Für den Sonderfall einer räumlich unkorrelierten regularisierten Rauschkovarianz $R_{n,robust,k} = \lambda I$ kann die Entzerrungsmatrix äquivalent in der konventionellen Form

$$W_{eq,k} = (H_{e,k}^H H_{e,k} + \lambda I)^{-1} H_{e,k}^H$$

geschrieben werden. Für $W_k = I$ und normierte Symbolenergie gilt $\lambda = \sigma n^2 + \sigma eff^2$. Wird die zusätzliche Berücksichtigung der Kanalschätzunsicherheit deaktiviert, reduziert sich der Regularisierungsparameter auf $\lambda = \sigma n^2$ [36], [39].

Demodulation und Kanaldecodierung

Die nachfolgenden Verarbeitungsschritte werden für beide räumlichen Schichten getrennt durchgeführt. Dabei wird die in der Basiskonfiguration verwendete asymmetrische Modulationszuordnung berücksichtigt: Layer 1 verwendet 16-QAM, während Layer 2 mit QPSK übertragen wird [31].

Im nächsten Schritt werden die entzerrten Modulationssymbole weich demoduliert. Anstelle unmittelbarer harter Bitentscheidungen werden für die codierten Bits Log-Likelihood-Ratios berechnet. Diese LLRs beschreiben die Zuverlässigkeit der jeweiligen Bitentscheidungen und werden als Soft-Informationen an den nachfolgenden Kanaldecoder übergeben [40].

Vor der Kanaldecodierung werden die senderseitigen Bitverarbeitungsschritte in umgekehrter Reihenfolge rückgängig gemacht. Zunächst wird das layerabhängige Descrambling durchgeführt. Anschließend erfolgt die Rate Recovery, durch die die beim Sender ratengematchten Bitsequenzen wieder in die für den jeweils verwendeten Decoder erforderliche Länge und Anordnung überführt werden [31], [32].

Abhängig von der gewählten Simulationskonfiguration erfolgt die Kanaldecodierung entweder mit dem implementierten LDPC-Decoder oder mit dem Polar-Decoder. Nach der Decodierung werden die zugehörigen CRC-Prüfungen durchgeführt, um fehlerhaft rekonstruierte Transportblöcke beziehungsweise Codeblöcke zu erkennen. Abschließend werden die rekonstruierten Informationsbits mit den ursprünglich übertragenen Informationsbits verglichen [32].

Die Empfängerkette berechnet anschließend die für die Leistungsbewertung verwendeten Kenngrößen. Hierzu gehören die layerbezogene Bitfehlerrate, die Blockfehlerrate der Transportblöcke sowie der erzielte Goodput. Die mathematischen Definitionen und die quantitative Auswertung dieser Kenngrößen werden in Kapitel 6 dargestellt. Damit schließt die Empfängerkette die Ende-zu-Ende-Verarbeitung des codierten 2x2-THz-MIMO-Übertragungssystems ab.

5.3 Systemkonfiguration und Simulationsparameter

Dieses Unterkapitel stellt die grundlegende Systemkonfiguration und die zentralen Simulationsparameter der entwickelten THz-MIMO-Simulation vor. Dabei werden sowohl der Ablauf des Simulationsframeworks als auch die wesentlichen Einstellungen der Senderkette, des TerraMIMO-basierten Kanalmoduls und der Empfängerkette zusammengefasst. Abhängig von

der gewählten Kanalvariante werden zwei Implementierungsvarianten betrachtet: eine zeitinvariante Variante (TIV) und eine zeitvariante Variante (TV). Während die TIV-Variante eine zeitlich konstante Kanalantwort verwendet, berücksichtigt die TV-Variante zeitliche Änderungen der Kanalantwort über die betrachteten Frames hinweg. Beide Varianten basieren auf derselben 2×2-THz-MIMO-Systemstruktur, sodass die System-, OFDM-, Codierungs-, Modulations- und Beamforming-Parameter vergleichbar bleiben.

5.3.1 Simulationsframework

Die Simulationsumgebung folgt einem einheitlichen Ablauf. Abhängig von der gewählten Kanalvariante wird zunächst die entsprechende Implementierung ausgewählt. Anschließend wird die vollständige Link-Level-Verarbeitung ausgeführt. Die zentrale Steuerung erfolgt über die Datei `main.m`. Von dort aus wird entweder die zeitvariante Variante (TV) oder die zeitinvariante Variante (TIV) mit den zugehörigen MATLAB-Dateien für Senderkette, Kanalmodul und Empfängerseite aufgerufen.

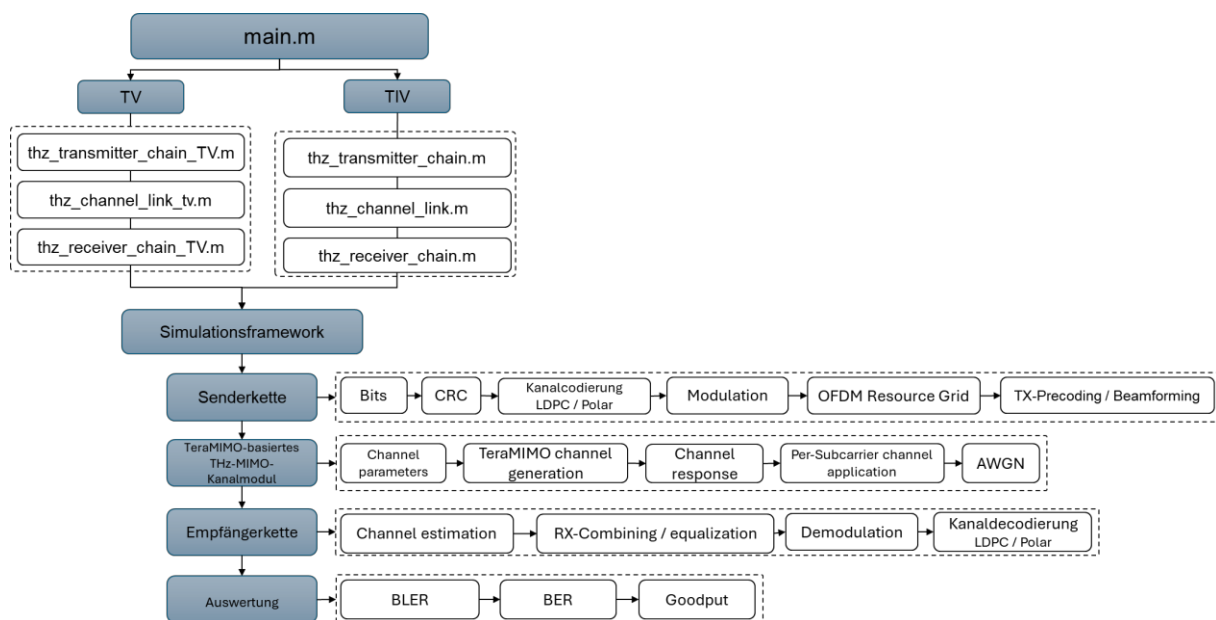


Abbildung 5-6: Ablauf des Simulationsframeworks der THz-MIMO-Simulation

Abbildung 5-6 zeigt den Ablauf des entwickelten Simulationsframeworks. Für die TV-Variante werden die Dateien `thz_transmitter_chain_TV.m`, `thz_channel_link_tv.m` und `thz_receiver_chain_TV.m` verwendet. Für die TIV-Variante werden entsprechend die Dateien `thz_transmitter_chain.m`, `thz_channel_link.m` und `thz_receiver_chain.m` verwendet. Dadurch bleibt die übergeordnete Simulationsstruktur für beide Kanalvarianten gleich, während die Kanalbeschreibung und die zugehörige Verarbeitung variantenabhängig umgesetzt werden.

Nach der Auswahl der Implementierungsvariante koordiniert das Simulationsframework die Verarbeitung durch Senderkette, Kanalmodul und Empfängerseite sowie die abschließende Auswertung. Da die internen Verarbeitungsschritte dieser Module bereits in Abschnitt 5.2 anhand separater Blockdiagramme beschrieben wurden, steht hier ihre Zusammenschaltung im Vordergrund.

Die Senderkette erzeugt aus den Eingangsdaten die vorcodierten OFDM-Ressourcengitter und übergibt sie an das Kanalmodul. Dieses wendet die erzeugte 2×2-MIMO-Kanalantwort

subträgerweise an, fügt additives Rauschen hinzu und leitet die resultierenden Empfangssignale an die Empfängerkette weiter. Dort werden die übertragenen Informationsbits rekonstruiert und mit den ursprünglich gesendeten Bits verglichen. Auf dieser Grundlage werden BER, BLER und Goodput berechnet.

Darüber hinaus automatisiert main.m die systematische Untersuchung verschiedener Konfigurationen. Ein SNR-Sweep berechnet die Leistungsgrößen für eine festgelegte Folge von SNR-Werten. Der Beamforming-Sweep wiederholt die Auswertung für die drei betrachtete Verfahren Identity, digitales Beamforming (DIGITAL_SVD) und hybrides Beamforming (HYBRID_DFT). Die Ergebnisse werden automatisch aggregiert und als Vergleichstabellen und Vergleichsabbildungen exportiert.

Das Simulationsframework ermöglicht damit, unterschiedliche Kombinationen aus Kanalvariante, Codierungsverfahren und Beamforming-Konfiguration innerhalb derselben Grundstruktur reproduzierbar zu simulieren und zu bewerten.

5.3.2 Simulationsparameter

In diesem Abschnitt werden die zentralen Parameter und Konfigurationen der entwickelten THz-MIMO-Simulation zusammengefasst. Zur übersichtlichen Darstellung wird zwischen numerischen Systemparametern mit definierten Symbolen und konfigurationsabhängigen Einstellungen unterschieden. Die Verarbeitungsschritte der Senderkette, des Kanalmoduls und der Empfängerkette wurden bereits in Abschnitt 5.2 erläutert. Daher stehen im Folgenden die verwendeten Systemparameter sowie die Einstellungen für OFDM, Kanalmodellierung, Codierung, Modulation und Beamforming im Mittelpunkt.

5.3.2.1 Numerische System- und OFDM-Parameter

Dieser Abschnitt beschreibt die numerische System- und OFDM-Konfiguration des untersuchten 2×2-THz-MIMO-Systems. Tabelle 5-1 fasst die verwendeten Parameter zusammen. Dazu gehören die Antennenkonfiguration, die Trägerfrequenz, die Bandbreite und die OFDM-Ressourcenstruktur. Die aufgeführten Werte gelten sowohl für die TIV- als auch für die TV-Variante.

Parameter	Symbol	Wert
Anzahl der Sendeantennen	NTX	2
Anzahl der Empfangsantennen	TRX	2
Anzahl der räumlichen Schichten	NS	2
Trägerfrequenz	f_c	300 GHz
Bandbreite	B	1 GHz
Abtastrate	F_s	1 GHz
FFT-Länge	FFT	64
Anzahl aktiver Subträger	Nactive	56
Subträgerabstand	Δf	15,625 MHz
OFDM-Symbole pro Frame	Nsym	14
Länge des zyklischen Präfixes	NCP	8 Abtastwerte
OFDM-Nutzsymboldauer	T_u	64 ns
Dauer des zyklischen Präfixes	TCP	8 ns
Gesamte OFDM-Symboldauer	T_{sym}	72 ns
OFDM-Frame-Dauer	T_{frame}	1,008 μ s
Anzahl der Datensymbole pro Layer	Ndata,Layer	512

Tabelle 5-1: Numerische System- und OFDM-Parameter.

Der nominell aktive Frequenzbereich umfasst 56 Subträger. Da einer dieser Indizes dem DC-Träger entspricht, verbleiben 55 aktive Nicht-DC-Subträger. Die beiden Pilotsymbole belegen jeweils diese 55 Subträger. In den zwölf verbleibenden OFDM-Symbolen stehen damit 660 potenzielle Daten-RE pro Layer zur Verfügung. Davon werden in der Implementierung 512 RE mit QAM-Symbolen belegt; die übrigen 148 RE bleiben ungenutzt.

5.3.2.2 Kanal- und TeraMIMO-Konfiguration

Dieser Abschnitt beschreibt die Kanal- und TeraMIMO-Konfiguration des untersuchten 2×2-THz-MIMO-Systems. Tabelle 5-2 fasst die Einstellungen zusammen, die zur Erzeugung und Anwendung der THz-MIMO-Kanalantwort verwendet werden. Die Konfiguration umfasst sowohl eine zeitinvariante als auch eine zeitvariante Kanalbeschreibung und berücksichtigt zentrale THz-Ausbreitungseffekte innerhalb der Link-Level-Simulation [7], [26].

Parameter	Einstellung	Bedeutung
Kanalmodell	TeraMIMO-basiert	Modellierung des THz-MIMO-Kanals
Antennenkonfiguration	2×2-MIMO, Elementabstand 1 cm	Zwei Sende- und zwei Empfangsantennen
Übertragungsdistanz	1 m	Abstand zwischen Sender und Empfänger
Kanalvarianten	TIV und TV	Zeitinvariante / zeitvariante Kanalbeschreibung
THz-Ausbreitungsmodell	Multipath + LoS mit Pfadverlust und molekularer Absorption	Direkte und mehrwegbehaftete, frequenzabhängige Ausbreitung
Kanalantwort	Frequenzbereich	Subträgerweise Anwendung der Kanalantwort
Rauschmodell	AWGN	Additives weißes gaußsches Rauschen
Nominale SNR-Werte	3, 7, 10 und 15 dB	Konfigurierte Referenz-SNR-Punkte $\gamma_{(nom)} = 10^{\frac{SNR_{(dB)}}{10}}$
Rauschvarianz	$\sigma^2 = P_{ref}/\gamma_{nom}$	$P_{ref} = \min \{g_1, g_2\}$; vollständige Herleitung und Fairnessbedingung in Abschnitt 5.2.2

Tabelle 5-2: Wesentliche Kanal- und TeraMIMO-Einstellungen [7], [26].

5.3.2.3 Codierungs-, Modulations- und Beamforming-Konfiguration

Für beide Codierungsverfahren werden je Übertragungseinheit 1384 Informationsbits in Layer 1 und 616 Informationsbits in Layer 2 verwendet. Bei der LDPC-Codierung wird jedem Transportblock eine CRC-16-Prüfsumme hinzugefügt. Dadurch ergeben sich 1400 Bit für Layer 1 und 632 Bit für Layer 2. Bei der Polar-Codierung wird Layer 1 in zwei Segmente mit jeweils 692 Informationsbits unterteilt, während Layer 2 aus einem Segment besteht. Jedem Polar-Segment wird eine CRC-24C-Prüfsumme hinzugefügt. Daraus ergeben sich insgesamt 1432 Bit für Layer 1 und 640 Bit für Layer 2. Tabelle 5-3 fasst diese Konfigurationen zusammen.

Parameter	LDPC	Polar
Eingangsbits nach CRC, Layer 1 / Layer 2	1400 / 632 Bit	1432 / 640 Bit
Ausgangsbits nach Rate Matching, Layer 1 / Layer 2	2048 / 1024 Bit	2048 / 1024 Bit
Effektive Coderate, Layer 1/ Layer2	0,6836 / 0,6172	0,6992 / 0,625
CRC-Verfahren	CRC-16	CRC-24C je Segment
Segmentierung	keine (je 1 Codeblock)	L1: 2 Segmente (692 Bit); L2: 1 Segment
Decoder	nrLDPCDecode, Base Graph 1 (L1) / 2 (L2), max. 50 Iterationen	CA-SCL, List = 32, Nmax = 1024
Weitere Einstellungen	Base Graph 1 für Layer 1 und Base Graph 2 für Layer 2	Maximale Polar-Codelänge 1024 Bit

Tabelle 5-3: Codierungskonfigurationen für LDPC und Polar.

5 Simulationsumgebung und Implementierung

Da LDPC und Polar unterschiedliche CRC-/Segmentierungs-Overheads und leicht abweichende effektive Coderaten aufweisen, spiegeln die Ergebnisse zwei unterschiedliche Implementierungen wider – ein isolierter Codevergleich ist somit nicht möglich.

Verarbeitungsschritt	LDPC-Pfad	Polar-Pfad
CRC-Anfügung je Datenblock/Layer	CRC-16; an TS 38.212, Abschnitte 5.1 und 7.2.1, angelehnt [32]. Die getrennte Anwendung je Layer ist simulationsspezifisch.	CRC-24C je Segment; das CRC-Polynom ist in TS 38.212, Abschnitt 5.1, definiert [32]. Die Anwendung je Polar-Segment auf den Nutzdatenlayern ist eine nicht standardisierte Designentscheidung.
Codeblocksegmentierung	Keine Segmentierung; an TS 38.212, Abschnitte 5.2.2 und 7.2.3, angelehnt [32].	Layer 1: zwei Segmente mit jeweils 692 Informationsbits; Layer 2: ein Segment. Strukturell an Abschnitt 5.2.1 angelehnt, konkrete Aufteilung simulationsspezifisch [32].
LDPC-Basisgraph	Base Graph 1 für Layer 1 und Base Graph 2 für Layer 2; an TS 38.212, Abschnitt 7.2.2, orientiert [32]. Die feste Layerzuordnung ist simulationsspezifisch.	Nicht anwendbar.
Kanalcodierung	LDPC-Codierung, angelehnt an TS 38.212, Abschnitte 5.3.2 und 7.2.4 [32].	Polar-Codierung nach der Grundstruktur aus TS 38.212, Abschnitt 5.3.1 [32]. Die Anwendung auf Nutzdatenlayer entspricht keiner standardisierten DL-SCH-/PDSCH-Codierungskette.
Rate Matching	An TS 38.212, Abschnitte 5.4.2 und 7.2.5, angelehnt [32]. Die Ausgangslängen E werden simulationsspezifisch festgelegt.	An TS 38.212, Abschnitt 5.4.1, angelehnt [32]. Die Ausgangslängen E werden simulationsspezifisch festgelegt.
Scrambling	PDSCH-orientierte PRBS gemäß der Grundstruktur aus TS 38.211, Abschnitt 7.3.1.1 [31]; keine vollständige standardkonforme PDSCH-Verarbeitung.	Gleiche PDSCH-orientierte Scrambling-Verarbeitung wie im LDPC-Pfad [31].
Modulation	QPSK und 16-QAM sind in TS 38.211, Abschnitt 7.3.1.2, vorgesehen [31]. Die feste layerbezogene Modulationszuordnung ist simulationsspezifisch.	Gleiche Modulationskonfiguration wie im LDPC-Pfad [31].
Layerzuordnung	Die Grundstruktur des Layer Mappings ist in TS 38.211, Abschnitt 7.3.1.3, beschrieben [31]. Die getrennte Codierung und Modulation beider Layer ist eine simulationsspezifische Vereinfachung.	Gleiche simulationsspezifische Layerzuordnung wie im LDPC-Pfad [31].
Decodierverfahren	nrLDPDecode, maximal 50 Iterationen; Implementierungsparameter der Simulation.	CA-SCL mit Listenlänge 32; Implementierungsparameter der Simulation.

Tabelle 5-4: Zuordnung der implementierten Verarbeitungsschritte zu 3GPP-Spezifikationsklauseln [31], [32] oder zu nicht standardisierten Designentscheidungen dieser Arbeit.

Neben der Kanalcodierung werden die Modulation, das Scrambling, die Pilotstruktur sowie das Precoding und Beamforming festgelegt. Die beiden räumlichen Schichten verwenden unterschiedliche Modulationsordnungen. Layer 1 wird mit 16-QAM und Layer 2 mit QPSK moduliert. Dadurch werden innerhalb desselben 2x2-MIMO-Links Datenströme mit unterschiedlichen spektralen Effizienzen betrachtet. Abhängig von der Simulationskonfiguration kommen Identity-Precoding, digitales SVD-Beamforming oder hybrides DFT-Beamforming zum Einsatz. Tabelle 5-5 fasst die entsprechenden Einstellungen zusammen.

Parameter	Einstellung	Beschreibung
Codierungsverfahren	LDPC / Polar	Auswahl der Fehlerkorrektur
Codierungskonfiguration	siehe Tabelle 5-3	Informationsbits, CRC und Segmentierung
Modulation L1 / L2	16-QAM / QPSK	4 / 2 Bit pro Symbol
Scrambling	NR-PDSCH-PRBS	Layerabhängige Bitverwürfelung
Pilotstruktur	antennengestaffelt / effektiv	Konfigurationsabhängige Kanalschätzung
Beamforming-Verfahren	Identity, DIGITAL_SVD, HYBRID_DFT	Vergleich der räumlichen Verfahren
DFT-Codebookgröße	Strahlen, $N_{BEAMS} = 8$	Kandidatenstrahlen für HYBRID_DFT
BF-Aktualisierung	TIV: pro Kanalrealisierung; TV: pro Frame	Anpassung an die Kanalantwort
Empfängerverarbeitung	robustes MMSE	MIMO-Combining und Entzerrung

Tabelle 5-5: Codierungs-, Modulations- und Beamforming-Konfiguration.

Die aufgeführten Parameter und Konfigurationen bilden die gemeinsame Grundlage der TIV- und TV-Simulationen. Sie definieren die Systemstruktur, die OFDM-Ressourcen, die THz-MIMO-Kanalmodellierung sowie die verwendeten Codierungs-, Modulations- und Beamforming-Verfahren. Die darauf aufbauenden Untersuchungsszenarien werden im folgenden Abschnitt beschrieben. Die Bewertung der Simulationsergebnisse anhand von BLER, BER und Goodput erfolgt anschließend in Kapitel 6.

5.4 Untersuchungsszenarien der TIV- und TV Varianten

Aufbauend auf der zuvor beschriebenen Systemkonfiguration werden in diesem Abschnitt die verwendeten Untersuchungsszenarien definiert. Die Simulationsumgebung unterstützt sowohl einen zeitvarianten Kanal (TV) als auch einen zeitinvarianten Kanal (TIV). Beide Kanalvarianten werden getrennt untersucht.

In den TV-Szenarien wird bei einer Geschwindigkeit von 1 m/s eine Kanalmomentaufnahme pro Frame erzeugt und innerhalb des jeweiligen Frames konstant gehalten. Das Beamforming wird für jeden Frame anhand der aktuellen Kanalantwort neu bestimmt.

In den TIV-Szenarien werden 100 unabhängige Kanalrealisierungen mit jeweils 100 Datenblöcken untersucht. Die frequenzabhängige Kanalantwort ($H(f)$) bleibt innerhalb einer Kanalrealisierung konstant, während die Eingangsdaten und das Rauschen für jeden Block unabhängig erzeugt werden. Zusätzlich wird im TIV-Szenario ein Antennen-Misalignment berücksichtigt. Dieses wird durch einen skalaren Misalignment-Faktor h_{ma} in die Kanalkette eingebracht. Das in TeraMIMO implementierte THz-Misalignment-Modell basiert auf einem für THz-Systeme adaptierten Pointing-Error-Modell, dessen optische Grundlage auf Farid und Hranilovic zurückgeht [7], [26], [33].

Der Parameter σ_s bezeichnet die Standardabweichung der räumlichen Zeigefehler-Verschiebung am Empfänger und besitzt dieselbe physikalische Einheit wie der Strahlradius; in der vorliegenden Konfiguration wird $\sigma_s=0,1$ gesetzt. Die konkrete Wahrscheinlichkeitsverteilung des durch σ_s parametrisierten Zeigefehlers ist in der internen TeraMIMO-Implementierung festgelegt und liegt außerhalb der im Rahmen dieser Arbeit einsehbaren Quelldateien; sie wird daher als heuristische, aus der zugrunde liegenden Literatur übernommene Modellannahme behandelt. Die Rauschleistung wird vor der Anwendung des Misalignments festgelegt (vgl. Abschnitt 5.2.2).

Zusätzlich wird eine künstliche Rangaugmentation mit einer Streukomponente von -15 dB eingesetzt, um die Kondition der Kanalmatrix zu verbessern. Diese wird gemäß

$$H_{aug}[k] = H[k] + \alpha \cdot h_{RMS} \cdot Q$$

berechnet, wobei $\alpha = 10^{-\frac{15}{20}} \approx 0,178$ den linearen Skalierungsfaktor,

$$h_{RMS} = \sqrt{\text{mean}_k^2[|H[k]|]}$$

die über alle Subträger gemittelte quadratische Kanalverstärkung und Q eine aus der QR-Zerlegung einer komplexen gaußverteilten Zufallsmatrix bestimmte unitäre 2×2 -Matrix bezeichnet. Q wird pro Kanalrealisierung einmalig gezogen und bleibt innerhalb der zugehörigen Frames beziehungsweise Blöcke konstant.

Bei $f_c = 300$ GHz beträgt die Wellenlänge $\lambda \approx 0,999$ mm; der verwendete Elementabstand von 1 cm entspricht damit $d \approx 10\lambda$. Diese Geometrie wird sowohl im TV- als auch im TIV-Szenario identisch verwendet. Im Gegensatz zum TIV-Szenario werden im TV-Szenario weder Misalignment noch eine künstliche Rangaugmentation eingesetzt; sämtliche in Kapitel 6 dargestellten TV-Ergebnisse beziehen sich daher ausschließlich unveränderte 10λ -Arraygeometrie ohne Misalignment und künstliche Rangaugmentation.

Ein weiterer Unterschied zwischen den beiden Kanalvarianten betrifft das verwendete Wellenmodell auf Subarray-Ebene. Im TV-Szenario wird explizit ein sphärisches Wellenmodell auf Subarray-Ebene ($WaveModelSA = Sphere$) in Kombination mit einem ebenen Wellenmodell auf Antennenelementebene ($WaveModelAE = Plane$) verwendet [7], [26], um die Pfadlängenunterschiede zwischen den Subarray-Paaren zu erhalten; ein rein ebenes Modell würde bei dieser Broadside-Geometrie nahezu identische Kanalkoeffizienten liefern und die 2×2 -Kanalmatrix auf Rang eins reduzieren [7],[41].

Im TIV-Szenario wird dieses Wellenmodell dagegen nicht explizit gesetzt, sodass die lokale TeraMIMO-Standardkonfiguration zugrunde liegt. Die zweite Rangkomponente entsteht in den beiden Kanalvarianten somit auf unterschiedliche Weise: im TV-Szenario aus den geometrisch bedingten Pfadlängenunterschieden, im TIV-Szenario dagegen überwiegend aus der zusätzlichen künstlichen Rangaugmentation.

Die Unterschiede zwischen den TIV- und TV-Ergebnissen in Kapitel 6 lassen sich daher nicht ausschließlich auf die zeitliche Veränderlichkeit des Kanals zurückführen, sondern ergeben sich zusätzlich aus dem Misalignment, der Rangaugmentation und dem beschriebenen Unterschied im Wellenmodell; eine direkte kausale Rangfolge zwischen TIV und TV wird aus diesem Grund nicht abgeleitet.

Für jede Kanalvariante werden zwei kodierte Übertragungskonfigurationen betrachtet. Dabei kommt entweder LDPC- oder Polar-Codierung zum Einsatz. Alle Szenarien basieren auf derselben 2×2 -THz-MIMO-Systemstruktur, derselben OFDM-Grundkonfiguration und dem TeraMIMO-basierten Kanalmodell. Sie unterscheiden sich hinsichtlich der zeitlichen Kanalcharakteristik, der variantenspezifischen Simulationsführung und des eingesetzten Codierungsverfahrens. Zusätzlich zu den vier Basisszenarien wird das Szenario S1 mit einer erhöhten Anzahl von 100.000 Frames als S1-V erneut ausgewertet, um die statistische Konvergenz der Ergebnisse zu überprüfen. Tabelle 5-6 fasst die Untersuchungsszenarien zusammen.

Szenario	Kanalvariante	Codierungsverfahren	Anzahl ausgewerteter Einheiten
S1	TV	LDPC	10.000 Frames
S2	TV	Polar	10.000 Frames
S3	TIV	LDPC	10.000 Blöcke (100×100)
S4	TIV	Polar	10.000 Blöcke (100×100)
S1-V	TV	LDPC	100.000 Frames (Validierung)

Tabelle 5-6: Übersicht der betrachteten Untersuchungsszenarien.

Jedes der fünf Szenarien wird bei den SNR-Werten 3 dB, 7 dB, 10 dB und 15 dB sowie für die drei Beamforming-Verfahren Identity, DIGITAL_SVD und HYBRID_DFT ausgewertet, wodurch sich pro Szenario $3 \times 4 = 12$ Simulationenpunkte je Leistungsgröße ergeben. Die in Tabelle 5-6 angegebene Anzahl an Frames bzw. Datenblöcken gilt dabei einheitlich für jede dieser 12 Konfigurationen.

6 Leistungsbewertung und Ergebnisanalyse

Dieses Kapitel bewertet das in Kapitel 5 implementierte codierte 2×2-THz-MIMO-System anhand der in Abschnitt 5.4 definierten Szenarien. Die Analyse erfolgt getrennt nach Kanalmodell, Codierungsverfahren und Beamforming-Konfiguration. Zusätzlich wird die statistische Zuverlässigkeit ausgewählter Ergebnisse durch eine erweiterte Simulation überprüft.

6.1 TV-Szenarien

Dieses Unterkapitel untersucht die zeitvarianten Szenarien S1 (TV-LDPC) und S2 (TV-Polar) auf Basis von jeweils 10.000 Frames. Bewertet werden die Blockfehlerrate (BLER), der Goodput und der layerbezogene EVM-basierte effektive SNR. Die vollständigen 95%-Konfidenzintervalle sind in Anhang A.2 aufgeführt.

6.1.1 S1: TV-LDPC

Das Szenario S1 kombiniert die zeitvariante Kanalvariante mit LDPC-Codierung. Tabelle 6-1 fasst die entsprechenden Ergebnisse für alle betrachteten SNR-Werte und Beamforming-Verfahren zusammen.

SNR (dB)	Beamforming	BLER L1 (Nerr/n)	BLER L2 (Nerr/n)	Mittlere TB-BLER	FER	eff. SNR L1 (dB)	eff. SNR L2 (dB)	Goodput (Gbit/s)
3	Identity	0,9995 (9995/10000)	0,7049 (7049/10000)	0,8522	0,9998	0,15	0,22	0,181025
3	Digital	0,4359 (4359/10000)	0,8959 (8959/10000)	0,6659	0,9035	9,20	-2,98	0,838135
3	Hybrid	0,4371 (4371/10000)	0,8946 (8946/10000)	0,6659	0,9024	9,20	-3,00	0,837282
7	Identity	0,9731 (9731/10000)	0,2910 (2910/10000)	0,6321	0,9815	2,64	2,71	0,470212
7	Digital	0,0064 (64/10000)	0,4693 (4693/10000)	0,2379	0,4693	12,96	0,41	1,688545
7	Hybrid	0,0065 (65/10000)	0,4722 (4722/10000)	0,2394	0,4722	12,96	0,41	1,686636
10	Identity	0,8429 (8429/10000)	0,0957 (957/10000)	0,4693	0,8606	4,51	4,58	0,768329
10	Digital	0,0000* (0/10000)	0,1255 (1255/10000)	0,0628	0,1255	15,68	3,32	1,907433
10	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,1243 (1243/10000)	0,0621	0,1243	15,69	3,29	1,908166
15	Identity	0,4565 (4565/10000)	0,0088 (88/10000)	0,2326	0,4620	7,28	7,34	1,351967
15	Digital	0,0000* (0/10000)	0,0010 (10/10000)	0,0005	0,0010	19,90	7,94	1,983516
15	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,0008 (8/10000)	0,0004	0,0008	19,90	7,94	1,983638

Tabelle 6-1: Leistungsübersicht der TV-LDPC-Konfiguration (S1).

*Bei $N_{\text{err}}=0$ beträgt der Punktschätzer $\hat{p} = 0$. Die einseitige 95%-Konfidenzobergrenze beträgt $1 - 0,05^{(1/n)}$ und ergibt sich für $n=10.000$ näherungsweise zu $3/n = 3 \times 10^{-4}$ [48], [49].

6.1.1.1 Blockfehlerrate (BLER) – TV-LDPC

Die Blockfehlerrate (BLER) beschreibt den Anteil fehlerhaft rekonstruierter Transportblöcke. Ein Transportblock gilt als fehlerhaft, wenn mindestens ein Bit des nach der Decodierung extrahierten Informationsblocks vom ursprünglich gesendeten Informationsblock abweicht. Diese Fehlerdefinition beruht auf einem direkten Bitvergleich mit der in der Simulation bekannten Sendereferenz und stellt damit eine strengere simulationsbasierte Fehlererfassung dar als eine CRC-basierte Fehlerdetektion, wie sie ein realer Empfänger ohne Kenntnis der gesendeten Bits verwendet. Die BLER ist definiert als [32], [47]:

$$BLER = \frac{N_{err}}{N_{TB}} \quad (6.1)$$

Hierbei bezeichnet N_{err} die Anzahl der Transportblöcke, bei denen mindestens ein Informationsbit fehlerhaft rekonstruiert wurde, und N_{TB} die Gesamtzahl der übertragenen Transportblöcke. Für das betrachtete MIMO-System mit zwei räumlichen Übertragungsschichten wird zusätzlich die mittlere TB-BLER als kombinierte Fehlerrate über beide Layer betrachtet. Sie ist definiert als:

$$BLER_{mittel,TB} = \frac{N_{err,L1} + N_{err,L2}}{N_{TB,L1} + N_{TB,L2}} \quad (6.2)$$

Hierbei bezeichnen $N_{err,L1}$ und $N_{err,L2}$ die Anzahl der Transportblöcke in Layer 1 beziehungsweise Layer 2, bei denen mindestens ein Informationsbit fehlerhaft rekonstruiert wurde, und $N_{TB,L1}$ sowie $N_{TB,L2}$ die jeweils zugehörige Gesamtzahl übertragener Transportblöcke. Die mittlere TB-BLER stellt den über beide Layer gebildeten Anteil fehlerhaft rekonstruierter Transportblöcke dar und ist nicht mit der gemeinsamen Frame-Fehlerrate gleichzusetzen. Die Daten- und Rauschrealisierungen der einzelnen Frames werden mit frameindividuellen Zufallszahlensaatens erzeugt. Die für die TV-Szenarien berichteten Konfidenzintervalle werden unter der Annahme statistisch unabhängiger Frame-Beobachtungen bestimmt. Ergänzend zur mittleren TB-BLER wird die gemeinsame Frame-Fehlerrate $FER = \frac{N_{\{EL1 \cup EL2\}}}{N_{Frames}}$ berichtet, die den Anteil der Frames angibt, bei denen mindestens ein Layer fehlerhaft decodiert wurde. Tabelle 6-1 weist hierzu für jede SNR- und Beamforming-Konfiguration die entsprechenden Werte aus [48].

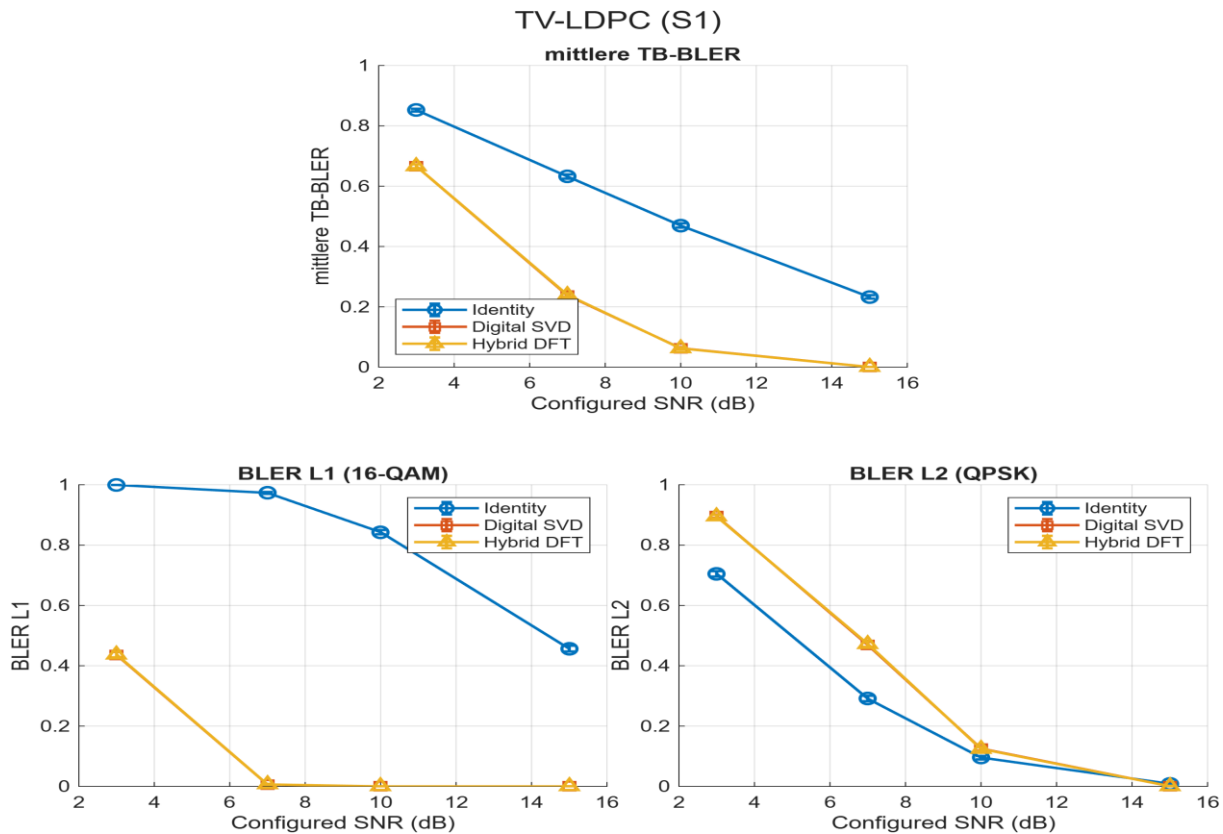


Abbildung 6-1: mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TV-LDPC-Konfiguration (S1).

Abbildung 6-1 zeigt die mittlere TB-BLER sowie die layerbezogenen BLER-Verläufe der drei betrachteten Beamforming-Verfahren Identity, Digital und Hybrid für die TV-LDPC-Konfiguration in Abhängigkeit vom SNR. Identity weist über den gesamten SNR-Bereich die höchsten Fehlerraten auf; die mittlere TB-BLER sinkt von 0,8522 bei 3 dB auf lediglich 0,2326 bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-1). Diese Rangfolge gilt für die getestete asymmetrische Layerzuordnung (16-QAM/starker Modus für Layer 1, QPSK/schwacher Modus für Layer 2) und ist zusätzlich durch die in Abschnitt 5.2.2 dokumentierte und in Abschnitt 6.1.1.3 quantitativ ausgewiesene unterschiedliche Rauschvarianzreferenz zwischen Identity und den beiden anderen Verfahren begrenzt; ohne einen Kontrolllauf mit vertauschter Layerzuordnung wird sie nicht als allgemeingültige Überlegenheit von digitalem beziehungsweise hybridem Beamforming verallgemeinert. Der Vergleich zwischen Digital-SVD und Hybrid-DFT bleibt von beiden Einschränkungen unberührt.

Digitales und hybrides Beamforming erreichen zwischen 7 dB und 10 dB den Waterfall-Bereich des LDPC-Codes: Die mittlere TB-BLER fällt von rund 0,666 bei 3 dB über etwa 0,238 bei 7 dB auf etwa 0,062 bei 10 dB und schließlich auf unter 0,001 bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-1), getragen vor allem durch die deutlich verbesserte BLER von Layer 1, dem der stärkere räumliche Modus zugeordnet ist. Bei hohen SNR-Werten werden die verbleibenden Fehler dagegen nahezu ausschließlich durch Layer 2 bestimmt. Layer 2 ist zudem bei niedrigem SNR dem schwächeren Modus zugeordnet und weist dort eine höhere BLER auf als bei Identity (z. B. 0,8959 gegenüber 0,7049 bei 3 dB); die Gesamtbewertung bleibt daher ausdrücklich auf diese getestete asymmetrische Layerzuordnung begrenzt.

Erstens ermöglicht der in Abschnitt 6.1.1.3 im Detail erläuterte Singulärmodus- bzw. Beamforming-Gewinn die deutlich höhere offline EVM-basierte effektive SNR von Layer 1. Zweitens

folgen die nahezu identischen Ergebnisse von digitalem und hybridem Beamforming in dieser 2×2-Konfiguration aus der möglichen Faktorisierung des digitalen Precoders: Da $N_t = N_{RF} = N_s = 2$ gilt und die analoge RF-Matrix FRF invertierbar ist, lässt sich jeder digitale Precoder exakt als hybride Faktorisierung $FDigital[k] = FRF \cdot FBB[k]$ mit $FBB[k] = FRF^{-1} \cdot FDigital[k]$ darstellen (vgl. Abschnitt 2.5.2); die digitale Basisbandmatrix $FBB[k]$ bleibt dabei unbeschränkt. Der nahezu identische Leistungsverlauf beider Verfahren über den gesamten SNR-Bereich ist somit für diese spezifische 2×2-Konfiguration mathematisch zu erwarten und belegt keinen allgemein geringen Verlust hybrider Architekturen mit reduzierter RF-Kettenzahl.

6.1.1.2 Datendurchsatz (Goodput) – TV-LDPC

Der Datendurchsatz (Goodput) gibt die Rate der erfolgreich übertragenen Informationsbits pro Frame-Dauer an. Die Frame-Dauer T_{Frame} ergibt sich unmittelbar aus der Abtastrate F_s , der FFT-Länge N_{FFT} , der Länge des zyklischen Präfixes N_{CP} und der Anzahl der OFDM-Symbole pro Frame N_{sym} :

$$T_{Frame} = N_{sym} \left(\frac{N_{FFT}}{F_s} + \frac{N_{CP}}{F_s} \right) \quad (6.3)$$

Mit $F_s = B = 1 \text{ GHz}$, $N_{FFT} = 64$, $N_{CP} = 8$ und $N_{sym} = 14$ (vgl. Tabelle 5-1) ergibt sich

$$T_{Frame} = 14 \left(\frac{64}{1 \text{ GHz}} + \frac{8}{1 \text{ GHz}} \right) = 14 \times 72 \text{ ns} = 1.008 \mu\text{s}$$

Der Gesamt-Goodput ergibt sich zu [46]:

$$G = \sum_l K_l \frac{(1 - BLER_l)}{T_{Frame}} \quad (6.4)$$

Hierbei bezeichnet K_l die Anzahl der Informationsbits der Schicht l ($K_{L1} = 1384$, $K_{L2} = 616$) und $BLER_l$ die Blockfehlerrate der Schicht l , wobei $l \in \{L1, L2\}$ gilt. Der maximale Goodput bei fehlerfreier Übertragung beträgt damit $G_{max} = (1384 + 616) / 1.008 \mu\text{s} \approx 1.984 \text{ Gbit/s}$.

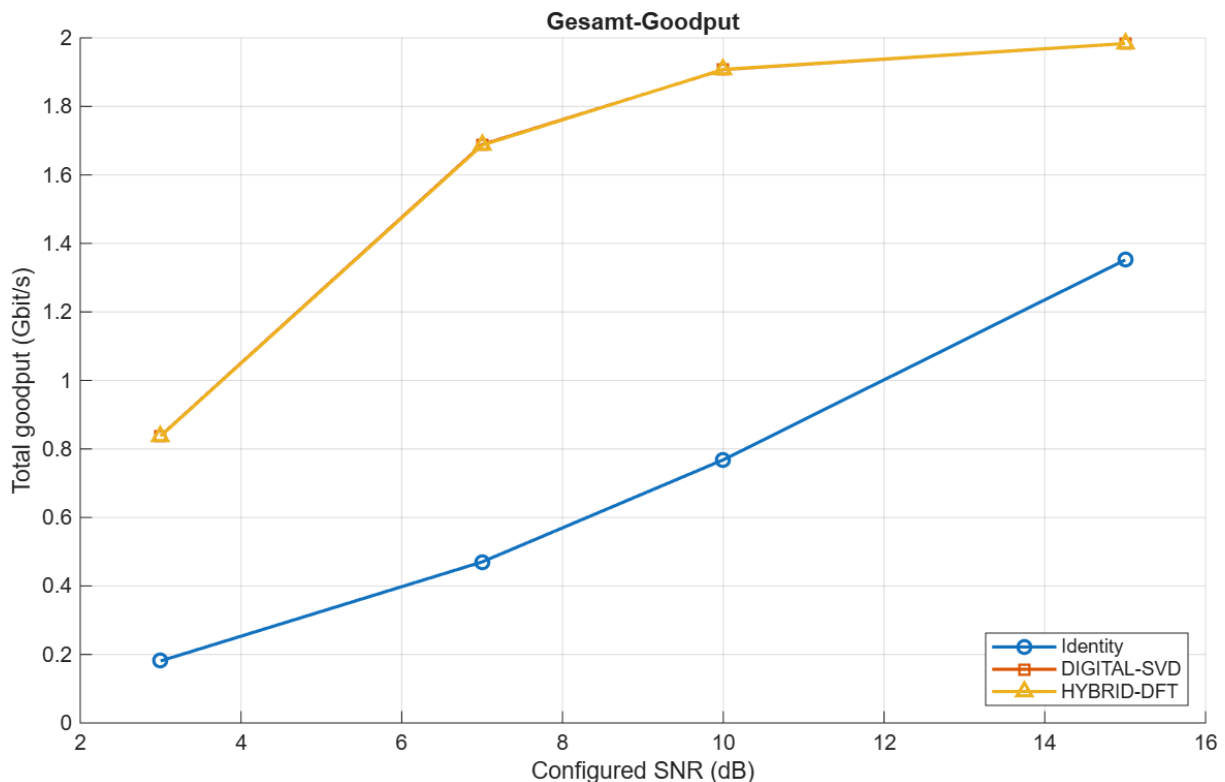


Abbildung 6-2: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TV-LDPC.

Abbildung 6-2 zeigt den Gesamt-Goodput der drei betrachteten Beamforming-Verfahren in Abhängigkeit vom SNR. Bei Identity steigt der Goodput kontinuierlich von 0,181025 Gbit/s bei 3 dB über 0,470212 Gbit/s bei 7 dB und 0,768329 Gbit/s bei 10 dB auf lediglich 1,351967 Gbit/s bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-1) und erreicht damit selbst beim höchsten betrachteten SNR nur etwa 68,14 % des nominalen Maximums von $\approx 1,984$ Gbit/s.

Digitales und hybrides Beamforming erzielen bereits bei 3 dB mit 0,838135 Gbit/s beziehungsweise 0,837282 Gbit/s deutlich höhere Werte (vgl. Abschnitt 5.2.2). Passend zum in Abschnitt 6.1.1.1 beschriebenen Waterfall-Übergang zwischen 7 dB und 10 dB steigt der Goodput bei 7 dB auf 1,688545 Gbit/s beziehungsweise 1,686636 Gbit/s und erreicht bei 10 dB mit 1,907433 Gbit/s beziehungsweise 1,908166 Gbit/s bereits etwa 96 % des nominalen Maximums. Bei 15 dB wird mit 1,983516 Gbit/s beziehungsweise 1,983638 Gbit/s nahezu der volle Goodput von $\approx 1,984$ Gbit/s erreicht. Die weiterhin hohen Fehlerraten begrenzen den Goodput von Identity, während digitales und hybrides Beamforming aufgrund ihrer deutlich niedrigeren BLER-Werte die nominal verfügbare Datenrate nahezu vollständig ausschöpfen.

Die in Tabelle 6-1 dargestellten layerbezogenen BLER-Werte erklären zusätzlich die Zusammensetzung des Gesamt-Goodputs. Bei Identity weist Layer 2 insbesondere bei niedrigen SNR-Werten eine deutlich niedrigere BLER als Layer 1 auf und trägt daher trotz seiner geringeren nominalen Datenrate stärker zum Gesamt-Goodput bei. Beim digitalen und hybriden Beamforming wird Layer 1 dagegen dem leistungsfähigeren räumlichen Übertragungsmodus zugeordnet (vgl. Abschnitt 6.1.1.3) und liefert in Verbindung mit seiner höheren nominalen Datenrate und niedrigeren BLER den größeren Beitrag zum Gesamt-Goodput.

Die Ursache für die höhere Robustheit von Layer 2 bei Identity liegt in der Arbeitsweise der eingesetzten Modulationsverfahren. Da QPSK nur zwei Bit pro Symbol mit größerem Symbolabstand codiert, führt dieselbe Restfehlerleistung nach der Entzerrung zu einer geringeren Bit-

und Blockfehlerwahrscheinlichkeit als bei der dichter gepackten 16-QAM-Konstellation von Layer 1. Dieser Modulationsvorteil wirkt unabhängig vom eingesetzten Beamforming-Verfahren, tritt jedoch bei Identity am deutlichsten hervor, da hier kein zusätzlicher räumlicher Gewinn den Effekt überlagert.

6.1.1.3 Layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR – TV-LDPC

Die offline EVM-basierte effektive SNR beschreibt das Verhältnis von Signal- zu Restfehlerleistung nach der MMSE-Entzerrung unter Verwendung der gesendeten Referenzsymbole als Offline-Vergleichsgröße und ist für jeden Layer l definiert als

$$SNR_{PostEQ,l} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{sig,l}}{P_{err,l}} \right) \quad (6.5)$$

Hierbei bezeichnet $P_{sig,l}$ die Signalleistung des Layers l und $P_{err,l}$ die verbleibende Restfehlerleistung nach der Entzerrung.

Da hierfür die gesendeten Symbole als Referenz herangezogen werden, handelt es sich um eine ausschließlich offline auswertbare Auswertungsgröße und nicht um eine vom Empfänger im praktischen Betrieb bestimmbare SNR.

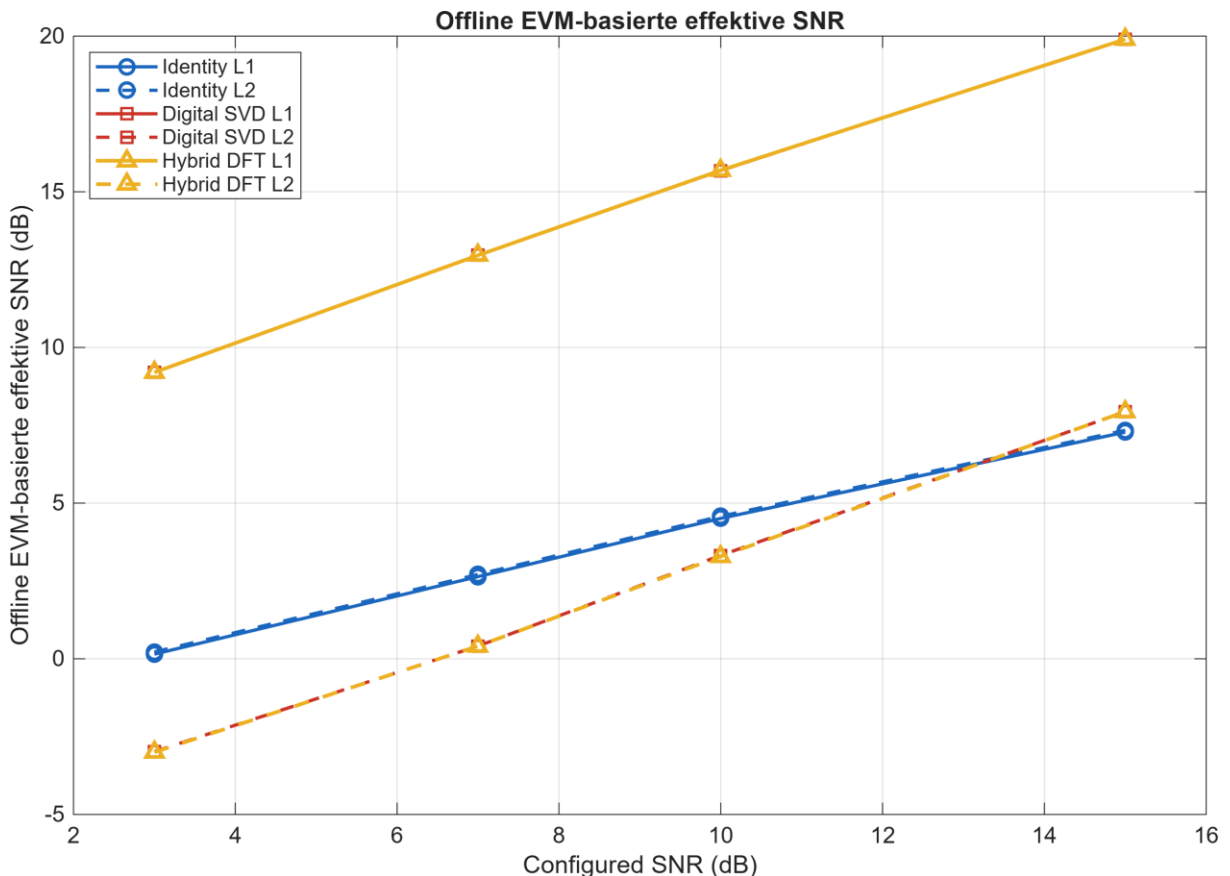


Abbildung 6-3: Offline EVM-basierte effektive SNR je Layer für die TV-LDPC-Konfiguration.

Abbildung 6-3 zeigt die layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR der drei betrachteten Beamforming-Verfahren in Abhängigkeit vom SNR. Identity weist über den gesamten SNR-Bereich nahezu identische Werte für Layer 1 und Layer 2 auf (Differenz durchgehend unter 0,1 dB), da keine gezielte räumliche Modenaufteilung vorgenommen wird.

Digitales und hybrides Beamforming zeigen dagegen eine deutliche Differenz zwischen den Layern bei nahezu deckungsgleichen Verläufen. Layer 1 steigt von rund 9,2 dB bei 3 dB über 13,0 dB bei 7 dB und 15,7 dB bei 10 dB auf rund 19,9 dB bei 15 dB. Layer 2 liegt bei 3 dB mit rund -3,0 dB zunächst deutlich unterhalb des entsprechenden Identity-Werts von 0,2 dB und bleibt bis 10 dB unter dem Identity-Niveau. Erst bei 15 dB übersteigt Layer 2 mit rund 7,9 dB den Identity-Wert von 7,3 dB geringfügig.

Die Ursache liegt in der gezielten Zuordnung der räumlichen Übertragungsmodi: Beamforming weist Layer 1 den stärkeren räumlichen Modus zu, während Layer 2 dem schwächeren Modus zugewiesen wird und dementsprechend bei niedrigen bis mittleren SNR-Werten eine geringere offline EVM-basierte effektive SNR aufweist. Die offline EVM-basierte effektive SNR dient damit als diagnostischer Indikator für den effektiven Singulärmodus- bzw. Beamforming-Gewinn bei fester Gesamtleistung unter dem gemeinsamen Einfluss von Kanal, Beamforming und Entzerrung, nicht als isolierter Antennengewinn eines Elements in dBi.

Diese layerbezogene Aufteilung erklärt zugleich zwei zuvor beschriebene Beobachtungen: Die in Abschnitt 6.1.1.1 dargestellte niedrigere mittlere TB-BLER von digitalem und hybridem Beamforming bei 3 bis 10 dB ist überwiegend auf die deutlich höhere offline EVM-basierte effektive SNR von Layer 1 zurückzuführen, während Layer 2 in diesem Bereich noch unterhalb des Identity-Niveaus liegt und bei höheren SNR-Werten zunehmend die verbleibende Fehler-rate bestimmt. Dieselbe Entwicklung erklärt auch den in Abschnitt 6.1.1.2 beschriebenen höheren Beitrag von Layer 1 zum Gesamt-Goodput.

Da die Rauschvarianz gemäß Abschnitt 5.2.2 auf den schwächeren Stream des jeweiligen Beamforming-Verfahrens referenziert wird, sind die absoluten Werte der offline EVM-basierten effektiven SNR zwischen Identity und den beiden anderen Verfahren nicht direkt als gleicher Rauschboden vergleichbar. Eine Auswertung der protokollierten Simulationsdaten zeigt, dass die Referenzleistung zwischen Identity ($\text{Pref} \approx 6,212 \cdot 10^{-9}$) und Digital-SVD beziehungsweise Hybrid-DFT ($\text{Pref} \approx 3,164 \cdot 10^{-9}$) um einen Faktor von etwa 1,96 abweicht; bei 7 dB ergibt sich beispielsweise $\sigma^2(\text{Identity}) \approx 1,240 \cdot 10^{-9}$ gegenüber $\sigma^2(\text{Digital-SVD}) = \sigma^2(\text{Hybrid-DFT}) \approx 6,313 \cdot 10^{-10}$. Ein uneingeschränkter quantitativer Vergleich der absoluten effektiven SNR-Werte zwischen Identity und den beiden anderen Verfahren ist deshalb nicht möglich; der direkte Vergleich zwischen Digital-SVD und Hybrid-DFT bleibt hiervon unberührt, da beide Verfahren dieselbe Referenzleistung und damit dieselbe Rauschvarianz verwenden.

6.1.2 S2: TV-Polar

Das Szenario S2 basiert auf der zeitvarianten Kanalvariante mit Polar-Codierung. Tabelle 6-2 fasst die layerbezogenen BLER-Werte, die Mittlere TB-BLER, die layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR sowie den Goodput für alle betrachteten SNR-Werte und Beamforming-Verfahren zusammen.

6 Leistungsbewertung und Ergebnisanalyse

SNR (dB)	Beamforming	BLER L1 (N _{err} /n)	BLER L2 (N _{err} /n)	Mittlere TB-BLER	FER	eff. SNR L1 (dB)	eff. SNR L2 (dB)	Goodput (Gbit/s)
3	Identity	0,9996 (9996/10000)	0,6748 (6748/10000)	0,8372	0,9998	0,15	0,22	0,199283
3	Digital	0,3695 (3695/10000)	0,8755 (8755/10000)	0,6225	0,8847	9,20	-2,99	0,941770
3	Hybrid	0,3685 (3685/10000)	0,8746 (8746/10000)	0,6216	0,8834	9,20	-3,00	0,943693
7	Identity	0,9705 (9705/10000)	0,2723 (2723/10000)	0,6214	0,9797	2,64	2,70	0,485210
7	Digital	0,0045 (45/10000)	0,4345 (4345/10000)	0,2195	0,4345	12,96	0,41	1,712421
7	Hybrid	0,0044 (44/10000)	0,4357 (4357/10000)	0,2200	0,4357	12,96	0,41	1,711825
10	Identity	0,8496 (8496/10000)	0,0884 (884/10000)	0,4690	0,8641	4,51	4,57	0,763590
10	Digital	0,0000* (0/10000)	0,1082 (1082/10000)	0,0541	0,1082	15,69	3,31	1,918005
10	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,1098 (1098/10000)	0,0549	0,1098	15,69	3,29	1,917027
15	Identity	0,4790 (4790/10000)	0,0059 (59/10000)	0,2424	0,4825	7,28	7,33	1,322847
15	Digital	0,0000* (0/10000)	0,0006 (6/10000)	0,0003	0,0006	19,90	7,94	1,983760
15	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,0004 (4/10000)	0,0002	0,0004	19,90	7,94	1,983883

Tabelle 6-2: Leistungsübersicht der TV-Polar-Konfiguration (S2).

*Bei $N_{err}=0$ beträgt der Punktschätzer $\hat{p} = 0$. Die einseitige 95%-Konfidenzobergrenze beträgt $1 - 0,05^{(1/n)}$ und ergibt sich für $n=10.000$ näherungsweise zu $3/n = 3 \times 10^{-4}$ [49].

6.1.2.1 Blockfehlerrate (BLER)– TV-Polar

Die Definitionen von BLER (Gleichung 6.1) und mittlerer TB-BLER (Gleichung 6.2) wurden bereits in Abschnitt 6.1.1.1 eingeführt. Im Folgenden wird die BLER der TV-Polar-Konfiguration betrachtet.

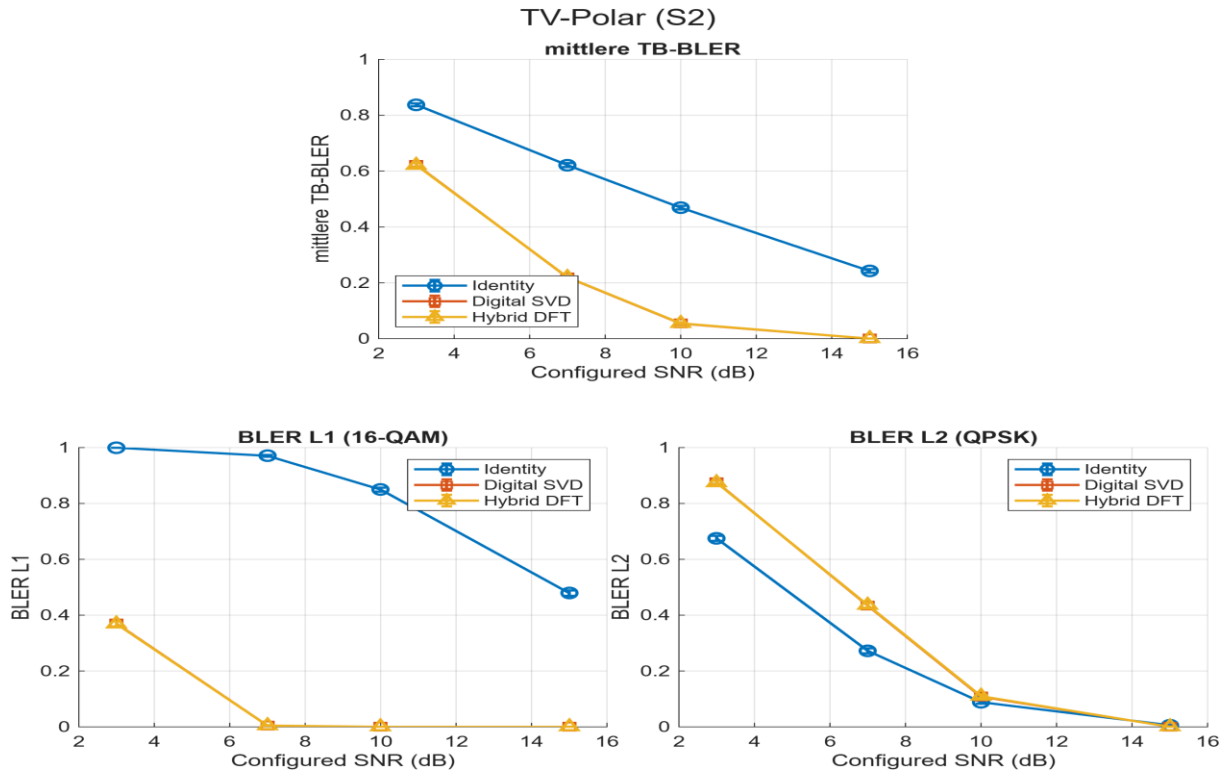


Abbildung 6-4: mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TV-Polar-Konfiguration (S2).

Abbildung 6-4 zeigt die BLER-Verläufe der drei betrachteten Beamforming-Verfahren Identity, Digital und Hybrid für die TV-Polar-Konfiguration in Abhängigkeit vom SNR. Identity weist über den gesamten betrachteten SNR-Bereich die höchste mittlere TB-BLER auf. Diese Rangfolge gilt für die in dieser Arbeit getestete asymmetrische Layerzuordnung (16-QAM/starker Modus für Layer 1, QPSK/schwacher Modus für Layer 2) und wird ohne einen entsprechenden Kontrolllauf mit vertauschter oder symmetrischer Layerzuordnung nicht als allgemeingültige Überlegenheit von digitalem beziehungsweise hybridem Beamforming gegenüber Identity verallgemeinert. Die in Abschnitt 5.2.2 dokumentierte Einschränkung bezüglich der unterschiedlichen Rauschvarianzreferenz gilt dabei ebenso für die TV-Polar-Konfiguration; der Vergleich zwischen Digital und Hybrid bleibt hiervon unberührt. Die mittlere TB-BLER sinkt von 0,8372 bei 3 dB auf lediglich 0,2424 bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-2). Damit bleibt bei Identity selbst beim höchsten betrachteten SNR nahezu jeder vierte Transportblock fehlerhaft.

Digitales und hybrides Beamforming erzielen nahezu identische Ergebnisse und verbessern sich mit steigendem SNR kontinuierlich: Bei 3 dB liegt die mittlere TB-BLER bei 0,6225 beziehungsweise 0,6216, bei 15 dB erreichen beide Verfahren mit 0,0003 beziehungsweise 0,0002 nahezu fehlerfreie Übertragungen. Wie bereits bei der TV-LDPC-Konfiguration in Abschnitt 6.1.1.1 beschrieben, ist auch hier Layer 2 dem schwächeren räumlichen Modus zugeordnet und weist bei niedrigem SNR eine höhere BLER auf als Identity: Bei 3 dB liegt BLER L2 bei Digital mit 0,8755 oberhalb des entsprechenden Identity-Werts von 0,6748 (vgl. Tabelle 6-2). Die Gesamtbewertung bleibt daher auf diese getestete asymmetrische Layerzuordnung begrenzt.

Im Vergleich zur TV-LDPC-Konfiguration weisen digitales und hybrides Beamforming bei allen betrachteten SNR-Werten geringfügig niedrigere mittlere TB-BLER-Werte auf. Der größte Unterschied tritt bei 3 dB auf und nimmt mit steigendem SNR ab. Die zugrunde liegende offline

EVM-basierte effektive SNR (vgl. Abschnitt 6.1.1.3) unterscheidet sich dabei nahezu nicht zwischen den beiden Codierungsverfahren (Abweichungen durchgehend unter 0,01 dB; vgl. Tabelle 6-2), sodass die verbleibenden BLER-Unterschiede primär auf die unterschiedliche Fehlerkorrekturleistung von LDPC und Polar bei identischer Signalqualität zurückzuführen sind. Da LDPC und Polar unterschiedliche CRC- und Segmentierungs-Overheads sowie geringfügig unterschiedliche effektive Coderaten aufweisen (vgl. Tabelle 5-3), gelten die Ergebnisse für zwei unterschiedliche Implementierungen und erlauben keinen isolierten Codevergleich.

6.1.2.2 Datendurchsatz (Goodput) – TV-Polar

Die Berechnung des layerbezogenen Goodputs und des Gesamt-Goodputs erfolgt gemäß Gleichung (6.3) und (6.4) (vgl. Abschnitt 6.1.1.2).

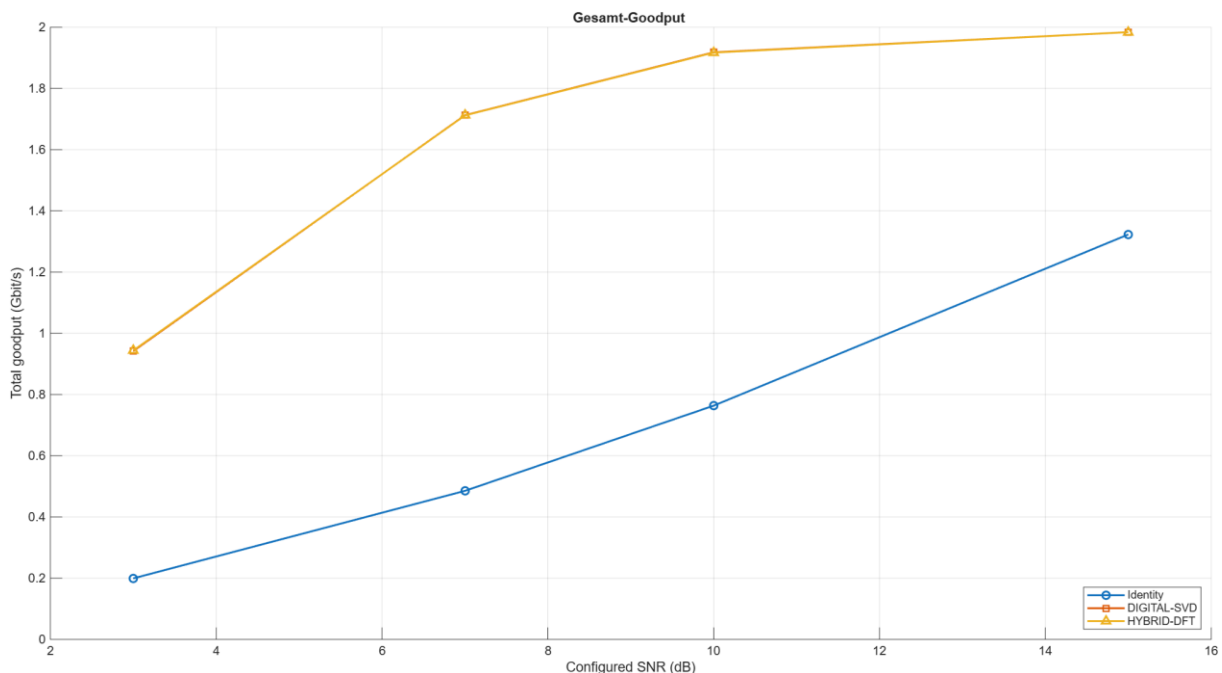


Abbildung 6-5: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TV-Polar.

Der in Abbildung 6-5 dargestellte Gesamt-Goodput spiegelt unmittelbar die zuvor beschriebenen BLER-Werte wider. Bei Identity steigt der Goodput von 0,199283 Gbit/s bei 3 dB über 0,485210 Gbit/s bei 7 dB und 0,763590 Gbit/s bei 10 dB auf lediglich 1,322847 Gbit/s bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-2) und erreicht damit selbst beim höchsten betrachteten SNR nur etwa 66,68 % des nominalen Maximums von $\approx 1,984$ Gbit/s.

Digitales und hybrides Beamforming erzielen bereits bei 3 dB mit 0,941770 Gbit/s beziehungsweise 0,943693 Gbit/s deutlich höhere Werte (vgl. Abschnitt 5.2.2). Passend zum in Abschnitt 6.1.2.1 beschriebenen Waterfall-Übergang zwischen 7 dB und 10 dB steigt der Goodput bei 7 dB auf 1,712421 Gbit/s beziehungsweise 1,711825 Gbit/s und erreicht bei 10 dB mit 1,918005 Gbit/s beziehungsweise 1,917027 Gbit/s bereits etwa 96,67 % des nominalen Maximums. Bei 15 dB wird mit 1,983760 Gbit/s beziehungsweise 1,983883 Gbit/s nahezu der volle Goodput von $\approx 1,984$ Gbit/s erreicht. Die weiterhin hohen Fehlerraten begrenzen den Goodput von Identity, während digitales und hybrides Beamforming aufgrund ihrer deutlich niedrigeren BLER-Werte die nominal verfügbare Datenrate nahezu vollständig ausschöpfen.

Wie bereits in Abschnitt 6.1.1.2 erläutert, führt die robustere QPSK-Modulation von Layer 2 bei Identity zu einer niedrigeren BLER als bei Layer 1. Dies zeigt sich auch bei der TV-Polar-Konfiguration: Bei 3 dB liegt BLER L2 mit 0,6748 deutlich unter BLER L1 mit 0,9996 (vgl. Tabelle 6-2), wodurch Layer 2 trotz seiner geringeren nominalen Datenrate stärker zum Gesamt-Goodput beiträgt. Bei digitalem und hybridem Beamforming liefert dagegen Layer 1 aufgrund seiner Zuordnung zum leistungsfähigeren räumlichen Übertragungsmodus (vgl. Abschnitt 6.1.1.3) den größeren Beitrag zum Gesamt-Goodput.

Auf eine gesonderte Darstellung der layerbezogenen offline EVM-basierten effektiven SNR für die TV-Polar-Konfiguration wird verzichtet: Da dieses ausschließlich von der Kanalrealisierung, dem Beamforming-Verfahren und der MMSE-Entzerrung abhängt und nicht vom nachgelagerten Codierungsverfahren, entsprechen die in Tabelle 6-2 aufgeführten Werte nahezu exakt den in Abschnitt 6.1.1.3 beschriebenen Werten der TV-LDPC-Konfiguration.

6.2 TIV-Szenarien

Dieses Unterkapitel bewertet die zeitinvarianten Szenarien S3 (TIV-LDPC) und S4 (TIV-Polar) jeweils auf Basis von 100 unabhängigen Kanalrealisierungen mit je 100 Datenblöcken (insgesamt 10.000 Datenblöcke pro Layer). Die Kanalantwort bleibt innerhalb jeder Realisierung konstant, während Eingangsdaten und Rauschen für jeden Datenblock unabhängig neu erzeugt werden. Die statistische Grundgesamtheit besteht damit aus 100 unabhängigen Kanalrealisierungen; die jeweils 100 zugehörigen Datenblöcke einer Realisierung teilen sich dieselbe Kanalantwort und können daher nicht als unabhängige Stichproben behandelt werden. Die in diesem Unterkapitel berichteten Konfidenzintervalle berücksichtigen diese geclusterte Abhängigkeitsstruktur durch ein Resampling auf Ebene der 100 Kanalrealisierungen. Für beide Codierungsverfahren werden dieselben SNR-Werte und Beamforming-Verfahren wie bei den TV-Szenarien betrachtet.

6.2.1 S3: TIV-LDPC

Das Szenario S3 kombiniert die zeitinvariante Kanalvariante mit LDPC-Codierung. Tabelle 6-3 fasst die entsprechenden Ergebnisse für alle betrachteten SNR-Werte und Beamforming-Verfahren zusammen.

Bei $N_{\text{err}}=0$ beträgt der Punktschätzer $\hat{p}=0$; die einseitige 95%-Konfidenzobergrenze beträgt $1 - 0,05^{(1/n)}$ und ergibt sich für $n=10.000$ (je Layer) näherungsweise zu $3/n = 3 \times 10^{-4}$, für die kombinierten 20.000 Transportblöcke näherungsweise zu $1,5 \times 10^{-4}$. Aufgrund der geclusterten Stichprobenstruktur (100 Kanalrealisierungen à 100 Blöcke) wurden die 95%-Konfidenzintervalle für Konfigurationen mit beobachteten Fehlern zusätzlich durch ein Bootstrap-Resampling auf Ebene der 100 Kanalrealisierungen gebildet (5.000 Resamples, Ziehen mit Zurücklegen), da die jeweils 100 Blöcke einer Realisierung dieselbe Kanalantwort teilen und nicht als unabhängige Stichproben behandelt werden können. Diese Intervalle fallen deutlich breiter aus als bei einer fälschlichen Annahme unabhängiger Einzelblöcke: Für Identity bei 3 dB ergibt sich für BLER L2 beispielsweise ein 95% Intervall von $[0,0587; 0,1553]$ gegenüber dem Punktschätzer von 0,1047. Die vollständigen 95%-Konfidenzintervalle für alle betrachteten Konfigurationen sind in Anhang A.1 dokumentiert [49], [48].

6 Leistungsbewertung und Ergebnisanalyse

SNR (dB)	Beam-forming	BLER L1 (Nerr/n)	BLER L2 (Nerr/n)	Mittlere TB-BLER	FER	eff. SNR L1 (dB)	eff. SNR L2 (dB)	Goodput (Gbit/s)
3	Identity	1,0000 (10000/10000)	0,1047 (1047/10000)	0,55235	1,0000	3,11	3,14	0,547128
3	Digital	0,0000* (0/10000)	1,0000 (10000/10000)	0,50000	1,0000	23,93	-1,17	1,373016
3	Hybrid	0,0000* (0/10000)	1,0000 (10000/10000)	0,50000	1,0000	23,93	-1,19	1,373016
7	Identity	1,0000 (10000/10000)	0,0173 (173/10000)	0,50865	1,0000	5,58	5,56	0,600539
7	Digital	0,0000* (0/10000)	0,3929 (3929/10000)	0,19645	0,3929	27,60	3,30	1,744021
7	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,3960 (3960/10000)	0,19800	0,3960	27,60	3,29	1,742127
10	Identity	0,5416 (5416/10000)	0,0201 (201/10000)	0,28085	0,5416	7,53	7,47	1,228218
10	Digital	0,0000* (0/10000)	0,0077 (77/10000)	0,00385	0,0077	30,21	6,24	1,979421
10	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,0080 (80/10000)	0,00400	0,0080	30,21	6,24	1,979238
15	Identity	0,3291 (3291/10000)	0,0402 (402/10000)	0,18465	0,3291	10,29	10,17	1,507701
15	Digital	0,0000* (0/10000)	0,0000* (0/10000)	0,0000*	0,0000*	34,26	10,52	1,984127
15	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,0000* (0/10000)	0,0000*	0,0000*	34,26	10,52	1,984127

Tabelle 6-3: Leistungsübersicht der TIV-LDPC-Konfiguration (S3).

Die in Tabelle 6-3 angegebenen Werte entsprechen den unmittelbar beobachteten Fehlerraten mit expliziter Angabe von Fehlerzahl und Nenner (Nerr/n), Werte mit * wurden bei null beobachteten Fehlern gemäß der oben erläuterten Konfidenzobergrenze ergänzt [49].

6.2.1.1 Blockfehlerrate (BLER) – TIV-LDPC

Die Definitionen von BLER (Gleichung 6.1) und Mittlere TB-BLER (Gleichung 6.2) wurden bereits in Abschnitt 6.1.1.1 eingeführt. Im Folgenden wird die BLER der TIV-LDPC-Konfiguration betrachtet.

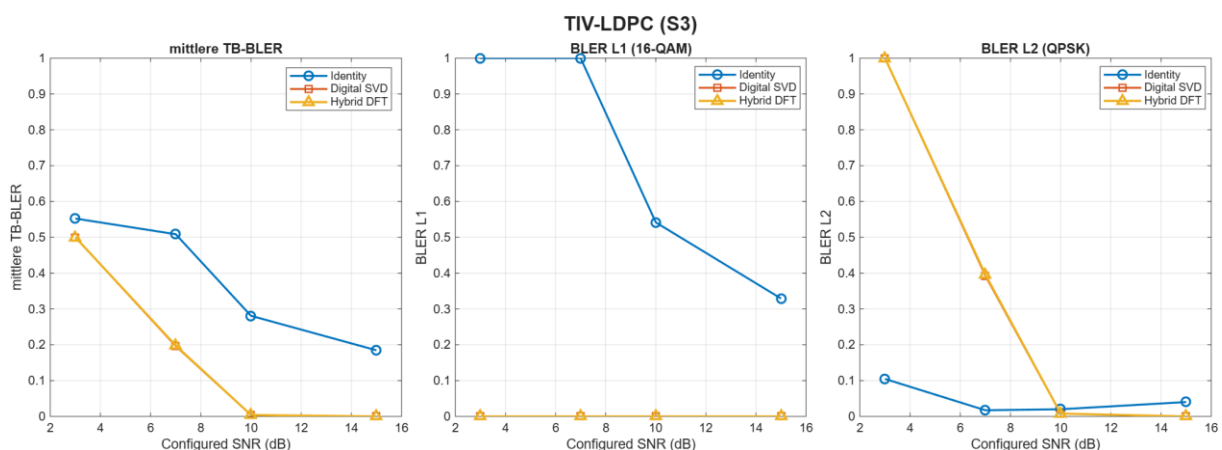


Abbildung 6-6: Mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TIV-LDPC-Konfiguration (S3).

Auch bei der TIV-LDPC-Konfiguration weist Identity über den gesamten betrachteten SNR-Bereich die höchsten Fehlerraten auf (vgl. Abbildung 6-6). Diese Rangfolge gilt für die in dieser Arbeit getestete asymmetrische Layerzuordnung (16-QAM/starker Modus für Layer 1,

QPSK/schwacher Modus für Layer 2); ohne einen entsprechenden Kontrolllauf mit vertauschter Layerzuordnung wird sie nicht als allgemeingültige Überlegenheit von digitalem beziehungsweise hybridem Beamforming verallgemeinert. Im Gegensatz zur TV-Konfiguration (vgl. Abschnitt 5.2.2 und 6.1.1.1) verwenden Identity, Digital und Hybrid bei der TIV-Konfiguration dieselbe Rauschvarianz (vgl. Abschnitt 6.2.1.3), sodass der Vergleich zwischen allen drei Verfahren diesbezüglich uneingeschränkt zulässig ist. Die Mittlere TB-BLER sinkt von 0,55235 bei 3 dB auf lediglich 0,18465 bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-3) und bleibt damit auch beim höchsten betrachteten SNR deutlich oberhalb der Werte des digitalen und hybriden Beamformings.

Digitales und hybrides Beamforming weisen bei 3 dB mit Mittlere TB-BLER-Werten von jeweils 0,50000 nahezu identische Ergebnisse auf. Diese niedrige Mittlere TB-BLER wird bei 3 dB durch eine stark asymmetrische Verteilung zwischen den Layern erreicht: Layer 1 weist bei beiden Verfahren keine beobachteten Fehler auf (BLER L1 = 0,0000), während Layer 2 mit BLER L2 = 1,0000 vollständig fehlerhaft decodiert wird deutlich oberhalb des entsprechenden Identity-Werts von 0,1047. Die niedrigere Mittlere TB-BLER von Digital und Hybrid bei 3 dB profitiert damit ausschließlich von Layer 1; Layer 2 verschlechtert sich gegenüber Identity erheblich. Eine Verbesserung beider Layer liegt bei diesem SNR-Punkt somit nicht vor. Beide Verfahren gelangen zwischen 3 dB und 10 dB in den Waterfall-Bereich des LDPC-Codes: Bereits bei 7 dB fällt die Mittlere TB-BLER auf 0,19645 beziehungsweise 0,19800, bei 10 dB auf 0,00385 beziehungsweise 0,00400. Bei 15 dB wurden für beide Verfahren in keinem der 10.000 ausgewerteten Blöcke pro Layer Blockfehler beobachtet; die Mittlere TB-BLER wird daher mit $< 0,00015$ angegeben. Die vollständigen Werte für alle betrachteten SNR-Punkte sind Tabelle 6-3 zu entnehmen.

Bei Identity zeigt BLER L2 zudem einen nicht durchgehend monotonen Verlauf mit dem SNR: Nach einem Rückgang von 0,1047 bei 3 dB auf 0,0173 bei 7 dB steigt der Wert bei 10 dB auf 0,0201 und bei 15 dB weiter auf 0,0402 an, statt weiter zu sinken. Eine ausführliche Diskussion dieses Verhaltens erfolgt in Abschnitt 6.2.1.3.

Die Ursache für den deutlichen Rückgang der Fehlerraten bei digitalem und hybridem Beamforming liegt im erzielten Singulärmodus- bzw. Beamforming-Gewinn bei fester Gesamtleistung (vgl. Abschnitt 6.2.1.3). Die nahezu identischen Werte beider Verfahren ergeben sich, wie bereits in Abschnitt 6.1.1.1 erläutert, aus der geringen Systemgröße des betrachteten 2×2-Systems (vgl. Abschnitt 2.5.2).

6.2.1.2 Datendurchsatz (Goodput) – TIV-LDPC

Die Berechnung des layerbezogenen Goodputs und des Gesamt-Goodputs erfolgt gemäß den Gleichungen (6.3) und (6.4) in Abschnitt 6.1.1.2. Im Folgenden wird der Gesamt-Goodput der TIV-LDPC-Konfiguration betrachtet.

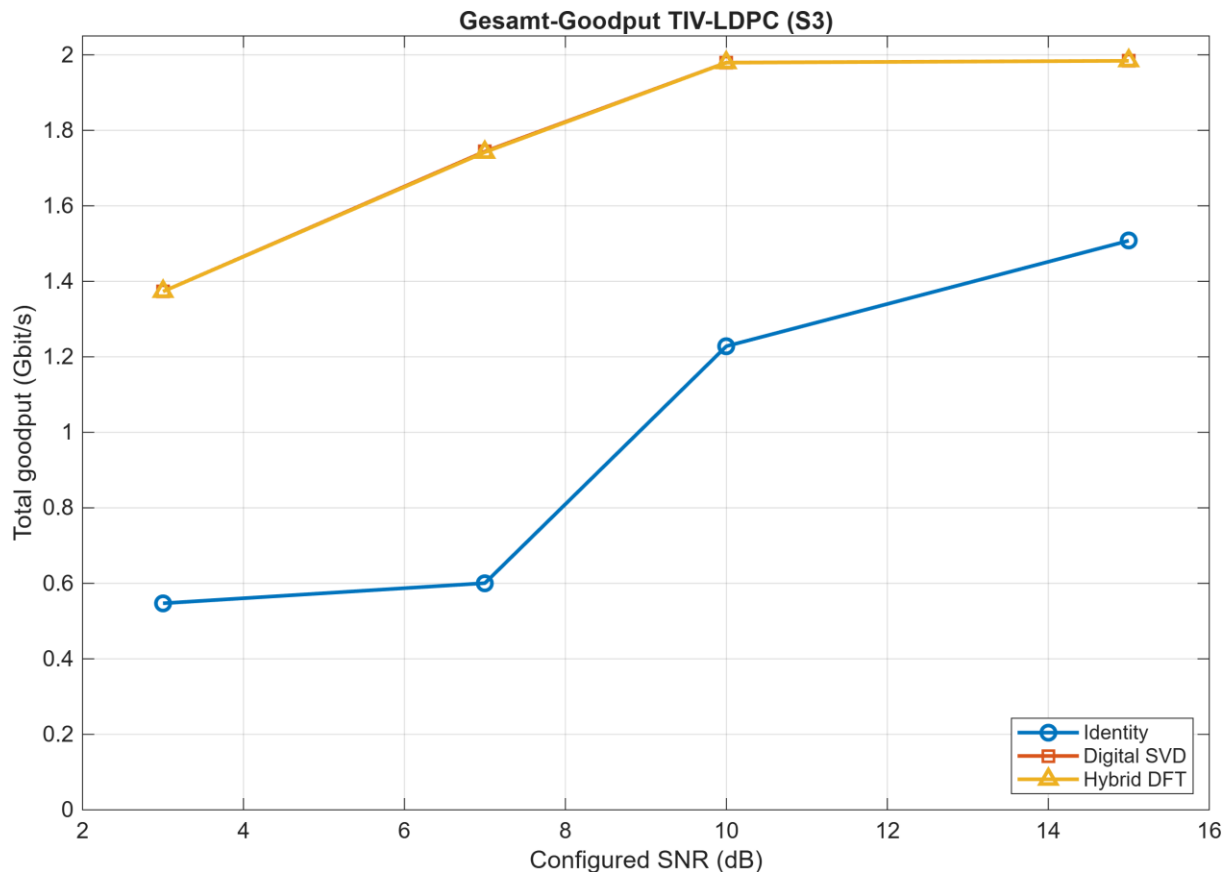


Abbildung 6-7: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TIV-LDPC.

Die Kurven in Abbildung 6-7 spiegeln unmittelbar die zuvor beschriebenen BLER-Werte wieder. Bei Identity steigt der Goodput von 0,547128 Gbit/s bei 3 dB über 0,600539 Gbit/s bei 7 dB auf 1,228218 Gbit/s bei 10 dB und erreicht bei 15 dB lediglich 1,507701 Gbit/s (vgl. Tabelle 6-3), was selbst beim höchsten betrachteten SNR nur etwa 76,0 % des nominalen Maximums von $\approx 1,984$ Gbit/s entspricht. Der deutliche Anstieg zwischen 7 dB und 10 dB spiegelt dabei den in Abschnitt 6.2.1.1 beschriebenen Rückgang der BLER L1 von 1,0000 auf 0,5416 wider.

Digitales und hybrides Beamforming erzielen bereits bei 3 dB jeweils 1,373016 Gbit/s und steigen über 1,744021 beziehungsweise 1,742127 Gbit/s bei 7 dB und 1,979421 beziehungsweise 1,979238 Gbit/s bei 10 dB kontinuierlich an, bis bei 15 dB mit jeweils 1,984127 Gbit/s nahezu der volle Goodput von $\approx 1,984$ Gbit/s erreicht wird. Die weiterhin hohen Fehlerraten begrenzen den Goodput von Identity, während digitales und hybrides Beamforming aufgrund ihrer deutlich niedrigeren BLER-Werte die nominal verfügbare Datenrate nahezu vollständig ausschöpfen.

Die in Tabelle 6-3 dargestellten layerbezogenen BLER-Werte erklären zusätzlich die Zusammensetzung des Gesamt-Goodputs. Bei Identity liegt die BLER von Layer 1 bei 3 dB und 7 dB bei 1,0000 und verbessert sich erst bei 10 dB auf 0,5416 sowie bei 15 dB auf 0,3291, während Layer 2 aufgrund seiner robusteren QPSK-Modulation (vgl. Abschnitt 6.1.1.2 zur Arbeitsweise der Modulationsverfahren) mit Werten zwischen 0,0173 und 0,1047 durchgehend deutlich niedriger bleibt und daher trotz seiner geringeren nominalen Datenrate (vgl. Tabelle 5-3) stärker zum Gesamt-Goodput beiträgt (vgl. Abschnitt 6.2.1.3 zum nichtmonotonen Verlauf von Layer 2).

Bei digitalem Beamforming wird Layer 1 dagegen dem leistungsfähigeren räumlichen Übertragungsmodus zugeordnet (vgl. Abschnitt 6.2.1.3), sodass die BLER von Layer 1 über den gesamten SNR-Bereich innerhalb der Auflösungsgrenze der Stichprobe nicht von null unterscheidbar ist und sein Beitrag konstant beim nominalen Wert von 1,384 Gbit/s liegt. Die Gesamtleistung wird somit hauptsächlich durch den schwächeren zweiten räumlichen Übertragungsmodus bestimmt, dessen Beitrag von 0 Gbit/s bei 3 dB auf 0,615 Gbit/s bei 15 dB steigt. Das hybride Beamforming zeigt einen nahezu identischen Verlauf; die größte absolute Abweichung der Mittleren TB-BLER zwischen digitalem und hybridem Beamforming beträgt lediglich 0,0016.

6.2.1.3 Layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR – TIV-LDPC

Die offline EVM-basierte effektive SNR wurde bereits in Abschnitt 6.1.1.3 definiert (Gleichung 6.5).

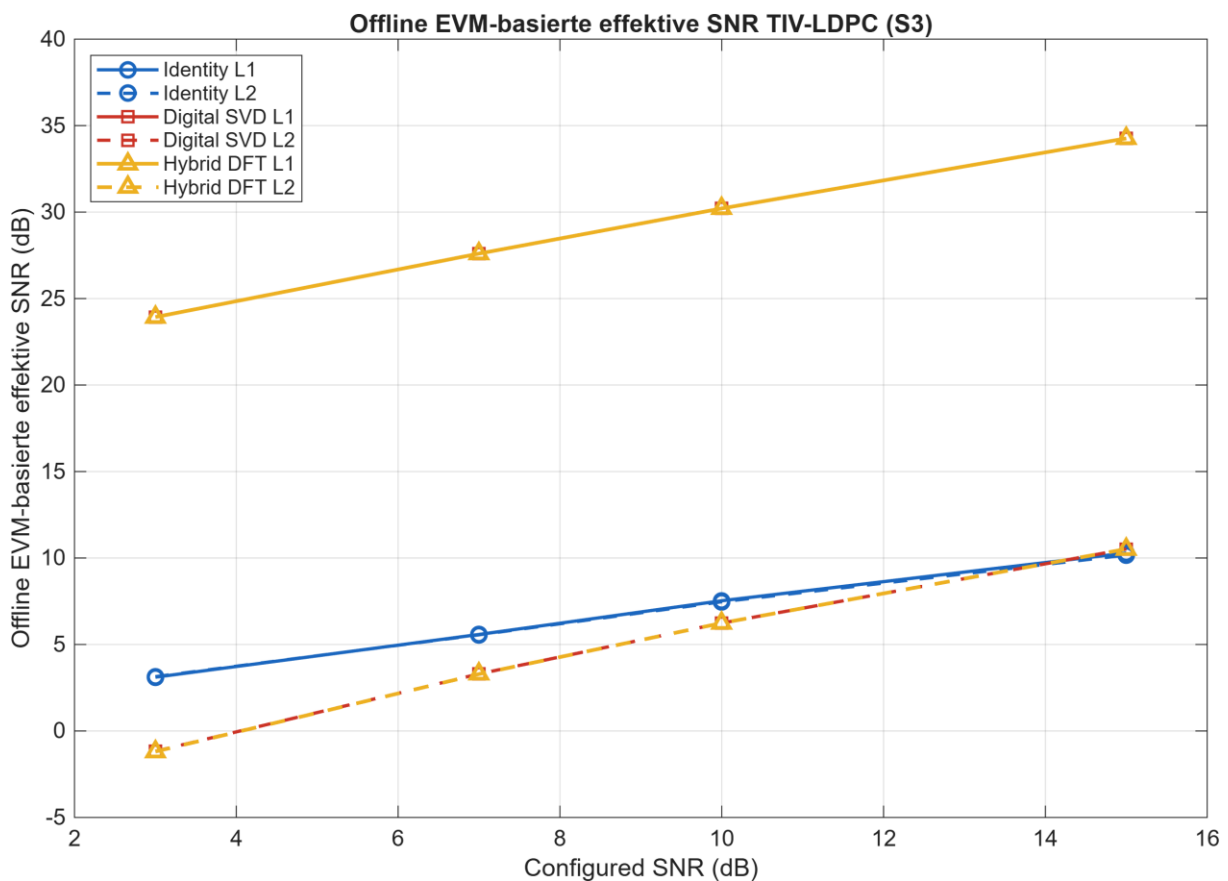


Abbildung 6-8: Offline EVM-basierte effektive SNR je Layer für die TIV-LDPC-Konfiguration.

Die Kurven in Abbildung 6-8 zeigen, dass Identity über den gesamten SNR-Bereich nahezu identische Werte für Layer 1 und Layer 2 aufweist (rund 3,1 dB bei 3 dB bis rund 10,2 dB bei 15 dB für beide Layer), da keine gezielte räumliche Modenaufteilung vorgenommen wird.

Digitales und hybrides Beamforming weisen dagegen eine deutliche Differenz zwischen den Layern auf. Layer 1 steigt von rund 23,9 dB bei 3 dB auf rund 34,3 dB bei 15 dB, während Layer 2 von rund -1,2 dB auf rund 10,5 dB ansteigt (vgl. Abbildung 6-8). Diese Aufteilung ergibt sich daraus, dass Beamforming Layer 1 gezielt dem stärkeren räumlichen Übertragungsmodus zuordnet, während Layer 2 dem schwächeren räumlichen Modus zugewiesen

wird; dies erklärt die in Abschnitt 6.2.1.1 und 6.2.1.2 beschriebene durchgehend sehr niedrige BLER von Layer 1 (innerhalb der Auflösungsgrenze der Stichprobe nicht von null unterscheidbar). Im Gegensatz zur TV-Konfiguration (vgl. Abschnitt 5.2.2 und 6.1.1.3) zeigt eine Auswertung der protokollierten Simulationsdaten für die TIV-LDPC-Konfiguration, dass die Referenzleistung Pref, die Rauschvarianz σ^2 sowie der verwendete Zufallszahlen-Seed für die Rauscherzeugung zwischen Identity, Digital-SVD und Hybrid-DFT bei identischem nominalem SNR übereinstimmen ($P_{ref} \approx 1,844 \cdot 10^{-10}$ für alle drei Verfahren; bei 7 dB ergibt sich beispielsweise $\sigma^2 \approx 4,184 \cdot 10^{-11}$ für alle drei Verfahren). Die in Abschnitt 5.2.2 formulierte Fairnessbedingung $\sigma^2(\text{Identity}) = \sigma^2(\text{Digital-SVD}) = \sigma^2(\text{Hybrid-DFT})$ ist damit für die TIV-Konfiguration vollständig erfüllt, sodass die dargestellten absoluten Werte der offline EVM-basierten effektiven SNR zwischen allen drei Verfahren direkt vergleichbar sind und den erzielten Singulärmodus- bzw. Beamforming-Gewinn widerspiegeln.

Die BLER von Layer 2 verläuft bei Identity dabei nicht durchgehend monoton mit dem SNR und steigt bei höherem SNR wieder leicht an. Der nichtmonotone Identity-Verlauf kann mit den verfügbaren Daten nicht kausal erklärt werden und wird nicht verallgemeinert. Eine Prüfung der Simulationskonfiguration zeigt, dass für alle betrachteten SNR-Werte dieselben 100 Kanalrealisierungen sowie dieselben Sende- und Rauschzufallszahlen-Seeds verwendet werden; unterschiedliche Kanalschwierigkeit oder Seeds zwischen den SNR-Punkten können als Ursache damit ausgeschlossen werden.

6.2.2 S4: TIV-Polar

Das Szenario S4 kombiniert die zeitinvariante Kanalvariante mit Polar-Codierung. Tabelle 6-4 fasst die layerbezogenen BLER-Werte, die Mittlere TB-BLER, die offline EVM-basierte effektive SNR je Layer sowie den erzielten Goodput für alle betrachteten SNR-Werte und Beamforming-Verfahren zusammen.

SNR (dB)	Beamforming	BLER L1 (Nerr/n)	BLER L2 (Nerr/n)	Mittlere TB-BLER	FER	eff. SNR L1 (dB)	eff. SNR L2 (dB)	Goodput (Gbit/s)
3	Identity	1,0000 (10000/10000)	0,0783 (783/10000)	0,53915	1,0000	3,11	3,14	0,563261
3	Digital	0,0000* (0/10000)	0,9977 (9977/10000)	0,49885	0,9977	23,94	-1,17	1,374421
3	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,9972 (9972/10000)	0,49860	0,9972	23,94	-1,19	1,374727
7	Identity	1,0000 (10000/10000)	0,0127 (127/10000)	0,50635	1,0000	5,58	5,57	0,603350
7	Digital	0,0000* (0/10000)	0,0972 (972/10000)	0,04860	0,0972	27,61	3,29	1,924727
7	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,0970 (970/10000)	0,04850	0,0970	27,61	3,30	1,924849
10	Identity	0,4824 (4824/10000)	0,0199 (199/10000)	0,25115	0,4824	7,53	7,48	1,309623
10	Digital	0,0000* (0/10000)	0,0010 (10/10000)	0,00050	0,0010	30,22	6,24	1,983516
10	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,0010 (10/10000)	0,00050	0,0010	30,21	6,25	1,983516
15	Identity	0,3317 (3317/10000)	0,0264 (264/10000)	0,17905	0,3317	10,29	10,17	1,512564
15	Digital	0,0000* (0/10000)	0,0000* (0/10000)	0,0000*	0,0000*	34,27	10,52	1,984127
15	Hybrid	0,0000* (0/10000)	0,0000* (0/10000)	0,0000*	0,0000*	34,27	10,52	1,984127

Tabelle 6-4: Leistungsübersicht der TIV-Polar-Konfiguration (S4).

Die Bedeutung der Kennzeichnungen sowie die Konfidenzobergrenzen für $N_{\text{err}}=0$ wurden bereits in Abschnitt 6.2.1.1 erläutert und gelten unverändert ($n=10.000$ je Layer). Die in Abschnitt 6.2.1 beschriebene Methodik des Cluster-Bootstrap-Resamplings auf Ebene der 100 Kanalrealisierungen gilt in gleicher Weise für die TIV-Polar-Konfiguration; die vollständigen 95-%-Konfidenzintervalle sind in Anhang A.1 dokumentiert.

6.2.2.1 Blockfehlerrate (BLER) – TIV-Polar

Die Definitionen von BLER (Gleichung 6.1) und Mittlere TB-BLER (Gleichung 6.2) wurden bereits in Abschnitt 6.1.1.1 eingeführt. Im Folgenden wird die BLER der TIV-Polar-Konfiguration betrachtet.

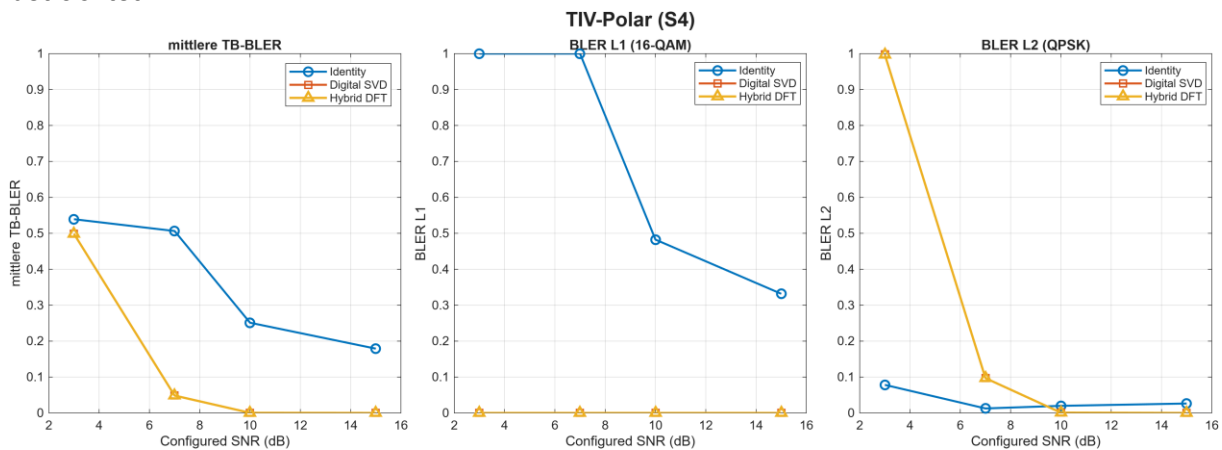


Abbildung 6-9: Mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TIV-POLAR-Konfiguration (S4).

Wie Abbildung 6-9 zeigt, liegt die Mittlere TB-BLER von Identity bei der TIV-Polar-Konfiguration zwischen 0,53915 bei 3 dB und 0,17905 bei 15 dB, mit Zwischenwerten von 0,50635 bei 7 dB und 0,25115 bei 10 dB (vgl. Tabelle 6-4) — durchgehend deutlich oberhalb der Werte des digitalen und hybriden Beamformings. Diese Rangfolge gilt für die getestete asymmetrische Layerzuordnung; ohne einen entsprechenden Kontrolllauf mit vertauschter Layerzuordnung wird sie nicht als allgemeingültige Überlegenheit von digitalem beziehungsweise hybridem Beamforming verallgemeinert. Im Gegensatz zur TV-Konfiguration (vgl. Abschnitt 5.2.2 und 6.1.1.1) verwenden Identity, Digital und Hybrid bei der TIV-Konfiguration dieselbe Rauschvarianz (vgl. Abschnitt 6.2.1.3), sodass der Vergleich zwischen allen drei Verfahren diesbezüglich uneingeschränkt zulässig ist.

Digitales und hybrides Beamforming weisen bei 3 dB mit Mittlere TB-BLER-Werten von 0,49885 beziehungsweise 0,49860 nahezu identische Ergebnisse auf. Auch hier resultiert dieser Wert bei 3 dB aus einer stark asymmetrischen Layerverteilung: Layer 1 bleibt bei beiden Verfahren fehlerfrei (BLER L1 = 0,0000), während Layer 2 mit BLER L2 = 0,9977 beziehungsweise 0,9972 nahezu vollständig fehlerhaft decodiert wird — deutlich oberhalb des entsprechenden Identity-Werts von 0,0783. Wie bei der TIV-LDPC-Konfiguration profitiert die niedrigere Mittlere TB-BLER somit ausschließlich von Layer 1, während sich Layer 2 gegenüber Identity bei diesem SNR-Punkt deutlich verschlechtert. Beide Verfahren gelangen zwischen 7 dB und 10 dB in den Waterfall-Bereich des Polar-Codes: Bei 7 dB liegt die Mittlere TB-BLER noch bei 0,04860 beziehungsweise 0,04850, bei 10 dB bereits bei < 0,00015. Bei 15 dB wurden für beide Verfahren keine Blockfehler beobachtet; die Mittlere TB-BLER wird daher ebenfalls mit < 0,00015 angegeben.

Wie bereits bei der TIV-LDPC-Konfiguration beschrieben (Abschnitt 6.2.1.1), zeigt BLER L2 bei Identity auch hier einen nicht durchgehend monotonen Verlauf: Nach einem Rückgang von 0,0783 bei 3 dB auf 0,0127 bei 7 dB steigt der Wert bei 10 dB auf 0,0199 und bei 15 dB weiter auf 0,0264 an. Auch dieser Verlauf kann mit den verfügbaren Daten nicht kausal erklärt werden und wird nicht verallgemeinert. Da die TIV-Polar-Konfiguration auf derselben Kanal- und Beamforming-Struktur wie die TIV-LDPC-Konfiguration basiert (100 Kanalrealisierungen, identische Beamforming-Verfahren), gilt die in Abschnitt 6.2.1.3 dargestellte Einschränkung in gleicher Weise; eine gesonderte Ursachenanalyse für die Polar-Codierung wurde nicht durchgeführt.

Wie bereits bei der TIV-LDPC-Konfiguration erläutert, ist der deutliche Rückgang der Fehleraten bei digitalem und hybridem Beamforming auf den erzielten Singulärmodus- bzw. Beamforming-Gewinn bei fester Gesamtleistung zurückzuführen (vgl. Abschnitt 6.2.1.3), während sich die nahezu identischen Werte beider Verfahren aus der geringen Systemgröße des betrachteten 2x2-Systems ergeben (vgl. Abschnitt 6.1.1.1 und 2.5.2).

6.2.2.2 Datendurchsatz (Goodput) – TIV-Polar

Die Berechnung des layerbezogenen Goodputs und des Gesamt-Goodputs erfolgt gemäß den Gleichungen (6.3) und (6.4) in Abschnitt 6.1.1.2. Im Folgenden wird der Gesamt-Goodput der TIV-Polar-Konfiguration betrachtet.

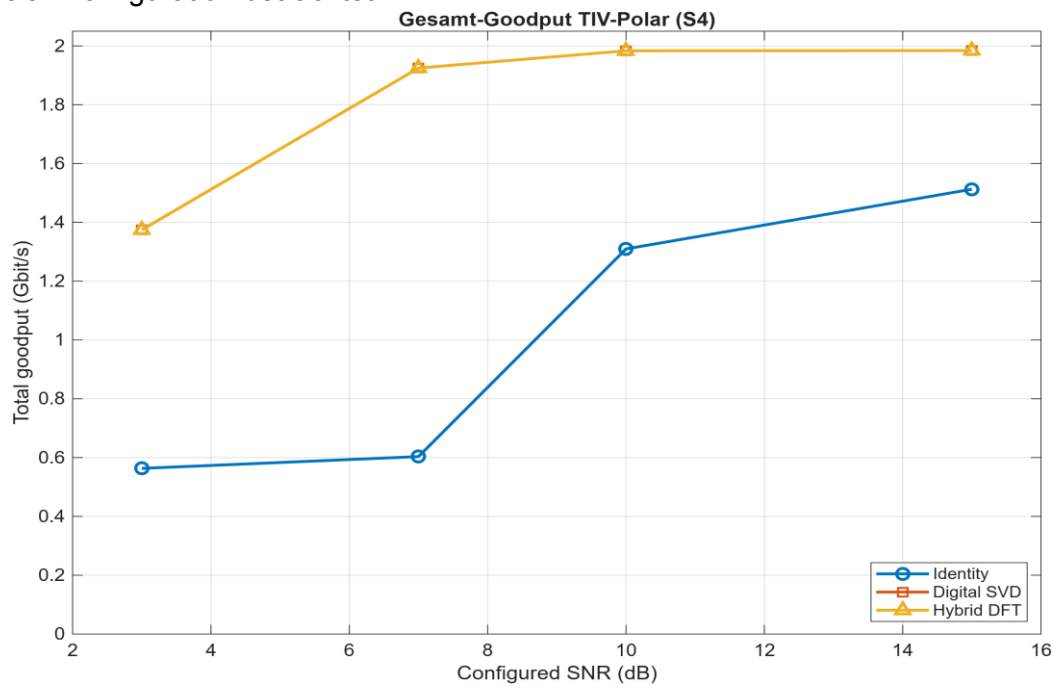


Abbildung 6-10: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TIV-POLAR.

Der Gesamt-Goodput der drei betrachteten Beamforming-Verfahren ist in Abbildung 6-10 in Abhängigkeit vom SNR dargestellt. Bei Identity steigt der Goodput von 0,563261 Gbit/s bei 3 dB über 0,603350 Gbit/s bei 7 dB und 1,309623 Gbit/s bei 10 dB auf lediglich 1,512564 Gbit/s bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-4) und erreicht damit selbst beim höchsten betrachteten SNR nur etwa 76,2 % des nominalen Maximums von $\approx 1,984$ Gbit/s.

Digitales und hybrides Beamforming erzielen bereits bei 3 dB mit 1,374421 Gbit/s beziehungsweise 1,374727 Gbit/s deutlich höhere Werte und steigen über 1,924727 Gbit/s beziehungsweise 1,924849 Gbit/s bei 7 dB und 1,983516 Gbit/s bei 10 dB kontinuierlich an, bis bei 15 dB

mit jeweils 1,984127 Gbit/s nahezu der volle Goodput von $\approx 1,984$ Gbit/s erreicht wird.

Bei Identity zeigt die BLER von Layer 2 dabei dieselbe nichtmonotone Charakteristik wie bereits in Abschnitt 6.2.2.1 beschrieben; diese kann auch hier mit den verfügbaren Daten nicht kausal erklärt werden und wird nicht verallgemeinert.

Beim digitalen und hybriden Beamforming wird Layer 1 dem leistungsfähigeren räumlichen Übertragungsmodus zugeordnet (vgl. Abschnitt 6.2.1.3), sodass die BLER von Layer 1 über den gesamten SNR-Bereich innerhalb der Auflösungsgrenze der Stichprobe nicht von null unterscheidbar ist und sein Goodput konstant den nominalen Wert von 1,384 Gbit/s erreicht.

Auf eine gesonderte Darstellung der layerbezogenen offline EVM-basierten effektiven SNR für die TIV-Polar-Konfiguration wird verzichtet: Da diese ausschließlich von der Kanalrealisierung, dem Beamforming-Verfahren und der MMSE-Entzerrung abhängt und nicht vom nachgelagerten Codierungsverfahren, entsprechen die in Tabelle 6-4 aufgeführten Werte nahezu exakt den in Abschnitt 6.2.1.3 beschriebenen Werten der TIV-LDPC-Konfiguration, einschließlich der dort dokumentierten vollständigen Übereinstimmung der Rauschvarianz zwischen allen drei Beamforming-Verfahren.

6.3 Erweiterte Validierung TV-LDPC mit 100.000 Frames

Dieses Unterkapitel präsentiert eine erweiterte Auswertung der TV-LDPC-Konfiguration mit 100.000 anstelle von 10.000 Frames als abschließende Validierung der in Abschnitt 6.1.1 dargestellten Ergebnisse. Die größere Stichprobe verbessert insbesondere die statistische Genauigkeit der BLER-Schätzung bei kleinen Fehlerraten im hohen SNR-Bereich, in dem bereits wenige fehlerhafte Transportblöcke die geschätzte BLER beeinflussen können. Die TV-LDPC-Konfiguration dient dabei als zentrale Referenz zur Überprüfung der zuvor beobachteten Unterschiede zwischen den Beamforming-Verfahren.

SNR (dB)	Beamforming	BLER L1 (Nerr/n)	BLER L2 (Nerr/n)	Mittlere TB-BLER	FER	eff. SNR L1 (dB)	eff. SNR L2 (dB)	Goodput (Gbit/s)
3	Identity	0,9998 (99982/100000)	0,7112 (71116/100000)	0,8555	1,0000	0,14	0,17	0,176760
3	Digital	0,4316 (43157/100000)	0,8957 (89568/100000)	0,6636	0,9032	9,21	-2,97	0,844215
3	Hybrid	0,4318 (43179/100000)	0,8950 (89496/100000)	0,6634	0,9026	9,21	-2,96	0,844352
7	Identity	0,9716 (97163/100000)	0,2939 (29391/100000)	0,6328	0,9802	2,63	2,66	0,470452
7	Digital	0,0058 (578/100000)	0,4632 (46319/100000)	0,2345	0,4633	12,97	0,42	1,693130
7	Hybrid	0,0059 (593/100000)	0,4628 (46284/100000)	0,2344	0,4629	12,97	0,42	1,693138
10	Identity	0,8429 (84287/100000)	0,0992 (9918/100000)	0,4710	0,8602	4,50	4,54	0,766243
10	Digital	0,0000* (0/100000)	0,1294 (12936/100000)	0,0647	0,1294	15,70	3,30	1,905074
10	Hybrid	0,0000 (1/100000)	0,1292 (12918/100000)	0,0646	0,1292	15,70	3,31	1,905170
15	Identity	0,4550 (45497/100000)	0,0093 (932/100000)	0,2321	0,4604	7,28	7,32	1,353750
15	Digital	0,0000* (0/100000)	0,0009 (86/100000)	0,0004	0,0009	19,92	7,94	1,983601
15	Hybrid	0,0000* (0/100000)	0,0008 (77/100000)	0,0004	0,0008	19,92	7,94	1,983656

Tabelle 6-5: Leistungsübersicht der erweiterten TV-LDPC-Auswertung mit 100.000 Frames.

*Bei $N_{err}=0$ beträgt der Punktschätzer $\hat{p} = 0$. Die einseitige 95%-Konfidenzobergrenze beträgt $1 - 0,05^{(1/n)}$ und ergibt sich für $n=100.000$ näherungsweise zu $3/n = 3 \times 10^{-5}$ [49].

6.3.1.1 Blockfehlerrate (BLER) – TV-LDPC (100.000 Frames)

Die Definitionen der BLER gemäß Gleichung (6.1) und der mittleren TB-BLER gemäß Gleichung (6.2) wurden bereits in Abschnitt 6.1.1.1 eingeführt. Im Folgenden wird die BLER der TV-LDPC-Konfiguration mit 100.000 Frames betrachte.

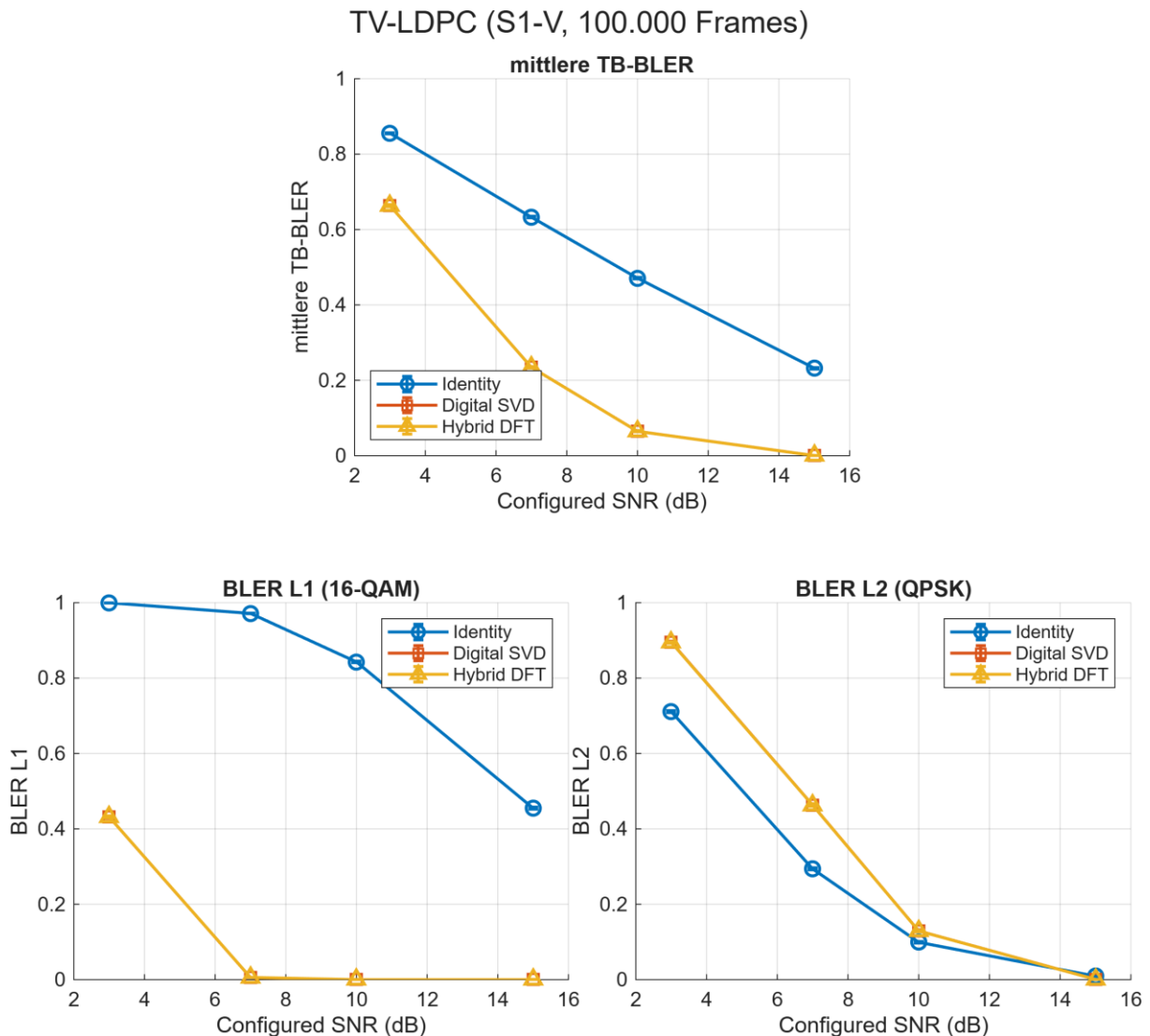


Abbildung 6-11: mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der erweiterten TV-LDPC-Auswertung mit 100.000 Frames.

Abbildung 6-11 zeigt die BLER-Verläufe der drei betrachteten Beamforming-Verfahren für die TV-LDPC-Konfiguration mit 100.000 Frames in Abhängigkeit vom SNR. Identity weist über den gesamten betrachteten SNR-Bereich die höchste mittlere TB-BLER auf. Sie sinkt von 0,8555 bei 3 dB über 0,6328 bei 7 dB und 0,4710 bei 10 dB auf 0,2321 bei 15 dB (vgl. Tabelle 6-5).

Diese Rangfolge gilt für die in dieser Arbeit untersuchte asymmetrische Layerzuordnung mit 16-QAM auf dem stärkeren räumlichen Modus für Layer 1 und QPSK auf dem schwächeren räumlichen Modus für Layer 2. Ohne einen Kontrolllauf mit vertauschter oder symmetrischer

Layerzuordnung wird sie daher nicht als allgemeingültige Überlegenheit des digitalen beziehungsweise hybriden Beamformings gegenüber Identity verallgemeinert. Zusätzlich ist bei der Interpretation des Vergleichs zwischen Identity und den beiden anderen Verfahren die in Abschnitt 5.2.2 dokumentierte unterschiedliche Rauschvarianzreferenz zu berücksichtigen. Der direkte Vergleich zwischen Digital und Hybrid bleibt hiervon unberührt.

Digital und Hybrid weisen über den gesamten SNR-Bereich nahezu identische Ergebnisse auf. Bei 3 dB beträgt die mittlere TB-BLER 0,6636 beziehungsweise 0,6634. Mit steigendem SNR sinkt sie auf 0,2345 beziehungsweise 0,2344 bei 7 dB und auf 0,0647 beziehungsweise 0,0646 bei 10 dB. Bei 15 dB wird für beide Verfahren eine mittlere TB-BLER von rund 0,0004 erreicht.

Auch in der erweiterten Stichprobe bleibt Layer 2 bei niedrigem SNR der fehleranfälligere Layer des digitalen und hybriden Beamformings. Bei 3 dB beträgt die BLER von Layer 2 für Digital 0,8957 und liegt damit oberhalb des entsprechenden Identity-Werts von 0,7112. Die in Abschnitt 6.1.1.1 erläuterte Einschränkung bezüglich der asymmetrischen Layerzuordnung gilt somit unverändert auch für die erweiterte Auswertung.

Im Vergleich zur ursprünglichen Stichprobe mit 10.000 Frames bestätigen die Ergebnisse die statistische Belastbarkeit der zuvor beobachteten Verläufe. Trotz der zehnfach größeren Stichprobe bleiben die mittleren TB-BLER-Werte und die Rangfolge der Verfahren weitgehend erhalten. Die beobachteten Unterschiede zwischen den Beamforming-Verfahren sind daher nicht ausschließlich auf zufällige Schwankungen der kleineren Stichprobe zurückzuführen. Abweichungen einzelner Werte, insbesondere im Bereich kleiner Fehlerraten, sind aufgrund der unterschiedlichen Stichprobenrealisierungen dennoch zu erwarten.

Die layerbezogene offline EVM-basierte effektive SNR wurde bereits in Abschnitt 6.1.1.3 ausführlich erläutert. Die in Tabelle 6-5 angegebenen Werte stimmen weitgehend mit den Ergebnissen der ursprünglichen Auswertung mit 10.000 Frames überein. Dies bestätigt, dass die zugrunde liegenden Verläufe der effektiven SNR durch die Systemkonfiguration, die Kanalrealisierungen sowie die eingesetzten Beamforming- und Entzerrungsverfahren bestimmt werden. Die größere Stichprobe stabilisiert sowohl die Mittelwerte der effektiven SNR als auch insbesondere die statistische Schätzung der BLER.

6.3.1.2 Datendurchsatz (Goodput) – TV-LDPC (100.000 Frames)

Die Berechnung des layerbezogenen Goodputs und des Gesamt-Goodputs erfolgt gemäß den Gleichungen (6.3) und (6.4) in Abschnitt 6.1.1.2.

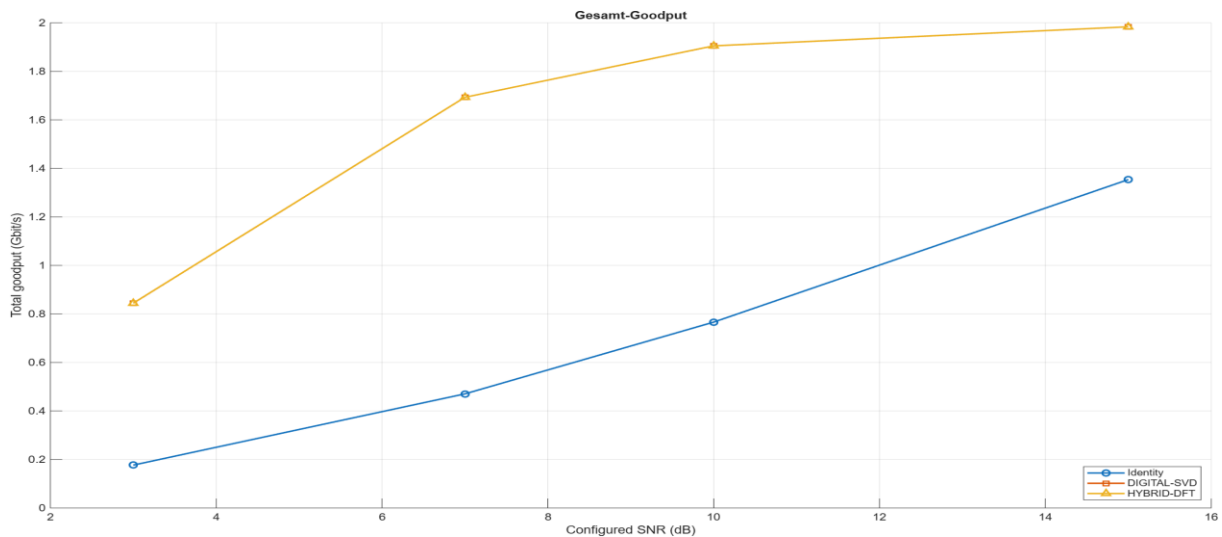


Abbildung 6-12: Goodput der erweiterten TV-LDPC-Auswertung mit 100.000 Frames.

Abbildung 6-12 zeigt den Gesamt-Goodput der drei betrachteten Beamforming-Verfahren für die TV-LDPC-Konfiguration mit 100.000 Frames in Abhängigkeit vom SNR. Der Verlauf bestätigt die direkte Kopplung zwischen BLER und nutzbarem Durchsatz: Bei Identity steigt der Goodput von 0,176760 Gbit/s bei 3 dB über 0,470452 Gbit/s bei 7 dB und 0,766243 Gbit/s bei 10 dB auf lediglich 1,353750 Gbit/s bei 15 dB und bleibt damit deutlich unterhalb des nominalen Maximums von $\approx 1,984$ Gbit/s.

Digitales und hybrides Beamforming erzielen bereits bei 3 dB rund 0,844 Gbit/s (vgl. Abschnitt 5.2.2) und steigen über rund 1,693 Gbit/s bei 7 dB und rund 1,905 Gbit/s bei 10 dB kontinuierlich an, bis bei 15 dB mit 1,983601 Gbit/s beziehungsweise 1,983656 Gbit/s nahezu die volle Nutzdatenrate erreicht wird. Im Vergleich zur ursprünglichen Stichprobe von 10.000 Frames (Abschnitt 6.1.1.2) bestätigt auch der Goodput bei zehnfach größerer Stichprobe nahezu unveränderte Werte (z. B. Identity bei 15 dB: 1,351967 Gbit/s gegenüber 1,353750 Gbit/s), was die statistische Belastbarkeit der mit 10.000 Frames ermittelten Ergebnisse bestätigt.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit entwickelt und untersucht eine codierte Link-Level-Simulationsumgebung für ein 2×2-THz-MIMO-System bei 300 GHz. Auf Basis eines TeraMIMO-gestützten Kanalmoduls wurde eine vollständige Übertragungskette realisiert, die 5G-NR-inspirierte LDPC- und Polar-Codierung, OFDM-basierte Übertragung sowie drei Beamforming-Verfahren (Identity, Digital-SVD, Hybrid-DFT) in sowohl zeitinvarianten (TIV) als auch zeitvarianten (TV) Kanalszenarien kombiniert.

Die Ergebnisse zeigen für die untersuchte, asymmetrische Layerzuordnung (16-QAM/starker räumlicher Modus für Layer 1, QPSK/schwacher Modus für Layer 2) durchgängig, dass digitales und hybrides Beamforming gegenüber dem Referenzfall Identity deutlich niedrigere Blockfehlerraten und einen höheren Goodput erzielen; diese Beobachtung ist im TV-Szenario zusätzlich durch die dokumentierte unterschiedliche Rauschvarianzreferenz gegenüber Identity einzuordnen, während sie im TIV-Szenario unter identischer Rauschvarianz uneingeschränkt gilt. Digital-SVD und Hybrid-DFT erzielen dabei nahezu identische Ergebnisse, was sich für die Untersuchte 2×2-Konfiguration aus der mathematisch möglichen Faktorisierung des digitalen Precoders ergibt und keinen allgemeingültigen, geringen Leistungsverlust hybrider Architekturen mit reduzierter RF-Kettenzahl belegt. Die erweiterte Validierung der TV-LDPC-Konfiguration mit 100.000 Frames bestätigt die statistische Belastbarkeit der mit 10.000 Frames ermittelten Ergebnisse.

7.1 Grenzen der Untersuchung

Die im Rahmen dieser Arbeit erzielten Ergebnisse unterliegen mehreren methodischen Einschränkungen, die bei der Interpretation zu berücksichtigen sind.

Kanal- und CSI-Modellierung. Der Beamformer-Entwurf basiert auf idealer, aktueller Kanalkenntnis (Perfect CSI); CSI-Änderung, Schätzfehler bei der Beamformer-Berechnung und reale Nachführverzögerungen werden nicht berücksichtigt (vgl. Abschnitt 5.2.2). Die Auswertung verwendet zudem ein äquivalentes frequenzbereichsbasiertes OFDM-Linkmodell; Zeitbereichsfaltung, CP-bedingte ISI-Unterdrückung sowie ICI durch innerhalb eines OFDM-Symbols veränderliche Kanäle werden nicht modelliert (vgl. Abschnitt 5.2.1).

Rauschreferenz und Vergleichbarkeit der Beamforming-Verfahren. In den TV-Szenarien ist die Rauschvarianzreferenz zwischen Identity und den beiden aktiven Beamforming-Verfahren nicht identisch (vgl. Abschnitt 5.2.2); ein direkter quantitativer Vergleich mit Identity ist dort nur eingeschränkt möglich, während der Vergleich zwischen Digital-SVD und Hybrid-DFT davon unberührt bleibt. Zudem liegt für alle Szenarien ausschließlich die getestete asymmetrische Layerzuordnung (16-QAM/starker Modus für Layer 1, QPSK/schwacher Modus für Layer 2) vor; ein Kontrolllauf mit vertauschter oder symmetrischer Layerzuordnung wurde nicht

durchgeführt, sodass keine allgemeingültige Überlegenheit eines Beamforming-Verfahrens abgeleitet wird.

Array- und Kanalgeometrie. Die untersuchte Geometrie basiert auf einem Elementabstand von $d \approx 10\lambda$ bei $f_c = 300$ GHz. Diese Konfiguration kann bei Interpretation als konventionelles Phased Array räumliches Aliasing beziehungsweise Grating Lobes begünstigen; eine separate Auswertung der physikalischen Strahlungsdiagramme erfolgt in der vorliegenden Link-Level-Simulation nicht. Im TIV-Szenario werden zusätzlich ein Antennen-Misalignment nach dem in der TeraMIMO-Bibliothek implementierten Modell nach Farid und Hranilovic sowie eine künstliche Rangaugmentation eingesetzt; die TIV- und TV-Ergebnisse unterscheiden sich daher nicht ausschließlich durch die zeitliche Veränderlichkeit des Kanals, sondern zusätzlich durch Misalignment, Rangaugmentation und das verwendete Wellenmodell (vgl. Abschnitt 5.4). Beam-Squint und Beam-Split wurden im verwendeten 2-Element-Array mit 1 GHz Bandbreite nicht separat ausgewertet (vgl. Abschnitt 2.2.6).

Statistische Stichprobenstruktur. Die TIV-Szenarien basieren auf 100 unabhängigen Kanalrealisierungen mit je 100 Datenblöcken; da die Blöcke einer Realisierung dieselbe Kanalantwort teilen, wurde diese geclusterte Abhängigkeitsstruktur durch Cluster-Bootstrap-Resampling berücksichtigt (vgl. Anhang A.1). Der nichtmonotone BLER-Verlauf von Layer 2 bei Identity im TIV-Szenario (S3, mit vergleichbarem Verlauf in S4) konnte mit den verfügbaren Daten nicht kausal erklärt werden und wird nicht verallgemeinert (vgl. Abschnitt 6.2.1.3).

Kanalcodierung. Die implementierten LDPC- und Polar-Ketten verwenden ausgewählte MATLAB-Funktionen mit NR-Bezug, bilden jedoch keine vollständig standardkonforme 3GPP-Übertragungskette ab und werden daher als 5G-NR-inspirierte Codierungsverfahren bezeichnet (vgl. Abschnitt 5.3.2.3, Tabelle 5-4). Da LDPC und Polar unterschiedliche CRC- und Segmentierungs-Overheads sowie geringfügig unterschiedliche effektive Coderaten aufweisen, wird kein isolierter Codevergleich zwischen beiden Verfahren abgeleitet.

Allgemeine Reichweite der Schlussfolgerungen. Sämtliche Ergebnisse und Schlussfolgerungen dieser Arbeit gelten ausschließlich für die verwendete 2×2 -Systemkonfiguration, die untersuchte Kanalgeometrie sowie die genannten Simulationsparameter und lassen sich nicht ohne Weiteres auf größere Antennenarrays, andere Trägerfrequenzen oder abweichende Systemkonfigurationen übertragen.

7.2 Ausblick auf sicherheitsorientierte Erweiterungen von THz-MIMO-Beamforming

Die hohe räumliche Direktivität von THz-MIMO-Systemen, die in dieser Arbeit primär zur Verbesserung von Zuverlässigkeit und Durchsatz genutzt wird, eröffnet zugleich Potenzial für die Sicherheit auf der physikalischen Schicht (*Physical Layer Security*, PLS). Das grundlegende Konzept der Sicherheit auf der physikalischen Schicht wurde bereits von Wyner formuliert. Er zeigte, dass die Eigenschaften des Übertragungskanals selbst zur Absicherung gegen Abhörangriffe genutzt werden können, ohne ausschließlich auf klassische kryptographische Schlüssel angewiesen zu sein [42].

Für den THz-Bereich wird dieses Potenzial zunehmend untersucht. Yang und Shafie ordnen die Sicherheit auf der physikalischen Schicht als eine der zentralen, bislang noch unzureichend erforschten Zielgrößen zukünftiger THz-Kommunikationssysteme neben Datenrate und Konnektivität ein. Zudem identifizieren sie Beamforming-Algorithmen als einen wesentlichen Baustein zur Abwehr von Abhörangriffen [43]. Aktuelle Arbeiten zu Nahfeld-THz-Systemen zeigen konkrete Umsetzungsmöglichkeiten: Petrov et al. nutzen ein gezieltes Umschalten der Wellenfront (*Wave-Front Hopping*), um die räumliche Energiekonzentration von THz-Strahlen zur Absicherung gegenüber Lauschern außerhalb des legitimen Empfangsbereichs auszunutzen [44]. Tang et al. schlagen dagegen ein recheneffizientes Verfahren zur Nahfeld-Strahlfokussierung mit künstlichem Rauschen vor [45].

Die in dieser Arbeit entwickelte modulare Simulationsumgebung mit expliziter Trennung von Kanalmodul, Beamforming-Entwurf und Übertragungskette bietet eine geeignete Grundlage, um derartige sicherheitsorientierte Beamforming-Strategien zukünftig zu integrieren. Dazu gehören insbesondere die Aussendung künstlichen Rauschens außerhalb der Richtung des legitimen Empfängers sowie die gezielte Steuerung und Fokussierung der Wellenfront. Diese Verfahren könnten sowohl für die hier untersuchte 2×2-Systemkonfiguration als auch für größere Antennenarrays bewertet werden.

A Anhang

A.1 TIV-Szenarien (LDPC-POLAR)

Die nachfolgende Tabelle stellt die Konfidenzintervalle beider TIV-Codierungsvarianten aus Darstellungsgründen in einer gemeinsamen Tabelle dar. Aufgrund der unterschiedlichen CRC- und Segmentierungs-Overheads von LDPC und Polar (vgl. Tabelle 5-3) ist hieraus kein isolierter Codevergleich abzuleiten; die Werte sind ausschließlich für das jeweils angegebene Szenario (S3 bzw. S4) im Kontext des zugehörigen Abschnitts (6.2.1 bzw. 6.2.2) zu interpretieren.

Szenario	SNR (dB)	BF	BLER L1	L1 95%-CI	BLER L2	L2 95%-CI	Mittlere TB-BLER	TB-BLER 95%-CI
S3 (LDPC)	3	Identity	1,0000	[1,0000; 1,0000]	0,1047	[0,0587; 0,1553]	0,55235	[0,5294; 0,5777]
S4 (Polar)	3	Identity	1,0000	[1,0000; 1,0000]	0,0783	[0,0435; 0,1177]	0,53915	[0,5218; 0,5588]
S3 (LDPC)	3	Digital	0,0000	[0,0000; 0,0000]	1,0000	[1,0000; 1,0000]	0,50000	[0,5000; 0,5000]
S4 (Polar)	3	Digital	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,9977	[0,9961; 0,9990]	0,49885	[0,4980; 0,4995]
S3 (LDPC)	3	Hybrid	0,0000	[0,0000; 0,0000]	1,0000	[1,0000; 1,0000]	0,50000	[0,5000; 0,5000]
S4 (Polar)	3	Hybrid	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,9972	[0,9957; 0,9984]	0,49860	[0,4979; 0,4992]
S3 (LDPC)	7	Identity	1,0000	[1,0000; 1,0000]	0,0173	[0,0000; 0,0439]	0,50865	[0,5000; 0,5220]
S4 (Polar)	7	Identity	1,0000	[1,0000; 1,0000]	0,0127	[0,0000; 0,0350]	0,50635	[0,5000; 0,5175]
S3 (LDPC)	7	Digital	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,3929	[0,3076; 0,4815]	0,19645	[0,1538; 0,2408]
S4 (Polar)	7	Digital	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,0972	[0,0562; 0,1465]	0,04860	[0,0281; 0,0732]
S3 (LDPC)	7	Hybrid	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,3960	[0,3089; 0,4863]	0,19800	[0,1545; 0,2432]
S4 (Polar)	7	Hybrid	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,0970	[0,0546; 0,1467]	0,04850	[0,0273; 0,0733]
S3 (LDPC)	10	Identity	0,5416	[0,4501; 0,6337]	0,0201	[0,0000; 0,0502]	0,28085	[0,2316; 0,3307]
S4 (Polar)	10	Identity	0,4824	[0,3888; 0,5736]	0,0199	[0,0000; 0,0498]	0,25115	[0,2004; 0,3016]
S3 (LDPC)	10	Digital	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,0077	[0,0001; 0,0203]	0,00385	[0,0001; 0,0102]
S4 (Polar)	10	Digital	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,0010	[0,0000; 0,0030]	0,00050	[0,0000; 0,0015]
S3 (LDPC)	10	Hybrid	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,0080	[0,0000; 0,0216]	0,00400	[0,0000; 0,0108]
S4 (Polar)	10	Hybrid	0,0000	[0,0000; 0,0000]	0,0010	[0,0000; 0,0030]	0,00050	[0,0000; 0,0015]
S3 (LDPC)	15	Identity	0,3291	[0,2404; 0,4221]	0,0402	[0,0100; 0,0776]	0,18465	[0,1329; 0,2384]
S4 (Polar)	15	Identity	0,3317	[0,2427; 0,4239]	0,0264	[0,0002; 0,0588]	0,17905	[0,1294; 0,2308]
S3 (LDPC)	15	Digital	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; $1,5 \times 10^{-4}$]
S4 (Polar)	15	Digital	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; $1,5 \times 10^{-4}$]
S3 (LDPC)	15	Hybrid	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; $1,5 \times 10^{-4}$]
S4 (Polar)	15	Hybrid	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; 3×10^{-4}]	0,0000	[0,0000; $1,5 \times 10^{-4}$]

Tabelle A.1: 95%-Konfidenzintervalle der TIV-LDPC-Konfiguration (S3) und TIV-Polar-Konfiguration (S4) via Cluster-Bootstrap (100 Kanalrealisierungen, 5.000 Resamples, Seed=12345).

(100 Kanalrealisierungen, 5.000 Resamples, Seed=12345). Für Konfigurationen ohne beobachtete Fehler ($N_{\text{err}}=0$) wird anstelle des Bootstrap-Intervalls die einseitige 95%-Konfidenzobergrenze nach der Rule-of-Three-Näherung angegeben (vgl. Abschnitt 6.2.1.1) [48], [49].

A.2 TV-Szenarien (LDPC-POLAR)

Da die Rauschrealisierungen der einzelnen Frames mit frameindividuellen Zufallszahlensaat-ten erzeugt werden (vgl. Abschnitt 6.1.1.1) und die Frames somit als statistisch unabhängige Versuche behandelt werden können, werden die Konfidenzintervalle mittels des Wilson-Score-Intervalls berechnet; eine geclusterte Resampling-Methodik wie bei den TIV-Szenarien (vgl. Anhang A.1) ist hierfür nicht erforderlich. Aufgrund der unterschiedlichen CRC- und Segmen-tierungs-Overheads von LDPC und Polar (vgl. Tabelle 5-3) ist aus dieser gemeinsamen Dar-stellung kein isolierter Codevergleich abzuleiten; die Werte sind ausschließlich für das jeweils angegebene Szenario (S1 bzw. S2) im Kontext des zugehörigen Abschnitts (6.1.1 bzw. 6.1.2) zu interpretieren.

Szenario	SNR (dB)	BF	BLER L1	L1 95%-CI	BLER L2	L2 95%-CI	Mittlere TB-BLER	TB-BLER 95%-CI
S1 (LDPC)	3	Identity	0,9995	[0,9988; 0,9998]	0,7049	[0,6959; 0,7138]	0,8522	[0,8472; 0,8571]
S2 (Polar)	3	Identity	0,9996	[0,9990; 0,9998]	0,6748	[0,6656; 0,6839]	0,8372	[0,8320; 0,8423]
S1 (LDPC)	3	Digital	0,4359	[0,4262; 0,4456]	0,8959	[0,8898; 0,9017]	0,6659	[0,6593; 0,6724]
S2 (Polar)	3	Digital	0,3695	[0,3601; 0,3790]	0,8755	[0,8689; 0,8818]	0,6225	[0,6158; 0,6292]
S1 (LDPC)	3	Hybrid	0,4371	[0,4274; 0,4468]	0,8946	[0,8884; 0,9005]	0,6659	[0,6593; 0,6724]
S2 (Polar)	3	Hybrid	0,3685	[0,3591; 0,3780]	0,8746	[0,8680; 0,8809]	0,6216	[0,6148; 0,6282]
S1 (LDPC)	7	Identity	0,9731	[0,9697; 0,9761]	0,2910	[0,2822; 0,3000]	0,6321	[0,6253; 0,6387]
S2 (Polar)	7	Identity	0,9705	[0,9670; 0,9736]	0,2723	[0,2637; 0,2811]	0,6214	[0,6147; 0,6281]
S1 (LDPC)	7	Digital	0,0064	[0,0050; 0,0082]	0,4693	[0,4595; 0,4791]	0,2379	[0,2320; 0,2438]
S2 (Polar)	7	Digital	0,0045	[0,0034; 0,0060]	0,4345	[0,4248; 0,4442]	0,2195	[0,2138; 0,2253]
S1 (LDPC)	7	Hybrid	0,0065	[0,0051; 0,0083]	0,4722	[0,4624; 0,4820]	0,2394	[0,2335; 0,2453]
S2 (Polar)	7	Hybrid	0,0044	[0,0033; 0,0059]	0,4357	[0,4260; 0,4454]	0,2200	[0,2144; 0,2258]
S1 (LDPC)	10	Identity	0,8429	[0,8356; 0,8499]	0,0957	[0,0901; 0,1016]	0,4693	[0,4624; 0,4762]
S2 (Polar)	10	Identity	0,8496	[0,8425; 0,8565]	0,0884	[0,0830; 0,0941]	0,4690	[0,4621; 0,4759]
S1 (LDPC)	10	Digital	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,1255	[0,1192; 0,1321]	0,0628	[0,0595; 0,0662]
S2 (Polar)	10	Digital	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,1082	[0,1023; 0,1144]	0,0541	[0,0510; 0,0573]
S1 (LDPC)	10	Hybrid	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,1243	[0,1180; 0,1309]	0,0621	[0,0589; 0,0656]
S2 (Polar)	10	Hybrid	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,1098	[0,1038; 0,1161]	0,0549	[0,0518; 0,0581]
S1 (LDPC)	15	Identity	0,4565	[0,4468; 0,4663]	0,0088	[0,0071; 0,0108]	0,2326	[0,2268; 0,2386]
S2 (Polar)	15	Identity	0,4790	[0,4692; 0,4888]	0,0059	[0,0046; 0,0076]	0,2424	[0,2366; 0,2484]
S1 (LDPC)	15	Digital	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,0010	[0,0005; 0,0018]	0,0005	[0,0003; 0,0009]
S2 (Polar)	15	Digital	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,0006	[0,0003; 0,0013]	0,0003	[0,0001; 0,0007]
S1 (LDPC)	15	Hybrid	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,0008	[0,0004; 0,0016]	0,0004	[0,0002; 0,0008]
S2 (Polar)	15	Hybrid	0,0000*	[0,0000; 0,0004]	0,0004	[0,0002; 0,0010]	0,0002	[0,0001; 0,0005]

Tabelle A.2: 95-%-Konfidenzintervalle der TV-LDPC-Konfiguration (S1) und TV-Polar-Konfiguration (S2) mittels Wilson-Score-Intervall (unabhängige Frames mit frameindividuellen Zufallszahlensaat-ten).

*Bei $N_{\text{err}}=0$ wird die Rule-of-Three-Konfidenzobergrenze verwendet (3×10^{-4} für $n=10.000$, vgl. Fußnote in Tabelle 6-1/6-2) [49], [48].

Literaturverzeichnis

- [1] M. Alsabah, M. A. Naser, B. M. Mahmmod, S. H. Abdulhussain, M. R. Eissa, A. Al-Baidhani, N. K. Noordin, S. M. Sait, K. A. Al-Utaibi, and F. Hashim, "6G Wireless Communications Networks: A Comprehensive Survey," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 148191–148243, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3124812.
- [2] N. U. Saqib, M. S. Haroon, H. Y. Lee, K. Park, H.-G. Song, and S.-W. Jeon, "THz Communications: A Key Enabler for Future Cellular Networks," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 117474–117493, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3326443.
- [3] C.-X. Wang, X. You, X. Gao, X. Zhu, Z. Li, C. Zhang, H. Wang, Y. Huang, Y. Chen, H. Haas, J. S. Thompson, E. G. Larsson, M. Di Renzo, W. Tong, P. Zhu, X. Shen, H. V. Poor, and L. Hanzo, "On the Road to 6G: Visions, Requirements, Key Technologies, and Testbeds," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 25, no. 2, pp. 905–974, 2023, doi: 10.1109/COMST.2023.3249835.
- [4] S. Sharma, P. K. Singya, K. Deka, C. Adjih, and M. Sharma, "Terahertz Communication: State-of-the-Art and Future Directions," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 6, pp. 6281–6322, 2025, doi: 10.1109/OJCOMS.2025.3592365.
- [5] T. Zugno, C. Ciochina, S. Sambhwani, P. Svedman, L. M. Pessoa, B. Chen, P. H. Lehne, M. Boban, and T. Kürner, "Use Cases for Terahertz Communications: An Industrial Perspective," *IEEE Wireless Communications*, vol. 32, no. 1, pp. 90–98, Feb. 2025, doi: 10.1109/MWC.001.2400060.
- [6] B. Ning, Z. Tian, W. Mei, Z. Chen, C. Han, S. Li, J. Yuan, and R. Zhang, "Beam-forming Technologies for Ultra-Massive MIMO in Terahertz Communications," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 4, pp. 614–658, 2023, doi: 10.1109/OJCOMS.2023.3245669.
- [7] S. Tarboush, H. Sameddeen, H. Chen, M. H. Loukil, H. Jemaa, M.-S. Alouini, and T. Y. Al-Naffouri, "TeraMIMO: A Channel Simulator for Wideband Ultra-Massive MIMO Terahertz Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 12, pp. 12325–12341, Dec. 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3123131.
- [8] S. Rafique, N. Abusanad, and H. Arslan, "Terahertz-Band Channel: An Enabler for Futuristic Wireless Sensing and Communication," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 21, no. 1, pp. 60–70, Mar. 2026, doi: 10.1109/MVT.2025.3579576.

- [9] I. E. Elmutasim, "A Brief Review of Massive MIMO Technology for the Next Generation," *The International Arab Journal of Information Technology*, vol. 20, no. 2, pp. 262–269, Mar. 2023, doi: 10.34028/iajit/20/2/13.
- [10] S. Bashir, M. H. Alsharif, I. Khan, M. A. Albreem, A. Sali, B. M. Ali, and W. Noh, "MIMO-Terahertz in 6G Nano-Communications: Channel Modeling and Analysis," *Computers, Materials & Continua*, vol. 66, no. 1, pp. 263–274, 2021, doi: 10.32604/cmc.2020.012404.
- [11] V. D. P. Souto, P. S. Dester, M. S. P. Facina, D. G. Silva, F. A. P. de Figueiredo, G. R. de L. Tejerina, J. C. S. S. Filho, J. S. Ferreira, L. L. Mendes, R. D. Souza, and P. Cardieri, "Emerging MIMO Technologies for 6G Networks," *Sensors*, vol. 23, no. 4, Art. no. 1921, 2023, doi: 10.3390/s23041921.
- [12] Z. Wang, J. Zhang, H. Du, D. Niyato, S. Cui, B. Ai, M. Debbah, K. B. Letaief, and H. V. Poor, "A Tutorial on Extremely Large-Scale MIMO for 6G: Fundamentals, Signal Processing, and Applications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 26, no. 3, pp. 1560–1605, 2024, doi: 10.1109/COMST.2023.3349276.
- [13] Z. Zhang, Y. Liu, Z. Wang, J. Chen, and T. Q. S. Quek, "Dynamic MIMO Architecture Design for Near-Field Communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 23, no. 10, pp. 14669–14684, Oct. 2024, doi: 10.1109/TWC.2024.3417705.
- [14] A. Heidari, A. Gupta, I. K. Jain, and D. Bharadia, "PhaseMO: A Universal Massive MIMO Architecture for Sustainable NextG," in *Proc. IEEE INFOCOM 2025—IEEE Conference on Computer Communications*, 2025, pp. 1–10. Also available as arXiv:2501.04197, doi: 10.48550/arXiv.2501.04197.
- [15] M. Sy, "Demystifying 5G Polar and LDPC Codes: A Comprehensive Review and Foundations," *arXiv preprint arXiv:2502.11053*, 2025, doi: 10.48550/arXiv.2502.11053.
- [16] N. T. Nga, N. V. Huy, N. M. Phuc, N. H. Hung, and L. T. Thai, "A Comparison of LDPC and Polar Code on High Level Modulated MIMO-OFDM-EAC-NOMA System," in *Proc. 2025 19th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM)*, 2025, pp. 1–7, doi: 10.1109/IMCOM64595.2025.10857515.
- [17] H. Ji, Y. Zhang, Y. Sun, Y. Huang, X. You, and C. Zhang, "UniDec: A Unified Factor-Graph-Based Decoder Fully Compatible With 5G NR LDPC/Polar Codes," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 72, no. 8, pp. 4235–4247, Aug. 2025, doi: 10.1109/TCSI.2025.3575534.
- [18] W. Jiang, Q. Zhou, J. He, M. A. Habibi, S. Melnyk, M. El-Absi, B. Han, M. Di Renzo, H. D. Schotten, F.-L. Luo, T. S. El-Bawab, M. Juntti, M. Debbah, and V. C. M. Leung, "Terahertz Communications and Sensing for 6G and Beyond: A Comprehensive Review," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 26, no. 4, pp. 2326–2381, 2024, doi: 10.1109/COMST.2024.3385908.

- [19] J. Zhang, J. Lin, P. Tang, W. Fan, Z. Yuan, X. Liu, H. Xu, Y. Lyu, L. Tian, and P. Zhang, "Deterministic Ray Tracing: A Promising Approach to THz Channel Modeling in 6G Deployment Scenarios," *IEEE Communications Magazine*, vol. 62, no. 2, pp. 48–54, Feb. 2024, doi: 10.1109/MCOM.001.2200486.
- [20] J. Wang, C.-X. Wang, J. Huang, R. Feng, E.-H. M. Aggoune, and Y. Chen, "A Novel THz Massive MIMO Beam Domain Channel Model for 6G Wireless Communication Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 8, pp. 9704–9719, Aug. 2023, doi: 10.1109/TVT.2023.3257490.
- [21] S. Das, D. Sen, E. Viterbo, A. K. R. Chavva, D. Sharma, and A. Nigam, "Ambit-Process-Based Spatial-Wideband MIMO Channel Model for Sub-THz Urban Microcellular Communication," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 23, no. 1, pp. 559–574, Jan. 2024, doi: 10.1109/TWC.2023.3280198.
- [22] R. W. Heath Jr., J. Carlson, N. V. Deshpande, M. R. Castellanos, M. Akrouf, and C.-B. Chae, "The Tri-Hybrid MIMO Architecture," *IEEE Wireless Communications*, vol. 33, no. 1, pp. 199–206, 2026, doi: 10.1109/MWC.2025.3627138.
- [23] F. Gao, L. Xu, and S. Ma, "Integrated Sensing and Communications With Joint Beam-Squint and Beam-Split for mmWave/THz Massive MIMO," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 71, no. 5, pp. 2963–2976, May 2023, doi: 10.1109/TCOMM.2023.3252584.
- [24] Y. Jiang, Z. Zhou, X. Li, and Y. Gong, "Beamforming Design for RIS-Aided THz Wideband Communication Systems," in *Proc. 2023 IEEE 24th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2023, pp. 296–300, doi: 10.1109/SPAWC53906.2023.10304432.
- [25] S. Kim, J. Park, J. Moon, and B. Shim, "Fast and Accurate Terahertz Beam Management via Frequency-Dependent Beamforming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 23, no. 3, pp. 1699–1712, Mar. 2024, doi: 10.1109/TWC.2023.3291440.
- [26] S. Tarboush, H. Sariaeddeen, H. Chen, M. H. Loukil, H. Jemaa, M.-S. Alouini, and T. Y. Al-Naffouri, "TeraMIMO Channel Simulator v1.0," GitHub, 2021. [Online]. Available: <https://github.com/hasariaeddeen/TeraMIMO>. [Accessed: Jul. 25, 2026].
- [27] NYU WIRELESS, "NYUSIM Version 4.0 Now Available in MATLAB," New York University Tandon School of Engineering, Mar. 6, 2023. [Online]. Available: <https://wireless.engineering.nyu.edu/nyusim/>. [Accessed: Jul. 25, 2026].
- [28] H. Poddar, T. Yoshimura, M. Pagan, T. S. Rappaport, A. Ishii, and M. Zorzi, "ns-3 Implementation of Sub-Terahertz and Millimeter Wave Drop-Based NYU Channel Model (NYUSIM)," in *Proc. 2023 Workshop on ns-3 (WNS3 '23)*, Arlington, VA, USA, 2023, pp. 19–27, doi: 10.1145/3592149.3592155.

- [29] Z. Hossain, Q. Xia, and J. M. Jornet, "TeraSim: An ns-3 Extension to Simulate Terahertz-Band Communication Networks," *Nano Communication Networks*, vol. 17, pp. 36–44, Sep. 2018, doi: 10.1016/j.nancom.2018.08.001.
- [30] European Telecommunications Standards Institute, "TeraHertz Modeling (THz); Identification of Use Cases for THz Communication Systems," ETSI GR THz 001 V1.1.1, Sophia Antipolis, France, Jan. 2024.
- [31] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), "NR; Physical Channels and Modulation," 3GPP TS 38.211, Version 18.8.0, Release 18, 2026.
- [32] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), "NR; Multiplexing and Channel Coding," 3GPP TS 38.212, Version 18.8.0, Release 18, 2026.
- [33] A. A. Farid and S. Hranilovic, "Outage Capacity Optimization for Free-Space Optical Links With Pointing Errors," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 7, pp. 1702–1710, Jul. 2007.
- [34] I. Laurinavicius, H. Zhu, J. Wang, and Y. Pan, "Beam Squint Exploitation for Linear Phased Arrays in a mmWave Multi-Carrier System," in *Proc. 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2019, pp. 1–6, doi: 10.1109/GLOBECOM38437.2019.9013598.
- [35] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, no. 3, pp. 223–229, Sep. 2002, doi: 10.1109/TBC.2002.804034.
- [36] I. E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov.–Dec. 1999, doi: 10.1002/ett.4460100604.
- [37] O. El Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, and R. W. Heath Jr., "Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 3, pp. 1499–1513, Mar. 2014, doi: 10.1109/TWC.2014.011714.130846.
- [38] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How Much Training Is Needed in Multiple-Antenna Wireless Links?" *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 4, pp. 951–963, Apr. 2003, doi: 10.1109/TIT.2003.809594.
- [39] E. Eraslan, B. Daneshrad, and C.-Y. Lou, "Performance Indicator for MIMO MMSE Receivers in the Presence of Channel Estimation Error," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 211–214, Apr. 2013, doi: 10.1109/WCL.2013.012513.120824.
- [40] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Bit-Interleaved Coded Modulation," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927–946, May 1998, doi: 10.1109/18.669123.

- [41] Y. Chen, L. Yan, and C. Han, "Hybrid Spherical- and Planar-Wave Modeling and DCNN-Powered Estimation of Terahertz Ultra-Massive MIMO Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 10, pp. 7063–7076, Oct. 2021, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3098696.
- [42] A. D. Wyner, "The Wire-Tap Channel," *The Bell System Technical Journal*, vol. 54, no. 8, pp. 1355–1387, Oct. 1975.
- [43] N. Yang and A. Shafie, "Terahertz Communications for Massive Connectivity and Security in 6G and Beyond Era," *IEEE Communications Magazine*, vol. 62, no. 2, pp. 72–78, Feb. 2024, doi: 10.1109/MCOM.001.2200421.
- [44] V. Petrov, H. Guerboukha, A. Singh, and J. M. Jornet, "Wave-Front Hopping for Physical Layer Security in 6G and Beyond Near-Field THz Communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 73, no. 5, pp. 2998–3011, May 2025.
- [45] Z. Tang, N. Yang, X. Zhou, S. Durrani, M. Juntti, and J. M. Jornet, "Low-Complexity Artificial Noise-Aided Beam Focusing Design in Near-Field THz Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, early access, 2025, doi: 10.1109/TVT.2025.3625557.
- [46] A. Chatterjee, V. Rangamgari, S. Tiwari, and S. S. Das, "Nonorthogonal Multiple Access With Orthogonal Time-Frequency Space Signal Transmission," *IEEE Systems Journal*, vol. 15, no. 1, pp. 383–394, Mar. 2021, doi: 10.1109/JSYST.2020.2999470.
- [47] S. Lagén, K. Wanuga, H. Elkotby, S. Goyal, N. Patriciello, and L. Giupponi, "New Radio Physical Layer Abstraction for System-Level Simulations of 5G Networks," in *Proc. 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Dublin, Ireland, 2020, pp. 1–7, doi: 10.1109/ICC40277.2020.9149444.
- [48] L. D. Brown, T. T. Cai, and A. DasGupta, "Interval Estimation for a Binomial Proportion," *Statistical Science*, vol. 16, no. 2, pp. 101–133, May 2001, doi: 10.1214/ss/1009213286.
- [49] B. D. Jovanovic and P. S. Levy, "A Look at the Rule of Three," *The American Statistician*, vol. 51, no. 2, pp. 137–139, May 1997, doi: 10.1080/00031305.1997.10473947.

Abkürzungsverzeichnis

Abk.	Bedeutung	Abk.	Bedeutung
3D	Dreidimensional	3GPP	3rd Generation Partnership Project
5G	Fünfte Mobilfunkgeneration	6G	Sechste Mobilfunkgeneration
ADC	Analog-to-Digital Converter	AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCH	Broadcast Channel	BER	Bit Error Rate
BF	Beamforming	BLER	Block Error Rate
CA-SCL	CRC-Aided Successive Cancellation List	CI	Confidence Interval
CP	Cyclic Prefix	CRC	Cyclic Redundancy Check
CRC-16	16-Bit Cyclic Redundancy Check	CRC-24C	24-Bit Cyclic Redundancy Check, Variante C
CSI	Channel State Information	DAC	Digital-to-Analog Converter
DC	Direct Current	DCI	Downlink Control Information
DFT	Discrete Fourier Transform	DL	Deep Learning
DPP	Delay-Phase Precoding	EQ	Equalization
EVM	Error Vector Magnitude	FDTD	Finite-Difference Time-Domain
FER	Frame Error Rate	FFT	Fast Fourier Transform
GSCM	Geometry-Based Stochastic Channel Model	IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	IoT	Internet of Things
ISAC	Integrated Sensing and Communications	L1	Layer 1
L2	Layer 2	LDPC	Low-Density Parity-Check
LLR	Log-Likelihood Ratio	LoS	Line of Sight
LS	Least Squares	MAC	Medium Access Control
MATLAB	Matrix Laboratory	MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output	ML	Machine Learning
MMSE	Minimum Mean Square Error	mmWave	Millimeter Wave
MU-MIMO	Multi-User Multiple Input Multiple Output	NLoS	Non-Line of Sight
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access	NR	New Radio
NYUSIM	New York University Simulator	OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel	PHY	Physical Layer
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence	Q-D	Quasi-Deterministic
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	QC-LDPC	Quasi-Cyclic Low-Density Parity-Check
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying	RF	Radio Frequency
RIS	Reconfigurable Intelligent Surface	RMS	Root Mean Square
RX	Receiver	SC	Successive Cancellation
SCL	Successive Cancellation List	SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output	SNR	Signal-to-Noise Ratio
Sub-THz	Sub-Terahertz	SVD	Singular Value Decomposition
TB	Transport Block	THz	Terahertz
TIV	Zeitinvariant	TR	Technical Report
TTD	True Time Delay	TU	Technische Universität
TV	Zeitvariant	TX	Transmitter
UCI	Uplink Control Information	XR	Extended Reality

Symbolverzeichnis

Symbol	Bedeutung	Symbol	Bedeutung
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ($c_0 = 299,792458 \cdot 10^6$ m/s)	d	Übertragungsdistanz bzw. Abstand zwischen Sender und Empfänger
Δ	Elementabstand des Antennenarrays	f	Frequenz
f_c	Trägerfrequenz	F_s	Abtastrate
Δf	OFDM-Subträgerabstand	B	Bandbreite
B_{coh}	Kohärenzbandbreite des Kanals	τ_{rms}	RMS-Delay-Spread des Kanals
t	Zeit	T_u	OFDM-Nutzsymboldauer
T_{CP}	Dauer des zyklischen Präfixes	T_{sym}	Gesamtdauer eines OFDM-Symbols einschließlich zyklischem Präfix
T_{frame}	Dauer eines OFDM-Frames	N_{FFT}	FFT-Länge
N_{SC}	Anzahl der OFDM-Subträger	N_{active}	Anzahl der aktiven OFDM-Subträger
N_{sym}	Anzahl der OFDM-Symbole pro Frame	N_{CP}	Länge des zyklischen Präfixes
$N_{data, Layer}$	Anzahl der Datensymbole pro Layer	$K(f)$	Frequenzabhängiger molekularer Absorptionskoeffizient
$L_{abs}(f, d)$	Molekularer Absorptionsverlust	$L_{THz}(f, d)$	Gesamte frequenz- und distanzabhängige THz-Pfaddämpfung
$\alpha_{abs}(f, d)$	Amplitudenbezogener Absorptionsfaktor	L	Anzahl der Ausbreitungspfade
α_l	Komplexer Pfadkoeffizient des l -ten Ausbreitungspfads	τ_l	Verzögerung des l -ten Ausbreitungspfads
$h(t)$	Kanalimpulsantwort	h_{ij}	Kanalkoeffizient zwischen der j -ten Sendee- und der i -ten Empfangsantenne
A_n	Kanalmatrix des n -ten Ausbreitungspfads	$a_{ij}[n]$	Kanalkoeffizient zwischen der j -ten Sendee- und der i -ten Empfangsantenne im n -ten Pfad
H	MIMO-Kanalmatrix	$H(f)$	Frequenzabhängige MIMO-Kanalmatrix
$H(t, f)$	Zeit- und frequenzabhängige MIMO-Kanalmatrix	$H[m, k]$	MIMO-Kanalmatrix im Frame m und auf dem Subträger k
$H_e[k]$	Effektive Kanalmatrix nach Precoding und Combining auf dem Subträger k	$\hat{H}[k]$	Geschätzte MIMO-Kanalmatrix auf dem Subträger k
$\hat{H}_e[k]$	Geschätzte effektive Kanalmatrix nach dem Precoding	λ	Wellenlänge
θ_0	Gewünschte Strahlrichtung bei der Trägerfrequenz	$\theta(f)$	Effektive Strahlrichtung bei der Frequenz f
M	Anzahl der Sendeantennen im allgemeinen MIMO-Modell	N	Anzahl der Empfangsantennen im allgemeinen MIMO-Modell bzw. Polar-Code-Länge
N_{TX}	Anzahl der Sendeantennen	N_{RX}	Anzahl der Empfangsantennen
N_{Layer}	Anzahl der räumlichen Übertragungsschichten	N_s	Anzahl der räumlichen Datenströme
N_{RF}	Anzahl der RF-Ketten	$N_{RF, t}$	Anzahl der RF-Ketten auf der Senderseite
$N_{RF, r}$	Anzahl der RF-Ketten auf der Empfängerseite	N_{max}	Maximale Polar-Codelänge
$X(t)$	Sendesignalvektor im Zeitbereich	$Y(t)$	Empfangssignalvektor im Zeitbereich
$n(t)$	Additiver Rauschvektor im Zeitbereich	$x_j(t)$	Sendesignal der j -ten Sendeantenne
$y_i(t)$	Empfangssignal an der i -ten Empfangsantenne	x	Sendesignalvektor nach dem Precoding
y	Empfangssignalvektor	s	Datenstrom- bzw. Sendesymbolvektor
$s[k]$	Sendesymbolvektor auf dem Subträger k	$s[m, k]$	Sendesymbolvektor im Frame m und auf dem Subträger k
$\hat{s}$	Geschätzter Datenstromvektor	$n[k]$	Additiver Rauschvektor auf dem Subträger k
$n[m, k]$	Additiver Rauschvektor im Frame m und auf dem Subträger k	$X_{p, k}$	Sendeseitige Pilotmatrix auf dem Subträger k
$Y_{p, k}$	Empfangsvektor auf dem Pilotsubträger k	p_k	Pilotsymbol bzw. Pilotsequenz auf dem Subträger k
i	Index der Empfangsantenne	j	Index der Sendeantenne
k	Subträgerindex	l	Index eines Layers bzw. Ausbreitungspfads
m	Frame- bzw. Zeitindex	n	Index eines Pfads, Codeelements oder statistischen Versuchs

Symbolverzeichnis

F	Beamforming- bzw. Precoding-Matrix	F[k]	Gesamt-Precoder auf dem Subträger k
FBB[k]	Digitale Basisband-Precoding-Matrix auf dem Subträger k	FRF	Analoge RF-Beamforming-Matrix
FDigital[k]	Vollständig digitale Precoding-Matrix auf dem Subträger k	W	Empfangsseitige Kombinationsmatrix
Weq	Entzerrungsmatrix des MMSE-Empfängers	IN	Einheitsmatrix der Dimension N×N
Rn,robust	Robuste Rauschkovarianzmatrix der MMSE-Entzerrung	α	Inflationsfaktor zur Berücksichtigung der Kanalschätzunsicherheit
σ_{LS}^2	Theoretische Varianz des LS-Kanalschätzfehlers	σ_{cv}^2	Empirisch durch Kreuzvalidierung bestimmte Kanalschätzfehlervarianz
σ_{eff}^2	Effektive Varianz zur Berücksichtigung der Kanalschätzunsicherheit	g1	Mittlere effektive Verstärkung des ersten ausgewählten räumlichen Übertragungsmodus
g2	Mittlere effektive Verstärkung des zweiten ausgewählten räumlichen Übertragungsmodus	Pref	Referenzleistung des schwächeren ausgewählten räumlichen Übertragungsmodus
Ptx	Mittlere Sendeleistung nach dem Precoding	Psig,l	Signalleistung des Layers l nach der Entzerrung
Perr,l	Restfehlerleistung des Layers l nach der Entzerrung	γ_{nom}	Nominales lineares Signal-Rausch-Verhältnis
SNRdB	Nominales Signal-Rausch-Verhältnis in logarithmischer Darstellung	SNRPost-EQ,l	Effektives Signal-Rausch-Verhältnis des Layers l nach der Entzerrung
σ_n^2	Varianz des komplexen additiven Rauschens	σ_s	Standardabweichung des Misalignment-Modells
h(ma)	Komplexer Misalignment-Koeffizient	u	Informations- bzw. Eingangsvektor eines Kanalcodes
c	Codewort	r	Empfangener Codewortvektor
ssyn	Syndrom eines empfangenen Codeworts	GC	Generatormatrix eines linearen Kanalcodes
HPC	Paritätsprüfmatrix eines linearen Kanalcodes	GN	Generatormatrix des Polar-Codes der Länge N
BN	Bit-Reversal-Permutationsmatrix des Polar-Codes	FPolar	Basismatrix der Polar-Code-Transformation
Kl	Anzahl der Informationsbits des Layers l	Nerr	Anzahl fehlerhaft decodierter Transportblöcke
Nerr,L1	Anzahl fehlerhaft decodierter Transportblöcke in Layer 1	Nerr,L2	Anzahl fehlerhaft decodierter Transportblöcke in Layer 2
NTB	Gesamtzahl der übertragenen Transportblöcke	NTB,L1	Gesamtzahl der übertragenen Transportblöcke in Layer 1
NTB,L2	Gesamtzahl der übertragenen Transportblöcke in Layer 2	BLERl	Blockfehlerrate des Layers l
BLERTB	Mittlere Transportblockfehlerrate über beide Layer	FER	Gemeinsame Frame-Fehlerrate
$\hat{p}$	Punktschätzer der Fehlerwahrscheinlichkeit	nstat	Anzahl der statistisch ausgewerteten Versuche
Gl	Goodput des Layers l	G	Gesamt-Goodput über beide Layer
Gmax	Maximaler Gesamt-Goodput bei fehlerfreier Übertragung	π	Kreiszahl ($\approx 3,14159$)
C	Menge der komplexen Zahlen	E{·}	Erwartungswertoperator
(·) ^T	Transposition	(·) ^H	Hermiteische bzw. konjugiert-komplexe Transposition
(·) ⁻¹	Matrixinverse	$\ \cdot\ _2$	Euklidische Norm
$\ \cdot\ _F$	Frobenius-Norm	$\otimes$	Kronecker-Produkt
$\sum$	Summationsoperator	tr(·)	Spur einer Matrix
diag(·)	Bildung einer Diagonalmatrix bzw. Auswahl der Diagonalelemente	rank(·)	Rang einer Matrix
min(·)	Minimum der angegebenen Werte	exp(·)	Exponentialfunktion
arcsin(·)	Arkussinusfunktion	$\delta(\cdot)$	Dirac-Impuls
CN(0,Σ)	Kreissymmetrische komplexe Normalverteilung mit Mittelwert Null und Kovarianzmatrix Σ		

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1-1: Entwicklung der Mobilfunkgenerationen und MIMO-Technologien (eigene Darstellung in Anlehnung an [1], [2], [6]).....	1
Abbildung 2-1: Blockdiagramm eines THz-MIMO-Systems (Nach [4]).....	9
Abbildung 2-2: Grundlegende Antennenkonfigurationen für SISO, SIMO, MISO und MIMO (eigene Darstellung in Anlehnung an [9]).....	12
Abbildung 2-3: Tanner-Graph für eine 4×8-Paritätsprüfmatrix H (eigene Darstellung in Anlehnung an [15]).....	19
Abbildung 3-1: Entwicklungspfad der THz-Beamforming-Verfahren [4], [6], [23], [24], [25].	24
Abbildung 4-1: Schematische Einordnung von TeraMIMO als THz-Kanalmodul. Eigene Darstellung auf Basis von [7], [26].	31
Abbildung 5-1: Grundstruktur der THz-MIMO-Simulation.....	33
Abbildung 5-2: Blockdiagramm der Senderkette.....	34
Abbildung 5-3: Arraygeometrie des untersuchten 2×2-THz-MIMO-Systems [10].	36
Abbildung 5-4: Blockdiagramm des TeraMIMO-basierten THz-MIMO-Kanalmoduls [7], [26].	36
Abbildung 5-5: Blockdiagramm der Empfängerkette.....	42
Abbildung 5-6: Ablauf des Simulationsframeworks der THz-MIMO-Simulation	45
Abbildung 6-1: mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TV-LDPC-Konfiguration (S1).	54
Abbildung 6-2: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TV-LDPC.....	56
Abbildung 6-3: Offline EVM-basierte effektive SNR je Layer für die TV-LDPC-Konfiguration.	57
Abbildung 6-4: mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TV-Polar-Konfiguration (S2).	60
Abbildung 6-5: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TV-Polar.....	61
Abbildung 6-6: Mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TIV-LDPC-Konfiguration (S3).	63

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 6-7: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TIV-LDPC.....	65
Abbildung 6-8: Offline EVM-basierte effektive SNR je Layer für die TIV-LDPC-Konfiguration.	66
Abbildung 6-9: Mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der TIV-POLAR-Konfiguration (S4).	68
Abbildung 6-10: Gesamt-Goodput der Beamforming-Verfahren bei TIV-POLAR.	69
Abbildung 6-11: mittlere TB-BLER und layerbezogene BLER-Verläufe der erweiterten TV-LDPC-Auswertung mit 100.000 Frames.	71
Abbildung 6-12: Goodput der erweiterten TV-LDPC-Auswertung mit 100.000 Frames.	73

Tabellenverzeichnis

Tabelle 3-1: Klassische Klassen der THz-Kanalmodellierung als Bezugsrahmen [18].	21
Tabelle 3-2: Aktuelle MIMO-Architekturansätze mit Relevanz für THz-MIMO-Systeme [13], [14], [22].	23
Tabelle 3-3: Überblick über LDPC- und Polar-Codes im 5G-NR-Kontext [15], [17].	25
Tabelle 3-4: Thematische Einordnung der im Stand der Technik betrachteten Arbeiten. Eigene Zusammenstellung auf Basis von [4], [6], [13]-[25].	27
Tabelle 4-1: Vergleichende Bewertung der Simulationskandidaten [7], [26], [27], [28], [29].	30
Tabelle 5-1: Numerische System- und OFDM-Parameter.	46
Tabelle 5-2: Wesentliche Kanal- und TeraMIMO-Einstellungen [7], [26].	47
Tabelle 5-3: Codierungskonfigurationen für LDPC und Polar.	47
Tabelle 5-4: Zuordnung der implementierten Verarbeitungsschritte zu 3GPP-Spezifikationsklauseln [31], [32] oder zu nicht standardisierten Designentscheidungen dieser Arbeit.	48
Tabelle 5-5: Codierungs-, Modulations- und Beamforming-Konfiguration.	48
Tabelle 5-6: Übersicht der betrachteten Untersuchungsszenarien.	50
Tabelle 6-1: Leistungsübersicht der TV-LDPC-Konfiguration (S1).	52
Tabelle 6-2: Leistungsübersicht der TV-Polar-Konfiguration (S2).	59
Tabelle 6-3: Leistungsübersicht der TIV-LDPC-Konfiguration (S3).	63
Tabelle 6-4: Leistungsübersicht der TIV-Polar-Konfiguration (S4).	67
Tabelle 6-5: Leistungsübersicht der erweiterten TV-LDPC-Auswertung mit 100.000 Frames.	70

Eidesstattliche Versicherung (Affidavit)

Al Dweekat, Moath

251101

Name, Vorname
(surname, first name)

Matrikelnummer
(student ID number)

☐ Bachelorarbeit
(Bachelor's thesis)

☒ Masterarbeit
(Master's thesis)

Titel
(Title)

Simulation und Analyse von THz-MIMO-Systemen mit realistischer Kanalmodellierung, Beamforming und codierter Übertragung

Ich versichere hiermit an Eides statt, dass ich die vorliegende Abschlussarbeit mit dem oben genannten Titel selbstständig und ohne unzulässige fremde Hilfe erbracht habe. Ich habe keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie wörtliche und sinngemäße Zitate kenntlich gemacht. Die Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

I declare in lieu of oath that I have completed the present thesis with the above-mentioned title independently and without any unauthorized assistance. I have not used any other sources or aids than the ones listed and have documented quotations and paraphrases as such. The thesis in its current or similar version has not been submitted to an auditing institution before.

Dortmund, 27.07.2026

Ort, Datum
(place, date)

Unterschrift
(signature)

Belehrung:

Wer vorsätzlich gegen eine die Täuschung über Prüfungsleistungen betreffende Regelung einer Hochschulprüfungsordnung verstößt, handelt ordnungswidrig. Die Ordnungswidrigkeit kann mit einer Geldbuße von bis zu 50.000,00 € geahndet werden. Zuständige Verwaltungsbehörde für die Verfolgung und Ahndung von Ordnungswidrigkeiten ist der Kanzler/die Kanzlerin der Technischen Universität Dortmund. Im Falle eines mehrfachen oder sonstigen schwerwiegenden Täuschungsversuches kann der Prüfling zudem exmatrikuliert werden. (§ 63 Abs. 5 Hochschulgesetz - HG -).

Die Abgabe einer falschen Versicherung an Eides statt wird mit Freiheitsstrafe bis zu 3 Jahren oder mit Geldstrafe bestraft.

Die Technische Universität Dortmund wird ggf. elektronische Vergleichswerkzeuge (wie z.B. die Software „turnitin“) zur Überprüfung von Ordnungswidrigkeiten in Prüfungsverfahren nutzen.

Die oben stehende Belehrung habe ich zur Kenntnis genommen.

Official notification:

Any person who intentionally breaches any regulation of university examination regulations relating to deception in examination performance is acting improperly. This offense can be punished with a fine of up to EUR 50,000.00. The competent administrative authority for the pursuit and prosecution of offenses of this type is the Chancellor of TU Dortmund University.

In the case of multiple or other serious attempts at deception, the examinee can also be unenrolled, Section 63 (5) North Rhine-Westphalia Higher Education Act (Hochschulgesetz, HG).

The submission of a false affidavit will be punished with a prison sentence of up to three years or a fine.

As may be necessary, TU Dortmund University will make use of electronic plagiarism-prevention tools (e.g. the "turnitin" service) in order to monitor violations during the examination procedures.

I have taken note of the above official notification:*

Dortmund, 27.07.2026

Ort, Datum
(place, date)

Unterschrift
(signature)

***Please be aware that solely the German version of the affidavit ("Eidesstattliche Versicherung") for the Bachelor's/ Master's thesis is the official and legally binding version.**

Erklärung zur Nutzung generativer KI-Modelle

- ☐ gar nicht
- ☒ zur Korrektur, Optimierung oder Umstrukturierung der gesamten Arbeit (Dies erübrigt eine explizite Markierung einzelner Passagen oder Abschnitte, da sich diese Art der Nutzung auf die gesamte schriftliche Ausarbeitung bezieht. Eine explizite Markierung im Text ist nicht notwendig, da hiermit die globale Kenntlichmachung erfolgt.)
- ☐ Codeoptimierend: Optimierung oder Umstrukturierung von Software-Funktionen
- ☐ Codegenerierend: Erstellung ganzer Software-Funktionen aus einer detaillierten Funktionsbeschreibung
- ☐ Code-Substanzgenerierend: Erzeugung ganzer Software-Quelltexte
- ☒ Medienoptimierend: Korrektur, Optimierung oder Umstrukturierung ganzer Passagen
- ☒ Mediengenerierend: Erstellen ganzer Passagen aus vorgegebenem Inhalt
- ☐ Medien-Substanzgenerierend: Erzeugung ganzer Abschnitte
- ☐ Weiteres, nämlich:

Ich versichere, alle Nutzungen vollständig angegeben zu haben. Fehlende oder fehlerhafte Angaben können als Täuschungsversuch gewertet werden.

Dortmund, 27.07.2026

Ort, Datum

Moath Al Dweekat

