

# **Leistungssparende integrierte Leitungstreiber für breitbandige Heimnetzwerke**

Gernot Kasebacher

# Leistungssparende integrierte Leitungstreiber für breitbandige Heimnetzwerke

Masterarbeit Telematik

MA678

ausgeführt am:

Institut für Elektronik  
Technische Universität Graz

in Kooperation mit:

Lantiq Austria GmbH.  
Siemensstr. 4, 9500 Villach

von

**Gernot Kasebacher, BSc**

**0130039**

Begutachter: Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Peter Söser

Betreuer: Dipl.-Ing. Thomas Ferianz (Lantiq A GmbH)

Dipl.-Ing. André Rossberg (Lantiq A GmbH)

Villach, am 20. Juli 2011



## Kurzfassung

Der Leitungstreiber stellt eine Schlüsselkomponente in drahtgebundenen Breitband-Übertragungssystemen dar. Diese integrierte Schaltung ist ein hochlinearer Verstärker, der für eine gleichmäßige Verstärkung des Signals über das gesamte Spektrum des Nutzsignals sorgt.

Diese Masterarbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf eines Leitungstreibers auf Transistor-ebene für ein G.hn System. Sie ist als Machbarkeitsstudie in Kooperation mit der Firma Lantiq Austria GmbH in Villach entstanden.

Leitungstreiber für DSL Systeme werden von Lantiq Austria GmbH seit langer Zeit entwickelt und produziert. Diese Verstärker haben jedoch bei weitem nicht die Anforderungen an Bandbreite und Sendeleistung, die von G.hn Leitungstreibern erreicht werden müssen.

G.hn ist ein neuer Standard der Internationalen Telekommunikation Union. Es handelt sich dabei um ein System zur Datenübertragung über verschiedene in Gebäuden verlegte Kabel, wie Strom-, Koaxial- und Telefonleitungen.

Er zielt darauf ab, mit einem einheitlichen System lokale (Heim)Netzwerke auch in älteren Gebäuden einrichten zu können, ohne neue Kabel verlegen zu müssen.

**Schlüsselwörter:** Verstärker, Leitungstreiber, Heimnetzwerke, Analog Design

## Abstract

In wired broadband communication systems the line driver is one of the key components. This integrated circuit is a highly linear amplifier that is responsible for the even amplification of the signal over the whole spectrum of the signal bandwidth.

This thesis describes the design of a line driver on transistor level for a G.hn system. It is intended as a feasibility study and was written in cooperation with Lantiq Austria GmbH in Villach, formerly Infineon Technologies Wireline Communication.

Over the years Lantiq Austria GmbH has been developing and selling several generations of line drivers for DSL solutions. These amplifiers however cannot keep up with the specifications of G.hn, especially regarding to bandwidth and signal power.

G.hn is ITU's new standard for home networking. It was developed to establish local area networks in older premises, without the need to install new wiring. With G.hn it will be possible to interconnect devices by using already available wires in the building like coaxial cable, telephone wiring and power lines with one transmission system.

**Keywords:** amplifier, line driver, home networking, analog design

## **EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG**

*Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.*

---

Ort, Datum

---

Unterschrift

# Inhaltsverzeichnis

<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>ii</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>v</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>vi</b>
<b>Vorwort</b>	<b>vii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 G.hn - der Standard der ITU für Heimnetzwerke</b>	<b>3</b>
2.1 Spezifikation . . . . .	4
2.1.1 Systemkomponenten . . . . .	4
2.1.2 Signale . . . . .	5
2.1.3 G.hn Übertragungsmedien . . . . .	7
2.1.4 Sicherheit im Netzwerk . . . . .	10
2.2 Konkurrenz . . . . .	11
2.3 G.hn: Vorteile und Kritikpunkte . . . . .	12
<b>3 Verstärkerklassifikation</b>	<b>13</b>
3.1 Unterscheidung nach Klasse . . . . .	13
3.1.1 Klasse-A-Verstärker . . . . .	13
3.1.2 Klasse-B-Verstärker . . . . .	14
3.1.3 Gegentakt-AB-Verstärker . . . . .	14
3.1.4 Klasse-G/H-Verstärker . . . . .	15
3.2 Unterscheidung nach Operationsverstärker-Typ . . . . .	16
3.2.1 VV-OPV - normaler Operationsverstärker . . . . .	17
3.2.2 VC-OPV - Transkonduktanzverstärker . . . . .	17
3.2.3 CV-OPV - Transimpedanzverstärker . . . . .	18
3.2.4 CC-OPV - Stromverstärker . . . . .	18
<b>4 Die verwendete Technologie</b>	<b>19</b>

<b>5</b>	<b>Der entworfene Leitungstreiber</b>	<b>21</b>
5.1	Anforderungen . . . . .	22
5.1.1	Verstärkung und Versorgung . . . . .	22
5.1.2	Bandbreite . . . . .	23
5.1.3	Anstiegsgeschwindigkeit . . . . .	23
5.1.4	Sende- und Empfangsmodus . . . . .	24
5.1.5	Übertragungsrate und MTPR . . . . .	25
5.1.6	Linearität . . . . .	26
5.1.7	Sonstige Anforderungen . . . . .	26
5.2	Auswahl der Topologie . . . . .	29
5.2.1	Vorverstärker . . . . .	29
5.2.2	Treiberstufe . . . . .	30
5.3	Entwurfsprozess . . . . .	31
5.3.1	Treiberstufe . . . . .	31
5.3.2	Vorverstärker . . . . .	45
5.3.3	Spannungs- und Strom-Referenzgenerator . . . . .	62
5.3.4	Erweiterung der Schaltung für Send- und Empfangsmodi . . . . .	67
5.3.5	Kontrollblock . . . . .	76
<b>6</b>	<b>Simulationsergebnisse</b>	<b>80</b>
6.1	AC Analyse . . . . .	81
6.2	Linearität . . . . .	83
6.3	Aussteuerbereich und Anstiegsgeschwindigkeit . . . . .	84
6.4	MTPR . . . . .	86
6.5	Rauschen . . . . .	93
6.6	Sende- und Empfangsmodus . . . . .	94
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>95</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>96</b>
	Credit . . . . .	97

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Vereinfachtes Blockschaltbild eines G.hn Systems . . . . .	5
2.2	PB PSD Masken . . . . .	8
2.3	TB und CB PSD Masken . . . . .	9
3.1	Klasse-A-Betrieb . . . . .	13
3.2	Gegentakt-Stufen . . . . .	14
3.3	Vergleich Gegentakt-B-Betrieb Gegentakt-AB-Betrieb . . . . .	15
3.4	Klasse-G/H-Betrieb . . . . .	15
3.5	OPV-Typen . . . . .	16
5.1	Blockdiagramm G.hn Leitungstreiber . . . . .	29
5.2	Prinzipschaltbild Vorverstärker . . . . .	30
5.3	Prinzipschaltbild Treiberstufe . . . . .	30
5.4	Äußere Beschaltung des Treibers . . . . .	31
5.5	OPV-Typen . . . . .	32
5.6	Komplementäre Doppelfolgereingangsstufe . . . . .	33
5.7	Ausgangsstufen . . . . .	33
5.8	Stromspiegel . . . . .	35
5.9	Schaltung Treiberstufe . . . . .	37
5.10	Stromquellenbank . . . . .	38
5.11	Testumgebung Treiberstufe . . . . .	39
5.12	Ergebnis Simulation Arbeitspunkt 20V . . . . .	40
5.13	Ergebnis Simulation Arbeitspunkt 8 V . . . . .	41
5.14	Ergebnis Simulation AC - geschlossene Schleifenverstärkung . . . . .	42
5.15	Gegenüberstellung Schleifenverstärkung - Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung - Leerlaufverstärkung . . . . .	43
5.16	Ergebnis Simulation AC Schleifenverstärkung . . . . .	43
5.17	Ergebnis Verzerrungen 30 MHz . . . . .	45
5.18	Ergebnis Verzerrungen 100 MHz . . . . .	46
5.19	Ergebnis Simulation Slewrate . . . . .	46
5.20	Beschaltung differenzieller invertierender Verstärker . . . . .	47
5.21	Schaltung Vorverstärker . . . . .	47

5.22	Vorverstärker Ausgangswiderstand Kleinsignalersatzschaltbild . . . . .	50
5.23	Kleinsignalersatzschaltbild Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung . . . . .	51
5.24	Differenzeingangsstufe des Vorverstärkers . . . . .	52
5.25	Aussteuerbegrenzungsschaltung . . . . .	53
5.26	Spannungserzeugung Aussteuerbegrenzungsschaltung . . . . .	53
5.27	Gleichtaktregler . . . . .	54
5.28	Gleichtaktreferenzspannung . . . . .	55
5.29	Simulationsumgebung Vorverstärker . . . . .	55
5.30	Idealer Buffer . . . . .	56
5.31	Ergebnis Simulation Arbeitspunkt 20V . . . . .	57
5.32	Ergebnis Simulation Arbeitspunkt 8 V . . . . .	58
5.33	Ergebnis Simulation AC - gegengekoppelte Schaltung . . . . .	59
5.34	Ergebnis Simulation AC - Schleifenverstärkung . . . . .	60
5.35	Ergebnis Simulation AC - Schleifenverstärkung - Vergleich der Kompensation .	60
5.36	Bandabstands-Referenzschaltungen . . . . .	62
5.37	Schaltungsbeispiel Stromkreation . . . . .	65
5.38	Schaltung für Temperaturabschaltung . . . . .	65
5.39	Simulation Referenzgenerator . . . . .	66
5.40	Schalter für Terminierungswiderstände . . . . .	67
5.41	Details für Schalter im Pfad . . . . .	68
5.42	Schaltung zur Erzeugung der Kaskodenspannung . . . . .	69
5.43	Komparator zur Steuerung des Überbrückungsschalters . . . . .	70
5.44	Schalter in der Treiberstufe . . . . .	71
5.45	Schalter in der Treiberstufe im Detail . . . . .	72
5.46	Zeitplan zum Abschalten des Leitungstreibers . . . . .	73
5.47	Schaltung zur Erzeugung eines Rampenstroms . . . . .	74
5.48	Zeitplan zum Einschalten des Leitungstreibers . . . . .	76
5.49	Schaltung zur Erzeugung der zeitlichen Abfolge . . . . .	77
5.50	Spannungsrampen für Komparatoren . . . . .	78
5.51	Logik-Schaltungen . . . . .	78
5.52	Potentialregler 3,3 V - VP . . . . .	79
6.1	Simulationsumgebung Gesamtschaltung . . . . .	80
6.2	Ergebnis AC Simulation - Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung . . . . .	81
6.3	Ergebnis AC Simulation - Schleifenverstärkung . . . . .	81
6.4	Ergebnis AC Simulation - Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung . . . . .	82
6.5	Ergebnis AC Simulation - Schleifenverstärkung . . . . .	83
6.6	Ergebnis Transiente Simulation - 30 MHz . . . . .	83
6.7	Ergebnis Transiente Simulation - 100 MHz . . . . .	84
6.8	Ergebnis Transiente Simulation - Aussteuerbereich und Anstiegsgeschwindigkeit	85
6.9	Ergebnis Transiente Simulation - Anstiegsgeschwindigkeit Detail . . . . .	85



6.10	Ergebnis Transiente Simulation - Aussteuerbereich und Anstiegsgeschwindigkeit über Temperatur . . . . .	86
6.11	Simulationsumgebung MTPR Gesamtschaltung . . . . .	87
6.12	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach - Zeitbereich . . . . .	87
6.13	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach . . . . .	88
6.14	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-T70 . . . . .	89
6.15	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 (100 MHz) . . . . .	89
6.16	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 (30 MHz) . . . . .	90
6.17	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach (-40°C) . . . . .	90
6.18	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach (130°C) . . . . .	91
6.19	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 (-40°C) . . . . .	91
6.20	Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 (130°C) . . . . .	92
6.21	Ergebnis Simulation - Rauschen . . . . .	93
6.22	Ergebnis Simulation - Ausgangsspannungen bei Betriebswechsel . . . . .	94

# Tabellenverzeichnis

2.1	Maximale Sendeleistung verschiedener Übertragungsmedien . . . . .	10
5.1	Übersicht Sendeleistung PB . . . . .	23
5.2	Grenzfrequenz RC-Glied . . . . .	53
6.1	Ergebnis MTPR-Simulation - temperaturabhängige Leistungsaufnahme . . . . .	92

# Vorwort

An erster Stelle möchte ich meinen beiden Betreuern bei der Firma Lantiq Austria GmbH Dipl. Ing. Thomas Ferianz und Dipl. Ing. André Rossberg für Ihren unermüdlichen Einsatz danken. Zu jeder Zeit war es mir möglich, mit Fragen an sie heranzutreten und sie haben mich mit ihrer Erfahrung und ihrer Hilfe in die richtige Richtung gelenkt.

Weiters möchte ich Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Peter Söser danken, der als Betreuer meiner Masterarbeit, aber auch meines Masterprojekts und meiner Bachelorarbeit immer ein offenes Ohr für meine Fragen hatte und mich erfolgreich durch den administrativen Dschungel der Universitätswelt gelenkt hat.

An dieser Stelle möchte ich meine Kollegen, im speziellen Rüdiger Koban, Tina Kahl und Christian Fleischhacker, erwähnen, die mit ihrer Erfahrung in Analog Design und System Entwicklung für mich eine Bereicherung darstellten.

Weiters möchte ich Frank Schreiber und Manfred Nopp danken, die in Kaffeepausen immer aufbauende und motivierende Worte gefunden haben.

Ich möchte natürlich an dieser Stelle auch meiner Familie, allen voran meiner Schwester danken. Es war eine unvergessliche Zeit in Graz - danke!

Auch danke ich meinen Eltern, die mich in den Jahren meines Studiums immer unterstützt haben und ohne deren Hilfe ein Studium ohnehin nicht möglich gewesen wäre.

Gernot Kasebacher  
Villach im August 2011

# Kapitel 1

## Einleitung

*“ Wir hatten eine Steinzeit, Bronzezeit, Eisenzeit. Und wenn nicht alles täuscht, stehen wir schon mitten drin in der Siliziumzeit. ”*

[ Douglas R. Crocket ]

Diese Arbeit ist in Zusammenarbeit mit der Firma Lantiq Austria GmbH entstanden. Die Firma Lantiq ist durch den Verkauf der Abteilung Wireline Communication der Firma Infineon entstanden und ist seither eine eigenständige Firma. Die Tätigkeitsgebiete beinhalten drahtgebundene Technologien wie DSL, SLIC, DECT, Ethernet und G.hn, aber auch WLAN, um den Kunden ein Gesamt-Portfolio für Kommunikationsgeräte sowohl für Vermittlungsstellen als auch für Teilnehmer-Endgeräte zur Verfügung stellen zu können.

Lantiq ist weltweit tätig und hat in Villach ein Design Center mit mehr als 120 Mitarbeitern, die vorwiegend auf die Entwicklung analoger Bausteine spezialisiert sind.

Ziel der Arbeit ist, eine Machbarkeitsstudie für einen Leitungstreiber nach dem ITU-T Standard G.hn zu erstellen. Dabei soll vor allem geklärt werden, ob die Anforderungen, die dieser neue Standard an ein Übertragungssystem stellt, mit der vorhandenen Technologie erfüllt werden können.

G.hn ähnelt in vielen Bereichen dem bereits seit langem etablierten DSL. Vor allem in Hinblick auf Sendeleistung und Bandbreite ergeben sich jedoch stark gestiegene Anforderungen.

Diese Anforderungen sind notwendig, um der fortschreitenden Vernetzung des Haushalts genüge zu tun. Aufgrund des anhaltenden Trends zum Zweit-Computer in der industrialisierten Gesellschaft und der daraus resultierenden Vernetzung ist es notwendig geworden, in vielen Wohnräumen eine Netzwerkverbindung zu haben. Durch die Einführung von WebTV, Video-Streaming- und Video-on-Demand-Diensten werden mittlerweile auch Fernseher an das Internet und das lokale Netzwerk angebunden, wodurch derartige Verbindungen in Räumen notwendig geworden sind, die in der Vergangenheit keine Netzwerkverbindung benötigten. Das führt vor allem in älteren Wohn- und Hochhäusern unweigerlich zu Problemen mit der Verkabelung.

Eine mögliche Abhilfe stellt der Einsatz von WLAN dar. Diese drahtlose Datenübertragung ist jedoch aufgrund der stark begrenzten Übertragungsrates oft nicht ausreichend, da die Datenrate sowohl mit der Entfernung, aber auch mit der Anzahl der in Reichweite liegenden benachbarten WLANs sinkt. Das wirkt sich vor allem in Wohnungen in Ballungsräumen aus.

Um nicht alle Wände zur Verlegung von Netzwirkabeln aufstemmen zu müssen, wurde nach einem Weg gesucht, um bereits vorhandene Kabel für die Datenübertragung zu verwenden, ohne die darüber laufenden Dienste zu beeinträchtigen. Mögliche Medien in diesem Zusammenhang sind Telefon-, Koaxial- oder die immer präsenten Stromkabel.

Die ITU versucht, diese Medien mit einem einheitlichen Standard zu versorgen: G.hn. Ziel dabei ist, ein System für alle drei Medien zu erstellen, sodass es möglich ist, mit möglichst den gleichen Komponenten unterschiedliche Übertragungsmedien zu nutzen. Eine kurze Beschreibung dieses Standards ist in Kapitel 2 zu finden.

Ein G.hn System benötigt neben digitalen Schaltkreisen auch analoge integrierte Schaltungen. Sie stellen die Brücke zwischen der digitalen Welt des Computers und der analogen, physischen Welt dar.

Ein Element dieser analogen Komponenten ist der Leitungstreiber, der dafür sorgt, dass das fertig codierte Signal verstärkt und über die Leitung getrieben wird. Unterschiedliche Verstärkertypen und Topologien werden in Kapitel 3 erklärt.

Kapitel 4 beschreibt in kurzen Zügen die Technologie, die beim Entwurf des G.hn Leitungstreibers verwendet wird. Dieser Entwurfsprozess wird in Kapitel 5 beschrieben. Dabei werden die Schaltungskonzepte, der Grund für deren Auswahl und die Schaltung auf Transistorebene beleuchtet. Eigenständige Simulationen der einzelnen Stufen werden ebenfalls in diesem Kapitel aufgeführt.

In Kapitel 6 werden die Ergebnisse der Gesamtsimulation des entworfenen Leitungstreibers erläutert.

Eine kritische Betrachtung des Entwurfs wird in Kapitel 7 vorgenommen. Es werden auch mehrere verbesserungswürdige Punkte aufgeführt, die in einem produktiven Leitungstreiber für G.hn verbessert werden müssen.

## Kapitel 2

# G.hn - der Standard der ITU für Heimnetzwerke

G.hn ist der Name, den die International Telecommunication Union (ITU) als Oberbegriff für die Standards G.9960 und G.9961 eingeführt hat. Diese Standards der UN-Sonderorganisation beschreiben die Bitübertragung (physikalische Ebene - G.9960) und die Sicherungsschicht (G.9961) eines Heimnetzwerk-Systems.

Die Vermittlungsebene zwischen G.hn und anderen Breitband-Systemen (DSL, etc.) wird in der Empfehlung G.hnta (G.9970) beschrieben. Zu erwähnen ist in diesem Zusammenhang auch der Standard G.cx (G.9972), der die Koexistenz zwischen G.hn und anderen Breitbandverbindungen über Stromleitungen regelt.

Der G.hn Standard wurde von der Study Group 15 der ITU-T (ITU-Sektor für Standardisierung) erarbeitet und am 11. Juni 2010 verabschiedet. Initiiert und unterstützt wird der Standard vom HomeGrid Forum, einem Industrieverband, der aus zahlreichen Firmen der Telekommunikationsbranche besteht.

Ziel des Standards ist, ein Netzwerksystem für alle in einem Haus bereits verlegten Übertragungsmedien zu definieren. Es sollen sowohl Strom-, Koaxial- und Telefonleitungen zur breitbandigen Datenübertragung verwendet werden.

Übertragungssysteme für jedes dieser Medien existieren bereits, diese sind jedoch nicht untereinander kompatibel. Durch ein einheitliches System werden, so ein Grundgedanke des HomeGrid Forums, die Hardware-Entwicklungskosten und damit einhergehend der Preis für das fertige Gerät gesenkt.

Ein weiterer Vorteil gegenüber den existierenden Technologien ist die hohe Datenübertragungsrates. Derzeit am Markt befindliche Geräte erreichen im Idealfall 500 *Mbit/s*. G.hn Systeme streben eine Datenübertragungsrate von 1 *Gbit/s* an.

## 2.1 Spezifikation

### 2.1.1 Systemkomponenten

Die Spezifikationen des G.hn Systems sind den ITU-T Standards G.9960 und G.9961 entnommen.

Ein G.hn System besteht aus mehreren Komponenten, die durch den hohen Wiederverwendungsfaktor in unterschiedlichen G.hn Geräten zum Einsatz kommen können. Ein Netzwerk besteht aus mindestens zwei Teilnehmern und kann ein, zwei oder alle drei Übertragungsmedien verwenden. Die G.hn Geräte bestehen immer aus folgenden Elementen:

- Digitales Front-End (DFE)
- Analoges Front-End (AFE)
- Leitungstreiber
- Filter und Transformator

Formal gehört der Leitungstreiber zum Analogen Front-End, er wird jedoch meist getrennt produziert und wird, je nach Produkt, als externe Komponente betrieben, da er im Gegensatz zum AFE, das aus Mosfets gebaut wird, im zugrunde liegenden G.hn System aus Bipolartransistoren besteht.

Die unterstützten Übertragungsmedien sind:

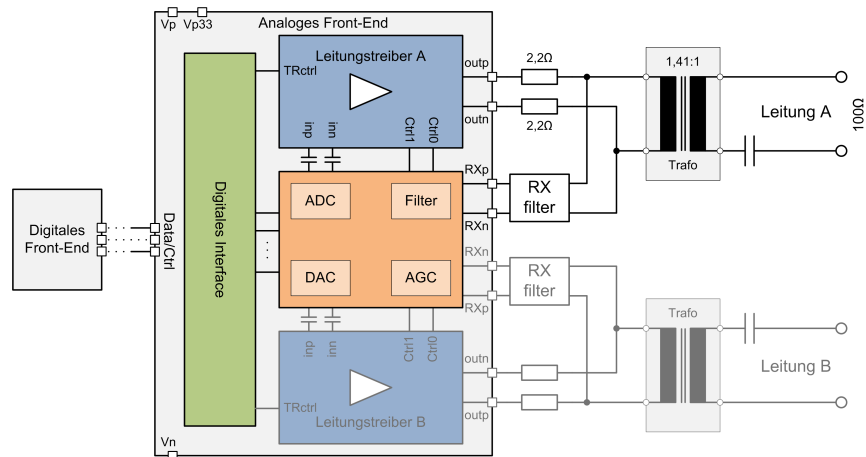
- Stromleitung Basisband - Powerline Baseband (PB)
- Telefonleitung Basisband - Telephone Basesband (TB)
- Koaxialleitung Basisband - Coax Baseband (CB)
- Koaxialleitung Hochfrequenz - Coax RF (CRF)

Mit Ausnahme der Übertragung über Koaxialleitung im Hochfrequenzbereich kann, mit passender Terminierung und passendem Transformator, jedes der drei anderen Übertragungsmedien mit denselben Komponenten verwendet werden. Für die Übertragung im Hochfrequenzbereich wird ein zweiter Leitungstreiber, der an dieses Frequenzband angepasst ist, verwendet.

Je nach Einsatzgebiet kann ein Gerät einen oder mehrere Leitungstypen unterstützen. Denkbar ist auch, Geräte zu entwerfen, die aus zwei PB-Kanälen bestehen. In diesem Fall werden unterschiedliche Kombinationen von Aussenleiter, Neutralleiter und Erde für die differenzielle Übertragung herangezogen.

DFE und AFE können in allen Gerätevarianten wiederverwendet werden. Der Leitungstreiber kann, wenn gewünscht, durch einen anderen ersetzt werden, der auf das jeweilige Medium zugeschnitten ist. Ein Teilnehmer kann ein oder mehrere Kanäle verbaut haben. Abbildung 2.1 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild eines G.hn Systems, die halb-transparenten Blöcke sind nur in Zwei-Kanal-Systemen vorhanden. In diesem Fall sind von AFE und DFE Zwei-Kanal-Varianten in Verwendung.

Die zu übertragenden Daten kommen am Digitalen Front-End an, wo sie moduliert und gefiltert werden. Anschließend werden die digitalen Signale an das Analoge Front-End weitergeleitet und im Digitale Filter Interface abermals gefiltert. Im Analogen Front-End werden die



**Abbildung 2.1:** Vereinfachtes Blockschaubild eines G.hn Systems

Signale mittels Digital-Analog-Umsetzer in ein analoges Signal gewandelt. Dieses wird anschließend gefiltert, verstärkt und dem Leitungstreiber zugeführt.

Die Aufgabe des Leitungstreibers ist, die Signale zu verstärken und mittels Transformator über die Leitung zu treiben. Er ist mit Kondensatoren von der Gleichtaktspannung des, aus Mosfets gebauten, AFE entkoppelt, da dieses eine andere Betriebsspannung als der Leitungstreiber hat. Die AC-Komponente des Signals hat eine Spitzen-Spitzen-Spannung von  $V_{ss} = 1,2 V$ . Die Gleichtaktspannung beträgt im Analog Front-End  $1,2 V$ . Im Leitungstreiber wird aufgrund der großen Amplitude des Sendesignals mit Bipolartransistoren und einer höheren Versorgungsspannung gearbeitet.

Am Ausgang des Leitungstreibers sind Terminierungswiderstände und ein Transformator angeschlossen. Dieser übersetzt das Signal je nach Leitungstyp mit unterschiedlichen Verhältnissen. In der PB-Applikation wird ein  $1 : 1,41$  Transformator verwendet.

In Empfangsrichtung ist zwischen dem Trafo und dem AFE ein Filter eingebaut. Während des Empfangfensters sorgt das AFE für die Filterung, Verstärkung und Analog-Digital Umsetzung des Empfangssignals. Das digitale Signal wird an das Digitale Filter Interface und anschließend dem Digitalen Front-End weitergeleitet.

Das AFE sorgt mit zwei Steuerleitungen auch für die Programmierung des Leitungstreibers.

Neben den beschriebenen Blöcken gibt es in einem G.hn System noch weitere Hilfsblöcke. Diese reichen von einem Temperatursensor über ein Programmierinterface, einen Taktsignalgeber bis hin zu Gleichspannungswandlern.

## 2.1.2 Signale

Die Bitübertragungsebene (physikalische Ebene) ist im Standard G.9960 definiert. Der Standard gibt eine physikalische Ebene vor, in der Signale mittels FFT (schnelle Fourier Transformation) in OFDM Signale (Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren, engl. Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), auch DMT Signale (Discrete Multitone) genannt, gewandelt werden.



Das Signal wird in diesem Verfahren in einzelne orthogonale Töne geteilt, die von 1,8 MHz bis 100 MHz reichen. Der Standard legt fest, dass einzelne Töne nicht erstellt werden, um freie Bänder für Amateurfunk, Radio oder ähnliche Dienste zu definieren.

Die zu übertragenden digitalen Daten werden mittels QAM (Quadratur Amplituden Modulation) auf die einzelnen Töne aufmoduliert, wobei bis zu 12bit pro Ton (4096-QAM) unterstützt werden.

QAM ist ein Modulationsverfahren, in dem zwei Signale mittels Amplitudenmodulation auf zwei Trägersignale aufmoduliert werden. Diese Träger sind um  $90^\circ$  phasenverschoben und werden via Phasenmodulation zusammengefasst. Das Ausgangssignal stellt eine Kombination aus Phasenmodulation und Amplitudenmodulation dar.

Sollen wie in G.hn Systemen digitale Signale moduliert werden, wird Amplitudenumtastung (engl. Amplitude-Shift Keying - ASK) und Phasenumtastung (engl. Phase-Shift Keying - PSK), jeweils die digitalen Pendant, eingesetzt.

Die fertig kodierten analogen Signale gleichen aufgrund des flachen Spektrums einem Rauschsignal. Überlagern sich die Phasen mehrerer Töne, entsteht eine Spannungsspitze. Das Verhältnis dieser Spitze zum Effektivwert des Signals wird als Klirrfaktor bezeichnet. Der Klirrfaktor eines G.hn Signal darf einen Wert bis 6,3 annehmen.

Als Fehlerkorrektur kommt LDPC (Low-Density-Parity-Check-Code) mit Vorwärtsfehlerkorrektur (engl. Forward Error Correction - FEC) zum Einsatz.

In G.9961 (Spezifikation der Sicherungsschicht) ist definiert, dass das System Zeitmultiplexverfahren (engl. Time Division Multiplex - TDMA) einsetzt. TDMA ist ein Verfahren, in dem Signale von unterschiedlichen Sendern in zeitlich getrennten Fenstern das gleiche Übertragungsmedium benützen können.

Ein Teilnehmer im Netzwerk wird zum Leitgerät und regelt die Medienzugangskontrolle (engl. Media Access Control - MAC). Ein MAC-Zyklus wird in ein oder mehrere Senderechte (engl. Transmission Opportunities - TXOPs) aufgeteilt:

- CFTXOP - Contention-Free Transmission Opportunities: in diesem Verfahren wird zwei Teilnehmern des Netzwerkes, einem Sender und einem Empfänger, ein fix definiertes Fenster zugeordnet. Kein anderer Teilnehmer greift zu diesem Zeitpunkt in die Übertragung ein und es können keine Kollisionen entstehen. Aus diesem Grund kann dieses Koordinationsmuster auch für Geräte verwendet werden, die Dienstgüte (engl. Quality of Service - QoS) benötigen.
- STXOP - Shared Transmission Opportunities: in dieser Koordinationsvariante werden ein oder mehrere Zeitfenster (engl. Time Slot - TS) gebildet, welche den Teilnehmern im Netzwerk zugeteilt werden. Ein Gerät sendet erst dann, wenn es an der Reihe ist. Die Länge der Zeitfenster ist je nach Übertragungsmedium unterschiedlich definiert.

Zeitfenster werden in zwei Kategorien unterteilt:

- CFTS - Contention-Free Time Slots: die Aufteilung der Zeitfenster wird vom Leitgerät vergeben. Die zeitliche Abfolge wird allen Teilnehmern mitgeteilt, wodurch jedes Gerät weiß, wer wann an der Reihe ist. Durch diese Verfahren kann es zu keinen Kollisionen kommen.

- **CBTS - Contention-Based Time Slots:** diese Variante der Zeitfenster basiert auf CSMA/CARP (Carrier Sense Multiple Access With Collision Avoidance and Resolution using Priorities). Dabei warten die Geräte im Netz auf einen freien Slot und melden den Sendewunsch im Netzwerk an. Nach einer definierten Warteperiode bekommt jener Teilnehmer das Zeitfenster zugeordnet, der seinen Sendewunsch mit der höchsten Priorität untermauern kann. Es kann aber nicht garantiert werden, dass es zu keinen Kollisionen kommt. Daher ist diese Variante für Systeme, die Dienstgüte voraussetzen, nur bedingt geeignet.

Die genaue Aufteilung eines MAC-Zyklus wird vom Leitgerät bestimmt. Dieses entscheidet auch, wie die TXOPs verteilt werden. Dabei können CFTXOP und STXOP beliebig gemischt und auch wiederholt werden. Werden in einem MAC-Zyklus ein oder mehrere STXOP-Fenster verwendet, entscheidet das Leitgerät, welche Arten von Zeitfenstern eingesetzt werden. Diese Aufteilung ist nicht bindend und kann im folgenden MAC-Zyklus wieder geändert werden. Auch die Aufteilung der TXOPs kann in jedem Zyklus verschieden sein. Eine detaillierte Beschreibung der Medienzugangskontrolle kann in Kapitel 8.1.4 des Standards G.9961 nachgelesen werden.

### 2.1.3 G.hn Übertragungsmedien

Die Tonabstände und FEC Raten sind je nach Übertragungsmedium anders definiert. Sie sind dabei den Eigenschaften der Leitung angepasst.

Im Fall der Übertragung über Stromleitung (PB) beträgt der Tonabstand  $24,4140625 \text{ kHz}$ . Der Abstand der Töne bei der Verwendung der Telefonleitung (TB) ist mit  $48,828125 \text{ kHz}$  doppelt so groß. Noch größer ist der Abstand bei Koaxial-Basisband-Übertragungen (CB). Hier ist die Frequenz acht mal so groß:  $195,3125 \text{ kHz}$ .

Auch die PSD Masken (PSD - engl. Power Spectral Density) sind je nach Medium unterschiedlich definiert. Diese Masken beschreiben die maximale spektrale Leistungsdichte, die jeder Ton des Nutzsymbols am Ausgang des G.hn Systems im Frequenzband haben darf. Dabei ist zu beachten, dass nicht nur das Übertragungssignal diese Grenzen einzuhalten hat, sondern auch alle Störsignale des Systems, wie beispielsweise das Rauschen des Verstärkers. Abbildung 2.2 zeigt die PSD Masken für die Übertragung über Stromleitung. Je nach Anwendungsfall sind bei diesem Medium unterschiedliche Masken definiert. Für eine optimale Übertragungsrate von  $1 \text{ Gbit/s}$  ist eine „flache“ Maske spezifiziert, die im Nutzband eine spektrale Leistungsdichte von konstant  $-85 \text{ dBm/Hz}$  nicht überschreiten darf. Die Gesamtleistung des Nutzsymbols ist die aufsummierte Leistung der einzelnen Töne:

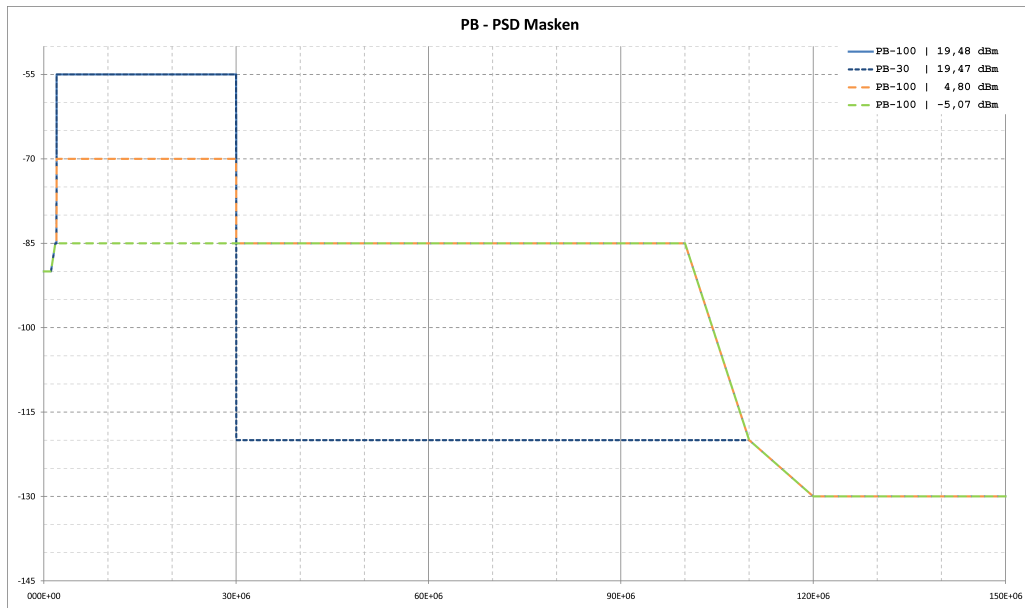
$$P = \int_{f_0}^{f_e} PSD df \quad (2.1)$$

$$P = \left(10^{\frac{-85}{10}} \cdot (100E6 - 2E6)\right) = 0,311 \text{ W} \quad (2.2)$$

$$P = 10 \cdot \log(0,311) = -5,07 \text{ dBm} \quad (2.3)$$

Kann die maximale Übertragungsrate aufgrund der Leitungsdämpfung nicht erreicht werden, wird die spektrale Leistungsdichte im Bereich von  $2 \text{ MHz}$  bis  $30 \text{ MHz}$  sukzessive angehoben. Im Fall einer Anhebung der spektralen Leistungsdichte in diesem Bandabschnitt auf  $-70 \text{ dBm/Hz}$  beträgt die aufsummierte Leistung:

$$P = 10 \cdot \log \left[ \left(10^{\frac{-70}{10}} \cdot (30E6 - 2E6)\right) + \left(10^{\frac{-85}{10}} \cdot (100E6 - 30E6)\right) \right] = 4,80 \text{ dBm} \quad (2.4)$$



**Abbildung 2.2:** PSD Masken für PB

Adaptiert von G.9960 Kapitel 7.2.2.3

Der Standard erlaubt eine Steigerung der Gesamtleistung des Signals, indem dieser Bandabschnitt bis zu einer maximalen spektralen Leistungsdichte von  $-55 \text{ dBm/Hz}$  aufgefüllt wird. Die integrierte Leistung beträgt in diesem maximalen Fall  $19,48 \text{ dBm}$ .

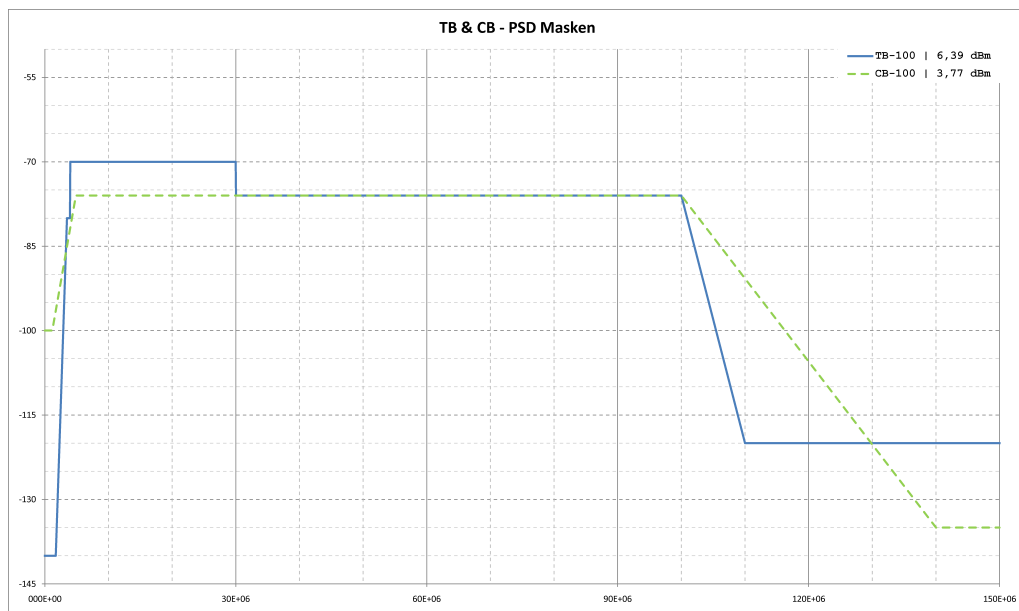
Wird ein Signal gesendet, das nur die Töne zwischen  $2 \text{ MHz}$  bis  $30 \text{ MHz}$  beinhaltet, beträgt die Leistung  $19,46 \text{ dBm}$ . Das zeigt, dass annähernd die gesamte Sendeleistung des  $100 \text{ MHz}$ -Signals im Bereich von  $2 \text{ MHz}$  bis  $30 \text{ MHz}$  gesendet wird.

Die PSD-Maske legt auch für Frequenzen außerhalb des Nutzbandes Grenzen fest. Bei der Übertragung über Stromleitung ist besonders auf die spektrale Leistungsdichte ab  $120 \text{ MHz}$  zu achten. Die Spezifikation schreibt vor, dass ab dieser Frequenz die Leistungsdichte  $-130 \text{ dBm/Hz}$  nicht übersteigen darf. Grund für diese strikte Grenze ist die Absicht der ITU, diesen Frequenzbereich in Zukunft für weitere Dienste zu verwenden. Die spektrale Leistungsdichte in diesem Bereich wird durch die von den Nichtlinearitäten des Übertragungssystems erzeugten Oberwellen der Töne gebildet.

Der Standard sieht auch Masken vor, die den letzten Ton bei  $25 \text{ MHz}$  oder  $50 \text{ MHz}$  haben. Diese Bandpläne sind beim Entwurf des Systems jedoch nicht entscheidend, da die Schaltung auf die Maximalwerte bemessen werden muss.

In Abbildung 2.3 sind die PSD Masken für die Übertragung über Koaxial- (CB) und Telefonleitungen (TB) zu sehen. Im Fall der Übertragung über die Telefonleitung wird im Standard vorgeschrieben, dass ein eventuell parallel übertragenes ADSL Signal nicht gestört werden darf. Daher ist die maximale spektrale Leistungsdichte der Störsignale unter dem Nutzband ( $f < f_0$ ) mit  $-140 \text{ dBm/Hz}$  um ein Vielfaches kleiner, als die Grenze im Fall der Übertragung über Stromleitung. Über dem Nutzband ( $f > f_e$ ) ist die Maskengrenze mit  $-120 \text{ dBm/Hz}$  im Vergleich entspannter.

Umgekehrt verhält es sich bei der Übertragung über Koaxialleitung. Da in diesem Fall keine Dienste den Frequenzbereich unterhalb des Nutzbandes verwenden, gibt es keinen Grund, eine scharfe Grenze zu ziehen. Daher ist eine spektrale Leistungsdichte von  $-100 \text{ dBm/Hz}$  erlaubt. Über dem Nutzband ist jedoch, um andere Signale, die über die selbe Leitung übertragen wer-



**Abbildung 2.3:** PSD Masken für TB und CB

Adaptiert von G.9960 Kapitel 7.2.1.3 und Kapitel 7.2.3.3

den, nicht zu stören, bereits bei 110 MHz eine Reduktion auf  $-120 \text{ dBm/Hz}$  vorgeschrieben. Im Nutzband wird in beiden Fällen eine spektrale Leistungsdichte von  $-76 \text{ dBm/Hz}$  als Grenze definiert, wobei bei Übertragungen über Telefonleitung der Bandabschnitt im Bereich von 2 MHz bis 30 MHz auf bis zu  $-70 \text{ dBm/Hz}$  erhöht werden darf.

Alle PSD Masken definieren die maximale Leistung der einzelnen Töne. Die reale Leistung der einzelnen Töne wird vom System bestimmt und kann sich, je nach Einsatz, ändern. Neben Frequenzbändern, die für Amateurfunk- oder Radioübertragungsfrequenzen ausgelassen werden, überprüft das System auch, ob eine Übertragung bei einer bestimmten Frequenz, aufgrund eines schlechten Signal-Rausch-Abstands, überhaupt möglich ist. Ist der Abstand zwischen dem Rauschen und dem Signalton zu gering, wird der Ton ausgelassen oder reduziert, um die Energie in anderen Tönen zu verwenden. Durch diese Kriterien kann es vorkommen, dass einzelne Töne mit mehr Leistung senden als andere.

Werden im Nutzband, zum Schutz anderer Dienstleistungen, Töne deaktiviert, darf die maximale spektrale Leistungsdichte, die durch die signalverarbeitenden Blöcke entstehenden Mischprodukte,  $-85 \text{ dBm/Hz}$  nicht überschreiten. Diese Einkerbungen in das Nutzband werden aber nur bei der Übertragung über Strom- und Telefonleitung vorgenommen. CB-Übertragungen sind aufgrund der Leitungseigenschaften nicht betroffen. Die internationalen Amateurfunk-Frequenzbänder bis 100 MHz sind in Annex D des Standards G.9960 aufgelistet.

Da die Leistungsgrenze im Fall der Übertragung über Stromleitung gleich der aufsummierten Leistung der einzelnen Töne ist, hat eine Reduktion der spektralen Leistungsdichte eines beliebigen Tons bereits eine Reduktion der gesamten Leistung zur Folge. Werden Telefon- oder Koaxialleitungen verwendet, muss jedoch auf die maximal erlaubte Sendeleistung geachtet werden. In Tabelle 2.1 sind die maximalen Sendeleistungen des Systems nach Übertragungsmedium aufgelistet. Verglichen mit den Leistungen der aufsummierten Töne ist zu erkennen, dass sowohl beim Einsatz der Telefonleitung als auch beim Einsatz einer Koaxialleitung darauf geachtet wer-

Medium	Bandplan	max. Sendeleistung	Sendeleistung aller Töne
Stromleitung (PB)	PB-flach	20 <i>dBm</i>	-5,07 <i>dBm</i>
	PB-T70	20 <i>dBm</i>	4,80 <i>dBm</i>
	PB-20	20 <i>dBm</i>	19,48 <i>dBm</i>
Telefonleitung (TB)	50 <i>MHz</i>	3 <i>dBm</i>	4,91 <i>dBm</i>
	100 <i>MHz</i>	4,5 <i>dBm</i>	6,39 <i>dBm</i>
Koaxialleitung (CB)	50 <i>MHz</i>	-1 <i>dBm</i>	0,52 <i>dBm</i>
	100 <i>MHz</i>	2 <i>dBm</i>	3,77 <i>dBm</i>

**Tabelle 2.1:** Maximale Sendeleistung verschiedener Übertragungsmedien

Werte aus G.9960 Kapitel 7.2.6

den muss, dass einige Töne mit reduzierter Leistungsdichte gesendet werden müssen.

Die Leitungswiderstände sind bei jedem Übertragungsmedium unterschiedlich definiert. Strom- und Telefonleitungen werden mit 100  $\Omega$  spezifiziert, Koaxialleitungen mit 75  $\Omega$ . Diese Werte ergeben sich aus einer Mittelung der Impedanzen. Je nach Leitungsart und -länge, Verzweigungen im Leitungsnetz sowie angeschlossenen Geräten ändert sich die Impedanz der Leitung jedoch.

Da die Leitungen keine einheitliche Impedanz aufweisen und jede Leitung eine andere Impedanz hat, muss das G.hn System nicht angepasst terminiert werden. Im Fall der Übertragung über Stromleitung ist das auch nicht sinnvoll, weil durch eine angepasste Terminierung der Lastwiderstand halbiert würde und folglich der Ausgangsstrom verdoppelt werden müsste. Die Terminierung im Fall der Übertragung über Telefon- oder Koaxialleitung kann dagegen angepasst sein, da die maximalen Sendeleistungen weitaus geringer sind (vergl. Tabelle 2.1).

Neben den beschriebenen Signalen, den sogenannten Basisband-Signalen, unterstützt G.hn auch die Datenübertragung in RF-Bereich über Koaxialleitungen. Um diese Frequenzen nutzen zu können, wird jedoch ein eigenständiger HF-Treiber benötigt. Diese Art der G.hn Übertragung wird in dieser Arbeit nicht abgedeckt.

## 2.1.4 Sicherheit im Netzwerk

Um die Datensicherheit innerhalb des Netzes zu gewährleisten, ist in G.hn Netzwerken die Verschlüsselung der Datenübertragung vorgeschrieben. Die Verschlüsselung geschieht mithilfe des CCMP Protokolls (Counter Mode with Cipher Block Chaining Message Authentication Code Protocol), das die Daten mit einem 128-bit AES Schlüssel verschlüsselt. Der Schlüssel wird zwischen zwei Geräten des Netzwerks getauscht, sodass andere Knoten im Netz die Daten nicht entziffern können. Selbst wenn ein dritter Knoten als Relais verwendet wird, kann dieser die Daten nicht entschlüsseln. Ein Janusangriff (Man-in-the-middle-Angriff) soll dadurch erschwert werden.

Die Authentifikation und der Schlüsseltausch erfolgt nach dem ITU-T Standard X.1035.

## 2.2 Konkurrenz

Im Bereich der Datenübertragung über Stromleitung (engl. Power Line Communication - PLC) hat sich in den letzten Jahren HomePlug und dessen Nachfolger HomePlug AV etabliert. Entstanden ist dieser quasi-Standard durch Patente der Firma Intellon [15], die im Dezember 2009 von der Firma Atheros aufgekauft wurde. HomePlug Systeme erreichen im Idealfall Datenraten bis zu  $85 \text{ Mbit/s}$ . HomePlug AV schafft im günstigsten Fall bis zu  $200 \text{ Mbit/s}$ .

Als Modulationsverfahren kommen OFDM, QPSK, BPSK und 64/256/1024-QAM zum Einsatz. Der verwendete Frequenzbereich umfasst  $2 \text{ MHz}$  bis  $28 \text{ MHz}$ . Das Übertragungsverfahren basiert auf CSMA/CA (Mehrfachzugriff mit Trägerprüfung und Kollisionsvermeidung - engl. Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance).

Wie auch G.hn bieten diese Standards Verschlüsselung der übertragenen Daten an. Eine weitere Ähnlichkeit sind die ausgesparten Frequenzbänder für andere Dienste und Amateurfunk.

HomePlug AV Geräte bieten neben der Übertragung via Stromleitung mittels Adapter auch die Möglichkeit, andere Übertragungsmedien zu nutzen.[16]

Die Weiterentwicklung dieses Standards, HomePlug AV2, ist im IEEE-Standard P1901 mitberücksichtigt und integriert. Dieser Standard ist im Februar 2011 publiziert und ratifiziert worden. [11]

Im Gegensatz zu G.hn sind in P1901 zwei unterschiedliche Bitübertragungsschichten (OSI-Modell Ebene 1) definiert:

- schnelle Fourier Transformation (FFT) mit Orthogonalem Frequenzmultiplexverfahren (OFDM). Die Fehlerkorrektur geschieht mit Vorwärtsfehlerkorrektur (FEC) und Turbo-Convolutional-Codes (TCC - engl. CTC).
- schnelle Wavelet Paket Transformation mit Orthogonalem Frequenzmultiplexverfahren (Wavelet OFDM modulation). Die Fehlerkorrektur ist zwingend. Verwendet werden verknüpfter Reed-Solomon-Code (concatenated RS) sowie Faltungscode (Convolutional code), optional kann auch Low-Density Parity-Check (LDPC) verwendet werden.

Die einzelnen Töne liegen im Fall der FFT-OFDM-Modulation zwischen  $1,8 \text{ MHz}$  und  $50 \text{ MHz}$ , wobei der Bereich für Trägerfrequenzen  $f > 30 \text{ MHz}$  optional ist. Im Fall der Wavelet-OFDM-Modulation werden Töne zwischen  $2 \text{ MHz}$  bis  $28 \text{ MHz}$  benutzt. Dieses Nutzband darf, sollte es notwendig sein, wie bei der FFT-OFDM-Modulation, auf bis zu  $50 \text{ MHz}$  ausgeweitet werden. Diese Erweiterung ist auch von länderspezifischen Gegebenheiten abhängig. [11 - Kapitel 11-14]

Die Kompatibilität mit G.hn ist mit diesen Standards nicht gegeben, da die Verfahren vor allem unterschiedliche Fehlerkorrekturen verwenden. [17] Im Gegensatz dazu sind HomePlug, HomePlug AV und AV2 Geräte untereinander kompatibel.

Im Bereich der Datenübertragung via Koaxialleitung gibt es, neben den HomePlug AV Geräten mit Adapter, vor allem Geräte nach dem MoCA Standard. Initiiert wurde der Standard von der Multimedia over Coax Alliance (MoCA) im Jahr 2004.

Mittlerweile hat diese Allianz Version 2.0 des Standards verabschiedet. MoCA 2.0, beschlossen im Juni 2010, wird, wie G.hn, eine Datenübertragungsrate von bis zu  $1 \text{ Gbit/s}$  erreichen können.

Ein weiterer konkurrierender Standard ist HomePNA (ITU-T: G.9951, G.9952, G.9953, G.9954). Dieser Standard, vorangetrieben durch die HomePNA Allianz, ist wie G.hn von der ITU-T verabschiedet und ermöglicht Datenübertragungen über Telefon- und Koaxialleitungen. Die HomePNA Allianz und ihre Mitglieder unterstützen seit März 2009 das HomeGrid Forum bei der Entwicklung von G.hn. [18]

## 2.3 G.hn: Vorteile und Kritikpunkte

Der größte Vorteil von G.hn ist die Möglichkeit, alle drei Übertragungsmedien in einem Netzwerk zu vereinen. Das hat vor allem in Hinblick auf die Wiederverwendung von entwickelten Komponenten große Vorteile. Ein Digitales Front-End kann in G.hn Systemen für alle drei Medien genutzt werden. Das selbe gilt auch für das AFE. Werden mehrere Kanäle in einem Gerät verwendet, werden die Komponenten mehrmals eingebaut. Dies bringt den Herstellern Vorteile bei den Entwicklungskosten.

Aber auch technisch hat der Standard Vorzüge. G.hn wird im Idealfall höhere Datenübertragungsraten als alle anderen am Markt befindlichen Systeme erreichen können. Ein weiterer Vorteil gegenüber P1901 ist, dass die Verschlüsselung von G.hn von Endpunkt zu Endpunkt geschieht. Bei P1901 Datenverbindungen wird im Relais-Fall die Datenverbindung von der Relaiseinheit entschlüsselt, anschließend verschlüsselt und erst dann weitergeleitet. Durch dieses Verfahren ist es möglich, mittels Janusangriff die übertragenen Daten auszuspähen.

Mit G.hn konkurrierende Firmen bemängeln, dass Datenübertragungsraten von 1 *Gbit/s*, vor allem bei der Übertragung über Stromleitung, nicht realistisch und zu hoch gegriffen sind. Weiters wird vor allem der Umfang der Spezifikation angekreidet. Im Gegensatz zu IEEE P1901, dessen Beschreibung über 1300 Seiten lang ist, ist G.hn auf zirka 400 Seiten dokumentiert. Kritiker beanstanden, dass der G.hn Standard zu viel Interpretation zulassen würde und die Interoperabilität zwischen den Geräten verschiedener Firmen durch diesen Umstand gefährdet sei.

Kritisiert wird auch, dass G.hn nicht an bereits am Markt befindliche Systeme angepasst wurde. So sind, um die Integration aller drei Medien in einem System zu vereinfachen, nicht die bereits existierenden Protokolle für die jeweiligen Medien verwendet worden, sondern ein neues, gemeinsames geschaffen worden.

# Kapitel 3

## Verstärkerklassifikation

Aufgrund der Vielzahl der Verstärkervarianten haben sich mit den Jahren verschiedene Arten der Klassifikation herauskristallisiert, die im Folgenden kurz beschrieben werden.

### 3.1 Unterscheidung nach Klasse

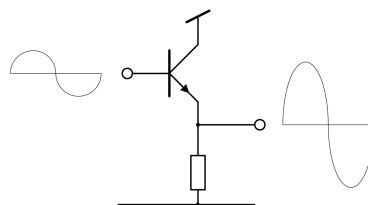
Je nach Konzept können Verstärker in unterschiedliche Klassen eingeteilt werden. Dabei fällt das Augenmerk nicht auf den Aufbau des Verstärkers, sondern auf die Betriebsart. Wird ein komplexer Verstärker beschrieben, bezieht sich der Name auf die Betriebsart der Ausgangsstufe.

#### 3.1.1 Klasse-A-Verstärker

Ein Klasse-A-Verstärker besteht in seiner einfachsten Form aus einem Transistor (vgl. Abb. 3.1). Der Terminus kann aber auch ein Gesamtkonzept einer Verstärkerstufe beschreiben. So ist zum Beispiel ein komplementärer Kaskode Verstärker ein Klasse-A-Verstärker.

Der Klasse-A-Verstärker zeichnet sich dadurch aus, dass der Ruhestrom größer als der Laststrom ist, da der Ruhestrom immer fließt, auch wenn kein Signal anliegt. Die aufgenommene Gesamtleistung des Verstärkers ist daher unabhängig von der Signalamplitude konstant. [1 - S. 900]

Dadurch ergibt sich eine hohe Ineffektivität der Schaltung, aufgrund derer es schwierig ist,



**Abbildung 3.1:** Klasse-A-Betrieb

Klasse-A-Verstärker in mobilen Geräten einzusetzen, da die Batterie zu schnell geleert wird. Gerade dieser Punkt führte in den letzten Jahren zu alternativen Entwicklungen.

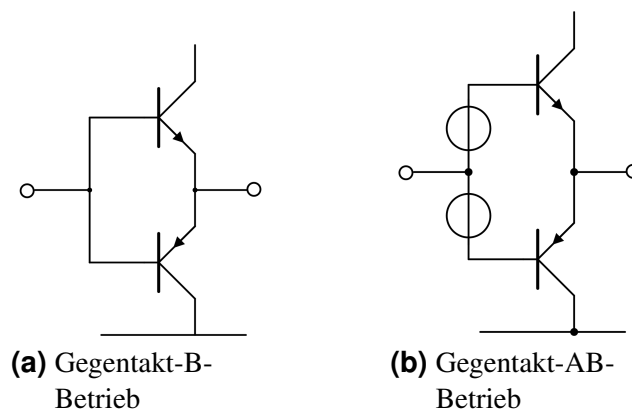


### 3.1.2 Klasse-B-Verstärker

Im Gegensatz zum Klasse-A-Verstärker verstärkt der Klasse-B-Verstärker nur eine Halbwelle. Da die Schaltung aus diesem Grund die Hälfte der Zeit ausgeschaltet ist, wird die Effizienz gesteigert. Problematisch ist hierbei, dass durch die einseitige Verstärkung hohe Verzerrungen entstehen, weshalb die Einsatzgebiete eingeschränkt sind. Hochfrequenz-Leistungsverstärker können in dieser Topologie aufgebaut werden, da Verzerrungen in solchen Systemen nicht so starke Auswirkungen haben. Aber auch in diesem Einsatzgebiet wird der Klasse-B-Verstärker zusehends vom Klasse-C-Verstärker abgelöst. [13]

Eine Erweiterung der Klasse-B-Verstärkerschaltung ist die Gegentakt-B-Stufe (Abb. 3.2a). In dieser Konfiguration werden mindestens zwei Transistoren benötigt. Jeder Transistor ist für die Verstärkung einer der beiden Halbwellen des Signals zuständig. Der gerade inaktive ist zu diesem Zeitpunkt ausgeschaltet. Am Ausgang der Stufe, der sich an den beiden Emittoren der Transistoren befindet, wird das Signal wieder zusammengefügt.

Ein Nachteil dieser Betriebsart ist, dass es zu einer Übernahmeverzerrung im Ausgangssignal kommen kann, da bei einer Eingangsspannung  $U_e = 0 V$  beide Transistoren sperren. Das zeigt, dass der Ruhestrom des Gegentakt-B-Verstärkers 0 ist. Dies trifft auch auf den Klasse-B-Verstärker zu.

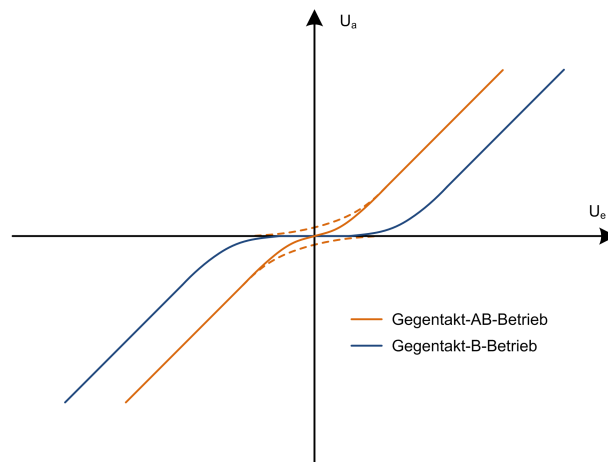


**Abbildung 3.2:** (a) Gegentakt-B-Betrieb (b) Gegentakt-AB-Betrieb

### 3.1.3 Gegentakt-AB-Verstärker

Der Gegentakt-AB-Verstärker ist eine Weiterentwicklung des Gegentakt-B-Verstärkers. In dieser Betriebsart wird der gerade inaktive Transistor nicht ganz abgeschaltet, er ist also weiterhin leicht leitend, wodurch die Übernahmeverzerrung drastisch reduziert wird.

Der Ruhestrom, der den inaktiven Transistor eingeschaltet lässt, wird durch zwei Hilfsspannungsquellen erzeugt. Er verursacht eine Reduktion der Effizienz der Schaltung, ist jedoch im Vergleich zum Ruhestrom des Klasse-A-Verstärkers kleiner als der Laststrom. Zu beachten ist, dass der Betrag dieses Stroms die Übernahmeverzerrung umgekehrt proportional beeinflusst. Es gilt also, einen Kompromiss zwischen Effizienz und Linearität des Ausgangssignals zu finden.

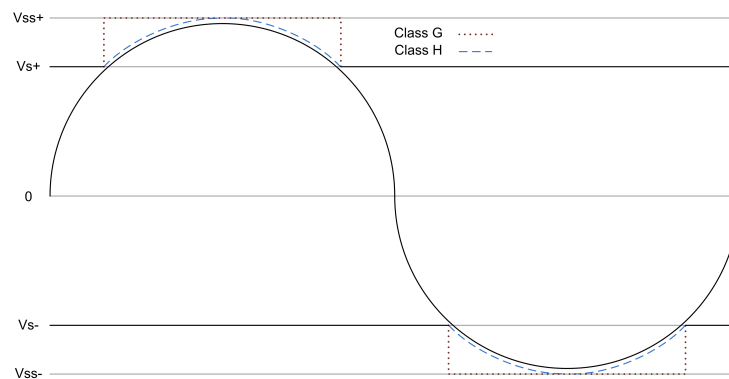


**Abbildung 3.3:** Vergleich Gegentakt-B-Betrieb Gegentakt-AB-Betrieb

### 3.1.4 Klasse-G/H-Verstärker

Ein komplett anderes Konzept verfolgen Verstärker der Klasse-G und der Klasse-H. Sie zeichnen sich durch variierende Versorgungsspannungen aus. Dabei wird die hohe Spannung nur dann verwendet, wenn sie auch aufgrund der Aussteuerung des Signals benötigt wird. Das steigert die Effizienz, setzt jedoch voraus, dass die Signalspitze, die die hohe Versorgungsspannung benötigt, zuverlässig und rechtzeitig erkannt wird.

Das Prinzip der Verstärker mit variierender Versorgungsspannung ist gerade bei Systemen, die



**Abbildung 3.4:** Klasse-G/H-Betrieb

OFDM-Signale verwenden, ein interessanter Lösungsansatz. In diesen Anwendungsgebieten wird aufgrund des hohen Scheitelfaktors der Signale nur selten eine Spannungsspitze übertragen, wodurch der Verstärker den Großteil des aktiven Betriebs mit einer kleinen Versorgungsspannung auskommt.

Der Unterschied zwischen Klasse-G- und Klasse-H-Betrieb ist der Verlauf der zweiten Versorgungsspannung (vergl. Abb. 3.4). Im Fall des Klasse-G-Betriebs verhält sich diese Spannung wie ein Rechteckpuls, der zur ersten Versorgungsspannung addiert wird. Im Vergleich dazu wird die hohe Versorgungsspannung im Klasse-H-Verstärker dem Amplitudenverlauf nachgeführt. Dies steigert die Effizienz des Verstärkers noch einmal, ist jedoch technisch aufwendiger zu realisieren.

In aktuellen Verstärkern kommt eine Zwischenlösung zum Einsatz, in der die zweite Versorgungsspannung trapezförmig mithilfe einer Ladungspumpe nachgeführt wird.

## 3.2 Unterscheidung nach Operationsverstärker-Typ

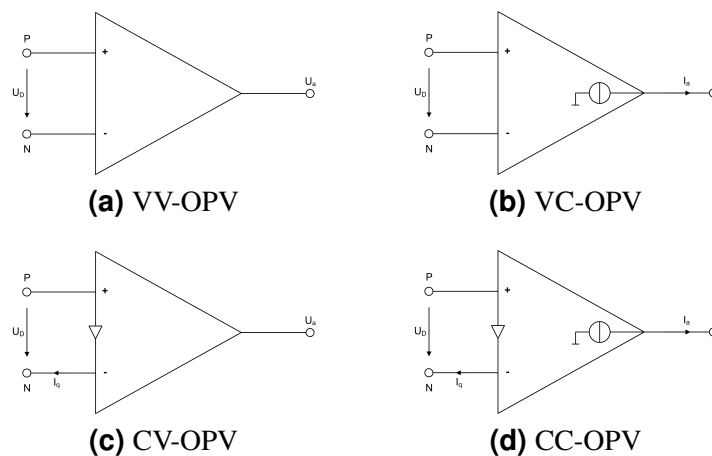
Im Gegensatz zur Unterscheidung nach der Verstärker-Klassen, wo die Betriebsart als Klassifizierung herangezogen wird, wird bei der Unterscheidung nach Operationsverstärker-Typen (OPV) die Topologie der Schaltung näher betrachtet.

Diskret aufgebaute Operationsverstärker sind selten zu finden, OPVs werden beinahe ausschließlich als integrierte Schaltungen verwendet. Die Gehäuse der Verstärker sind nicht viel größer als jene von Einzeltransistoren und auch im Preis gibt es kaum Unterschiede.

Operationsverstärker haben typischerweise zwei Signaleingänge: einen nicht invertierenden ( $P$ ,  $+$  oder  $inp$ ) und einen invertierenden ( $N$ ,  $-$  oder  $inn$ ). Je nach Anwendungsfall sind ein oder zwei Signalausgänge vorhanden. Für massebezogene Applikationen wird ein Ausgang benötigt, während differenzielle Leitungstreiber zwei Signalausgänge besitzen.

Der nicht invertierende Eingang eines jeden Operationsverstärkers ist hochohmig. Je nach Eigenschaft des invertierenden Eingangs und des Ausgangs werden vier Typen von Operationsverstärkern definiert:

- VV-OPV: „normaler“ Operationsverstärker, hochohmiger invertierender Eingang, niederohmiger Ausgang
- VC-OPV: Transkonduktanzverstärker, hochohmiger invertierender Eingang, hochohmiger Ausgang
- CV-OPV: Transimpedanzverstärker, niederohmiger invertierender Eingang, niederohmiger Ausgang
- CC-OPV: Stromverstärker, niederohmiger invertierender Eingang, hochohmiger Ausgang



**Abbildung 3.5:** (a) normaler OPV (b) Transkonduktanzverstärker  
(c) Transimpedanzverstärker (d) Stromverstärker  
Angelehnt an [1 - S. 493]

### 3.2.1 VV-OPV - normaler Operationsverstärker

Der „normale“ Operationsverstärker [1 - S. 493] (engl. Voltage Feedback Operational Amplifier) hat sowohl einen hochohmigen invertierenden als auch einen hochohmigen nicht invertierenden Eingang. Der Ausgang ist niederohmig, stellt also eine Spannungsquelle dar. Diese Variante ist mit Abstand die älteste der OPVs und auch heute noch der am meisten verkaufte. [1 - S. 493]

Die Ausgangsspannung  $U_a$  berechnet sich aus

$$U_a = A_D \cdot U_D \quad (3.1)$$

$A_D$  ist die Differenzverstärkung

$$A_D = \left. \frac{dU_a}{dU_D} \right|_{AP} \quad (3.2)$$

Normale Operationsverstärker kommen als Verstärker für niedrige Frequenzen zum Einsatz. Die Vorteile diese Operationsverstärker-Typs sind seine geringe Offsetspannung, eine niedrige Drift und die hohe Präzision bei niedrigen Frequenzen. Nachteilig erweist sich, dass Stabilitätsprobleme bei kapazitiver und induktiver Last auftreten können. [1 - S. 578]

Ein Beispiel für einen VV-OPV ist der Miller-Operationsverstärker.

### 3.2.2 VC-OPV - Transkonduktanzverstärker

Der Transkonduktanzverstärker (engl. Operational Transconductance Amplifier - OTA) ist ein Verstärker, der eine Eingangsspannungsdifferenz in einen Ausgangsstrom verstärkt. Der invertierende Eingang ist beim VC-OPV hochohmig.

Aufgrund der hochohmigen Ausgangsstufe hat dieser Verstärker-Typ das Verhalten einer Stromquelle. Der Ausgangsstrom ist definiert als Differenzsteilheit multipliziert mit der Differenzspannung:

$$I_a = S_D \cdot U_D \quad (3.3)$$

Die Differenzsteilheit ist definiert durch die Steilheit eines Transistors der Schaltung.

$$S_D = \left. \frac{dI_a}{dU_D} \right|_{AP} \quad (3.4)$$

Diese Übertragungssteilheit (Transkonduktanz) ist auch die namensgebende Komponente dieses Verstärkers.

Ein Beispiel für einen Transkonduktanzverstärker ist der komplementäre Kaskode Transkonduktanzverstärker (engl. Folded Cascode OTA).

VC-OPVs werden als Treiber für kapazitive Lasten eingesetzt, die Last muss allerdings bei der Dimensionierung bekannt sein. Die Vorteile des Transkonduktanzverstärkers sind seine geringe Offsetspannung, eine niedrige Drift und ein gutes Einschwingverhalten bei kapazitiven Lasten. [1 - S. 579]

Aufgrund dieser Eigenschaften werden diese Operationsverstärker häufig in Kombination mit Koaxialleitungen verwendet. [1 - S. 554f]

### 3.2.3 CV-OPV - Transimpedanzverstärker

Der Transimpedanzverstärker, auch stromrückgekoppelter Operationsverstärker genannt (engl. Current Feedback Amplifier, CFA), hat im Gegensatz zu den bisher behandelten Varianten einen stromgesteuerten, niederohmigen invertierten Eingang und einen niederohmigen Ausgang. Die Ausgangsspannung  $U_a$  ist definiert als Differenzverstärkung multipliziert mit der Differenzspannung.

$$U_a = A_D \cdot U_D = I_q \cdot Z \quad (3.5)$$

Die Ausgangsspannung kann aber auch als Eingangsstrom multipliziert mit der internen Impedanz  $Z$  dargestellt werden.

Die Verstärkung des CV-OPVs ist aufgrund der parasitären Kapazitäten am Hochimpedanzknoten geringer als die eines vergleichbaren VV-OPVs.

Der größte Vorteil des Transimpedanzverstärkers ist, dass sein Verstärkungs-Bandbreite-Produkt nicht konstant ist. Die Bandbreite und die Schleifenverstärkung der gegengekoppelten Schaltung sind also unabhängig von der gewählten Verstärkung. Die Transitfrequenz ist hingegen direkt proportional zur Verstärkung.[1 - S. 562] Neben der hohen Bandbreite ist auch die hohe Anstiegsgeschwindigkeit von Vorteil. Aufgrund dieser Kombination wird er häufig als Leitungstreiber eingesetzt.

Der Nachteil des Transimpedanzverstärkers ist, dass er Stabilitätsprobleme bei kapazitiver und induktiver Last haben kann. [1 - S. 579]

### 3.2.4 CC-OPV - Stromverstärker

Der vierte Typ des Operationsverstärkers hat einen niederohmigen stromgesteuerten invertierten Eingang und eine hochohmige Stromquelle am Ausgang. Daher auch der Name Stromverstärker. Wie beim VC-OPV fehlt bei dieser Topologie der Impedanzwandler am Ausgang. Der Ausgangsstrom errechnet sich aus:

$$I_a = S_D \cdot U_D = k_I \cdot I_q \quad (3.6)$$

Alternativ kann man den Ausgangsstrom auch über den Stromübertragungsfaktor  $k_I$  berechnen.

$$k_I = \left. \frac{dI_a}{dI_q} \right|_{AP} \quad (3.7)$$

$k_I$  nimmt typischerweise Werte zwischen 1 und 10 an.

Vorteil des Stromverstärkers sind die hohe Bandbreite und hohe Anstiegsgeschwindigkeit. Als nachteilig erweist sich, dass die Last, wie beim Transkonduktanzverstärker, bei der Dimensionierung bekannt sein muss.

Die Anwendungsgebiete des Stromverstärkers reichen vom aktiven Filter für hohe Frequenzen über Stromtreiber für Magnetköpfe und Laserdioden bis hin zu Verwendung als Leitungstreiber. [1 - S. 579]

Aufgrund der Ähnlichkeiten, die der Verstärker mit einem einzelnen Transistor aufweist, wird diese Schaltung von der Firma Burr Brown (mittlerweile Texas Instruments) auch „Diamond-Transistor<sup>TM</sup>“ genannt. Betragsmäßig gesehen ist der Kollektorstrom  $I_c$  gleich dem Emitterstrom  $I_e$ . Der Basis-Eingangswiderstand  $R_B$  ist hoch, der Emitterwiderstand  $R_E$  ist niedrig und der Ausgangswiderstand  $R_A$  ist, wie am Kollektor eines Transistors, hoch.[1 - S. 564]

# Kapitel 4

## Die verwendete Technologie

Für den Entwurf des Leitungstreibers wird eine Infineon-BiCMOS-Technologie verwendet. Es handelt sich um einen  $0,35 \mu m$  Prozess, der sowohl Bipolartransistoren als auch Mosfets zur Verfügung stellt. Dies hat den Vorteil, dass sowohl Hochvolt-Bipolartransistoren als auch leistungssparende CMOS Logik auf einem Schaltkreis integrierbar sind.

Als Bipolartransistoren stehen npn- und pnp-Transistoren zur Verfügung. Letztere gibt es sowohl als laterale als auch als vertikale Variante. Die vertikalen pnp-Transistoren haben durch ihren Aufbau bessere Eigenschaften als ihre lateralen Pendanten und werden aus diesem Grund auch für den Entwurf des Verstärkers verwendet. Der npn-Transistor hat dennoch nahezu die dreifache Stromverstärkung. Das wirkt sich beim Entwurf eines Verstärkers vor allem auf die Symmetrie des Ausgangssignals aus und muss beim Entwurf des Leitungstreibers beachtet werden.

Die zur Verfügung stehenden npn-Transistoren haben im optimalen Arbeitsbereich eine Stromverstärkung von  $B \approx 100$ . Die Transitfrequenz der Transistoren liegt in ihrem idealen Arbeitsbereich bei  $f_T \approx 4 \text{ GHz}$ . Diese Werte können aber nur im Idealfall erreicht werden, wenn genau der richtige Transistor im jeweiligen Arbeitspunkt betrieben wird. Wird ein zu großer oder zu kleiner Transistor verwendet, sinken aufgrund des parabelförmigen Verlaufs der Kennlinien sowohl Stromverstärkung als auch Transitfrequenz sehr schnell wieder ab.

Die vertikalen pnp-Transistoren weisen ein ähnliches Verhalten auf, mit dem Unterschied, dass die maximale Stromverstärkung 40 ist. Die Transitfrequenz ähnelt jener der npn-Transistoren und liegt bei  $4,5 \text{ GHz}$ .

Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung für die Bipolartransistoren beträgt  $24 \text{ V}$ .

Als Mosfets stehen zwei Typen zur Verfügung. Neben den  $3,3 \text{ V}$  Mosfets können auch Hochvolt-Mosfets integriert werden, deren Drain-Source-Spannung bis zu  $36 \text{ V}$  annehmen darf. Die  $3,3 \text{ V}$  Transistoren eignen sich als Verstärker, als Schalter und für Logikelemente. Die minimale Strukturweite beträgt  $0,35 \mu m$ .

Die Hochvolt-Mosfets haben den Vorteil, dass sie aufgrund der hohen maximalen Drain-Source-Spannung einfach mit Bipolartransistoren gemischt werden können. Sie haben jedoch das Problem, dass die parasitären Kapazitäten sehr groß und nicht-linear sind. Daher werden sie nur in Spezialfällen eingesetzt.

Die verwendete Technologie ist ein Zwei-Wannen-Prozess. Daher können die Transistoren mittels Bulk-Anschluss auf unterschiedliche Substratspannungen gelegt werden. Dies ermöglicht die Verwendung von Niedervolt-Mosfets in Schaltungen, die eine höhere Versorgungsspannung haben. In diesen Fällen ist jedoch darauf zu achten, dass die Gate-Source-Spannung  $3,3\text{ V}$  nicht überschreitet. Durch derartige Einsätze kann in vielen Fällen auf Hochvolt-Transistoren verzichtet werden.

Widerstände können als Schichtwiderstände verschiedenster Materialien realisiert werden. Die verbreitetste Variante sind Poly-Schichtwiderstände, die von der Technologie aus Nieder- und Hochohm-Poly zur Verfügung gestellt werden. Ein Square eines Hochohm-Poly-Widerstands hat zirka  $1\text{ k}\Omega/\square$ , Niederohm-Poly-Widerstände etwa  $4\ \Omega/\square$ . Metall-Widerstände liegen bei wenigen  $m\Omega/\square$ . Es ist aber auch möglich, Widerstände aus beinahe allen anderen, in den Prozessen verwendeten, Materialien zu verwenden.

Als Kapazitäten stehen diverse Kombinationen der verwendeten Materialien zur Verfügung. Insbesondere sind dies die Poly-Poly-Kapazitäten, die einen typischen Wert von  $1,35\text{ fF}/\mu\text{m}^2$  haben. Poly-GOX-Kapazitäten erreichen bis zu  $4,3\text{ fF}/\mu\text{m}^2$ , alle weiteren Kapazitäten liegen bei wenigen  $a\text{F}/\mu\text{m}^2$ .

Die verwendete Technologie stellt auch Grabenisolation zur Verfügung. Dies hilft, die elektrische Isolation der einzelnen Transistoren zu verbessern.

# Kapitel 5

## Der entworfene Leitungstreiber

Im folgenden Kapitel wird der Entwurf des Leitungstreibers auf Transistorebene beschrieben. Der Verstärker soll den, von der ITU vorgegebenen, Anforderungen an einen G.hn Leitungstreiber für die Übertragung über Stromleitung entsprechen. Die Grundanforderung ist, dass Signale bis  $100\text{ MHz}$ , mit einer Leistung von bis zu  $20\text{ dBm}$  auf einer Leitung, die eine Last von  $100\ \Omega$  darstellt, mit hoher Linearität übertragen werden können müssen.

Bei der Wahl der Topologie gibt es zwei verschiedene Ansätze. Die erste Variante ist ein Verstärker, der aus zwei komplementären Treiberstufen besteht. Diese sind, neben der Impedanzwandlung, auch für die Verstärkung des Signals verantwortlich. Der zweite Ansatz ist ein Leitungstreiber mit zwei Treiberstufen und einem Vorverstärker. Dabei übernimmt der Vorverstärker die Verstärkung des Signals, die Treiberstufen sind für die Impedanzwandlung verantwortlich. Sie müssen aber auch in der Lage sein, das verstärkte Signal auf der angepeilten Last zu treiben. Nachteil der zweiten Variante ist, dass der Vorverstärker zusätzliche Fläche benötigt und daher teurer in der Fertigung ist. Es überwiegt jedoch der Vorteil, dass durch die niedrige oder nicht vorhandene Verstärkung in der Treiberstufe eine höhere Bandbreite und bessere Linearität erreicht werden kann.

Die Entwicklungsumgebung für den Entwurf des Leitungstreibers ist Cadence Design Framework II (DF II). Als Simulator wird das von der Firma Infineon entwickelte Programm Titan verwendet. Titan ähnelt in der Syntax stark dem weit verbreiteten SPICE, ist jedoch speziell für von Infineon entwickelte Technologien für integrierte Schaltkreise weiterentwickelt worden.

Im Gegensatz zum Analog Environment von Cadence hat dieser Simulator den Vorteil, dass alle Eingaben textbasiert sind und keine grafische Eingabe nötig ist. Dies vereinfacht die Wiederverwendung von bestehenden Simulationsparametern. Die Netzliste wird mithilfe eines Scripts aus DF II extrahiert.

Der Simulator liefert ein textbasiertes Ergebnis, dessen Syntax gewählt werden kann: es ist entweder für Gnuplot geeignet oder für COSMOS Scope. Einfache Simulationen werden mithilfe von Scope analysiert, komplexe Simulationen wie die MTPR (Missing Tone Power Ratio) werden als Gnuplot gespeichert und mit Matlab weiterverarbeitet.



## 5.1 Anforderungen

Im folgenden Kapitel werden die Anforderungen an einen G.hn Leitungstreiber beschrieben. Diese sind aus den Vorgaben der Systemingenieure, den allgemeinen Anforderungen an ein G.hn System und den Eigenschaften der verwendeten Technologie entstanden.

### 5.1.1 Verstärkung und Versorgung

Die Versorgungsspannung des Leitungstreibers beträgt  $20\text{ V}$ . Diese Spannung wird vorgegeben, da sie einen guten Kompromiss zwischen der maximalen Versorgungsspannung der Transistoren ( $24\text{ V}$ ) und der geplanten Leistungsaufnahme darstellt. Durch den hohen Ruhestromanteil des Ausgangsstroms des Verstärkers wirken sich hohe Versorgungsspannungen negativ auf die Leistungsaufnahme aus. Es ist jedoch auch zu beachten, dass bei kleiner werdender Versorgungsspannung das Verhältnis zwischen Versorgungsspannung und Signalspannung schlechter wird, da der Spannungsabfall konstant bleibt.

Vergangene Entwürfe von Leitungstribern in dieser Technologie haben gezeigt, dass ein Spannungsabfall von  $5\text{ V}$  vorgegeben werden muss, die maximale Signalspannung beträgt daher  $15\text{ V}$ . Das Eingangssignal hat eine maximale Amplitude von  $1,15\text{ V}$ .

$$\begin{aligned} A_{V_H} &= \frac{15}{1,15} = 13,0435 \\ &= 20 \cdot \log(13,0435) = 22,3079\text{ dB} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Formel 5.1 zeigt, dass die Verstärkung des Leitungstreibers  $13,0435$  beziehungsweise  $22,3079\text{ dB}$  betragen muss.

Aufgrund der Anforderungen, die G.hn an das System stellt, kann es auch zu dem Fall kommen, dass das System Signale zu übertragen hat, deren Sendeleistung weit unter der maximalen liegt. Wie in Tabelle 2.1 auf Seite 10 ersichtlich, ist dies sowohl im Idealfall des PB-Betriebs (flaches Spectrum) als auch in Koaxial-Basisband- und Telefonleitungs-Betrieb der Fall. Die zu treibende Signalleistung ist in diesen Betriebsfällen unter  $5\text{ dBm}$ . Das bedeutet, dass das Ausgangssignal bei der Übertragung über Stromleitungen  $2,5\text{ V}$  nicht übersteigt. Die maximale Ausgangsspannung errechnet sich aus der Ausgangsleistung und der definierten Last.

$$V_p = \sqrt{\frac{10^{\frac{5}{10}}}{1000} \cdot 50 \cdot 6,3} = 2,5 \quad (5.2)$$

Für diese Signale ist die zuvor erwähnte Minimierung der Leistungsaufnahme nicht mehr gültig. Aus diesem Grund wird der Leitungstreiber mit einer variablen Versorgungsspannung betrieben. Die gewählte Versorgungsspannung soll  $8\text{ V}$  im Betriebsmodus  $L$  betragen und  $20\text{ V}$  im Modus  $H$ .

Diese Reduktion hat signifikante Vorteile in der Leistungsaufnahme. Da der Bandplan  $PB - 20$  (Tabelle 5.1) nur bei weiten Übertragungstrecken und schlechten Stromleitungen verwendet wird, ist die Reduktion der Versorgungsspannung ein zentrales Anliegen.

Um das Rauschen des Verstärkers zu minimieren und die Grenzen außerhalb des Nutzbandes einhalten zu können, wird ein zweiter Verstärkungsfaktor eingeführt. Dies hat den Vorteil, dass

Bandplan	P [dBm]	$V_{spitze}$ [V]
PB-flach	-5,07	0,77
PB-T70	4,80	2,42
PB-20	19,5	13,29

**Tabelle 5.1:** Übersicht Sendeleistung PB

in Modus  $L$  das Rauschen der Eingangswiderstände und der Stufen vor dem Leitungstreiber nur mehr mit einem kleineren Faktor verstärkt werden.

$$V_{ppmax} = V_{DDL} - V_H = 3 \text{ V} \quad (5.3)$$

$$A_{V_{Lmin}} = \frac{3}{1,15} = 2,6 \quad (5.4)$$

Die minimal notwendige Verstärkung ist 2,6. Implementiert wird Verstärkung 4, um Vorteile in der Linearität zu haben, da in diesem Betriebsfall die maximale Spannung auch im letzten Ton bei 100 MHz auftreten kann. Die Eingangsspannung reduziert sich daher auf  $0,75 V_{max}$ .

$$A_{V_L} = 4 = 20 \cdot \log(4) = 12,0412 \text{ dB} \quad (5.5)$$

Neben der variablen primären Versorgung mit 20 V beziehungsweise 8 V wird auch eine Hilfsspannung mit 3,3 V benötigt, um Schaltkreise, die aus CMOS-Transistoren bestehen, zu versorgen.

## 5.1.2 Bandbreite

Die Bandbreite der Signale ist durch die Definition der ITU vorgegeben und beträgt maximal 100 MHz. Der Leitungstreiber sollte daher eine Transitfrequenz von mindestens 250 MHz haben, um am Ende des Nutzbandes bei 100 MHz möglichst viel verbleibende Verstärkung der Regelschleife zu haben. Jedes Dezibel, das der Verstärker im Amplitudengang Schleifenverstärkung an dieser Stelle aufweisen kann, verbessert die Linearität des Verstärkers.

Auch im Betriebsmodus  $L$  ist die Bandbreite durch das reduzierte Verstärkungs-Bandbreiteprodukt auf keinen Fall so hoch wie bei Modus  $H$ , sollte aber so groß wie möglich sein.

## 5.1.3 Anstiegsgeschwindigkeit

Die Anstiegsgeschwindigkeit (engl. slewrate) ist definiert als die maximale Flankensteilheit des Ausgangssignals eines Verstärkers. Angegeben wird dieser Parameter in der Einheit  $V/\mu s$ .

Im Fall der Übertragung über die Stromleitung ist der Ton bei 30 MHz der letzte, der die maximale Spannung von 15 V haben kann. Diese Grenze ist in den PSD-Masken (vergl. Abb. 2.2 auf Seite 8) im Standard festgeschrieben. Alle folgenden Töne haben eine Amplitude, die mit  $\approx 0,77 \text{ V}$  um vieles kleiner ist.

Aus diesem Grund ist die maximale Anstiegsgeschwindigkeit bei 30 MHz zu finden.

$$SR_H = 15 \cdot 2\pi \cdot 30E6 = 2,827E9 = 2827 \text{ V}/\mu s \quad (5.6)$$

Aus Formel 5.6 ist ersichtlich, dass der Verstärker eine Anstiegsgeschwindigkeit von mindestens  $2,827 \text{ kV}/\mu\text{s}$  haben muss, um das voll aufgefüllte Signal übertragen zu können. Werden kleinere Signale gesendet, so reduziert sich diese Grenze:

$$SR_L = 2,42 \cdot 2\pi \cdot 30E6 = 456E6 = 456 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (5.7)$$

$$SR_{L100} = 0,77 \cdot 2\pi \cdot 100E6 = 483E6 = 483 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (5.8)$$

In Formel 5.8 sind die Anstiegsgeschwindigkeiten für den Betriebsmodus  $L$  berechnet.  $SR_L$  ist das Ergebnis für einen  $30 \text{ MHz}$ -Ton mit einer spektralen Leistungsdichte von  $-70 \text{ dBm}/\text{Hz}$ . Im Vergleich dazu ist  $SR_{L100}$  die Anstiegsgeschwindigkeit eines Tons mit der spektralen Leistungsdichte von  $-85 \text{ dBm}/\text{Hz}$  bei  $100 \text{ MHz}$ .

Es zeigt sich, dass die minimale Anstiegsgeschwindigkeit für den Betriebsmodus  $L$   $483 \text{ V}/\mu\text{s}$  beträgt.

### 5.1.4 Sende- und Empfangsmodus

ADSL und VDSL Systeme verwenden aufgrund der Asymmetrie der Übertragung Frequenzmultiplexverfahren (FDMA), um beiden Gegenstellen gleichzeitig Zugriff auf das Medium zu geben. Dabei werden die Frequenzen in einzelne Bänder aufgeteilt, die jeweils entweder für das Senden oder für das Empfangen von Daten verwendet werden. Es gibt in derartigen System zwei unterschiedliche Verstärker, da ein DSL System eine asymmetrische Datenübertragungsrate hat und der Leitungstreiber zu Hause weniger Leistung bei kleineren Frequenzen sendet als der Leitungstreiber im Wählamt.

Ein G.hn System ist im Gegensatz dazu symmetrisch aufgebaut und verwendet ein Zeitmultiplexverfahren (TDMA). Die Gegenstellen teilen sich das gesamte Frequenzband, übertragen jedoch zeitlich getrennt. Das erfordert präzise Koordination zwischen den Teilnehmern, damit es zu keinen Kollisionen kommen kann, aber auch Fehlerkorrektursysteme, sodass es bei Kollisionen zu keinem Datenverlust kommt.

Die Verwendung des Zeitmultiplexverfahrens muss auch im Entwurf des G.hn Systems berücksichtigt werden. Um das Eigenrauschen und das Echo des Signals zu unterdrücken, wird in FDMA-Systemen ein Hybrid verwendet. In einem TDMA-System ist dieser Ansatz nicht mehr möglich. Durch das zeitlich getrennte Senden besteht jedoch die Möglichkeit, das Sendesystem während des Empfangsbetriebs einfach abzuschalten. Dadurch wird das Rauschen des Verstärkers und des vorgeschalteten AFEs „ausgeschaltet“. Das Echo während des Sendebetriebs ist jedoch nicht unterdrückbar.

Ein weiterer Vorteil des Abschaltens während des Empfangsfensters ist, dass ein großer Teil der Verlustleistung eingespart werden kann. In einem System mit zwei Teilnehmern kann davon ausgegangen werden, dass der Leitungstreiber nur  $50\%$  der Zeit im Sendemodus ist. Die restliche Zeit verbringt er wartend im Empfangsmodus, in dem nur wenige Transistoren zur Terminierung der Leitung aktiv sein müssen.

Die Herausforderung, die dieses Umschalten zwischen Sende- und Empfangsmodus mitbringt, ist, dass der Verstärker rechtzeitig und schnell genug zwischen diesen Betriebsmodi umschalten können muss. Das setzt präzise Zeitabläufe innerhalb des Systems voraus.

Als Vorgabe für den Leitungstreiber gilt, dass er binnen  $1,5 \mu\text{s}$  umschalten können muss. Bei einer Symbollänge von  $1/24414,0625 \text{ kHz} = 40,96 \mu\text{s}$  ist diese Zeit eine akzeptable Zeitspanne.

### 5.1.5 Übertragungsrate und MTPR

Die angepeilte Übertragungsrate des G.hn PB-Systems ist 1 *Gbit/s*. Im Frequenzbereich von 100 *MHz* sind, bei einem Tonabstand ( $F_{SC}$ ) von 24,4140625 *kHz*, 4096 Töne ( $N$ ) vorgesehen. Pro Ton können bei einer 4096-QAM Modulation 12 *bit* übertragen werden.

$$12 \cdot 4096 = 49152 \text{ bit} \quad (5.9)$$

In jedem Zeitfenster können nach Formel 5.9 49,152 *kbit* übertragen werden. Für die Übertragungsrate wird dieser Wert noch mit der Symbolrate multipliziert.

$$f_{OFDM} = \frac{N \cdot F_{SC}}{N + N_{GI}} = 21,1149E3 \quad (5.10)$$

$N_{GI}$  ist das Schutzband (engl. Guard Intervall), das am Anfang jedes Symbols gesendet wird. Alle Echos, die in diesen Zeitabschnitt fallen, stören den Empfänger nicht, da dieser alle Daten innerhalb des Intervalls ignoriert.

$$N_{GI} = k \cdot \frac{N}{32}, \quad k = 1, 2, \dots, 8 \quad (5.11)$$

Der Faktor  $k$  nimmt standardmäßig den Wert 5 an, kann jedoch an das Medium angepasst werden. Dabei ist zu beachten, dass ein kleineres Schutzband zu einer höheren Datenübertragungsrate führt.

Multipliziert man die Übertragungsrate eines Symbols mit der Symbolrate ergibt sich:

$$49152 \cdot 21,115E3 = 1,03784E9 \text{ bit/s} \quad (5.12)$$

Anhand Formel 5.12 zeigt sich, dass 1 *Gbit/s* erreichbar ist.

Verzerrungen innerhalb des Nutzbandes werden mit der Missing Tone Power Ratio (MTPR) beschrieben. Dabei wird die spektrale Leistungsdichte der Summe der Oberwellen der Töne an einer Position, an der ein Ton ausgelassen wird, gemessen. Üblicherweise wird, je nach gewünschter Simulations- beziehungsweise Messgenauigkeit, jeder zehnte oder hundertste Ton ausgelassen. Die Amplitude der aufsummierten Oberwellen an dieser Stelle des Frequenzbandes wird in Relation zum direkten Vorgänger-Ton gemessen und ergibt die MTPR in *dBc*.

Die Anforderungen in einem G.hn System ergeben sich aus folgender Rechnung: Zusätzlich zu 3 *dB* pro Bit wird eine „SNR Gap“ von 10 *dB* aufgeschlagen, um die Fehlerrate des Systems klein genug zu halten. Die „SNR Gap“ ist durch den hohen Scheitelfaktor des DMT Signals notwendig und hängt von der geforderten Fehlerrate ab. Letztere ergibt sich aus der Beschneidung der statistischen Amplitudenverteilung des Signals.

Im Fall des flachen PB-Bandplans ist die spektrale Leistungsdichte jedes Tons mit  $-85 \text{ dBm/Hz}$  gleich definiert. Der minimale Abstand des fehlenden Tons zu seinen Nachbarn errechnet sich als:

$$\Delta = -10 + 12 \cdot -3 = -46 \text{ dBc} \quad (5.13)$$

Unvorhersehbare kleine Fehler werden mit einer Marge von 4 *dB* abgedeckt. Daraus ergibt sich eine Anforderung von  $-50 \text{ dBc}$  für den flachen Bandplan. Die maximale Höhe der Töne ergibt:  $-85 - 50 = -135 \text{ dBm/Hz}$ .

Wird diese Spezifikation eingehalten, wird auch die kritische Grenze bei 120 MHz (vergl. Kapitel 2.1.3) nicht verletzt.

Durch die erhöhte spektrale Leistungsdichte des PB-Bandplans mit 19,5 dBm Sendeleistung im Bereich bis 30 MHz wird die MTPR Spezifikation auf  $-60$  dBc angehoben und es ergibt sich eine Grenze von  $-55 - 60 = -115$  dBm/Hz.

Folgt man dieser Grenze auch im Frequenzbereich von 30 MHz bis 100 MHz, ergibt sich in diesem Teil des Signals eine MTPR von  $-30$  dBc. Die Linearität des Leitungstreiber muss jedoch besser ausfallen, da die Spezifikation außerhalb des Nutzbandes sonst nicht einzuhalten ist.

Um sicher zu gehen, dass die 120 MHz-Grenze erreicht wird, ist am Ausgang des Leitungstreiber ein externer Filter eingebaut, der an dieser Stelle 6 dB dämpft.

### 5.1.6 Linearität

Die harmonische Verzerrung gibt die nichtlinearen Verzerrungen des Signals an. Sie ähnelt der totalen harmonischen Verzerrung, die das Verhältnis der gesamten Leistung der Oberwellen zur Leistung der Grundwelle darstellt, bezieht sich jedoch nur auf die einzelnen Oberwellen.

Gemessen wird die harmonische Verzerrung, indem ein Sinussignal an den Eingang des Verstärkers angelegt wird. Am Ausgang des Leitungstreiber wird das resultierende Signals mittels FFT in den Frequenzbereich transformiert. Beim Entwurf des Verstärkers ist darauf zu achten, dass die geraden Oberwellen des Signals eine möglichst große Unterdrückung haben. Die ungeraden Oberwellen sollten aufgrund des symmetrischen differentiellen Aufbaus des Leitungstreiber um vieles kleiner als die geraden sein. Angegeben wird die Verzerrung in dBc, Dezibel auf die Grundwelle (engl. carrier) bezogen.

Die harmonische Verzerrung eines Leitungstreiber kann mit zwei unterschiedlichen Amplituden des Sinussignals gemessen werden, da ein G.hn MTPR-Signal mit 6,3 einen hohen Klirrfaktor besitzt. Als Amplitude kann sowohl der Effektivwert als auch der Spitze-Tal-Wert des G.hn Signals herangezogen werden.

Die Anforderung für den Betriebsmodus *H* für eine Amplitude der Höhe des Effektivwerts ist mit  $-60$  dBc gleich der Anforderung der MTPR. Wird mit einem Sinuston mit einer Amplitude gleich dem Spitze-Tal-Wertes des G.hn Signals simuliert, muss die zweite Oberwelle einen minimalen Abstand von  $-40$  dBc auf die Grundwelle haben.

Vergangene Entwürfe von Leitungstreibern haben gezeigt, dass es reicht, die Simulation mit dem Spitze-Tal-Wert des MTPR-Signals durchzuführen, weil die Diskrepanz zur Simulation mit Effektivwert konstant ist.

### 5.1.7 Sonstige Anforderungen

- **Rauschen**

Das Rauschen eines integrierten Verstärkers kann auf den Eingang oder Ausgang bezogen angegeben werden. Das eingangsbezogene Rauschen stellt das Rauschen des Verstärkers und jenes der Beschaltung dar. Wird dieser Wert mit der Verstärkung multipliziert, ergibt sich das ausgangsbezogene Rauschen.

Die maximale Rauschspannung muss klein genug sein, um weder das Übertragungssignal zu stören, noch die Spezifikationsgrenze bei 120 MHz zu verletzen. In Betriebsmodus *H*

ist diese Grenze mit  $7 \text{ nV}$  eingangsbezogenem Rauschen gegeben. Dieser Wert ergibt, multipliziert mit der Verstärkung, eine Rauschspannung von  $91 \text{ nV}$  am Ausgang des Leitungstreibers.

$$10 \cdot \log \left( \frac{(91E-9)^2}{50} \cdot 1000 \right) = -127,8 \text{ dBm/Hz} \quad (5.14)$$

Mit Formel 5.14 kann die spektrale Leistungsdichte der Rauschspannung berechnet werden.

Da das vorgesehene Filter (vergl. Kapitel 5.1.5)  $6 \text{ dB}$  dämpfen soll, ist eine Rauschspannung von  $7 \text{ nV}$  akzeptabel. Ohne diese schaltungstechnische Maßnahme wäre ein kleinerer Grenzwert notwendig.

Im Betriebsmodus  $L$  ist eine höhere Rauschspannung am Eingang erlaubt, da die Verstärkung von 13 auf 4 reduziert ist.

#### • Last und Terminierung

Laut G.hn Standard wird der Leitungswiderstand einer Stromleitung auf  $100 \Omega$  spezifiziert. In Kombination mit der Leistung, die der Verstärker auf die Leitung treibt, ergibt sich folgende Spannung auf der Leitung:

$$V_{stL} = \sqrt{\frac{10^{\frac{19,48}{10}}}{1000} \cdot 100 \cdot 6,3} = 18,7647 \text{ V} \quad (5.15)$$

Der Spitze-Tal-Wert der Ausgangsspannung des Leitungstreibers ( $V_{stLD}$ ) beträgt  $15 \text{ V}$  (vergl. Kapitel 5.1.1).

Die Terminierung eines Verstärkers kann angepasst oder nicht angepasst sein.

Im Fall der Leistungsanpassung sind der Terminierungswiderstand und der Lastwiderstand gleich groß. Um die vom Standard vorgeschriebene Leistung auf die Leitung zu bringen, muss in diesem Fall die doppelte Leistung gesendet werden, da  $50 \%$  der Leistung durch den Terminierungswiderstand aufgebraucht werden.

Die Ausgangsspannung des Leitungstreibers ist jedoch vorgegeben und die zusätzliche Leistung muss durch eine Verdoppelung des Stroms aufgebracht werden.

Durch nicht angepasste Terminierung kann daher Verlustleistung gespart werden. Die Größe der Widerstände wird so festgelegt, dass lediglich  $10\%$  der ursprünglichen Leistung verbraucht wird.

$$V_{stLD2} = 15 \cdot 0,9 = 13,5 \text{ V} \quad (5.16)$$

$$k_{min} = \frac{18,7647}{13,5} = 1,39 \quad (5.17)$$

Das Übersetzungsverhältnis des Transformators muss daher mindestens  $1 : 1,39$  betragen. Um etwas Spielraum zurückzuhalten, wird das Transformatorverhältnis von den Systemingenieuren mit  $1 : \sqrt{2} = 1 : 1,41$  definiert.

Aus diesem Übersetzungsverhältnis errechnet sich der Lastwiderstand  $R_{Last}$ :

$$R_{Last_{ges}} = \frac{100}{(\sqrt{2})^2} = 50 \Omega \quad (5.18)$$

Daraus ergibt sich ein Terminierungswiderstand  $R_{term_{ges}} = \frac{50}{10} = 5 \Omega$ . Aufgeteilt auf die

differenziellen Ausgänge bedeutet dies:

$$- R_{Last} = \frac{R_{Last}}{2} = 25 \Omega$$

$$- R_{Last_{ges}} = \frac{R_{term_{ges}}}{2} = 25 \Omega$$

Die kapazitiven Verluste durch die Leitung und den Trafo, sowie die internen Leitungen zum Empfänger, werden in der Simulation mit  $6 \text{ pF}$  pro Leitungsende angenommen. Das ergibt eine Gesamtlast von  $50 \Omega$  und  $3 \text{ pF}$ .

Die Terminierung während des Empfangsbetriebs ist anders dimensioniert. Es ist vorgesehen, die Leitung mit  $100 \Omega$  zu terminieren. Diese Widerstände sollen zwischen die beiden Ausgänge des Leitungstreibers mithilfe von Hochvolt-Mosfets zugeschaltet werden, um während des Sendebetriebs keine zusätzliche Last zu erzeugen.

Die Fehlanpassung ist normalerweise kein Problem, da die Leitung das Signal so stark dämpft, dass es zu keiner Übersteuerung kommen kann. Um aber auch in dem Anwendungsfall, dass zwei Geräte direkt nebeneinander angeschlossen sind, keine Übersteuerung in den beiden Leitungstreibern hervorzurufen, wird ein Detektor im AFE eingebaut, der eine Überspannung im Ausgangssignal des Sender erkennt. Wird eine zu hohe Spannung gemeldet, verringert das AFE die Amplitude des Leitungstreiber-Eingangssignals und der Ausgangspegel wird kleiner. Diese Überprüfung findet lediglich im Sender statt, um den Empfänger auf keinen Fall zu übersteuern.

Durch diese Schutzschaltung ist es möglich, als Terminierung in Empfangsrichtung  $100 \Omega$  zu verwenden.

Da diese Terminierungswiderstände parallel zu den Ausgängen des Leitungstreibers liegen, muss dafür gesorgt werden, dass der, im Sendebetrieb niederohmige Verstärker, hochohmig wird. Um das zu erreichen, wird der Leitungstreiber im Empfangsbetrieb ausgeschaltet. Die dann hochohmigen Ausgänge stören die Terminierungswiderstände nicht und diese werden zur Gänze von der Gegenstelle gesehen.

## 5.2 Auswahl der Topologie

Der G.hn Leitungstreiber ist, in Anlehnung an bestehende DSL-Verstärker, als zweistufiger, voll differentieller, invertierender Verstärker aufgebaut. Die erste Stufe sorgt für die Verstärkung des Signals, die zweite Stufe nimmt die Impedanzwandlung des Signals vor. Sie ist auch dafür verantwortlich, dass der Strom des Ausgangssignals ausreicht, um die große Last, die ein Stromkabel darstellt, zu treiben.

Gesteuert wird der Verstärker mit drei Kontrollanschlüssen:  $C0$ ,  $C1$  und  $TRCtrl$ . Als Versor-

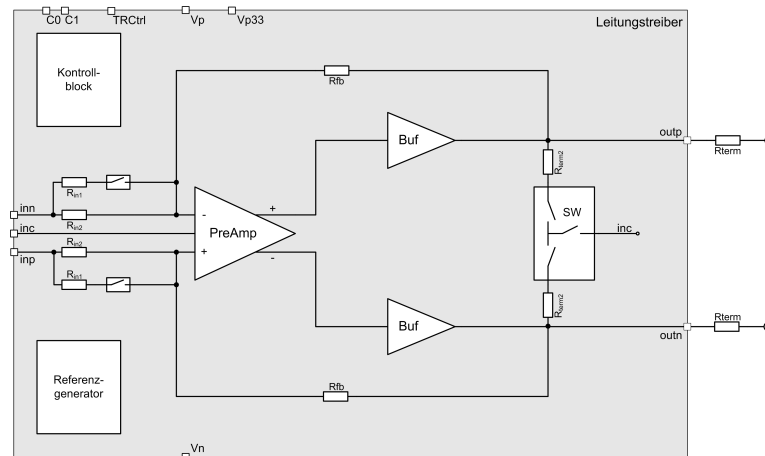


Abbildung 5.1: Blockdiagramm G.hn Leitungstreiber

ung stehen eine variable Hauptversorgungsspannung  $V_p$ , die je nach Betriebsmodus 20 V oder 8 V annehmen kann, sowie eine 3,3 V Hilfsspannung  $V_{p33}$ , die die CMOS Logik versorgt, zur Verfügung.

Neben Vorverstärker und Treiberstufe sind noch einige Nebenblöcke notwendig:

- **Kontrollblock:** Logikblock, um die internen Steuersignale zu erzeugen. Er verarbeitet die Steuersignale  $C0$ ,  $C1$  in interne Kontrollsignale und wird sowohl mit der Haupt- als auch mit der Hilfsspannung versorgt.
- **Referenzgenerator:** in diesem Teil des Verstärkers werden die benötigten Ströme erstellt. Hauptbestandteil ist eine Bandabstandsreferenz. Außerdem werden Referenz- und Kaskodenspannungen erzeugt.
- **Terminierungsschalter:** wird der Leitungstreiber in den Empfangsmodus geschaltet, muss eine Terminierung am Ausgang zugeschaltet werden. Dabei müssen zwei Hochvolt-Mosfet-Schalter geschlossen werden. Eine Schaltung zur schnellen Ansteuerung sowie die Schalter selbst sind in diesem Block integriert.

Der Anschluss  $inc$  ist intern mit der Gleichtaktspannung verbunden. An diesem Anschluss wird ein externer Kondensator befestigt, um die Gleichtaktspannung zu filtern.

### 5.2.1 Vorverstärker

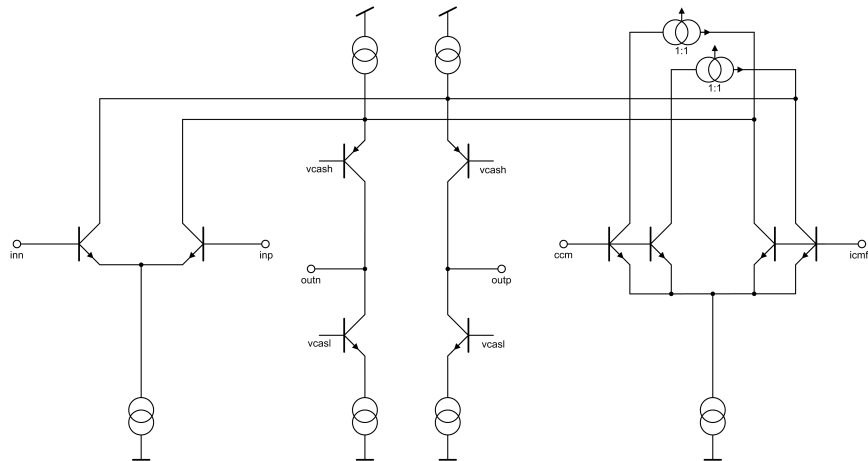
Als Vorverstärker kommt ein komplementärer Kaskode Transkonduktanzverstärker (VC-OPV) zum Einsatz. Ein Übersichtsbild ist in Abbildung 5.2 zu sehen.



Die Topologie stellt einen Klasse-A-Verstärker dar. Aus diesem Grund ist mit einer relativ schlechten Leistungsbilanz zu rechnen. Deutlich leistungssparender wäre eine Gegentakt-AB-Stufe, die jedoch aufgrund des hohen Rauschanteils für G.h.n Systeme ungeeignet ist.

Die genaue Beschreibung der Komponenten des Transkonduktanzverstärkers wird in Kapitel 5.3.2 vorgenommen.

Im Vorverstärker ist auch die Gleichtaktregelschleife untergebracht, die aus einem Differenzverstärker mit Widerstandsteiler besteht.

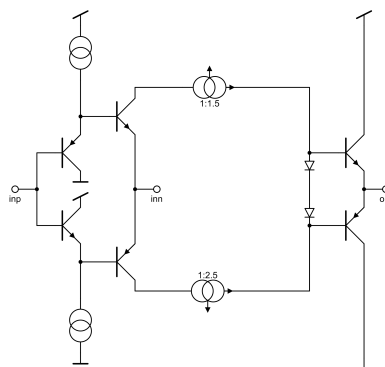


**Abbildung 5.2:** Prinzipschaltbild Vorverstärker

## 5.2.2 Treiberstufe

Aufgrund der inhärent hohen Bandbreite wird ein Transimpedanzverstärker (CV-OPV) als Treiberstufe eingesetzt. Die Eingangsstufe und Ausgangsstufe dieses Verstärkers bestehen aus einer Gegentakt-AB-Stufe. Der Stromspiegel zur Übersetzung besteht aus einem Witch-Hazel-Stromspiegel.

In Abbildung 5.3 ist das Prinzipschaltbild der Treiberstufe dargestellt. Eine ausführliche Be-



**Abbildung 5.3:** Prinzipschaltbild Treiberstufe

schreibung der Funktionsweise ist in Kapitel 5.3.1 beschrieben.

Diese Treiber sind nicht verstärkend gebaut.

## 5.3 Entwurfsprozess

Das Herzstück eines breitbandigen Leitungstreibers bilden die beiden Ausgangstreiber. Diese Verstärker müssen sowohl die Leistung des Signals treiben können, als auch die notwendige Linearität aufweisen. Aus diesem Grund wird dieser Teil des Leitungstreibers als erstes beschrieben.

Erst wenn die Simulationen der Treiberstufe das geforderte Ergebnis zeigen, kann zum Design des Vorverstärkers übergegangen werden. Um das Verhalten des Vorverstärkers alleine zu simulieren, empfiehlt es sich, erste Simulationen mit idealen Treiberstufen laufen zu lassen. Als Ersatz in erster Näherung eignen sich spannungsgesteuerte Spannungsquellen.

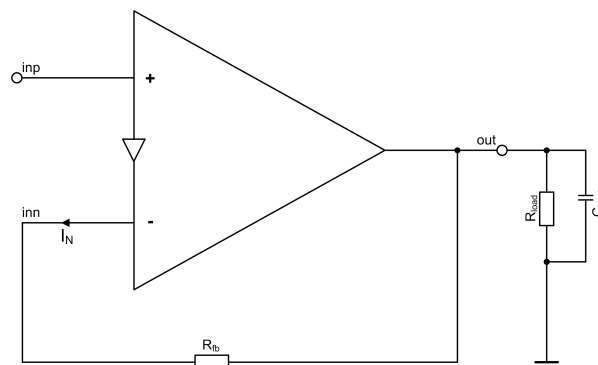
Kontrollblock und Referenzgenerator werden als letztes entworfen. In den ersten Schritten reichen ideale Spannungs- und Stromquellen, um das Verhalten des Verstärkers zu simulieren.

### 5.3.1 Treiberstufe

Die Anforderungen an die Treiberstufe sind:

- Versorgungsspannung: 8 V / 20 V, je nach Sendeleistung
- Aussteuerung: Versorgungsspannung - 5 V
- Ausgangsleistung: 20 dBm
- Slewrate: 3 kV/ $\mu$ s
- Verzerrung: 40 dBc (30 MHz, vollausgesteuert)
- Last: 25  $\Omega$ , 6 pF

Als Topologie wurde, wie in Kapitel 5.2.2 beschrieben, ein Transimpedanzverstärker mit Verstärkung 1 gewählt. Beim Entwurf eines Verstärkers ist darauf zu achten, dass die Simu-



**Abbildung 5.4:** Äußere Beschaltung des Treibers

lationen stets mit der richtigen Last ausgeführt werden. Ebenfalls von Vorteil ist es, die Simulationstemperatur im ersten Schritt hoch zu wählen, um die temperaturabhängigen Parameter der Transistoren zu berücksichtigen.

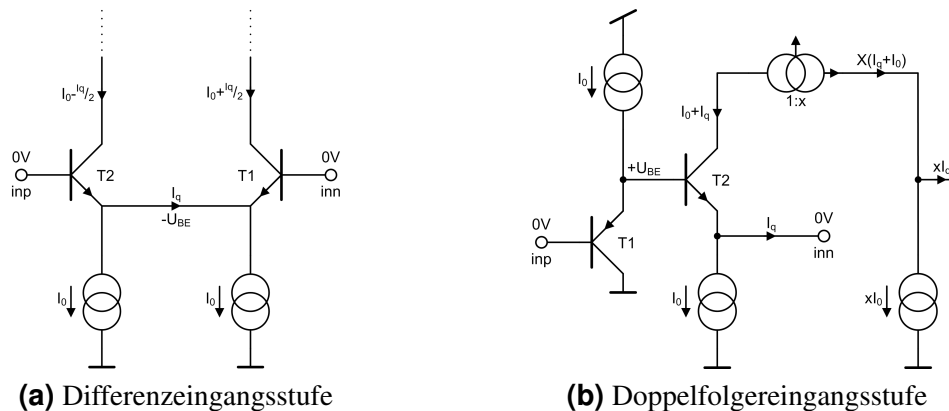
## Schaltungsbeschreibung

Ein Transimpedanzverstärker besteht aus einer Eingangsstufe, die einen spannungsgesteuerten nicht invertierten Eingang und einen stromgesteuerten invertierten Eingang besitzt. Die Signale werden mittels Stromspiegel an einen „Hochimpedanzknoten“ gespiegelt, wo sie von einem Impedanzwandler an den Ausgang weitergeleitet werden.

### Eingangsstufe

Die Eingangsstufe eines „normalen Operationsverstärkers“ wird üblicherweise mit einer Differenzeingangsstufe realisiert (siehe Abb. 5.5a). Um den stromgesteuerten Eingang eines Transimpedanzverstärkers (Abb. 5.5b) zu realisieren, muss der Impedanzwandler  $T_1$  am invertierenden Eingang weggelassen werden. Der invertierende Eingang wird direkt am Emitter von  $T_2$  angeschlossen. Diese Schaltung hätte jedoch eine Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingängen zur Folge. Die Basis-Emitter-Spannung von Transistor  $T_2$  wird bei einem CV-OPV mit einem pnp-Emitterfolger ( $T_1$ ) an der Basis von  $T_2$  kompensiert. Die Basis von  $T_1$  bildet dabei den nicht invertierenden Eingang. Durch diese Spannungsfolger-Anordnung der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  stellt sich automatisch eine Spannungsdifferenz von annähernd  $0\text{ V}$  zwischen den beiden Eingängen ein. Der „normalen Operationsverstärker“ erreicht dies erst durch Rückkopplung.

Fließt ein Strom  $I_q$  aus dem invertierenden Eingang, so erhöht sich auch der Strom durch



**Abbildung 5.5:** (a) Differenzeingang (VV-OPV) (b) Doppelfolgereingang (CV-OPV)

$T_2$ , und damit auch der Strom am Ausgang des Stromspiegels.  $I_q$  wird über die Stromspiegel übertragen und bewirkt am Hochimpedanzknoten der Schaltung, den Ausgängen der Stromspiegel, die Spannungsverstärkung:

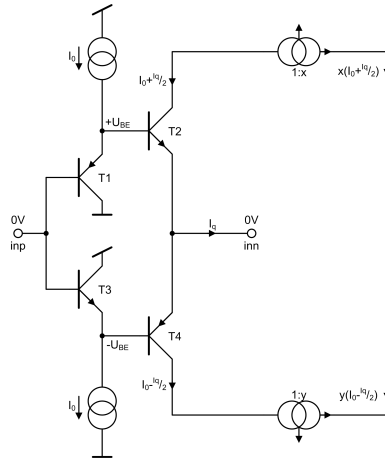
$$U_a = I_q \cdot Z = \frac{U_D}{r_s} Z \quad (5.19)$$

Aus Formel 5.19 folgt: je höher die die Transimpedanz  $Z$  desto größer  $U_a$ .  $r_s$  ist in diesem Fall der Ausgangswiderstand der Eingangs-Emitterfolger und ist umgekehrt proportional zur Steilheit:

$$r_s \cong \frac{1}{S} \quad (5.20)$$

Am Ausgang des Stromspiegels fließt der Strom  $I_q + I_0$ . Durch ein passendes Übersetzungsverhältnis der Stromspiegel kann  $I_q$  auch verstärkt werden. Zu beachten ist allerdings, dass

negative  $I_q$  nicht größer als  $I_0$  werden darf, da  $T_2$  in diesem Fall sperren würde. Hohe negative Werte für  $I_q$  werden erst durch eine komplementäre Anordnung (Abb. 5.6) möglich.

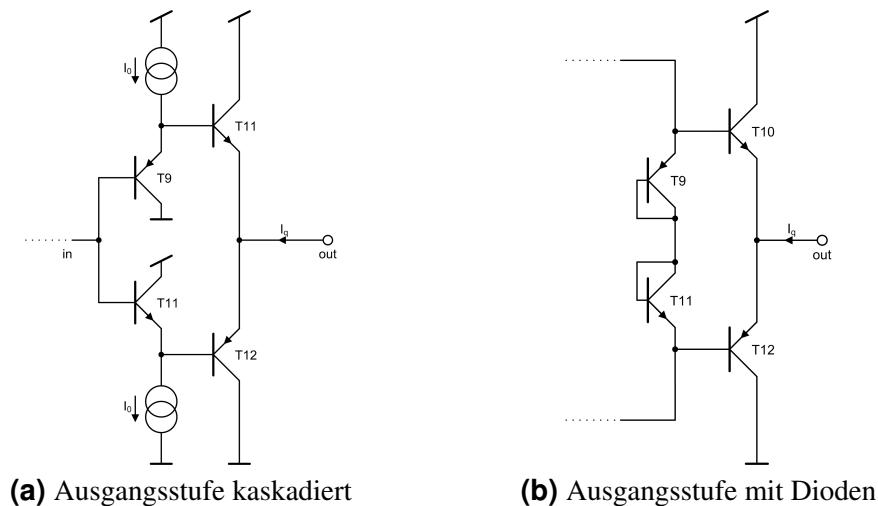


**Abbildung 5.6:** Komplementäre Doppelfolgeringangsstufe

**Ausgangsstufe**

Den Ausgang der Treiberstufe bildet ebenfalls eine Gegentakt-AB-Stufe. Diese Ausgangsstufe besteht im Wesentlichen aus zwei komplementären Emitterfolgern, deren Ruhestrome durch Vorspannungsquellen eingestellt werden. Die Erzeugung der Vorspannung ist auf mehrere Arten möglich.

Eine Möglichkeit ist es, den Ausgangsemitterfolgern weitere Emitterfolger kaskadiert vorzu-



**(a)** Ausgangsstufe kaskadiert

**(b)** Ausgangsstufe mit Dioden

**Abbildung 5.7:** (a) Ausgangsstufe (b) Ausgangsstufe mit Dioden

schalten, wie in Abbildung 5.7a zu ersehen ist. Diese Variante gleicht der Dopplemitterfolgerstruktur, die bereits am Eingang verwendet wird. Verwendet wird diese Topologie vorwiegend in Schaltungen, in denen ein extrem hochohmiger Hochimpedanzknoten vorliegt. Diese existieren beispielsweise in Operationsverstärkern, die Kaskode-Stromspiegel verwenden. Da ein einfacher Emitterfolger bei derart hochohmigen Stromspiegelausgängen zur Impedanzwandlung nicht ausreicht, helfen die Transistoren  $T_9$  und  $T_{11}$  bei der Impedanzwandlung und kreieren

gleichzeitig auch die notwendige Vorspannung für die Transistoren  $T_{10}$  und  $T_{12}$ . Durch diese doppelte Impedanzwandlung ist die Last am Ausgang des Verstärkers vom Hochimpedanzknoten mit  $\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp}$  isoliert. [9]

Der Nachteil dieser Topologie ist, dass die Ruhestrome  $I_0$  für die ersten Emitterfolger aufgrund der großen Ausgangstransistoren sehr groß sein müssen, was sich auf die Leistungsbilanz des Verstärkers negativ auswirkt.

Eine andere Variante, die Vorspannung zu erzeugen, ist in Abbildung 5.7b zu sehen. Die Transistoren  $T_9$  und  $T_{11}$  sind dabei als Dioden geschaltet. In dieser Variante ist die Last nur mehr mit einem  $\beta$  vom Hochimpedanzknoten isoliert. Vorteil der Variante ist eine höhere Bandbreite als jene, die bei der Doppemitterfolgerstruktur erreicht werden kann. Ein weiterer Vorteil gegenüber der kaskadierten Doppemitterstruktur ist, dass der benötigte Ruhestrom für die Ausgangstransistoren direkt von den Spiegeln geliefert wird. Durch diese Anordnung wird ein zusätzlicher Ruhestrom für die Ausgangsstufe unnötig.

Die Ströme im Ausgangstreiber verhalten sich ähnlich jenen eines Stromspiegels. Je nach Größenverhältnis der Emitterflächen der Transistoren kann in Gegentakt-AB-Stufen eine Stromverstärkung realisiert werden, was gerade in mehrstufigen Verstärkern genutzt wird.

Beide Topologien verlangen Transistoren, deren Stromverstärkung  $\beta$  annähernd gleich ist, um die zweite Harmonische des Fourier-Transformierten Ausgangssignals möglichst gut zu eliminieren. Die gewählte Technologie hat in dieser Hinsicht leider einige Nachteile, da die Stromverstärkung der npn-Transistoren, wie in Kapitel 4 beschrieben, etwa dreimal so groß ist, wie die der pnp-Transistoren.

Die kaskadierte Doppemitterfolgerstruktur hätte hier Vorteile, da sich die Verstärkung aus  $\beta_{npn}$  mal  $\beta_{pnp}$  berechnet und daher eine Kompensation dieses Fehlers vornimmt. Eine Variante, diesen Fehler in der Ausgangsstufe mit Dioden auszugleichen, ist, unterschiedliche Übersetzungsverhältnisse der Stromspiegel zu realisieren. Der obere Stromspiegel hat im entworfenen Leitungstreiber aus diesem Grund ein Übersetzungsverhältnis von 1,5, der untere 2,5.

Da der gesamte Verstärker komplementär aufgebaut ist (Abb. 5.1) und zwei Instanzen der Treiberstufe verbaut sind, heben sich verbleibende Asymmetrien der zweiten Harmonischen in erster Näherung auf.

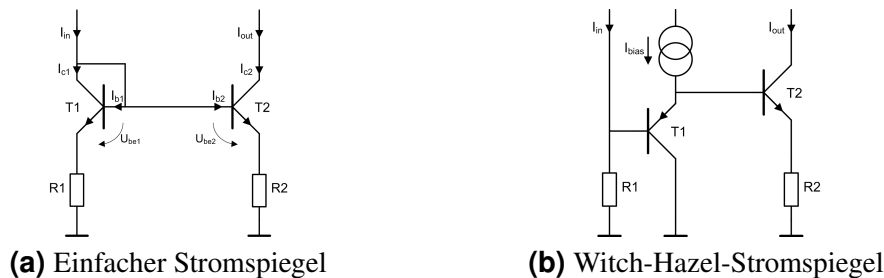
Die Ungleichheiten der Stromverstärkungen der verwendeten Transistoren wirken sich auch beim Entwurf der Eingangsstufe des Treibers aus. Abbildung 5.6 zeigt eine Eingangsstufe mit symmetrischen Ruhestromen. Im tatsächlichen Entwurf müssen allerdings unterschiedliche Ströme verwendet werden, da der pnp-Transistor  $T_4$  mehr Ruhestrom benötigt, um die gleiche Verstärkung des Eingangssignals zu erreichen. Die obere Quelle liefert einen Strom von  $1 \text{ mA}$ , die untere  $2,6 \text{ mA}$ . Dieses „Schiefliegen“ der Ruhestrome führt auch dazu, dass die Emitterflächen der Transistoren  $T_1 \dots T_4$  angepasst werden müssen, damit am Ausgang der Stufe wieder symmetrische Ströme fließen.

Bei der Dimensionierung der Ausgangsstufe muss darauf geachtet werden, dass eine ohmsche Last von  $25 \Omega$  getrieben werden muss. Das bedeutet, dass bei einem geforderten Ausgangsspannungshub von  $7,5 \text{ V}$  nach dem Ohm'schen Gesetz  $300 \text{ mA}$  Ausgangsstrom fließen können muss. Um diese großen Ströme in der geforderten Linearität treiben zu können, sind je fünf der größten npn- und pnp-Transistoren am Ausgang platziert.

### Stromspiegel

Die Auswahl der Stromspiegel nimmt einen entscheidenden Platz im Design eines Transimpedanzverstärkers ein. Die Stromspiegel übersetzen den Strom aus der Eingangsstufe an den Hochimpedanzknoten. Sie bestimmen maßgeblich die Geschwindigkeit der gesamten Schaltung. Zum einen geht die Bandbreite der Spiegel direkt in die Bandbreite des Verstärkers ein. Außerdem ist bei der Auswahl der Spiegel auch auf das Grosssignalverhalten zu achten. Die Dimensionierung dieses Teils des Verstärkers ist am Anfang des Entwurfs schwer abzuschätzen. Der maximale Strom, den die Spiegel übersetzen können müssen, ist aber ein guter Anhaltspunkt. [9]

Als Stromspiegel stehen zwei unterschiedliche Konzepte zu Auswahl. Zum einen der „Einfache Stromspiegel“ mit Widerständen an den Emittern zur Stromgegenkopplung (Abb. 5.8a) und zum anderen der Witch-Hazel-Stromspiegel (Abb. 5.8b).



**Abbildung 5.8:** (a) Einfacher Stromspiegel (b) Witch-Hazel-Stromspiegel

Ein „einfacher Stromspiegel“ ist in Abb. 5.8a zu sehen und besteht aus zwei Transistoren sowie zwei optionalen Widerständen. Der Eingangstransistor ist als Diode geschaltet und stellt eine aktive Last dar. Die beiden Widerstände an den Emittern dienen zur Spannungsgegenkopplung. Sie erhöhen die Genauigkeit und stabilisieren das Übersetzungsverhältnis. Außerdem bewirken sie eine Erhöhung des Ausgangswiderstands der Schaltung. Nachteil des einfachen Stromspiegels ist, dass der maximale Strom, den der Spiegel übertragen kann, davon abhängt, ab welchem Zeitpunkt  $T_1$  in Sättigung geht.

$$I_c = I_{CS} e^{V_{BE}/V_T} \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (5.21)$$

$$\frac{I_a}{I_e} = \frac{I_{C2}}{I_{C1} \left( 1 + \frac{1}{B_1} \right) + I_{C2} \frac{1}{B_2}} \quad (5.22)$$

Das Übertragungsverhalten ist mathematisch in Formel 5.22 beschrieben. Unter der Annahme, dass es sich um einen Stromspiegel in einer integrierten Schaltung handelt und daraus folgend alle Transistoren die gleiche Temperatur haben, kann man den temperaturabhängigen Teil der Gleichung kürzen. Da  $T_1$  als Diode geschaltet ist und  $U_{BE1} = U_{CE1} \ll U_A$  ist, kann man auch den Early Effekt ignorieren. Der Ausgangsstrom hängt also vom Verhältnis der Sättigungssperrströme  $I_{CS}$  und den Stromverstärkungen  $B$  der Transistoren ab. Ist das Größenverhältnis  $I_{S1}/I_{S2}$  der Transistoren kleiner der Stromverstärkung  $B$  und letztere, sowie auch  $U_A$ , groß genug, so ist das Übersetzungsverhältnis annähernd das Größenverhältnis der Emitterflächen der Transistoren.

Wird ein Stromspiegel mit Gegenkopplungswiderständen verwendet, wird das Widerstandsverhältnis typischerweise dem Größenverhältnis der Transistoren angepasst. Sie wirken dadurch

nicht auf das Übersetzungsverhältnis ein, sondern dienen in dieser Anordnung nur der Erhöhung des Ausgangswiderstandes. [1 - S. 284ff]

Im Gegensatz zum einfachen Stromspiegel ist der Witch-Hazel Stromspiegel (Abb. 5.8b) weniger anfällig in Sättigung zu gehen, da die Diode am Eingang nicht vorhanden ist. Sättigung kann jedoch auftreten, wenn zu kleine Transistoren verwendet werden. [9][10]

Das Kleinsignalverhalten dieser Topologie ist sehr gut, da der Eingangsstrom nur den Eingangswiderstand  $R_1$  und die Basis des Emitterfolger zu treiben hat. Diese stellen eine relativ kleine kapazitive Last dar.

Das Großsignalverhalten des Witch-Hazel Stromspiegels ist im Vergleich zum einfachen Stromspiegel etwas schlechter, da der npn- und der pnp-Transistor unterschiedliche Basis-Emitter-Spannungen haben. Die Genauigkeit des Spiegels kann, durch Erweiterung der Schaltung um eine Kaskode und eine kompensierende Ruhestromregelung, verbessert werden. Eine Kaskode würde den Aussteuerbereich des Stromspiegels jedoch um eine Basis-Emitter-Spannung reduzieren, und wird aus diesem Grund nicht verwendet. Eine kompensierende Ruhestromregelung würde die Unausgeglichenheit der Basis-Emitter-Spannungen aufheben, würde allerdings den Stromverbrauch stark steigen lassen und wird aus diesem Grund ebenfalls nicht verwendet.

$$I_{out} = \frac{V_T}{R} \ln \left[ \left( \frac{I_{bias}}{I_{out}} \right) \left( \frac{I_{sp}}{I_{sn}} \right) \right] + I_{in} \quad (5.23)$$

$$R = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.24)$$

Der große Vorteil des Witch-Hazel Stromspiegels ist, dass hohe Übersetzungsverhältnisse realisiert werden können. Wie in Formel 5.23 und 5.24 zu erkennen ist, ist der Ausgangsstrom abhängig vom Verhältnis der Widerstände und dem Verhältnis der Sperrströme der Transistoren.

Nachteilig erweist sich jedoch, dass die Bandbreite indirekt proportional zum Widerstand  $R_1$  ist. Näherungsweise kann der erste Pol folgenderweise berechnet werden:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C R_1} \quad (5.25)$$

$C$  entspricht dabei der Summe der Kapazitäten an der Basis von  $T_1$ . Es ist zu erkennen, dass ein möglichst kleiner Widerstand eine Verbesserung der Bandbreite mit sich ziehen würde. Dabei ist jedoch darauf zu achten, dass die Spannungsänderung  $\Delta V$  an Widerstand  $R_1$  im Vergleich zu den Änderungen der Basis-Emitter-Spannungen  $\Delta U_{BE}$  groß sein muss und der Widerstand daher nicht zu klein dimensioniert sein darf, um ein lineares Übertragungsverhalten zu garantieren. Das betrifft auch den Widerstand  $R_2$ , der, aufgrund von Formel 5.24, mit  $R_1$  das Übersetzungsverhältnis bestimmt.

Aufgrund der Vorteile in der Bandbreite und der, in erster Näherung, bestehenden Unabhängigkeit des Übersetzungsverhältnisses von der Größe der Transistoren wird für das Design des Treibers der Witch-Hazel Stromspiegel gewählt.

Um Strom zu sparen, wird der Ruhestrom der Witch-Hazel-Stromspiegel aus zwei Teilströmen zusammengesetzt. In der klassischen Variante der Gegentakt-AB-Eingangsstufe werden die Kollektoren der Transistoren  $T_1$  und  $T_3$  direkt mit den Versorgungen verbunden (siehe Abb. 5.6). Im entworfenen Transimpedanzverstärker werden diese Kollektoren mit den Basen der Ausgangstransistoren der Stromspiegel verbunden. Diese Wiederverwendung der dynamischen Ströme ergibt eine nicht unbeträchtliche Stromersparnis. Um sicher zu gehen, dass die





Die Basen der Ausgangstransistoren sind bei Transimpedanzverstärkern mit dem Hochimpedanzknoten der Stromspiegelausgänge verbunden, an denen auch die Korrekturkapazitäten angeschlossen werden. Durch die großen parasitären Kapazitäten der Ausgangstransistoren werden bei dem entworfenen Verstärker keine zusätzlichen Kapazitäten zur Kompensation benötigt, um einen stabilen Betrieb zu erreichen.

Eine große Korrekturkapazität kann jedoch zu einem Nachteil führen, da diese Kapazität direkt mit der Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung zusammenhängt. Sie ist definiert als der maximal mögliche Spannungsanstieg pro Zeiteinheit und wird in  $V/\mu s$  angegeben.

$$SR = \frac{I_{b_{diff}}}{C_k} \quad (5.28)$$

Im „normalen Operationsverstärker“ ist sie definiert als der Strom durch die Differenzeingangsstufe gebrochen durch die Korrekturkapazität. Wird die Eingangsstufe voll ausgelenkt, so fließt der gesamte Strom des Differenzeingangspaars durch einen Transistor und steht am Ausgang zum Laden oder Entladen der Korrekturkapazität zur Verfügung. Der maximale Strom, der zum Umladen der Kapazität zur Verfügung steht, wird daher von der Konstantstromquelle des Differenzeingangspaars definiert.

Transimpedanzverstärker haben den Vorteil, dass, durch die in dieser Topologie nicht vorhandene Konstantstromquelle am Eingang, größere transiente Signale über die Spiegel zum Hochimpedanzknoten kommen können. Dadurch sind sie, in erster Näherung, um ein vielfaches schneller als VV-Operationsverstärker.

Die Anstiegsgeschwindigkeit ist beim CV-OPV limitiert durch jenen Punkt, in dem die Stromspiegel in Sättigung geraten. Da in der verwendeten Topologie Witch-Hazel-Stromspiegel verwendet wurden, ist diese Gefahr in erster Näherung gering. Die Gesamt-Anstiegsgeschwindigkeit ist demnach nur mehr limitiert durch die Anstiegsgeschwindigkeit der Eingangs- und Ausgangsstufen.

### Ruhestromquellen

Die Ruhestromquellen und -senken aus Abbildung 5.9 werden in der realen Schaltung aus

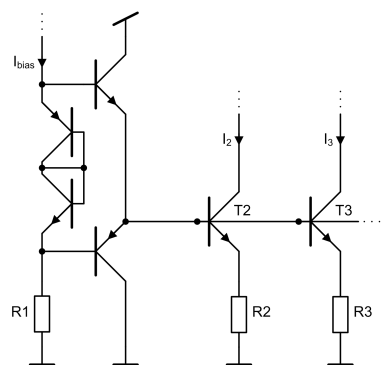
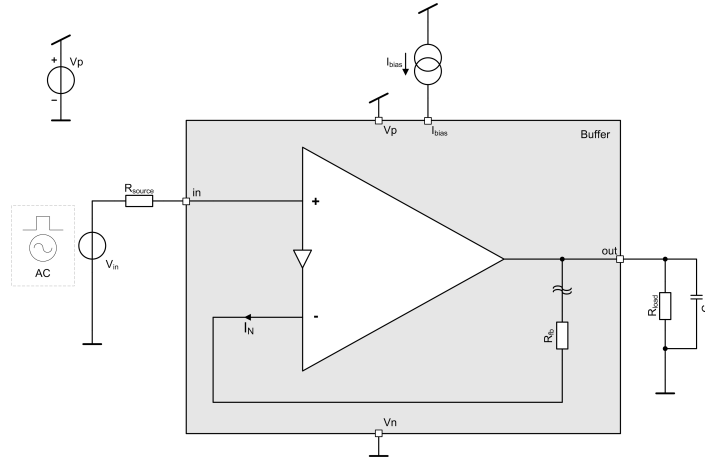


Abbildung 5.10: Stromquellenbank

Stromquellenbänken realisiert. Aufgrund der großen Übersetzungsverhältnisse muss darauf geachtet werden, dass genügend Basisstrom für die einzelnen Quellen vorhanden ist. Erreicht wird dies, indem anstelle eines 3-Transistor Stromspiegels eine Gegentakt-AB-Stufe mit Dioden eingesetzt wird. Diese Topologie hat auch dynamische Vorteile, da kapazitive Einkopplungen über einen der Kollektoren die anderen Stromquellen nicht beeinflusst. In Abbildung 5.10 ist diese Topologie zu sehen.

## Testumgebung

Die Testumgebung der Treiberstufe ist in Abbildung 5.11 zu sehen. Am Knoten  $V_p$  liegt die Ver-



**Abbildung 5.11:** Testumgebung Treiberstufe

sorgungsspannung an, die  $20\text{ V}$  oder  $8\text{ V}$  annehmen kann.  $V_n$  ist mit Masse verbunden, der Ruhestrom  $I_{bias}$  hat  $100\ \mu\text{A}$ . Die Last, verursacht durch den Transformator und den Leitungswiderstand, wird mittels eines Widerstands ( $R_{Last} = 25\ \Omega$ ) und eines Kondensators ( $C_{load} = 6\text{ pF}$ ) simuliert. Das Rückkopplungsnetzwerk des Verstärkers bildet ein integrierter  $20\ \Omega$  Widerstand. Die Treiberstufe wird daher als nicht invertierender Verstärker mit Verstärkung 1 betrieben. Am nicht invertierenden Eingang befindet sich ein Widerstand, der den Innenwiderstand der Spannungsquelle so anpassen soll, dass die Quelle eine ähnliche Impedanz wie der Ausgang des Vorverstärkers aufweist.  $R_{source}$  hat in allen Simulationen der Treiberstufe  $44\ \Omega$ .

## Simulation

Neben der AC-Simulation ist vor allem die Verzerrung des Ausgangssignals bei  $30\text{ MHz}$  der definierende Parameter für die Funktionsweise des Treibers. Nur wenn der Verstärker ein Signal mit maximaler Amplitude bei dieser Frequenz übertragen kann, ist er für den Einsatz bei G.hn geeignet.

## Arbeitspunkt

Die Ergebnisse der Arbeitspunktsimulation der Treiberstufe sind in Abbildung 5.12 und Abbildung 5.13 zu sehen. Am Eingang wird bei dieser Simulation die Gleichtaktspannung angelegt. Zu erkennen ist, dass eine kleine Spannungsdifferenz von  $\approx 20\text{ mV}$  zwischen dem nicht invertierenden und dem invertierenden Eingang besteht. Diese entsteht durch den in Ruhelage vorhandenen Strom im Rückkopplungspfad und durch die Basis-Emitter-Spannungsdifferenz der pnp- und npn-Eingangstransistoren. Der Offsetstrom ist im Vergleich zum Signalstrom jedoch verschwindend klein und wird aus diesem Grund nicht vollständig eliminiert.

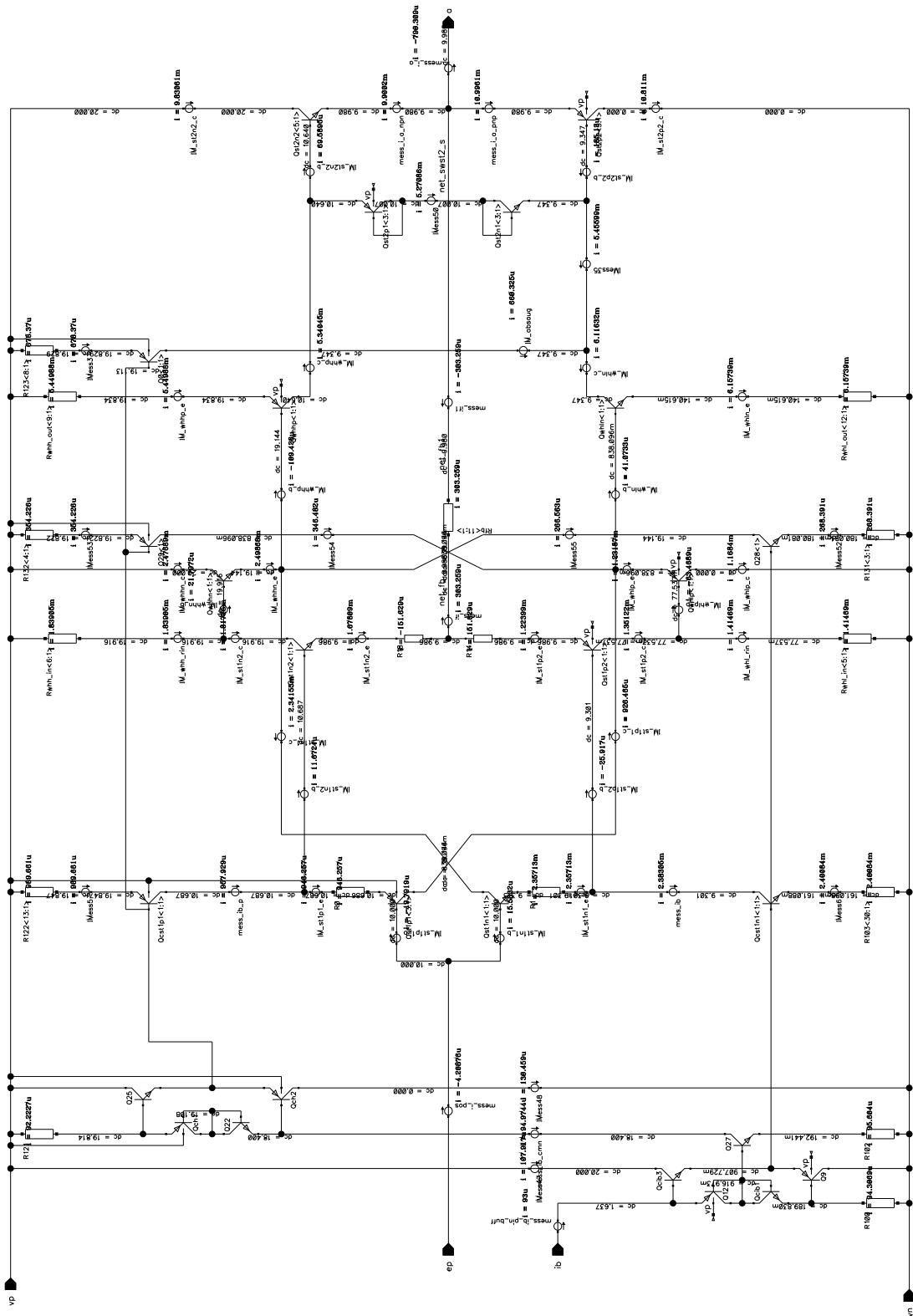


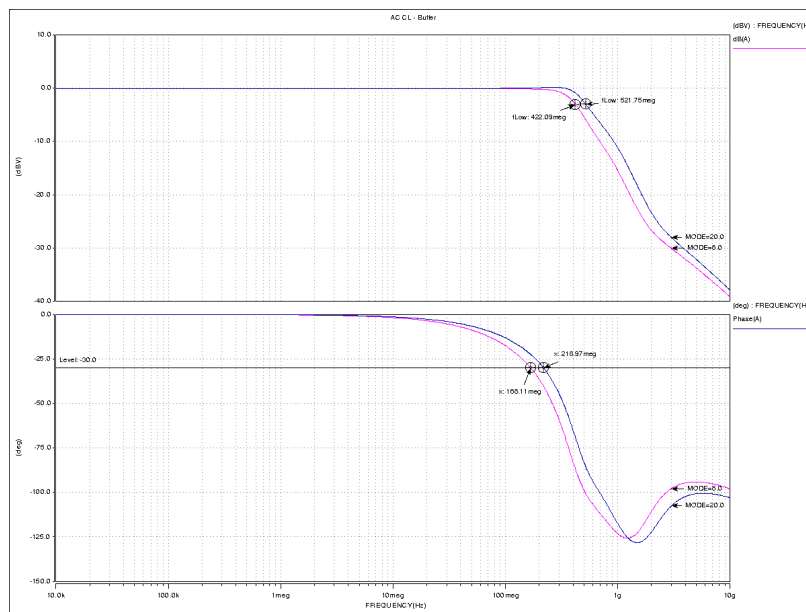
Abbildung 5.12: Ergebnis Simulation Arbeitspunkt 20V



### AC Simulation

Für die Kleinsignalanalyse wird eine AC-Quelle an den Eingang des Treibers angeschlossen und sowohl die geschlossene Schleife als auch die offene simuliert. Das Ergebnis der Simulation der geschlossenen Schleife ist in Abbildung 5.14 zu sehen. Zu erkennen ist, dass Verstärkung 1 eingestellt ist und die Grenzfrequenz je nach Betriebsspannung bei 521 MHz oder 422 MHz liegt. Die Darstellung verdeutlicht auch, dass nur ein minimales Überschwingen im Amplitudengang vorhanden ist.

Im Phasengang ist zu erkennen, dass die Phasendrehung bei 218 MHz ( $V_p = 20 V$ ) beziehungsweise 168 MHz ( $V_p = 8 V$ )  $-30^\circ$  erreicht. Diese Frequenz ist entscheidend für die Bandbreite



**Abbildung 5.14:** Ergebnis Simulation AC - geschlossene Schleifenverstärkung

des gesamten Verstärkers. Um stabile Betriebsbedingungen herzustellen, muss bei der Transitfrequenz eines Verstärkers ausreichend Phasenreserve  $\alpha$  vorhanden sein. Geht man von einem einstufigen Verstärker aus, kann man die Phasenreserve direkt ablesen. Da der entworfene Leitungstreiber aus zwei Stufen besteht, müssen die Phasendrehungen der beiden Stufen zusammengezählt werden. Es ist also bereits beim Entwurf der Treiberstufe darauf zu achten, dass dieser mit dem fertigen Vorverstärker ausreichend Phasenreserve besitzt.

$$\alpha = 180^\circ - \phi(f_T) \quad (5.29)$$

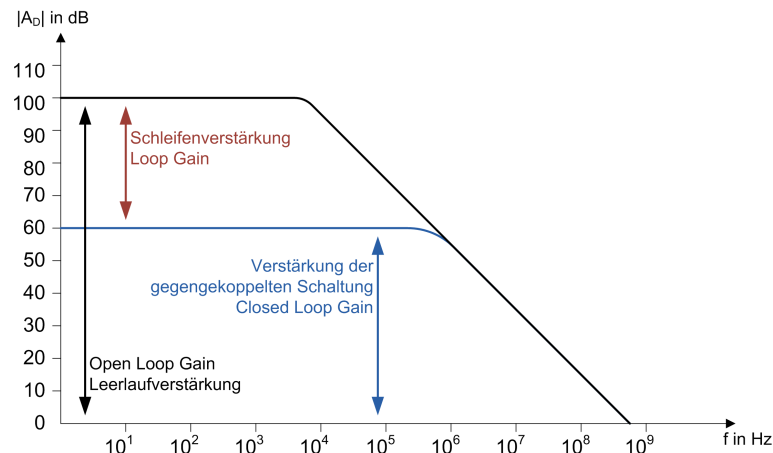
Im Zeitbereich hat eine zu geringe Phasenreserve zur Folge, dass der Einschwingvorgang bei der Sprungantwort länger dauert. Je geringer die Phasenreserve ist, desto geringer ist auch die Dämpfung und umso länger dauert das Einschwingen.

Die Phasenreserve steht auch in direktem Zusammenhang mit etwaigem Überschwingen im Frequenzgang. Je geringer sie ist, desto gravierender die Überhöhung. Eine Phasenreserve von  $\alpha = 60^\circ$  hat einen Höchststand im Amplitudengang von etwa  $+3 \text{ dB}$  zur Folge. Diese  $60^\circ$  stellen einen guten Kompromiss, sowohl für den Zeit- als auch für den Frequenzbereich, dar. [1 - S. 521]

Die Stabilität wird im Phasengang der Analyse der Schleifenverstärkung abgelesen. Ein invertierender Verstärker, wie der geplante Vorverstärker, hat an seiner Grenzfrequenz eine Phasendrehung von etwa  $90^\circ$ . Addiert man dazu die  $30^\circ$  der Treiberstufe, erreicht man eine Phasenre-

serve von  $60^\circ$ . Bei einer  $-30^\circ$ -Frequenz von  $218\text{ MHz}$  bedeutet dies, dass der Vorverstärker so entworfen werden muss, dass die Transitfrequenz der Schleifenverstärkung bei  $218\text{ MHz}$  liegt. (siehe Kapitel 5.3.2)

Abbildung 5.15 zeigt die Zusammenhänge zwischen der Schleifenverstärkung, der Leerlauf-

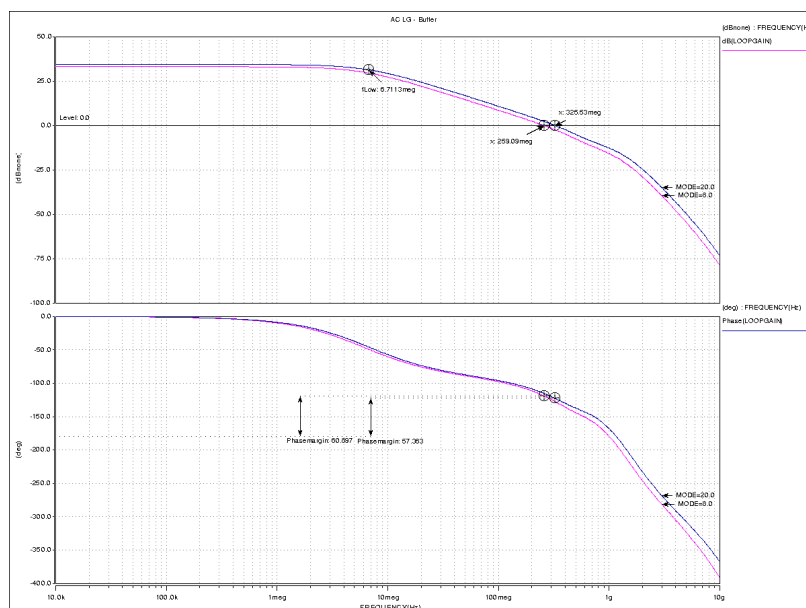


**Abbildung 5.15:** Gegenüberstellung Schleifenverstärkung - Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung - Leerlaufverstärkung  
 Angelehnt an [2 - S. 234]

verstärkung (Differenzverstärkung des Verstärkers) und der Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung.

Für die Simulation mit Leerlaufverstärkung wird die Rückkopplung zwischen dem Ausgang des Treibers und dem Widerstand aufgetrennt. Diese Stelle ist in Abbildung 5.11 mit  $\approx$  gekennzeichnet.

Abbildung 5.16 zeigt das Simulationsergebnis der Schleifenverstärkung. Es ist zu erkennen,



**Abbildung 5.16:** Ergebnis Simulation AC Schleifenverstärkung

dass bei einer Betriebsspannung von  $20\text{ V}$  die Transitfrequenz der Schleifenverstärkung bei

325 MHz liegt. Die an dieser Stelle abzulesende Phasenreserve beträgt 57°. Bei einer reduzierten Versorgungsspannung von 8 V befindet sich die Transitfrequenz bei 259 MHz. Die Phasenreserve beträgt in diesem Betriebsmodus 60°.

Die Schleifenverstärkung der Treiberstufe berechnet sich aus dem Übersetzungsverhältnis der Spiegel mal dem  $\beta$  der Ausgangsstufe mal die zu treibende Last, gebrochen durch den Rückkopplungswiderstand und den Ausgangswiderständen des invertierenden Eingangs. Alle Faktoren sind in der entworfenen Treiberstufe aufeinander abgestimmt:

Um die Energieaufnahme des Treibers nicht zu erhöhen, wird der Impedanzwandler mit Dioden als Ausgangsstufe verwendet. Das Übersetzungsverhältnis des Stromspiegels kann nicht mehr erhöht werden, da die Größe der Widerstände limitiert ist. Um zu verhindern, dass die Ausgangswiderstände des invertierenden Eingangs dominant werden, darf der Rückkopplungswiderstand ebenfalls nicht kleiner werden.

Die erreichte Schleifenverstärkung ist daher das Maximum, das in der zur Verfügung stehenden Technologie und der gewählten Topologie erreichbar ist.

Die Kleinsignalanalyse zeigt, dass in beiden Betriebsmodi sowohl genügend Bandbreite als auch ausreichend Phasenreserve vorhanden ist, um im geplanten Leitungstreiber zu funktionieren.

### Transiente Simulation & Verzerrung

Die Verzerrung des Ausgangssignals mit einer Frequenz von 30 MHz stellt im Entwurf des Leitungstreibers den neuralgischen Punkt dar. Der Ton an dieser Frequenz ist der letzte, der eine spektrale Leistungsdichte von  $-55 \text{ dBm/Hz}$  haben kann. Dies bedeutet im Zeitbereich, dass der Leitungstreiber ein Sinussignal mit einer Frequenz von 30 MHz und einer Amplitude von 15 V in Betriebsmodus H übertragen können muss. Dies ist das extremste Signal, da selbst 100 MHz-Signale trotz der dreifachen Frequenz aufgrund der im Vergleich verschwindend kleinen Amplitude viel kleinere Anstiegsgeschwindigkeiten haben.

Für die Transiente Simulation ist am Eingang eine Sinusquelle, die ein Signale mit 30 MHz sendet, angeschlossen. Die Amplitude des Signals ist an die Versorgungsspannung angepasst:

$$V_{sin} = \begin{cases} 7,5 \text{ V} & : V_p = 20 \text{ V} \\ 1 \text{ V} & : V_p = 8 \text{ V} \end{cases}$$

In Abbildung 5.17 kann das Ergebnis der Simulation, inklusive der Fourier Transformation des Signals, betrachtet werden. Die erzielten  $-44 \text{ dBc}$  bei der zweiten Oberwelle sind ein akzeptables Ergebnis. Vergangene Entwürfe von Leitungstreibern haben gezeigt, dass die Verzerrung in der MTPR bei 30 MHz deutlich besser ausfallen wird, als bei Simulationen mit einzelnen Sinussignalen. Daher sind die erreichten  $-44 \text{ dBc}$  als ausreichend anzusehen.

Die erste Oberwelle (zweite Harmonische) kann in dieser Simulation ignoriert werden, da sie durch den komplementären Aufbau des gesamten Verstärkers in der differentiellen transienten Simulation bei gutem Matching der Treiberstufen verschwindend klein wird.

Abbildung 5.18 zeigt die Transiente Analyse bei 100 MHz. Für diese Simulation muss die Frequenz der Sinusschwingung auf 100 MHz erhöht und unabhängig von der Versorgungsspannung eine Amplitude von  $V_{sin} = 0,5 \text{ V}$  gewählt werden. Dies ist jene Amplitude, die in der massebezogenen Applikation auch bei dieser Frequenz noch auftreten kann.

Erreicht wird eine Verzerrung von  $-40 \text{ dBc}$  bei 8 V und  $-45 \text{ dBc}$  bei 20 V Versorgungsspannung.

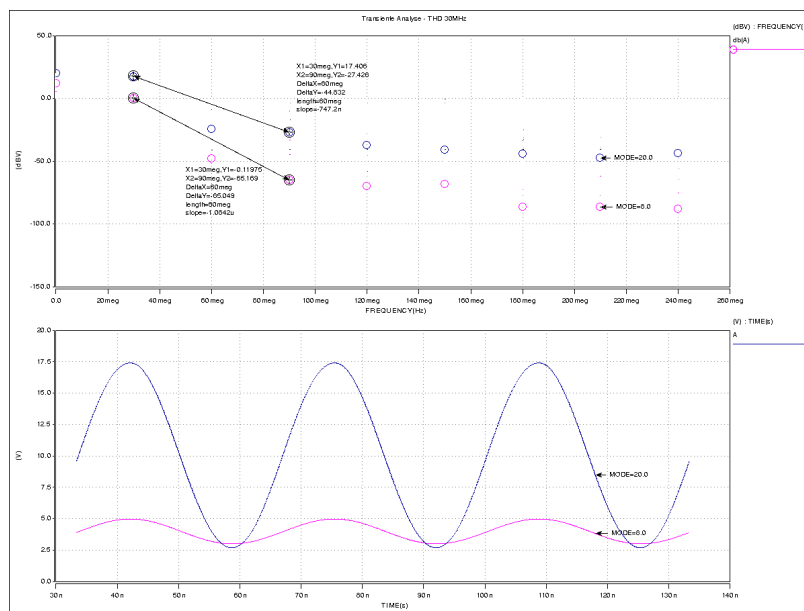


Abbildung 5.17: Ergebnis transiente Simulation und Verzerrungen bei 30 MHz

### Aussteuerbereich & Anstiegszeit

Für die Analyse des Aussteuerbereichs und der Anstiegsgeschwindigkeit wird am Eingang eine **PieceWiseLinear** (PWL) Quelle angeschlossen. Ziel der Simulation ist, mittels eines speziellen Signals die Aussteuer Grenzen der Treiberstufe zu finden. Zusätzlich wird ein Rechteckpuls gesendet, um auch die Anstiegsgeschwindigkeit ablesen zu können.

Das Ergebnis der Analyse ist in Abbildung 5.19 zu sehen. Die Anstiegsgeschwindigkeit ist mit  $3900 \text{ V}/\mu\text{s}$  ausreichend, um die Spitzen des MTPR Signals zu übertragen. Auch bei  $V_p = 8 \text{ V}$  ist die Anstiegsgeschwindigkeit mit  $1100 \text{ V}/\mu\text{s}$  noch ausreichend schnell.

Der Aussteuerbereich ist am Beginn des Signals ablesbar. Man sieht, wie das Ausgangssignal bei  $18,2 \text{ V}$  in die Begrenzung läuft und das Signal abzureißen beginnt. Der gleiche Effekt ist am unteren Ende bei  $1,7 \text{ V}$  zu erkennen. Wird die Treiberstufe in Modus  $L$  betrieben, tritt die Aussteuer Grenze bei  $7,1 \text{ V}$  und  $0,9 \text{ V}$  auf.

Die erreichte Anstiegsgeschwindigkeit ist ausreichend schnell, um G.hn-Signale übertragen zu können (vergl. Kapitel 5.1). Die Aussteuer Grenzen sind ebenfalls ausreichend, da eine Überkopfspannung von  $5 \text{ V}$  beim Entwurf angenommen wird. Um sicher zu gehen, dass es in der Treiberstufe zu keiner Übersteuerung kommen kann, muss im Vorverstärker eine Begrenzungsschaltung eingebaut werden. Diese soll verhindern, dass keine Signale mit zu großer Amplitude an die Treiberstufe weitergeleitet werden, da diese relativ lange benötigt, um aus der Sättigung zu kommen.

### 5.3.2 Vorverstärker

Als Vorverstärker kommt ein voll differentieller komplementärer Kaskode-Transkonduktanz-Verstärker (engl.: Folded Cascode OTA) zum Einsatz. Alternativ könnte ein Gegentakt-AB-Verstärker eingesetzt werden. Dieser hat jedoch den Nachteil, dass das Operationsverstärker-Rauschen um ein Vielfaches größer ist. Um den strengen Spezifikationen der spektralen Leistungsdichte außerhalb des Nutzbandes in einem G.hn System gerecht zu werden, bedarf es aus diesem Grund einer anderen Topologie.



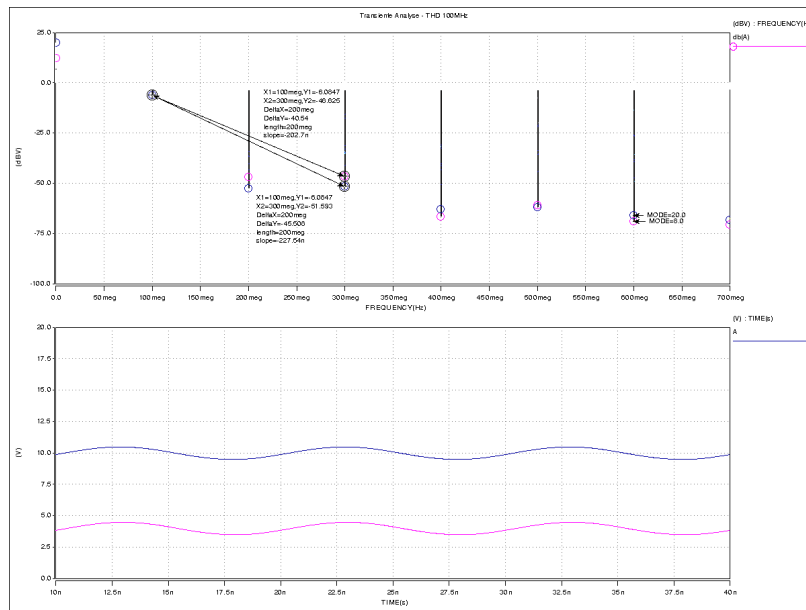


Abbildung 5.18: Ergebnis transiente Simulation und Verzerrungen bei 100 MHz

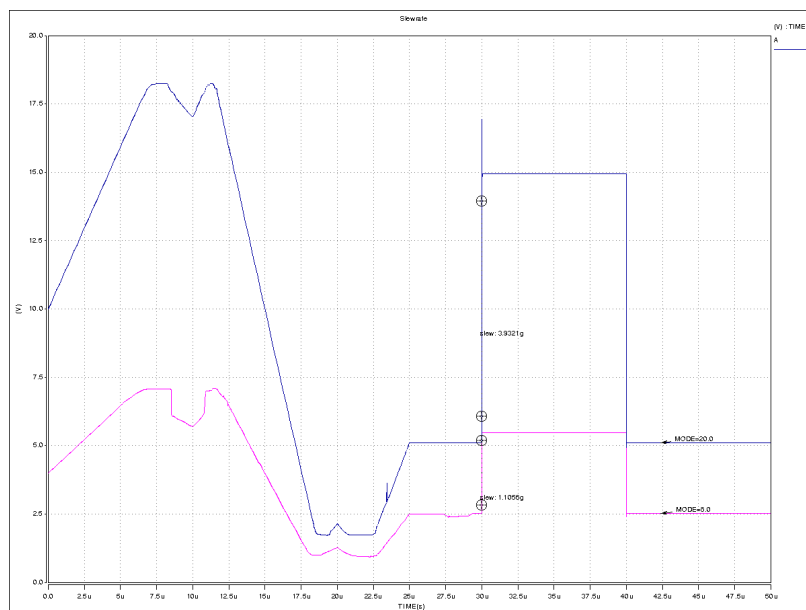
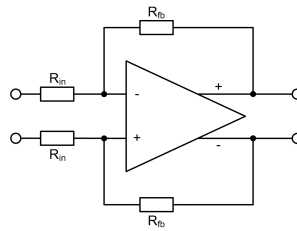


Abbildung 5.19: Ergebnis Simulation Slewrate

Beim entworfenen Vorverstärker handelt es sich um einen Klasse-A Verstärker, der einen spannungsgesteuerten invertierten Eingang hat und einen Ausgang, der aufgrund seines hohen Ausgangswiderstandes einer Stromquelle ähnelt. Ziel des Entwurfs ist ein Vorverstärker für einen Leitungstreiber, der als vollendifferenzier, invertierter Verstärker funktioniert. Da die Treiberstufen lediglich eine Impedanzwandlung durchführen, muss die gesamte Verstärkung vom Vorverstärker erzeugt werden. Wie bei Operationsverstärkern üblich, wird dies durch die äußere Beschaltung erreicht.

Der Verstärker soll, wie in Kapitel 5.1.1 beschrieben, zwei verschiedene Verstärkungsstufen haben.

$$A_{V_H} = \frac{R_{in}}{R_{fb}} = \frac{2600}{200} = 13 = 22,27 \text{ dB} \quad (5.30)$$



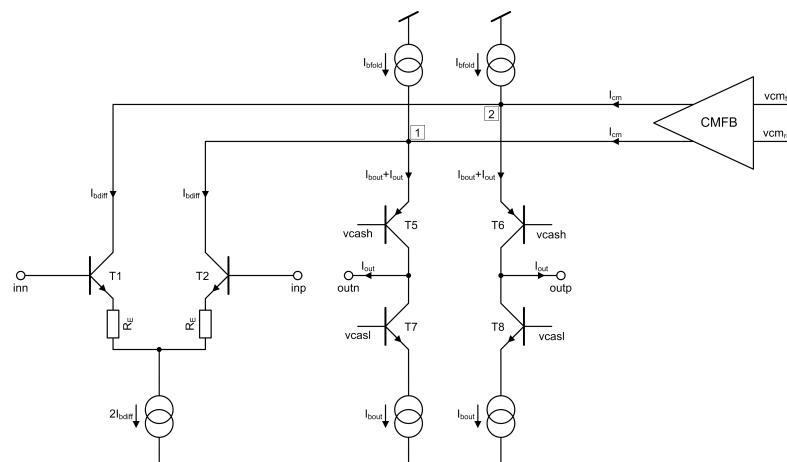
**Abbildung 5.20:** Beschaltung differenzieller invertierender Verstärker

$$A_{VL} = \frac{R_{in}}{R_{fb}} = \frac{2600}{650} = 4 = 12,04 \text{ dB} \quad (5.31)$$

### Schaltungsbeschreibung

Den Eingang des komplementären Kaskode-Verstärkers bildet ein Differenzverstärker aus npn-Transistoren.

Die Transistoren sind dazu in Emitterschaltung geschaltet. An den Emittoren hängt eine Stromquelle, die den Ruhestrom zur Verfügung stellt. Das Signal wird anschließend in eine Kaskode geschickt, die keine Kaskode im klassischen Sinn darstellt, sondern auf die Seite gefaltet ist. Aus diesem Grund wird diese Topologie im Englischen folded cascode genannt. Die Kaskode besteht aus pnp-Transistoren und dient der Erhöhung des Ausgangswiderstandes der Schaltung. Alternativ wäre es möglich, die npn und pnp-Transistoren zu vertauschen, sodass das Differenzeingangspaar aus pnp-Transistoren und die Kaskode aus npn-Transistoren bestehen würde. Ein pnp-Differenzeingangspaar wäre in Bezug auf das Rauschen etwas besser, da das Funkelrauschen und  $1/f$ -Rauschen dieser Transistoren geringer ist. Das  $1/f$ -Rauschen ist bei G.hn jedoch nicht kritisch, da das Nutzband erst bei  $1 \text{ MHz}$  beginnt. Die Transitfrequenz und Stromverstärkung der pnp-Transistoren ist jedoch um vieles kleiner als die der npn-Transistoren.



**Abbildung 5.21:** Schaltung Vorverstärker

### Entwurfsbedingungen

Die erste Entwurfsbedingung für den Entwurf eines komplementären Kaskode-Differenzverstärkers bildet die Strombilanz in den Knoten 1 und 2. Nach der ersten Kirchhoff'schen Regel

muss die Summe der Ströme in einem Knoten 0 ergeben.

$$I_{b\,fold} = I_{b\,diff} + I_{b\,out} + I_{out} + I_{cm} \quad (5.32)$$

Die drei Stromquellen müssen also nach Formel 5.32 dimensioniert werden.  $I_{out}$  sollte im Ruhefall annähernd 0 ergeben und kann aus diesem Grund in erster Näherung ignoriert werden. Der Strom  $I_{cm}$  kommt aus der Gleichaktregelschleife und fließt nur, wenn der Verstärker aus der Gleichaktspannung läuft. Auch dieser Fall sollte im Ruhefall nicht eintreten, weshalb auch dieser Strom am Anfang des Entwurfs ignoriert werden kann.

In die Dimensionierung muss auch die Anstiegsgeschwindigkeit der Stufe einfließen. Diese berechnet sich aus dem Strom durch die Differenzstufe gebrochen durch die Kapazität am Ausgangsknoten.

$$SR = \frac{I_{b\,diff}}{C_L} \quad (5.33)$$

Als letzte Bedingung der Dimensionierung ist darauf zu achten, dass der Eingang der Treiberstufe getrieben werden muss. Da die Treiberstufe nicht-verstärkend gebaut ist, muss bereits der Eingang Signale mit maximaler Amplitude verarbeiten können. Aus diesem Grund werden in der Treiber-Eingangsstufe relativ große Transistoren verwendet. Um diese treiben zu können, muss der Strom im Ausgangspfad des Vorverstärkers entsprechend groß dimensioniert sein. Da es sich um einen Klasse-A-Verstärker handelt, fließt dieser Strom, zu Lasten der Leistungsbilanz, immer.

Ein komplementärer Kaskode-Verstärker kann mit einer oder zwei Kaskoden pro Ausgang betrieben werden. Der Betrieb selbst ist auch nur mit einem Kaskodenpaar möglich, das untere Kaskodenpaar ( $T_7$  und  $T_8$ ) erhöht jedoch den Ausgangswiderstand der Schaltung weiter. Aus diesem Grund wird für diesen Leitungstreiber der symmetrische Ansatz gewählt.

In der Betrachtung des Aussteuerbereichs des komplementären Kaskode-Verstärkers sieht man, dass das Signal aufgrund der Kaskoden nur bis zwei Basis-Emitter-Spannungen an die Versorgungen heran kann. Da die nachfolgende Treiberstufe jedoch einen kleineren Aussteuerbereich hat (vergl. Kapitel 5.3.1), können beide Kaskoden ohne weitere Einbußen verwendet werden.

### Ruhestromquellen

Die Ruheströme werden im Vorverstärker nicht wie in der Treiberstufe mit einer Bipolar-Stromquellenbank, sondern mit einer Mosfet-Stromquellenbank erzeugt. Ähnlich dem Bipolar-Stromspiegel ist das Übersetzungsverhältnis des CMOS-Stromspiegels von der Größe der Transistoren abhängig. Diese wird bei Mosfets nicht über die Emittergröße definiert, sondern über das Verhältnis der Weite zur Länge des Gates des Transistors.

Die Länge des Transistors wird üblicherweise konstant gehalten und nur die Weite variiert. Um die prozessbedingten Schwankungen so weit wie möglich zu minimieren, wird bei Schaltungen, die präzise Übersetzungen voraussetzen, auch die Weite konstant gehalten. Da das Übersetzungsverhältnis zumeist ganzzahlig ist, kann es durch Parallelschaltung mehrerer Transistoren erreicht werden. Bei Mosfets fließt in das Gate kein Strom, wodurch selbst bei hohen Übersetzungsverhältnissen kein 3-Transistor-Stromspiegel gebaut wird.

Im Vergleich mit einer Bipolar-Stromquelle rauscht eine Mosfet-Stromquelle weitaus weniger, da Mosfets annähernd die ideale Rauschzahl  $F = 1$  erreichen. Das  $1/f$ -Rauschen ist beim Mosfet zwar höher, wird bei hochohmigen Quellen, wie Stromquellen, aber durch das induzierte, dominanter Gate-Rauschen verdeckt. [1 - S. 231]

In Bipolar-Stromquellenbanken kann es vorkommen, dass einer der Strompfade in Sättigung geht und dadurch die gesamte Bank mitgerissen wird, was zu Schwankungen oder Ausfällen

der Ströme in den parallelen Pfaden führen kann. Dieses Problem gibt es bei Mosfet-Stromquellenbänken nicht, da Feldeffekttransistoren grundsätzlich im Sättigungsbetrieb arbeiten. Ein weiterer Vorteil ist, dass Mosfets kleinere Ausgangskapazitäten als Bipolartransistoren haben. Diese wirken bei Bipolar-Stromquellen schnellen Änderungen entgegen, da diese Kapazitäten erst geladen beziehungsweise entladen werden müssen.

Nachteil ist, dass die Steilheit der Mosfets nicht so groß ist wie jene der Bipolartransistoren. Ebenso ist der Ausgangswiderstand  $r_{DS}$  wegen der niedrigeren Earlyspannung kleiner. Daraus folgt, dass der Ausgangswiderstand  $r_a$  der Mosfet-Stromquellenbank geringer ist:

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_e=0} \approx r_{DS2}(1 + (S_2 + S_{B2})R_2) \quad (5.34)$$

$R_2$  in Formel 5.34 ist der Gegenkopplungswiderstand. Dieser erhöht den Ausgangswiderstand der Stromquelle zusätzlich, ist aufgrund der Verwendung der Kaskoden jedoch nicht notwendig. Die Präzision der Mosfet-Stromquellenbank ist in diesem Fall auch ohne Stromgegenkopplung gegeben.

Mosfet-Stromquellen laufen Gefahr, dass die Spannung am Drain des Mosfets größer als 3,3 V werden kann. Dies kann durch Bipolar-Kaskoden verhindert werden. Als Nebeneffekt erhöhen diese auch den Ausgangswiderstand der Stromquellen.

Die Kaskoden  $T_5 \cdots T_8$  bei den Stromquellen  $I_{b\text{fold}}$  und  $I_{b\text{out}}$  sind aufgrund der verwendeten Topologie bereits vorhanden,  $T_{I_{b\text{diffcas}}}$  und  $T_{I_{0\text{cas}}}$  müssen hinzugefügt werden.

Die Gefahr der Aussteuerbegrenzung ist bei diesen Kaskoden nicht gegeben, da die Eingangsspannung maximal 1,15 V um die Gleichtaktspannung auslenkt und die Treiberstufe, wie beschrieben, einen kleineren Aussteuerbereich hat.

### Verstärkung

Maßgebend für die Leerlaufverstärkung des Vorverstärkers ist neben der Steilheit der Transistoren der Differenzeingangsstufe der Ausgangswiderstand  $R_a$  der Schaltung.

$$A_V = S_1 R_a \quad (5.35)$$

Er berechnet sich aus der Parallelschaltung des oberen und unteren Ausgangswiderstands ( $R_{oben}$ ,  $R_{unten}$ ).

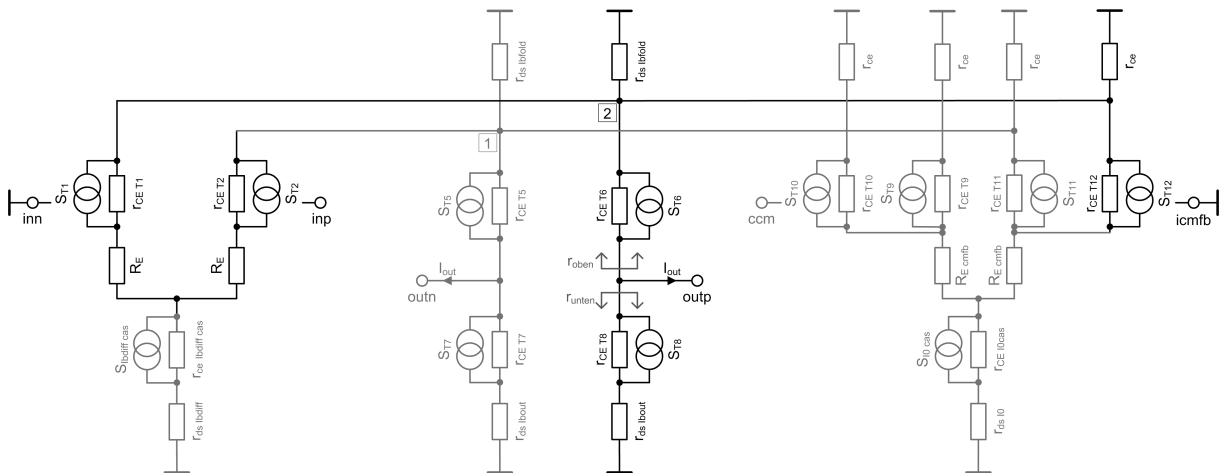
$$r_{unten} \approx r_{ds_{I_{b\text{out}}}} S_8 r_{CE8} \quad (5.36)$$

$$\begin{aligned} r_{oben} &\approx (r_{ds_{I_{b\text{fold}}}} \parallel 2(r_{CE1} S_1 R_E) \parallel R_{out_{CMFB}}) S_6 r_{CE6} \\ &\approx r_{ds_{I_{b\text{fold}}}} S_6 r_{CE6} \end{aligned} \quad (5.37)$$

$$R_a = r_{oben} \parallel r_{unten} \quad (5.38)$$

Formel 5.36 beschreibt den unteren Ausgangswiderstand als den differentiellen Ausgangswiderstand  $r_{ds_{I_{b\text{out}}}}$  der Stromsenke  $I_{b\text{out}}$  multipliziert mit der Steilheit  $S_8$  und dem Ausgangswiderstand  $r_{CE8}$  der Kaskode. Die Kaskode erhöht demnach den Ausgangswiderstand der Senke um  $S_8 \cdot r_{CE8}$ .

Anhand Formel 5.37 kann der obere Ausgangswiderstand berechnet werden. Die Kaskode  $T_6$  erhöht, wie auch  $T_8$  bei der Berechnung von  $R_{unten}$ , die Impedanz des hinter ihr liegenden Knotens 2. Die Impedanz dieses Knotens berechnet sich aus einer Parallelschaltung der drei



**Abbildung 5.22:** Vorverstärker Ausgangswiderstand Kleinsignalersatzschaltbild

angrenzen Pfade:

- der Innenwiderstand  $r_{dsI_{bfold}}$  der Stromquelle  $I_{bfold}$
- die Impedanz des Differenzeingangspaares:  $2(r_{CE_{T1}}S_{T1}R_E)$
- die Impedanz der Gleichtaktregelschleife:

$$R_{out_{CMFB}} \approx r_{ce} \parallel \left( r_{ce_{T12}}S_{T12}(R_{E_{cmfb}} \parallel r_{ce_{T11}}S_{T11}) \right) \approx r_{CE}$$

Da die letzten beiden Impedanzen im Vergleich zum Innenwiderstand der Quelle  $I_{bfold}$  hochohmiger sind, können sie in erster Näherung aufgrund der Parallelschaltung gekürzt werden. Wegen ihrer Hochohmigkeit gehen auch die Stromsenken der Gleichtaktregelschleife und der Differenzeingangsstufe nicht in die Berechnung ein.

### Eingangsstufe und Frequenzgangkorrektur

Um bei gegebener Last noch ausreichend Stabilität zu haben, muss das Frequenzverhalten des Vorverstärkers wieder näher betrachtet werden. Durch Reduktion des Verstärkungsbandbreiteprodukts kann die Stabilität des Verstärkers erhöht werden. Dafür gibt es nach Formel 5.40 zwei Möglichkeiten.

$$BB = \frac{1}{2 \pi R_a C_L} \quad (5.39)$$

$$GBW = \frac{S_1}{2 \pi C_L} \quad (5.40)$$

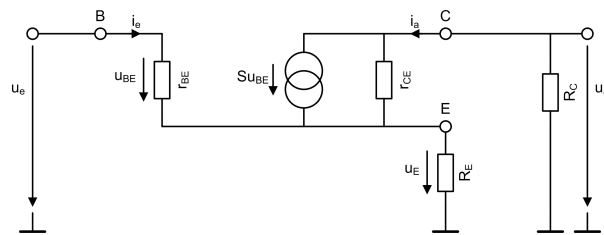
Der übliche Weg, um eine größere Phasenreserve zu erreichen ist, am Ausgang des komplementären Kaskode-Verstärkers eine Korrekturkapazität hinzuzufügen. Diese zusätzliche Kapazität verschiebt den ersten Pol der Schaltung, der durch den Ausgangswiderstand des Vorverstärkers und die Summe der Kapazitäten am Ausgang gebildet wird. Dadurch wird die Bandbreite des Verstärkers verkleinert und der Verstärker wird stabiler. Es ist jedoch darauf zu achten, dass die Anstiegszeit (vgl. Formel 5.33) durch die Kapazitäten nicht zu sehr beeinträchtigt wird. Verstärker, die lediglich eine Verstärkung haben, werden üblicherweise so kompensiert.

Da dieser Leitungstreiber aber zwei verschiedene, umschaltbare Verstärkungsstufen haben soll, ist eine variable, umschaltbare Korrekturkapazität notwendig. In der verwendeten Technologie

sind Hochvolt-CMOS Transistoren verfügbar, die am Ausgang des Vorverstärkers platziert werden könnten. Die große parasitäre Kapazität dieser Mosfets ist jedoch stark nicht-linear. Dies ist eine Eigenschaft, die mit statischer Kompensation nicht zu vereinen ist.

Formel 5.40 zeigt, dass eine Reduktion des Verstärkungsbandbreiteprodukts auch durch eine Veränderung der Steilheit der Differenzeingangsstufe erreichbar ist. Zu diesem Zweck wird in den Emitttern der Differenzeingangsstufe ein Widerstand eingebaut. Betrachtet man von der komplementär aufgebauten Eingangsstufe nur eine Hälfte, kann der Eingangstransistor als Bipolartransistor in Emitterschaltung betrachtet werden.

Das Kleinsignalersatzschaltbild ist in Abbildung 5.23 zu sehen. Im Fall der einfachen Emitterschaltung



**Abbildung 5.23:** Kleinsignalersatzschaltbild Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

schaltung ist der Emitter direkt mit Masse verbunden. Ist der Betrieb mit Stromgegenkopplung erwünscht, befindet sich am Emitter des Transistors ein Widerstand ( $R_E$ ).

Die Kleinsignalparameter des Bipolartransistors in Emitterschaltung sind wie folgt definiert:

Kleinsignalspannungsverstärkung  $A$

$$A = \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_e} \right|_A = - \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A = - \frac{I_{C,A} R_C}{U_T} = -S R_C \quad (5.41)$$

Eingangswiderstand  $r_e$

$$r_e = \left. \frac{\partial U_e}{\partial I_e} \right|_A = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = r_{BE} \quad (5.42)$$

Kleinsignal-Ausgangswiderstand  $r_a$

$$r_a = \left. \frac{\partial U_a}{\partial I_a} \right|_A = R_C \quad (5.43)$$

Kleinsignalspannungsverstärkung  $A$  mit Stromgegenkopplung:

$$A \approx - \frac{S R_C}{1 + S R_E} \quad (5.44)$$

$A$  reduziert sich also um den Faktor  $(1 + S R_E)$ . Auf der anderen Seite steigt  $r_e$  um den selben Faktor:

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} \approx r_{BE} + \beta R_E = r_{BE}(1 + S R_E) \quad (5.45)$$

Für eine derartige Schaltung kann man also eine reduzierte Steilheit  $S_{red}$  definieren:

$$S_{red} = \frac{S}{1 + S R_E} \quad (5.46)$$

Durch die Reduktion der Steilheit wird das Verstärkungsbandbreiteprodukt kleiner und die Stabilität des Verstärkers steigt.

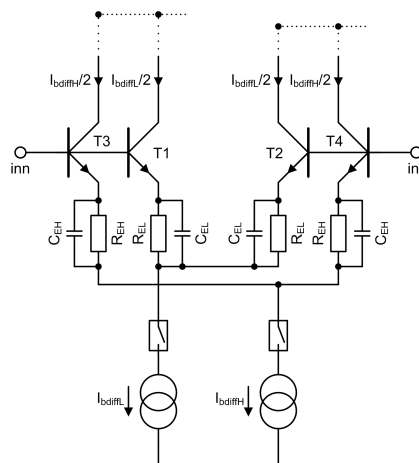
Diese Stromgegenkopplung hat auch zur Folge, dass die untere Grenze der Gleichtaktaussteuerung um den Faktor

$$U_{R_E} = \frac{I_{bdiff}}{2} R_E \quad (5.47)$$

angehoben wird. Dies verbessert auch die Linearität des Differenzeingangspaares. Je größer  $R_E$ , umso größer ist jener Bereich, in dem die Übertragungskennlinien näherungsweise linear verlaufen. Die Kennlinien werden also flacher. Das bedeutet, dass die Differenzverstärkung in einem größeren Bereich konstant bleibt, jedoch betragsmäßig sinkt. [1 - S. 339f]

Da der Verstärker mit zwei unterschiedlichen Verstärkungsstufen arbeiten soll, muss er für beide Stufen kompensiert sein. Erreicht wird das durch unterschiedliche Emittterwiderstände, die an identen Stromquellen angeschlossen sind.

Um mehr Freiheiten in der Anpassung der Steilheit zu haben, sind nicht nur unterschiedliche Emittterwiderstände eingebaut, sondern diese sind auch an unterschiedlichen Differenzeingangsstufen angeschlossen (vergl. Abb. 5.24). Dadurch kann die Größe und einhergehend die



**Abbildung 5.24:** Differenzeingangsstufe des Vorverstärkers

Steilheit des Transistorpaares je nach Verstärkung variiert werden. Die Kollektoren der beiden Differenzeingangspaare sind jeweils mit der Kaskode an den Knoten 1 und 2 verbunden.

Durch Verschiebung des ersten Pols mithilfe der Emittterwiderstände wird eine höhere Stabilität erreicht, da die Phasendrehung des Verstärkers länger bei  $90^\circ$  verweilt. Gleichzeitig reduziert sich aber die Schleifenverstärkung und damit auch die Leerlaufverstärkung.

Um im Nutzband nicht auf die Schleifenverstärkung verzichten zu müssen, wird ein Kondensator dem Widerstand parallel geschaltet. Je nach Verhältnis des Widerstands zum Kondensator fließt der Strom ab einer bestimmten Frequenz nur mehr über den Kondensator und hebt dadurch die Wirkung des Widerstands auf.

Die Schleifenverstärkung steigt ab dieser Frequenz wieder auf die Größe ohne Widerstand an und passt sich in weiterer Folge auch dem Amplitudengang ohne Kompensation an. Dieses Verhalten hilft der Linearität, reduziert jedoch den Stabilitätsgewinn des Emittterwiderstands.

Tabelle 5.2 zeigt die Größen der Widerstände und Kondensatoren und die daraus resultierende Grenzfrequenz, ab der der Kondensator zu wirken beginnt.

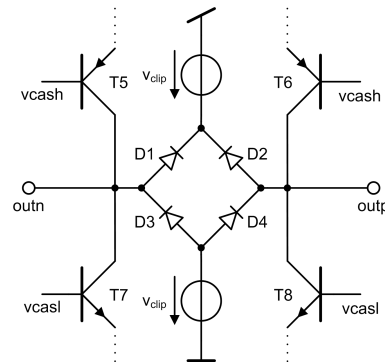
### Aussteuerbegrenzung

Der Entwurf der Treiberstufe hat gezeigt, dass im Vorverstärker eine Aussteuerbegrenzung eingebaut werden muss, da es sonst zu Sättigungsproblemen kommen kann (vergleiche Kapitel 5.3.1). In Abbildung 5.25 ist die entworfene Begrenzungsschaltung abgebildet.

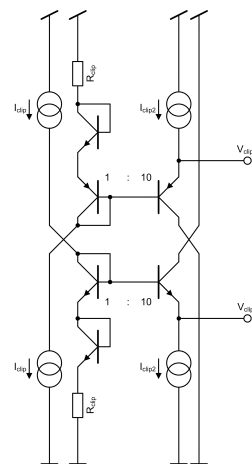
Modus	$R_E$	$C_E$	$f_g$
H	$50 \Omega$	$15 \text{ pF}$	$211 \text{ MHz}$
L	$120 \Omega$	$12 \text{ pF}$	$111 \text{ MHz}$

**Tabelle 5.2:** Grenzfrequenz RC-Glied

Es handelt sich dabei um eine ESD Schutzschaltung am Ausgang des Vorverstärkers. Die vier

**Abbildung 5.25:** Aussteuerbegrenzungsschaltung

Dioden sind als Diodenbrücke zwischen die Eingänge und den Spannungen  $V_p - V_{clip}$  und  $V_{clip}$  geschaltet. Bei der Erstellung der Spannungen ist darauf zu achten, dass die Quellen den

**Abbildung 5.26:** Spannungserzeugung Aussteuerbegrenzungsschaltung

Strom, der bei Übersteuerung durch die Dioden fließt, aufnehmen beziehungsweise bereitstellen können. Die Spannungen werden aus diesem Grund nicht direkt aus dem Spannungsteiler entnommen, sondern mithilfe eines Stromspiegels entkoppelt.  $V_{clip}$  soll  $2,4 \text{ V}$  betragen. Wegen der fixen Diodenspannung von  $\approx 0,65 \text{ V}$  kann daher kein Diodenturm verwendet werden. Der Spannungsteiler ist aus diesem Grund sowohl aus Widerständen als auch aus Dioden aufgebaut.

$$\begin{aligned}
 V_{clip_H} &= V_P - R_{clip} I_{clip} - V_{D_{clip}} & (5.48) \\
 &= 20 - (14k \ 130\mu) - 0,7 \\
 &= 17,48 \text{ V}
 \end{aligned}$$



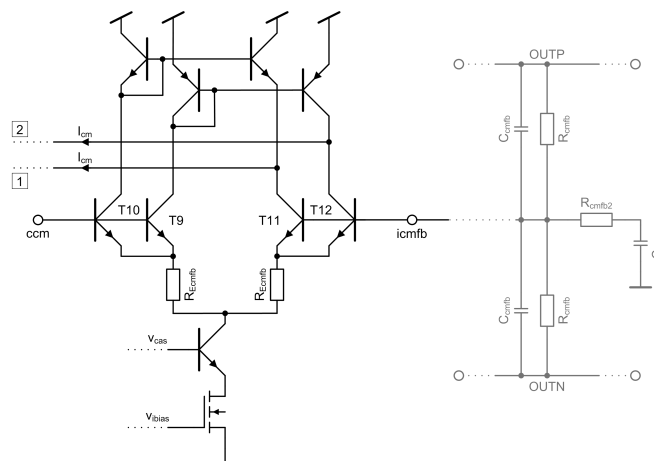
Steigt die Spannung am Ausgang über  $18,2\text{ V}$  an, beginnt in den Dioden  $D_1$  und  $D_2$  Strom zu fließen und die Spannung kann nicht mehr weiter ansteigen. Sinkt die Ausgangsspannung unter  $1,8\text{ V}$ , beginnt Strom durch die Dioden  $D_3$  und  $D_4$  zu fließen, was die untere Aussteuerung begrenzt.

### Gleichtaktregelschleife

Da es sich beim entworfenen Leitungstreiber um einen voll differentiellen Verstärker handelt, muss eine Gleichtaktregelschleife (engl. Common Mode Feedback) vorhanden sein. Diese wird benötigt, damit Gleichtaktabweichungen systematischer und sporadischer Art am Ausgang des Leitungstreibers erkannt werden und den Abweichungen gegengesteuert werden kann.

Die Gleichtaktregelschleife besteht aus einem einfachen Gleichtaktverstärker und einem Widerstandsteiler. Dieser kreierte mit zwei Widerständen eine Gleichtaktspannung der beiden Ausgangsspannungen, die der Gleichtaktverstärker mit einer Referenzspannung vergleicht.

Letzterer besteht aus einem Bipolar-Transkonduktanzverstärker, bestehend aus einem doppeltem Differenzeingangspaar mit doppeltem Stromspiegel. Je einer der beiden Ausgänge des Gleichtaktverstärkers wird mit einem der Knoten 1 und 2 verbunden. Der Ausgangsstrom des



**Abbildung 5.27:** Gleichtaktregler mit Schleife

Reglers wirkt an diesen Knoten der entstandenen Abweichung entgegen, bis der Ausgang des Leitungstreibers wieder die Gleichtaktspannung erreicht hat.

Als Stromquelle für die Differenzeingangspaare kommt wieder eine Mosfet-Stromquelle zum Einsatz. Bei der Dimensionierung der Quelle ist zu beachten, dass sie ausreichend Strom liefern kann, um jeglicher Abweichung der Ausgangs-Gleichtaktspannung entgegenwirken zu können.

Die Referenzspannung wird mit einem Spannungsteiler erzeugt, der zwischen der positiven und negativen Versorgung  $V_P$ ,  $V_N$  platziert ist. Da die Referenzspannung nicht nur von der Gleichtaktregelschleife benötigt wird, muss die Spannung auch belastbar sein. Aus diesem Grund ist der Spannungsteiler mit einer Gegentakt-AB-Verstärkerschaltung ausgestattet. Diese ist in der Lage, auch größere Ströme zu liefern, ohne die Gleichtaktspannung zu beeinträchtigen.

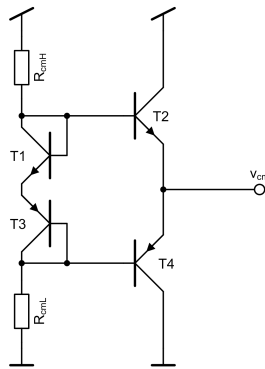


Abbildung 5.28: Gleichtaktreferenzspannung

### Testumgebung

Der Simulationsaufbau des Vorverstärkers ist in Abbildung 5.29 zu sehen. An den Ausgängen

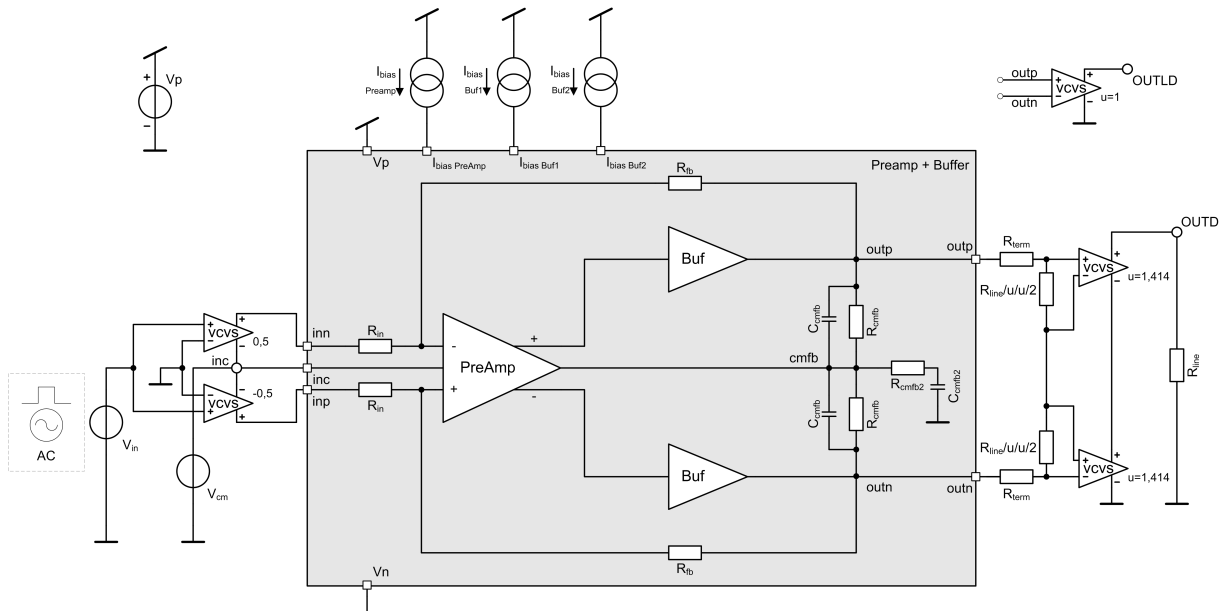


Abbildung 5.29: Simulationsumgebung Vorverstärker

des Vorverstärkers sind die zwei Treiberstufen angeschlossen, deren Ausgänge mit den Eingängen des Vorverstärkers über den Widerstand  $R_{fb}$  rückgekoppelt sind. Die Eingangswiderstände  $R_{in}$  nehmen je nach eingestellter Verstärkung unterschiedliche Werte an. Ist eine hohe Verstärkung gewünscht, ist  $R_{in} = 200 \Omega$ , die Verstärkung ist 13. Bei Verstärkung 4 ist  $R_{in} = 650 \Omega$ .

$$A_{VH} = \frac{2600}{200} = 13 = 20 \log(13) = 22.2789 \text{ dB} \quad (5.49)$$

$$A_{VL} = \frac{2600}{650} = 4 = 20 \log(4) = 12.0412 \text{ dB} \quad (5.50)$$

Über  $R_{cmfb}$  sind die Ausgänge der Treiber mit dem Eingang des Gleichspannungsreglers verbunden.

Der Eingang *inc* ist für die ersten Tests mit einer idealen DC-Quelle verbunden, die die Gleichtaktspannungs-Referenz zur Verfügung stellt. Das Eingangssignal wird über zwei spannungsgesteuerte Spannungsquellen mit den Verstärkungen  $k = 0,5$  und  $k = -0,5$  an die Eingänge

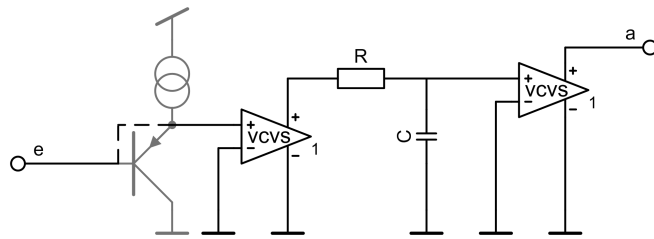
aufgeteilt. Je nach Simulation können unterschiedliche Quellen angeschlossen werden. Neben den Versorgungsspannungen  $V_p$  und  $V_n$  sind drei Stromquellen angeschlossen, die die Ruhestrome für den Vorverstärker und die Treiberstufen zur Verfügung stellen.

An den Ausgängen der Treiber ist jeweils ein Widerstand  $R_{term}$  angeschlossen, der die Terminierung des Leitungstreibers darstellt. Auf diesen Widerstand folgt eine Kombination aus Widerstand und spannungsgesteuerter Spannungsquelle, die den 1 : 41 Transformator simuliert. Der Widerstand simuliert gleichzeitig auch die Leitungsimpedanz. Dieses Konstrukt wandelt das Signal auch von einem differentiellen in ein massebezogenes um, das am Ausgang *OUTD* abgelesen werden kann.

## Simulation

Um die grundsätzliche Funktionalität des Vorverstärkers zu testen, wird für diese ersten Simulationen ein idealer Treiber verwendet. Dieser ist in Abbildung 5.30 zu sehen. Diese Konstruktion dient sowohl zur Impedanzwandlung, kann aber mit dem RC-Tiefpass zwischen den spannungsgesteuerten Spannungsquellen auch das Kleinsignalverhalten der realen Treiberstufe simulieren.

Mit Widerstand und Kondensator wird ein Tiefpass definiert, der, wenn gewünscht, nahe der



**Abbildung 5.30:** Idealer Buffer für erste Simulationen

Frequenz des Tiefpasses der realen Treiberstufe liegen kann. Durch Ändern der Grenzfrequenz des Tiefpasses kann dieser zu Frequenzen im *GHz*-Bereich gelegt werden und damit nur das Verhalten des Vorverstärkers analysiert werden.

Es besteht auch die Möglichkeit, die Last, die der Treiber im realen System darstellt, mit einem idealen Treiber zu simulieren. Dazu wird ein Transistor als Emitterfolger zwischen Eingangspin und dem positiven Eingang der VCVS-Quelle geschaltet.

Da der ideale Treiber, selbst mit dem Emitterfolger, die reale Last der Treiberstufe nicht nachbilden kann, ist nach einer allgemeinen Funktionsüberprüfung die Simulation mit dem entworfenen Transimpedanzverstärker notwendig.

Die Simulationsergebnisse des Groß- und Kleinsignalverhaltens mit dem idealen Treiber sind im Anschluss beschrieben, die Simulationen mit der realen Treiberstufe in Kapitel 6.

## Arbeitspunkt

Abbildung 5.31 zeigt die Gesamtschaltung des Vorverstärkers inklusive dem Arbeitspunkt bei einer Versorgungsspannung von  $V_P = 20\text{ V}$ , Abbildung 5.32 jene bei einer Versorgungsspannung von  $V_P = 8\text{ V}$ .

Im rechten Teil der Schaltung ist der komplementäre Kaskode-Verstärker inklusive Gleichtaktregler zu sehen. Der linke Teil beinhaltet die Ruhestromquellen und die Schaltung zur Erzeugung der Aussteuerbegrenzungsschaltung.

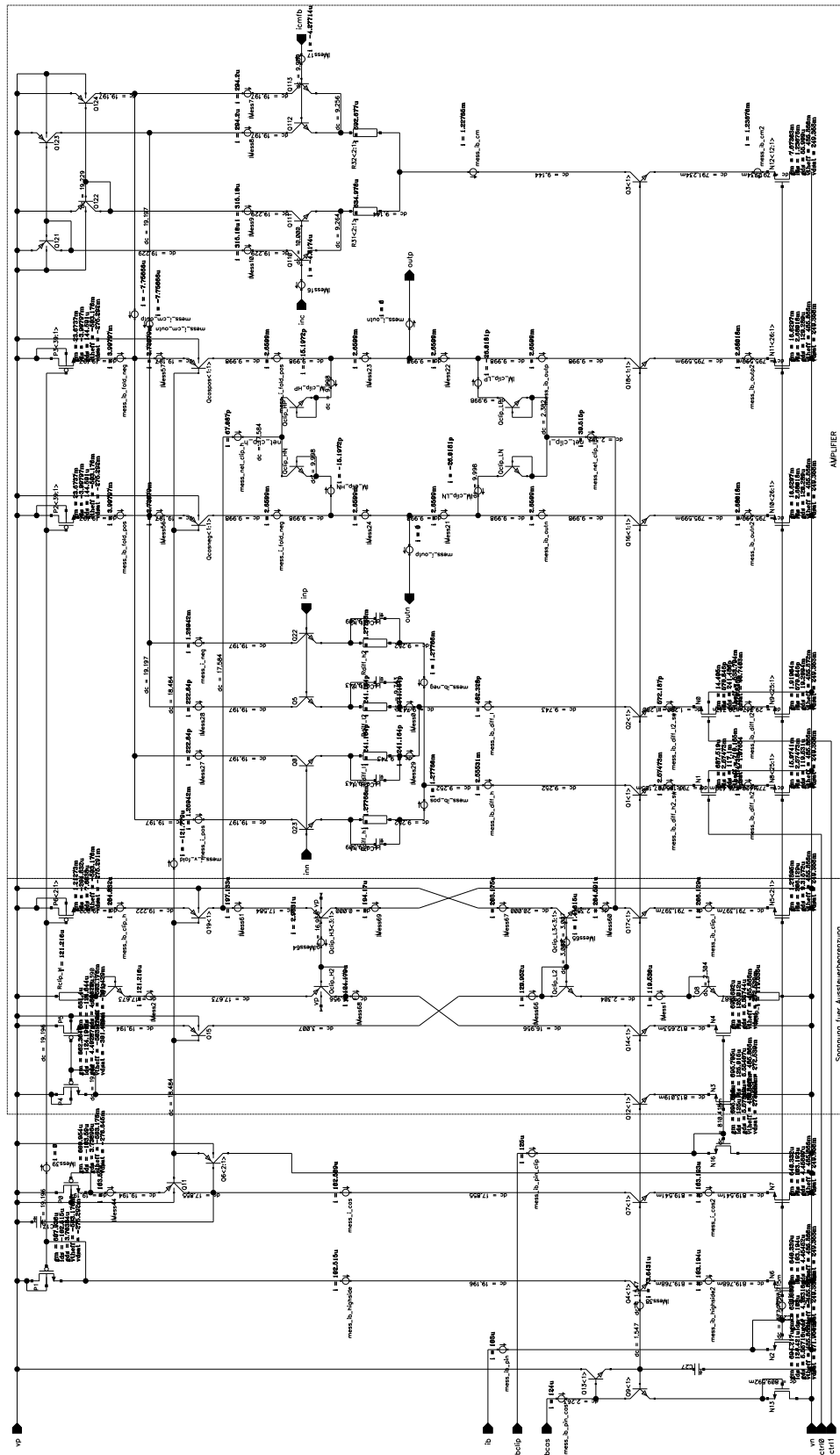


Abbildung 5.31: Ergebnis Simulation Arbeitspunkt Vorverstärker 20W

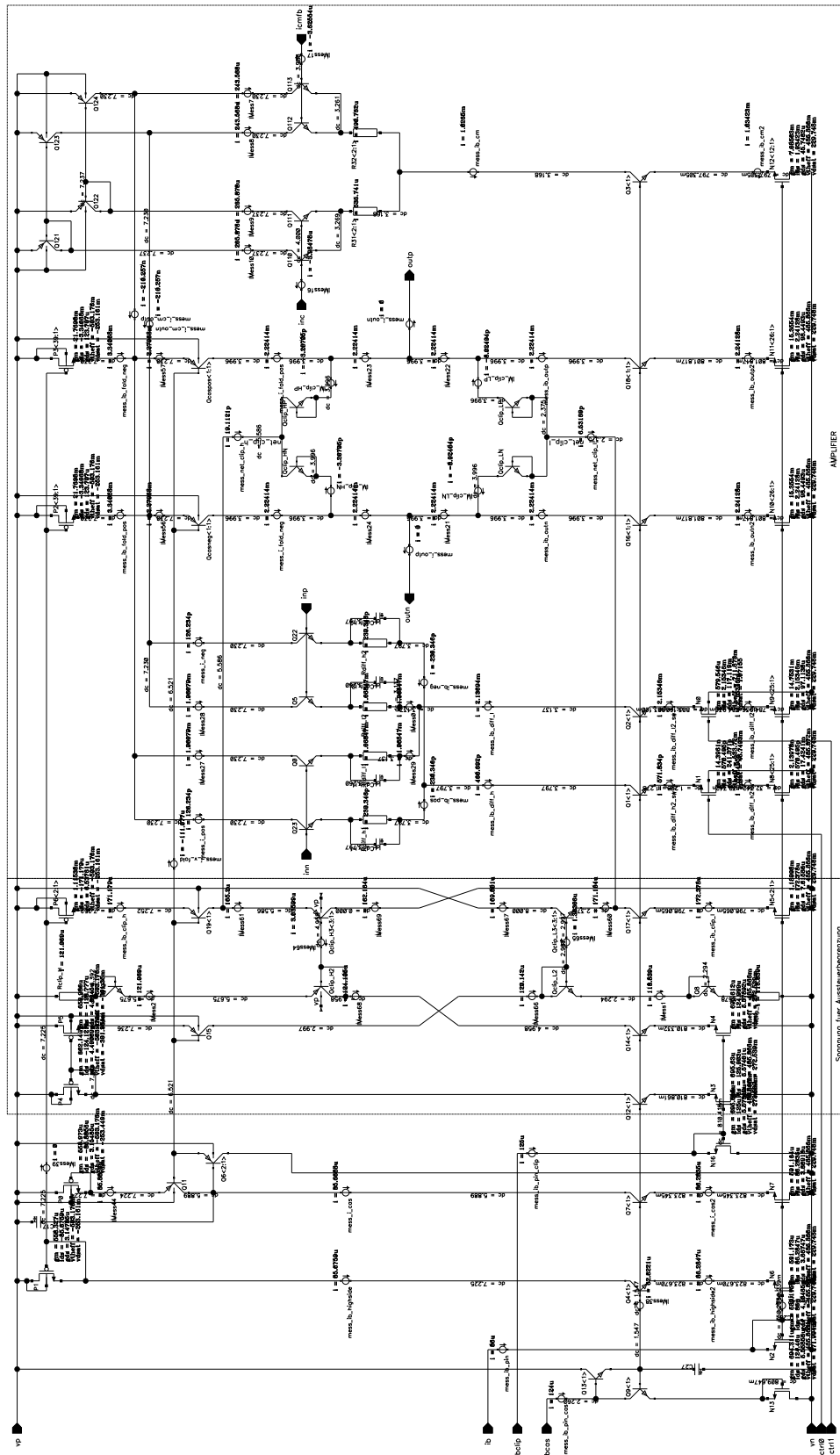
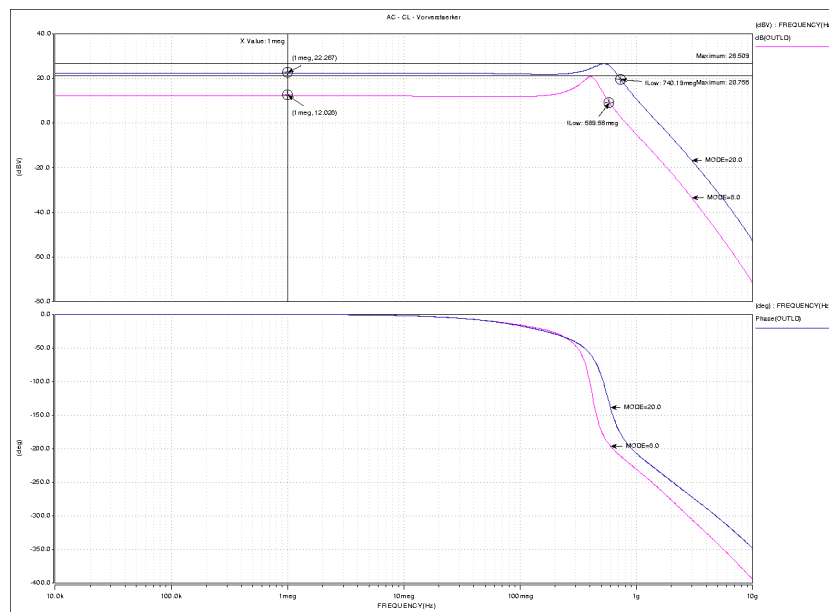


Abbildung 5.32: Ergebnis Simulation Arbeitspunkt Vorverstärker 8 V

Diese Simulationen zeigen den Arbeitspunkt des Vorverstärkers mit den idealen Treiberstufen (Abb. 5.30). Das RC-Glied dieses idealen Impedanzwandlers ist dabei so eingestellt, dass die Grenzfrequenz des Tiefpasses bei  $80\text{ GHz}$  liegt. Es erfolgt daher lediglich eine Impedanzwandlung, andere Effekte sind in dieser Simulation nicht berücksichtigt.

### AC Simulation

Wie bei der Treiberstufe wird die Kleinsignalanalyse sowohl für die gegengekoppelte Schaltung als auch für die Schleifenverstärkung simuliert.



**Abbildung 5.33:** Ergebnis Simulation AC - gegengekoppelte Schaltung

Abbildung 5.33 zeigt das Ergebnis der Simulation mit gegengekoppelter Schaltung. Die blaue Linie stellt die Kleinsignalantwort in Betriebsmodus  $H$  dar, die magenta-farbige jene in Modus  $L$ . Beide Kurven sind direkt am Ausgang des Leitungstreibers abgenommen, noch vor dem Terminierungswiderstand und dem Transformator. Dieses massebezogene Signal wird mit einer spannungsgesteuerten Spannungsquelle aus den differenziellen Ausgängen erstellt.

Zu erkennen ist, dass bei hoher Verstärkung ein kleineres Überschwingen auftritt ( $\approx 4\text{ dB}$ ) als bei kleiner Verstärkung ( $\approx 8\text{ dB}$ ). Daraus folgt, dass die Phasenreserve in der Simulation der Schleifenverstärkung bei niedriger Verstärkung kleiner sein muss.

Wie in Kapitel 5.3.1 beschrieben, hat eine Resonanzüberhöhung von  $\approx 3\text{ dB}$  eine Phasenreserve von etwa  $60^\circ$  zur Folge. Bei hoher Verstärkung ist also von einer etwas kleineren Phasenreserve als  $60^\circ$  auszugehen, bei kleiner Verstärkung eine viel kleinere. Dies wird in Abbildung 5.34 bestätigt.

Die Phasenreserve beträgt bei der niedrigen Verstärkung nur knapp  $24^\circ$ , bei hoher Verstärkung  $42^\circ$ . Nach der Schwingbedingung ist der Vorverstärker mit idealen Treiberstufen stabil. Es kann aber zu einem etwas längeren Einschwingvorgang kommen.

Der weitaus wichtigere Parameter dieser Simulation ist die Phasendrehung, die der Vorverstärker bei der  $-30^\circ$ -Phasendrehung-Frequenz der Treiberstufe hat (vergleiche Abb. 5.14 und Tabelle 5.2). In Betriebsmodus  $L$  beträgt diese Frequenz  $168\text{ MHz}$ . Der Vorverstärker hat an dieser Stelle eine Phasendrehung von  $106^\circ$ . Kombiniert man diese Werte, zeigt sich, dass das

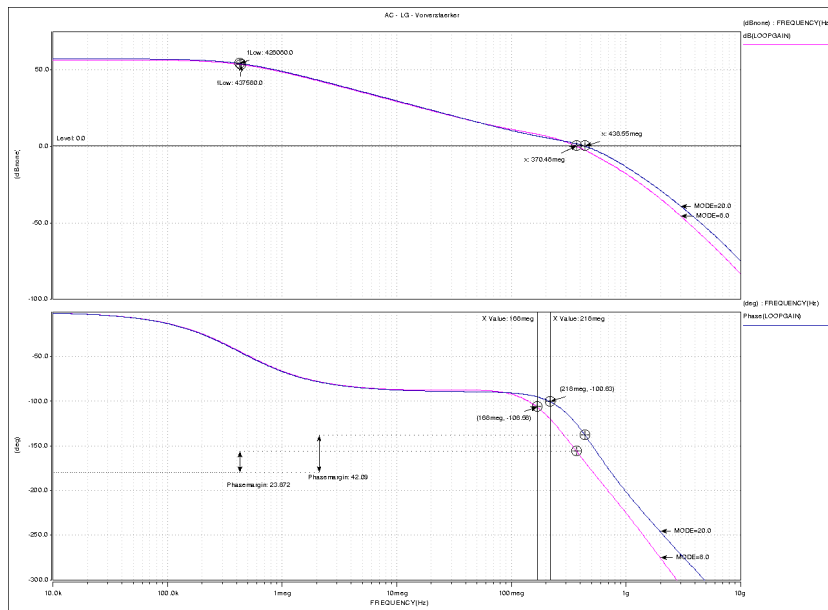


Abbildung 5.34: Ergebnis Simulation AC - Schleifenverstärkung

Gesamtsystem  $44^\circ$  Phasenreserve erreichen sollte.

In Betriebsmodus *H* muss die Phasendrehung bei einer Frequenz von  $218 \text{ MHz}$  kontrolliert werden. Der Vorverstärker hat an dieser Stelle  $100^\circ$  Phasendrehung. Es sollten also  $50^\circ$  Phasenreserve im Gesamtsystem vorhanden sein. Diese Werte können in der Kleinsignalanalyse der Simulation des Gesamtsystems überprüft werden (vergl. Kapitel 6.1).

Die Wirkung der Kompensation kann aus Abbildung 5.35 ersehen werden. Dargestellt ist das Kleinsignalverhalten bei  $V_P = 20 \text{ V}$  des Verstärkers ohne Kompensation (türkise, gepunktete Linie), einmal nur mit einem Widerstand kompensiert (magenta-farbige, strichlierte Linie) und einmal mit Widerstand und Kondensator (blaue Linie). Man kann erkennen, wie

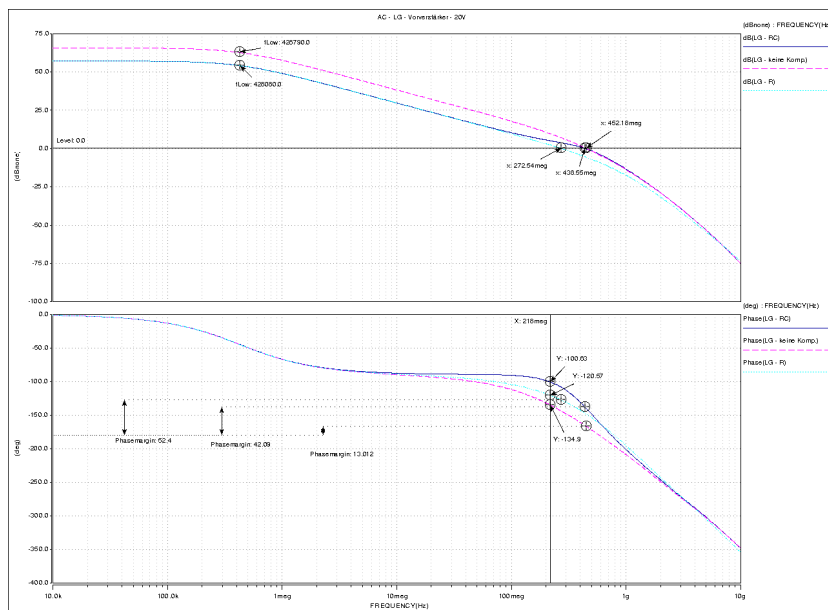


Abbildung 5.35: Ergebnis Simulation AC - Schleifenverstärkung - Vergleich der Kompensation

die Schleifenverstärkung der Stufe sinkt, wenn der Verstärker kompensiert wird. Weiters ist auch der Einbruch der Bandbreite ersichtlich. Dies stellt das typische Verhalten eines spannungsrückgekoppelten Verstärkers dar.

Die Stromgegenkopplung mit Widerstand in der Differenzstufe reduziert nicht nur die Schleifenverstärkung, sondern schiebt auch den nichtdominanten Pol nach rechts. Zu erkennen ist dieser Effekt auch im Phasengang, wo die Phase über einen größeren Frequenzbereich bei  $90^\circ$  verweilt.

Der parallel zum Widerstand geschaltete Kondensator hilft die Verstärkung bei höheren Frequenzen wieder zu heben. Im Amplitudengang ist zu sehen, wie die Verstärkung bei etwa  $90\text{ MHz}$  weniger steil zu sinken beginnt und bei  $440\text{ MHz}$  wieder stärker sinkt. Dabei nähert sich der Amplitudengang jenem des unkompensierten Verstärkers an. Durch diese Kombination aus Widerstand und Kondensator gewinnt der Verstärker bei  $100\text{ MHz}$  etwa  $1\text{ dB}$  an Schleifenverstärkung. Die Bandbreite des Verstärkers steigt durch diese Schaltung um zirka  $150\text{ MHz}$  an. Die Phasenreserve steigt durch die Kompensation auf  $52^\circ$ , sinkt durch den Kondensator jedoch auf noch immer akzeptable  $42^\circ$ .

Diese Simulationen stellen eine reine Funktionsüberprüfung dar. Die endgültige Dimensionierung des Vorverstärkers wird mit den zuvor entworfenen Treiberstufen durchgeführt. Die Ergebnisse werden in Kapitel 6 erläutert.

Die realitätsnahe Ergebnisse sind nur möglich, wenn die begleitenden Blöcke ebenfalls mitsimuliert werden. Diese Blöcke sind in den kommenden Kapiteln beschrieben.



### 5.3.3 Spannungs- und Strom-Referenzgenerator

Dieser Teil der Schaltung dient der Erzeugung von Strömen und Spannungen, die im Leitungstreiber benötigt werden. Das Herzstück dieses Blocks ist eine Bandabstands-Referenz, die eine temperaturunabhängige Referenzspannung erzeugt, mit deren Hilfe auch die benötigten Ruhestrome erstellt werden. Dadurch ist der Leitungstreiber autark versorgt, sodass keine Ruhestrom-Referenzquelle für den Betrieb notwendig ist.

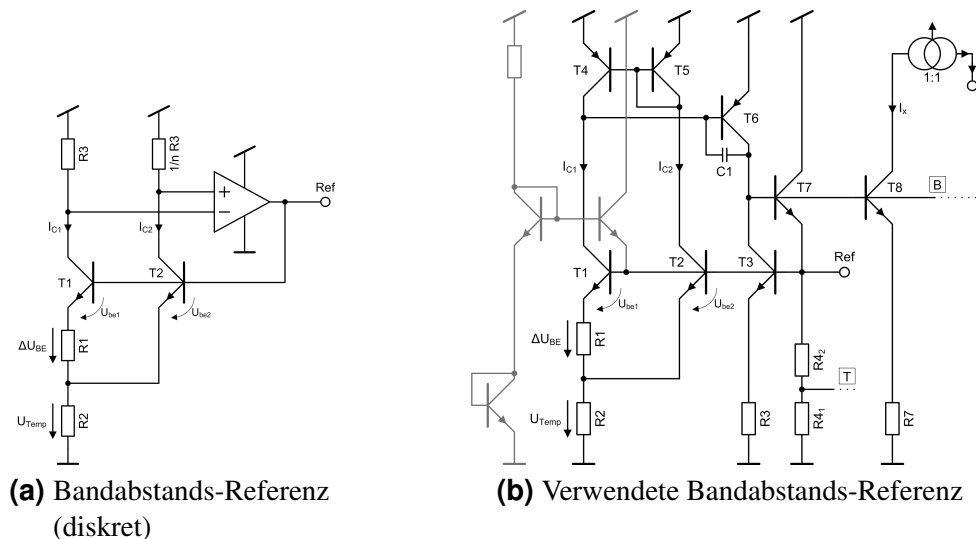
Neben der Bandabstands-Referenz beinhaltet der Block eine Schaltung, die zu hohe Betriebstemperaturen erkennt und die Ruhestrome des Vorverstärkers sowie der Treiberstufe abschaltet. Der Referenzgenerator besteht aus Bipolar-Transistoren, um einfacher Ströme abzugeben, aber auch zu versenken. Technisch wäre es möglich, diesen Block mit 3,3 V Mosfets zu bauen. Es muss in dieser Variante jedoch beachtet werden, dass alle Ströme von der positiven in die negative Versorgung fließen müssen. Nur so kann sichergestellt werden, dass die Mosfets nicht über die Versorgungsspannung von 3,3 V gezogen werden.

#### Bandabstands-Referenz

Zur Erzeugung einer temperaturunabhängigen Referenzspannung kann die Basis-Emitter-Spannung eines Bipolartransistors verwendet werden. Diese hat mit einem Temperaturkoeffizienten von  $-2\text{mV}/\text{K}$  aber eine recht hohe Temperaturabhängigkeit. Um diese zu kompensieren wird eine zweite Spannung mit einem umgekehrten Temperaturkoeffizienten benötigt. Die Summe dieser Spannungen ergibt dann eine temperaturunabhängige Referenzspannung.

Abbildung 5.36b zeigt die entworfene Bandabstands-Referenz. In grau ist auch die Startschaltung dargestellt, die dafür sorgt, dass beim Einschalten der richtige Arbeitspunkt gefunden wird.

Beim Entwurf von Bandabstands-Referenzen kann auf zwei unterschiedliche Varianten zurück-



**Abbildung 5.36:** (a) Bandabstands-Referenz für diskreten Aufbau

Angelehnt an [1 - S. 939]

(b) verwendete Bandabstands-Referenz

gegriffen werden, um eine Spannung mit positivem Temperaturkoeffizienten zu erzeugen:

Eine Möglichkeit, vorwiegend in diskreten Schaltungen verwendet, ist, dass zwei idente Transistoren mit unterschiedlichen Strömen durchflossen werden (siehe Abb. 5.36a). Dabei wird die Spannung, die an einem der Transistoren abfällt, dazu verwendet, eine Spannung mit positivem

Temperaturkoeffizient zu erzeugen.

$\Delta U_{BE}$  errechnet sich in diesem Fall folgendermaßen:

$$\begin{aligned}\Delta U_{BE} &= U_{BE2} - U_{BE1} \\ &= U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}\end{aligned}\quad (5.51)$$

Da  $R_2$  nicht nur von  $I_{C1} = \frac{\Delta U_{BE1}}{R_1}$  durchflossen wird, sondern auch der Strom  $I_{C2}$  hinzukommt, entsteht an diesem Widerstand ein größerer Spannungsabfall. Der Operationsverstärker der Schaltung sorgt mit seiner Ausgangsspannung dafür, dass  $I_{C2} = nI_{C1}$  ist.  $U_{Temp}$  berechnet sich daher als:

$$\begin{aligned}U_{Temp} &= R_2 (I_{C1} + I_{C2}) \\ &= R_2 \left( \frac{\Delta U_{BE1}}{R_1} + n \frac{\Delta U_{BE1}}{R_1} \right) \\ &= \Delta U_{BE1} \frac{R_2}{R_1} (1 + n) \\ &= U_T \cdot \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \cdot \frac{R_2}{R_1} (1 + n) \\ &= U_T \cdot \ln(n) \frac{R_2}{R_1} \cdot (1 + n) \\ &= U_T \cdot A\end{aligned}\quad (5.52)$$

Das Widerstandsverhältnis  $R_2/R_1$  und die Größe des Parameters  $n$  definieren den Verstärkungsfaktor  $A$ . Durch geschickte Wahl ergibt sich eine Temperaturabhängigkeit von:

$$\frac{dU_{Temp}}{dT} = A \cdot \frac{U_T}{T} = 23 \cdot \frac{26 \text{ mV}}{300 \text{ K}} = +2 \text{ mV/K}\quad (5.53)$$

Die Addition von  $U_{Temp}$  und  $U_{BE2}$  ergibt die temperaturunabhängige Ausgangsspannung  $U_{ref}$ .

Die zweite Möglichkeit, die positive Temperaturspannung zu erzeugen, wird vorwiegend bei integrierten Schaltungen verwendet. Die Schaltung ähnelt jener des diskreten Aufbaus; es wird jedoch der gleiche Strom  $I_C = I_{C1} = I_{C2}$  durch unterschiedlich große Transistoren geschickt. Da  $T_1$  eine größere Emitterfläche als  $T_2$  hat, kann man sich die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Emitterfläche  $A_E$  und der Stromdichte  $J_C$  zu nutze machen.

$$I_C = A_E \cdot J_C\quad (5.54)$$

Der negative Temperaturkoeffizient wird in dieser Schaltung durch die unterschiedlichen Basis-Emitter-Spannungen der beiden Transistoren, die mit unterschiedlichen Stromdichten betrieben werden, kompensiert.

$$\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \cdot \ln \frac{J_{C2}}{J_{C1}}\quad (5.55)$$

Da die Transistoren den gleichen Kollektorstrom aufweisen, Transistor  $T_1$  aber eine größere Emitterfläche hat, gilt:

$$I_C = I_{C1} = I_{C2}\quad (5.56)$$

$$n \cdot A_{E1} = A_{E2}\quad (5.57)$$

$$J_{C1} = n \cdot J_{C2}\quad (5.58)$$

$U_{Temp}$  berechnet sich daher als:

$$\begin{aligned}
 U_{Temp} &= R_2 (I_{C_1} + I_{C_2}) \\
 &= R_2 \cdot 2 I_C \\
 &= R_2 \cdot 2 \frac{\Delta U_{BE}}{R_1} \\
 &= R_2 \cdot 2 \frac{U_T \cdot \ln\left(\frac{I_{J_2}}{I_{J_1}}\right)}{R_1} \\
 &= 2 \frac{R_2}{R_1} \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{I_{J_2}}{I_{J_1}}\right) \\
 &= 2 \frac{R_2}{R_1} \cdot U_T \cdot \ln(n) \tag{5.59}
 \end{aligned}$$

Formel 5.59 zeigt, dass die Spannung  $U_{Temp}$  auch in dieser Schaltung vom Verhältnis der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  und dem Verhältnissfaktor  $n$  der Emitterflächen der Transistoren abhängt. Durch geschickte Wahl kann wieder ein Temperaturkoeffizient von  $+2 \text{ mV/K}$  gefunden werden, mit dem eine temperaturunabhängige Referenzspannung erzeugt werden kann.

Die gewählte Topologie (Abb. 5.36b) ist eine Adaption der zweiten Bandabstands-Referenz. Anstatt eines Operationsverstärkers, der die Ströme  $I_{C_1}$  und  $I_{C_2}$  und die Spannungen an seinen Eingangsknoten vergleicht, ist die Schaltung selbst ein (Miller)Operationsverstärker mit hoher Verstärkung.  $T_1$  und  $T_2$  bilden die Eingangstransistoren,  $T_4$  und  $T_5$  sorgen für eine Spiegelung von  $I_{C_2}$ , damit beide Transistoren mit dem gleichen Strom durchflossen werden.  $T_6$  mit  $C_1$  bilden die zweite Stufe des Verstärkers. Der Ruhestrom für den Verstärker wird von Transistor  $T_3$  und Widerstand  $R_3$  erzeugt. Steigt die Basis-Spannung von  $T_1$  und  $T_2$ , so beginnen, bedingt durch die unterschiedlichen Emitterflächen, unterschiedliche Stromdichten und daher auch unterschiedliche Ströme  $I_{C_1}$  und  $I_{C_2}$  zu fließen. Diese Veränderung lässt den Transistor  $T_6$ , an dessen Ausgang die Basen der Eingangstransistoren hängen, gegenregeln. Der OPV beginnt sich selbst zu stabilisieren.

Mithilfe des Transistors  $T_7$  und dem Widerstand  $R_4$  wird die Referenzspannung festgelegt.

Die Basis des Transistors  $T_7$  bildet dabei auch jenes Potential, mit dessen Hilfe die Ruhestrome erzeugt werden. Diese werden über Emitterschaltungen kreiert, wobei die Basis der Transistoren am selben Potential liegt wie die Basis des Transistors  $T_7$ . Wie bei einem Stromspiegel kann durch die Größe des Widerstands am Emitter und der Emitterfläche des Transistors die Größe des gewünschten Stroms bestimmt werden.

Transistor  $T_8$  mit Widerstand  $R_5$  erzeugt beispielsweise den Strom  $I_x$ . Diese Ströme werden gespiegelt und können in anderen Schaltungsteilen als Ruhestrome verwendet werden. Sind Ströme mit nur sehr geringem Temperaturgang gewünscht, ist es sinnvoll, sowohl die Emitterfläche der Transistoren als auch die Größe des Widerstands proportional zu  $T_7$  und  $R_4$  zu variieren. Dies ist bei großen Strömen nicht immer sinnvoll, da zu große Transistoren benötigt werden. Ströme, die eine größere Temperaturabhängigkeit haben dürfen, können auch nur über die Größe des Widerstands dimensioniert werden.

Um den Leitungstreiber programmieren zu können, ist es notwendig, Strom je nach Betriebsmodus ( $L$  oder  $H$ ) oder nach einem zeitlichen Ablauf schalten zu können. Diese Funktion realisiert ein Mosfet, der als Schalter ( $T_{SW0}$  und  $T_{SW1}$  in Abb. 5.37) unter dem Widerstand platziert wird. Damit kann der Strompfad schnell um- beziehungsweise auch abgeschaltet werden. Der Emitterfolger ( $T_9$ ) bleibt in diesem Fall der Gleiche.

Eine andere Möglichkeit Ströme abzuschalten ist, die Stromspiegel über den Emitterfolgern



Transistor. Ab  $155^\circ$  leiten  $T_1$  und  $T_2$  und überbrücken die Dioden  $D_2 \dots D_4$ . An  $OVTQ$  liegen ab dieser Temperatur  $0\text{ V}$  an.

Das hat zur Folge, dass der Transistor  $T_{ovtQ}$  geschlossen wird. Der Eingang des Inverters wird nach oben gezogen, sein Ausgang infolge  $0$  und der Transistor  $T_{ovt}$  schließt. Der Strom  $I_2$  wird durch die Diode  $D_1$  geschickt und verursacht, dass mehr Strom durch  $T_1$  und  $T_2$  fließt. Durch den veränderten Kollektorstrom werden die Transistoren schon bei einer geringeren Temperatur leitend. Die Idee dahinter ist, dass die Transistoren erst nach einer erweiterten Abkühlphase wieder sperren sollen, da es sonst zu einem schnellen Ein-Aus-Zyklus kommen kann. Sinkt die Temperatur unter  $\approx 135^\circ$ , sperren  $T_1$  und  $T_2$  wieder und an  $OVTQ$  liegen  $1,8\text{ V}$  an.

Das Steuersignal  $OVT$  wird auch in den Kontrollblock weitergeleitet und sorgt dafür, dass die Ruhestrome des Vorverstärkers und der Treiberstufe abgeschaltet werden, um die thermische Selbsterstörung zu unterbinden.

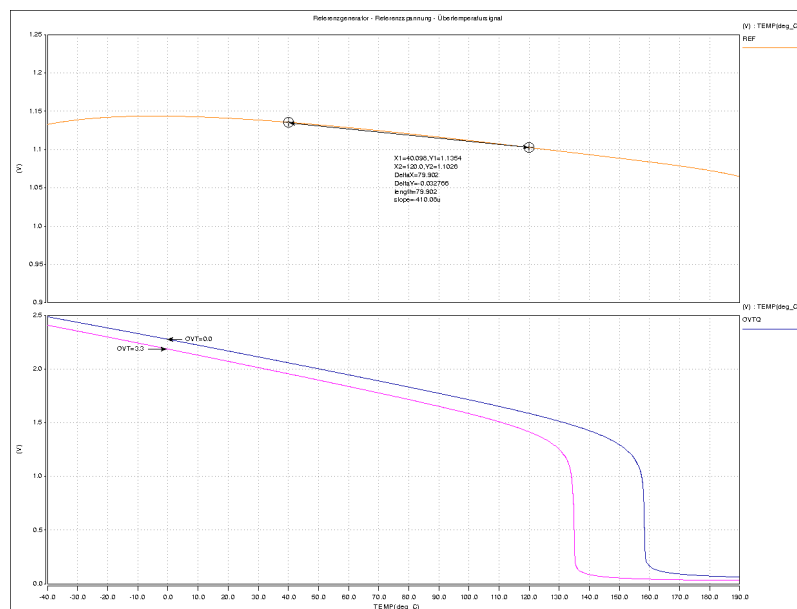


Abbildung 5.39: Simulation Referenzgenerator

Abbildung 5.39 zeigt die Simulationsergebnisse des Referenzgenerators. Im oberen Teil der Grafik ist die Referenzspannung zu ersehen. Zu erkennen ist der typische parabelförmige Verlauf. Im Bereich der Betriebstemperatur ( $40^\circ \dots 120^\circ$ ) hat die Referenzspannung eine Variation von  $32\text{ mV}$ , was einen akzeptablen Wert darstellt.

Im unteren Teil der Grafik ist das  $OVTQ$ -Signal abgebildet. Die blaue Kurve zeigt den Verlauf bei ansteigender Temperatur. In diesem Fall ist  $OVT$  logisch „0“. Sinkt die Temperatur nach einem Übertemperatursignal, ist dieses Signal  $3,3\text{ V}$  (logisch „1“). In diesem Fall fließt Strom durch  $D_1$  und  $OVTQ$  wird erst  $25^\circ$  später reaktiviert.

Neben den Versorgungsspannungen benötigt der Referenzgenerator Spannungen, die die Schalter im Block bedienen. Diese werden im Kontrollblock (siehe Kapitel 5.3.5) erzeugt.

### 5.3.4 Erweiterung der Schaltung für Sende- und Empfangsmodi

Da G.hn Systeme Zeitmultiplexverfahren (engl: TDM - Time Division Multiplex) einsetzen, darf die Terminierung des Leitungstreibers fehlangepasst sein. Während des Sendebetriebs wird der Verstärker mit  $4,4 \Omega$  terminiert. Im Empfangsmodus wird eine zusätzliche Terminierung einbaut.

Um diese nicht immer mitreißen zu müssen, werden diese  $100 \Omega$  Empfangs-Terminierungswiderstände schaltbar gemacht. Die Widerstände und die benötigten Schalter sind zwischen den beiden Ausgängen des Leitungstreibers platziert. Dieser Teil des Leitungstreibers wird in Kapitel 5.3.4 beschrieben.

Damit die Schalter und die Widerstände wirken können, muss der Verstärker hochohmig geschaltet werden. Das bedeutet in diesem Fall, dass der Verstärker abgeschaltet wird. Dieser Schritt und die Probleme, die dadurch entstehen können, werden im Kapitel 5.3.4 behandelt.

#### Terminierungsschalter

Die zwei  $50 \Omega$ -Widerstände für die Empfangsterminierung können mithilfe von Hochvolt-n-Kanal-Mosfets zugeschaltet werden. Um eine Abweichung der Gleichtaktspannung am Ausgang zu verhindern sind an den Source-Anschlüssen dieser Transistoren weitere Schalter angeschlossen, die mit der Gleichspannungsquelle verbunden sind und während des Empfangsbetriebs aktiviert werden. Auch in diesem Fall werden Hochvolt-n-Kanal-Mosfets eingesetzt. Ein Überblick der Schaltung kann in Abbildung 5.40 betrachtet werden.

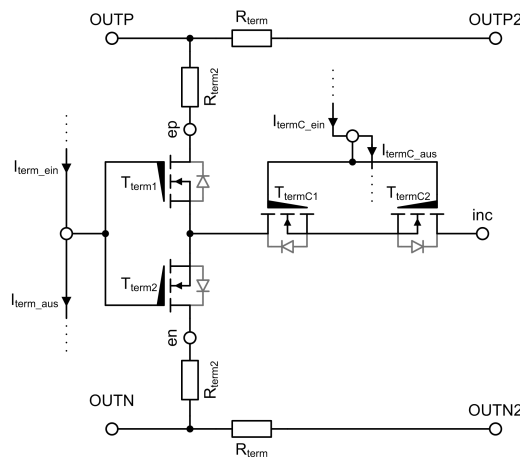


Abbildung 5.40: Schalter für Terminierungswiderstände

Bei der Dimensionierung der Hochvolt-Mosfets muss darauf geachtet werden, dass an ihnen ein maximaler Spannungsabfall von  $300 \text{ mV}$  zustande kommen darf. Dies ist bedingt dadurch, dass die Source-Anschlüsse der n-Kanal-Mosfets  $T_{termin1}$  und  $T_{termin2}$  mit der Gleichtaktspannung verbunden sind. Das Source-Potential ist aus diesem Grund nicht frei beweglich und es kann aufgrund der komplementären Signale dazu kommen, dass die parasitäre Diode zwischen Drain und Source-Anschluss (grau in Abb. 5.40) in den Vorwärtsbetrieb geht. Um diese Fehlfunktion des Schalters zu unterbinden, muss darauf geachtet werden, dass  $T_{termin1}$  und  $T_{termin2}$  einen maximalen Kanalwiderstand von  $1,5 \Omega$  haben. Dies ergibt sich aus dem Spannungsabfall über den

Widerstand  $R_{term2}$ :

$$I_{R_{term2}} = \frac{10}{50} = 200 \text{ mA} \quad (5.60)$$

Der Kanalwiderstand des Transistors muss klein genug sein, dass der Strom  $I_{R_{term2}}$  einen maximalen Spannungsabfall von  $300 \text{ mV}$  verursachen kann:

$$R_{on} = \frac{0,3}{0,2} = 1,5 \Omega \quad (5.61)$$

Um diese Niederohmigkeit zu erreichen, sind 17 n-Kanal-Mosfets parallel geschaltet.

Da für den gesamten Umschaltvorgang zwischen Sende- und Empfangsbetrieb maximal  $1,5 \mu\text{s}$  zur Verfügung stehen, muss sichergestellt sein, dass die Schalter in wenigen hundert Nanosekunden ein- beziehungsweise ausgeschaltet werden können. Um die Transistoren einzuschalten, ist es notwendig, genug Strom in die Gates zu schicken, dass in der vorgegebenen Zeit die Gate-Source-Kapazitäten geladen werden. Erst nachdem diese Kapazitäten geladen sind, können die Gatespannungen steigen. Umgekehrt ist es notwendig, während des Ausschaltvorgangs der Transistoren die Gatekapazitäten zu entleeren.

Details zur Schaltung sind in Abbildung 5.41 zu sehen. Die Pins  $ep$  und  $en$  sind mit den Wi-

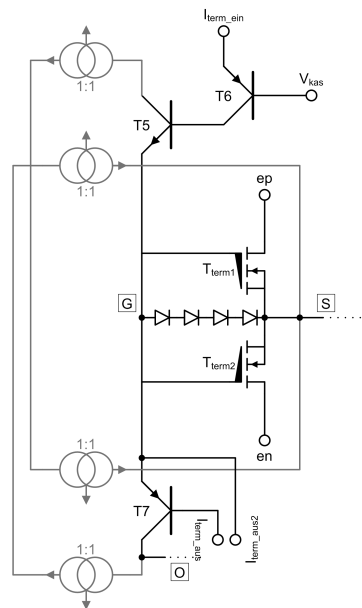


Abbildung 5.41: Details für Schalter im Pfad

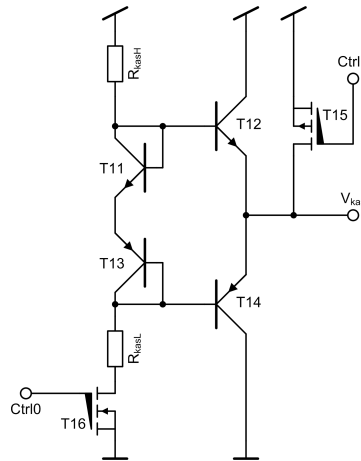
derständen  $R_{term2}$  (Abbildung 5.40) verbunden.

Um eine Gate-Source-Spannung von  $5 \text{ V}$  zu erreichen, ist ein Diodenturm, bestehend aus vier Mosfets, zwischen Gate und Source geschaltet. Die benötigten Ströme zum Ein- und Ausschalten werden im Referenzgenerator erzeugt und in einen Transistor in Kollektorschaltung geschickt, um eine weitere Verstärkung zu erreichen.  $T_5$  bildet in diesem Fall den Verstärker für den Einschaltstrom;  $T_7$  jenen für den Ausschaltstrom. Der npn-Transistor  $T_5$  verstärkt den Eingangsstrom um das 100-fache. Der Ausschaltstrom wird durch den pnp-Transistor  $T_7$  nur mit Faktor 25 verstärkt. Diese Diskrepanz spiegelt neuerlich die Ungleichheit der beiden Bipolartransistorarten in der verwendeten Technologie wieder.

Der Transistor  $T_6$  bildet eine Kaskode, deren Basis mit einer definierten Spannung versorgt wird. In Betriebsmodus  $H$  beträgt diese Spannung  $15 \text{ V}$  und sorgt dafür, dass das Gate der

Transistoren  $T_{term1}$  und  $T_{term2}$  nicht mehr als  $5\text{ V}$  über das Source-Potential gezogen wird. Im Modus  $L$  können diese  $5\text{ V}$  nicht erreicht werden, da die Gleichtaktspannung bei  $4\text{ V}$  liegt und dazu addierte  $5\text{ V}$  die positive Versorgung überschreiten würde. Um sowohl  $15\text{ V}$  in Betriebsmodus  $H$ , als auch annähernd  $8\text{ V}$  in Modus  $L$  zu erreichen, wird die in Abbildung 5.42 gezeigte Schaltung verwendet.

Das Herz dieser Schaltung bildet ein Spannungsteiler ( $R_{kasH}$  und  $R_{kasL}$ ) mit einem Gegentakt-AB-Doppelfolger ( $T_{11} \cdots T_{14}$ ), der dafür sorgt, dass die erzeugte Spannung belastbar ist. Durch



**Abbildung 5.42:** Schaltung zur Erzeugung der Kaskodenspannung

passende Wahl der Widerstände  $R_{kasH} = 100\text{ k}\Omega$  und  $R_{kasL} = 300\text{ k}\Omega$  wird der Ausgang des Treibers in Betriebsmodus  $H$  auf  $15\text{ V}$  gelegt. Der Schalter  $T_{15}$  ist hochohmig und  $T_{16}$  leitet.

In Modus  $L$  wird der Transistor  $T_{15}$  eingeschaltet. Dies hat zur Folge, die Ausgangsspannung an die Versorgungsspannung durchgeschaltet wird. Der Spannungsteiler wird mithilfe von Schalter  $T_{16}$  deaktiviert, wodurch auch der Gegentakt-AB-Treiber deaktiviert ist und kein Strom fließen kann.

Der Kanalwiderstand des Mosfets  $T_{16}$  hat im aktiven Zustand lediglich  $370\ \Omega$ . Dieser muss bei der Berechnung der Spannungsteilerverhältnisse nicht berücksichtigt werden, weil er in Serie zu  $R_{kasL}$  einen vernachlässigbar kleinen Effekt verursacht.

Die in Abbildung 5.41 grau eingezeichneten Stromspiegel dienen der Spiegelung der Einbeziehungsweise Ausschaltströme. Dies ist notwendig, da es aufgrund der hohen Ströme und großen Gatekapazitäten der Schalter zu Rückkopplungen auf die Ausgänge des Leitungstreibers kommen kann, die sich in Gleichtaktspannungsänderungen an den Ausgängen auswirken.

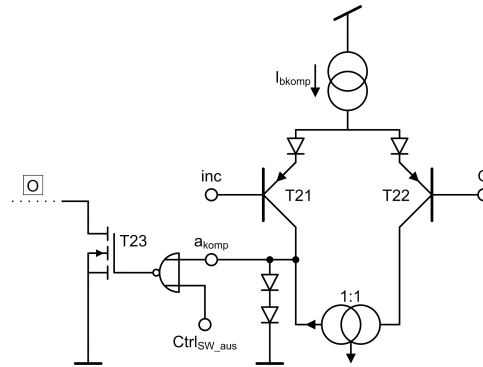
Wenn die Schalter eingeschaltet werden, fließt der Strom in die Gates der Mosfets. Gleichzeitig wird durch die Stromspiegel aus den Source-Anschlüssen der Transistoren derselbe Strom gezogen. Das verhindert, dass die Ströme Rückkopplungen über die Gate-Source-Kapazitäten auf die Ausgänge haben können. Die parasitären Ströme werden stattdessen über den Spiegel nach Masse gezogen.

Im umgekehrten Fall wird, während des Abschaltvorgangs der Transistoren, der gespiegelte Ausschaltstrom in die Source-Anschlüsse der Mosfets eingeleitet. Dies funktioniert aber nur so lange, bis die Gate-Source-Spannung  $0\text{ V}$  erreicht hat. Um die Gates unter die Source-Spannung ziehen zu können, muss dafür gesorgt werden, dass die Stromspiegel deaktiviert werden, denn nur so lassen sich die Kapazitäten entladen. Außerdem kann es, ohne Deaktivierung der Spiegel, zu einer Oszillation des Stroms kommen. Aus diesem Grund wird der untere Stromspiegel mit einem Schalter (Transistor  $T_{23}$  in Abbildung 5.43) überbrückt, wodurch keine Rückkopplung



mehr entstehen kann. Der Drain-Anschluss dieses n-Kanal Mosfets ist mit dem Knoten  $O$  (vergleiche Abb. 5.41 und Abb. 5.43) verbunden, der Source-Anschluss mit Masse. Das Gate des Transistors ist mit einer Ansteuerlogik verbunden.

Diese besteht aus einem NOR-Gatter und einem Komparator, der dafür sorgt, dass der zu schaltende Mosfet nur eingeschaltet wird, wenn die Gate-Spannung bereits auf das Niveau der Source-Spannung gesunken ist. Der Komparator besteht aus einem simplen Transkonduk-



**Abbildung 5.43:** Komparator zur Steuerung des Überbrückungsschalters

tanzverstärker, der die Spannung am Gate der Hochvolt-Mosfets mit der Gleichtaktspannung vergleicht. Solange die Gatespannung größer als die Gleichtaktspannung ist, lenkt der Differenzverstärker so aus, dass der gesamte Ruhestrom  $I_{bkomp}$  durch den Transistor  $T_{21}$  fließt. Das hat zur Folge, dass der Ausgang des Komparators aufgrund der beiden Mosfet-Dioden eine Spannung von zirka  $4\text{ V}$  (logisch  $H$ ) hat. Fällt die Gate-Spannung unter die Gleichtaktspannung fließt der Strom durch Transistor  $T_{22}$ , der Pegel am Ausgang wird  $0\text{ V}$ , logisch  $L$ .

Um den Schalter nur bei einem Wechsel von Empfangsmodus auf Sendemodus zu betätigen, ist das Ausgangssignal mit dem Logikpegel der Ansteuerschaltung für den Ausschaltstrom der Hochvolt-Mosfets mithilfe eines NOR-Gatters verbunden. Der Schalter zur Überbrückung des Stromspiegels wird also nur dann aktiv, wenn der Spannungspegel am Gate im Ausschaltvorgang unter die Gleichtaktspannung gezogen wird.

Um zu verhindern, dass während des Sendebetriebs die Gatespannung der Schalter steigen kann, wird ein weiterer, im Vergleich zu den Ein- und Ausschaltströmen, kleiner, konstanter Strom aus dem Gate gezogen. Dieser Strom wird direkt herausgezogen, verwendet also keinen Transistor in Kollektorschaltung zur Verstärkung. Zur Sicherheit ist dieser Strom immer an.

Analog zu den beschriebenen Schaltern zwischen den beiden Ausgängen sind auch die Schalter zwischen Knoten  $S$  und der Gleichspannungsquelle aufgebaut. Da durch diese Mosfets jedoch weniger Strom fließen kann, müssen lediglich jeweils fünf Transistoren parallel geschaltet werden, um sicherzustellen, dass der Spannungsabfall  $300\text{ mV}$  nicht überschreitet. Dies hat auch den Vorteil, dass der Strom, der zum Ein- und Ausschalten notwendig ist, um ein vielfaches kleiner sein kann, um den Vorgang unter  $1,5\text{ }\mu\text{s}$  zu bewerkstelligen.

### Wechsel zwischen Empfangs- und Sendemodus

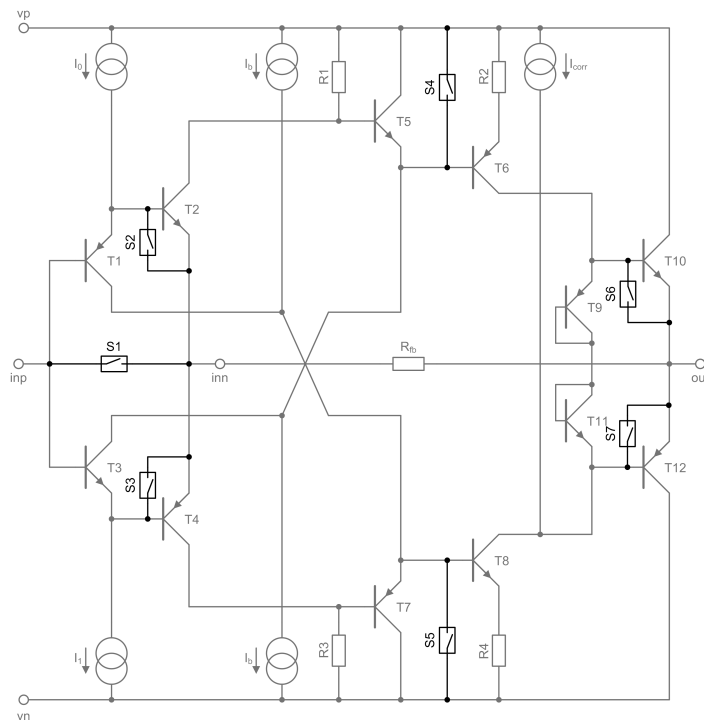
Die zuschaltbare niederohmige Terminierung des Leitungstreibers wird mit den beschriebenen Schaltern erreicht. Diese  $100\text{ }\Omega$  sind jedoch hochohmiger als die Ausgänge der Treiberstufe des Leitungstreibers. Eine Möglichkeit, diese Ausgänge hochohmig zu schalten, ist, den Leitungstreiber auszuschalten. Realisiert kann dies werden, indem man dem Vorverstärker und den

Treiberstufen den Ruhestrom abschaltet.

Eine derartige Unterbrechung der Ruhestrome lässt sich mit Mosfet Schaltern realisieren. Diese unterbrechen, wie erwähnt, den stromführenden Pfad unter dem Emitterfolger im Referenzgenerator. Kontrolliert werden sie mit Signalen aus den Kontrollblock (siehe Kapitel 5.3.5).

Ist der Ruhestrom abgeschaltet, ist der Ausgang des Leitungstreibers hochohmig. Durch die Parallelschaltung der Ausgänge mit der zugeschalteten Terminierung sieht der gegenüberliegende Sender nur mehr die Terminierung. Es muss aber sichergestellt werden, dass Signale, die am Ausgang des Verstärkers ankommen, diesen nicht wieder aktivieren. Ein transientes Signal in Empfangsrichtung kann durchaus in der Lage sein, über die parasitären Kapazitäten der an den Ausgang grenzenden Transistoren einen Strom an der Basis zu erwirken. Dieser Strom wiederum würde den Transistor einschalten, durch diesen verstärkt werden und das empfangene Signal stören. Um das zu verhindern, ist an allen Pfaden, die direkt mit dem Ausgang verbunden sind, eine Sicherheitsschaltung platziert.

Diese Schaltung schließt die Basis-Emitter-Strecke der Transistoren, die mit dem Ausgang verbunden sind, kurz. Dadurch kann der empfangene Strom keine Transistoren einschalten. Die



**Abbildung 5.44:** Schalter in der Treiberstufe

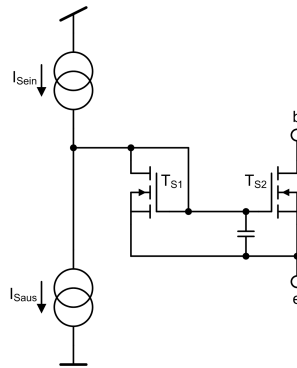
Schalter  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_6$  und  $S_7$  in Abbildung 5.44 haben genau diese Funktion. Die Schalter  $S_2$  und  $S_3$  sind notwendig, da die Transistoren  $T_2$  und  $T_4$  über den Widerstand  $R_{fb}$  direkt mit dem Ausgang verbunden sind. Aus diesem Grund kann ein Empfangssignal den gleichen Effekt auch in der Eingangsstufe des Treibers hervorrufen.

Zur Neutralisierung der Transistoren  $T_1$  und  $T_3$  wird der Schalter  $S_1$  zwischen dem positiven und negativen Eingang des Treibers platziert. Es wäre auch möglich, wie bei den restlichen Emitterfolgern, jeweils einen Schalter zwischen Basis und Emitter zu platzieren, was den selben Effekt zur Folge hat.

Die Schalter  $S_4$  und  $S_5$  klemmen die Stromspiegel des Transimpedanzverstärkers an die Versorgungen, wodurch auch diese keinen Strom mehr übertragen können.

Die Schalter selbst bestehen aus 3,3 V Mosfets, die über eine aktive Last eingeschaltet werden (siehe Abb. 5.45). Wird ein Strom in den Transistor  $T_{S1}$  geschickt, entsteht durch den Kanalwiderstand ein Spannungsabfall, der die Gatespannung des Transistor  $T_{S2}$  über die Schwellspannung zieht.

Transistor  $T_{S1}$  hat eine um vielfaches größere Länge als Weite, was einen hohen Kanalwider-



**Abbildung 5.45:** Schalter in der Treiberstufe im Detail

stand zur Folge hat. Im Gegensatz dazu ist der Schalttransistor mit der minimale Länge von 350 nm sehr kurz, dafür aber sehr breit. Dies wiederum verursacht einen kleinen Kanalwiderstand. Dieser ist notwendig, da auch bei den 3,3 V Mosfets eine parasitäre Diode vorhanden ist und aus diesem Grund auch bei diesen Transistoren ein maximaler Spannungsabfall von 300 mV entstehen darf.

Soll der Schalter aktiviert werden, wird er mit dem Strom  $I_{S_{ein}}$  aktiviert. Zu diesem Zeitpunkt muss der Strom  $I_{S_{aus}}$  ausgeschaltet sein. Umgekehrt, wenn der Schalter ausgeschaltet wird, wird  $I_{S_{aus}}$  aktiviert und  $I_{S_{ein}}$  ausgeschaltet. Diese Ströme werden wie die Ruhestrome im Referenzgenerator erstellt und mit vom Kontrollblock gesteuerten Mosfets geregelt.

Die Kondensatoren zwischen Gate und Source der Schalttransistoren verhindern, dass die schnellen Signale des G.hn Systems an den parasitären Kollektor-Substrat-Kapazitäten der Stromquellentransistoren Gate-Spannungsänderungen verursachen. Diese Störungen würden die korrekte Funktion des Schalters beeinträchtigen, da sich der Schalter im Extremfall ausbeziehungsweise einschalten könnte.

Eine andere Möglichkeit, dieses ungewollte Umschalten des Transistors  $T_{S2}$  auszuschließen, ist die Gate-Source-Kapazität des Transistors  $T_{S2}$  so groß zu machen, dass diese dominant ist. Dies wäre durch eine Vergrößerung der Dimensionen des Mosfets möglich. Dabei müssen Länge und Weite im selben Verhältnis vergrößert werden, da die Eigenschaften des Transistors, wie seine Steilheit und sein Kanalwiderstand, nicht geändert werden sollten.

Die Schalter  $S_2$  und  $S_6$  sind wie Abbildung 5.45 aufgebaut. Der Anschluss  $b$  ist mit der Basis des zu überbrückenden Transistor verbunden,  $e$  mit dem Emitter. Komplementär, mit p-Kanal-Mosfets, sind die Schalter  $S_3$  und  $S_7$  entworfen. Im Fall von  $S_1$  ist er Anschluss  $b$  mit  $inp$ , Anschluss  $e$  mit  $inn$  verbunden.

Da die Schalter  $S_4$  und  $S_5$  direkt an die Versorgungen geschaltet werden, ist es nicht notwendig, diese mit einer aktiven Last zu steuern. Sie können direkt mit den Kontrollsignalen aus dem Kontrollblock ein- und ausgeschaltet werden. Für  $S_4$  wurde ein p-Kanal-Mosfet verwendet, für  $S_5$  ein n-Kanal-Mosfet.

Am Eingang des Leitungstreibers kann es aufgrund des Rückkopplungspfad es ebenfalls zu Einwirkungen des Empfangssignals kommen. Diese sind durch die 2600  $\Omega$  der Rückkopplungs-

widerstände stark gedämpft, es kann jedoch immer noch zu Störungen kommen. Aus diesem Grund sind zwischen den Eingängen des Vorverstärkers und der Gleichtaktspannung Schalter platziert, um die Eingänge des Leitungstreibers auf das Gleichtaktpotential fixieren zu können. Die Eingangsschalter sind so entworfen, dass sie auf einem Ruhepotential liegen, das 1 V unter der Gleichtaktspannung liegt, da das Eingangssignal  $\pm 0,6 V$  um diese Spannung liegen kann. Die Gate-Spannung hat im ausgeschalteten Zustand also 9 V, im eingeschalteten 11,8 V.

### Zeitlicher Ablauf

Ein abruptes Abschalten und Einschalten des Ruhestroms in Vorverstärker und Treiberstufe kann zu einem unkontrollierten Spannungsverhalten am Ausgang des Leitungstreibers führen. Da zu dem gewünschten Zeitpunkt des Wechsels des Betriebsmodus vom Sende- in den Empfangsbetrieb und umgekehrt weder Signale gesendet noch empfangen werden, kann es zu keinem Problem mit der Datenübertragung kommen.

Problematisch ist jedoch, dass transiente Spannungsspitzen im Frequenzbereich ein breitbandiges Rauschen darstellen. Mathematisch zeigt sich, dass ein idealer Dirac-Impuls im Frequenzbereich weißes Rauschen darstellt. Dies kann unter Umständen zu einer Verletzung der Out-of-Band-Spezifikation führen.

Um das zu verhindern, wird der Leitungstreiber mit einer zeitlich gestaffelten Sequenz in der erlaubten Zeit von  $1,5 \mu s$  von „hinten“ nach „vorne“ ausgeschaltet.

Der erste Schritt ist die Aktivierung der Terminierungsschalter 100 ns nach dem Start des Umschaltens auf Empfangsmodus. Aufgrund der Größe der Transistoren sind die parasitären Ka-

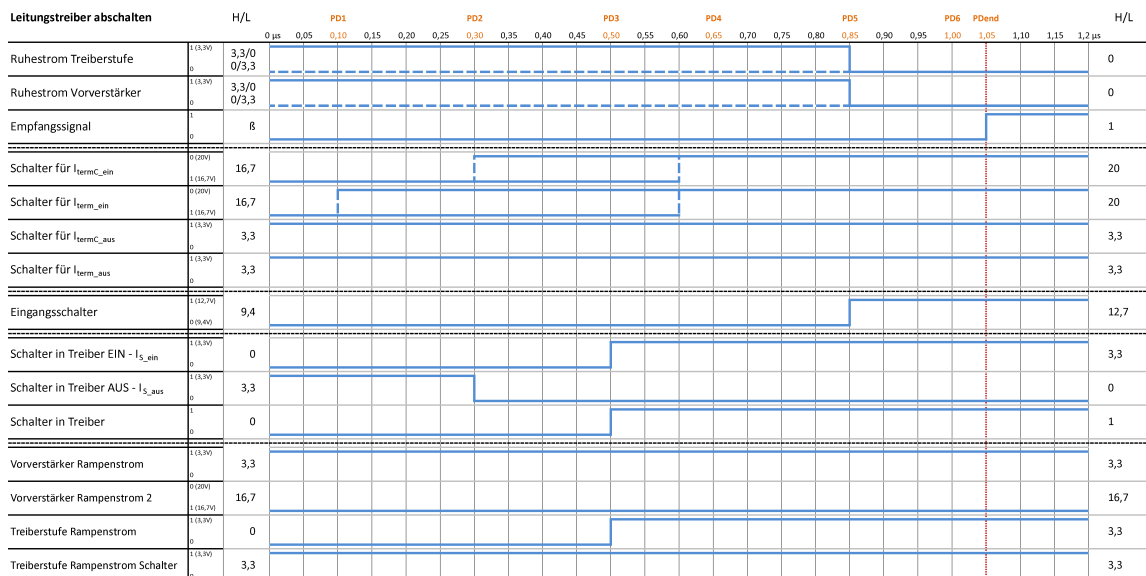


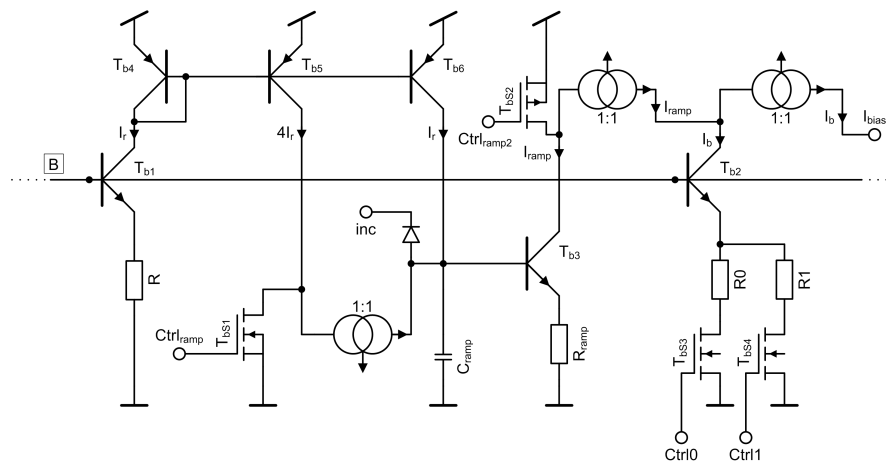
Abbildung 5.46: Zeitplan zum Abschalten des Leitungstreibers

pazitäten derart groß, dass selbst mit  $4,4 mA$  Einschaltstrom  $500 ns$  benötigt werden, um die Terminierungsschalter einzuschalten. Die Schalter zwischen den Source-Anschlüssen der Terminierungsschalter und der Gleichtaktspannung werden  $300 ns$  nach Start der Sequenz eingeschaltet. Da diese Schalter nur weniger als ein Drittel der parasitären Kapazitäten haben als die Schalter zwischen den Ausgängen reichen  $3,3 mA$  aus, um den Schalter binnen etwa  $300 ns$  zu aktivieren.

Gleichzeitig mit diesen Schaltern wird auch der Strom  $I_{S_{aus}}$  deaktiviert. Dieser sorgt während des aktiven Betriebs dafür, dass die Schalter in der Treiberstufe aktiv ausgeschaltet bleiben (vergleiche Kapitel 5.3.4).

500 ns nach Start des Wechsels werden diese Schalter mit dem Strom  $I_{S_{ein}}$  aktiv eingeschaltet. Auch die Schalter in der Treiberstufe, die direkt mit Spannungen gesteuert werden ( $S_4$  und  $S_5$ ), werden zu diesem Zeitpunkt aktiviert.

Das Signal *Treiberstufe Rampenstrom* wird nach 500 ns aktiviert. Dieses Signal startet eine kleine Schaltung um einen Kondensator, der mit Strom aufgeladen wird. Dabei wird eine fix definierte Spannungsrampe erzeugt, die einen Strom steuert, der dem Ruhestrom der Treiberstufe entzogen wird. Diese Subtraktion erfolgt vor einem der Spiegel im Referenzgenerator, die den dort erzeugten Ruhestrom spiegeln und ausgeben. Dadurch wird der Ruhestrom nur langsam reduziert. Diese Schaltung ist notwendig, um den Leitungstreiber in den Empfangsmodus zu schalten, ohne dass am Ausgang Störungen in der Gleichtaktspannung auftreten.



**Abbildung 5.47:** Schaltung zur Erzeugung eines Rampenstroms

Abbildung 5.47 zeigt die Schaltung, die die Stromrampe erzeugt. Diese ist im Referenzgenerator platziert. Der Knoten  $B$  ist mit dem gleichnamigen Knoten aus Abbildung 5.36b verbunden. Der Widerstand  $R$  und der Transistor  $T_{b1}$  erzeugen einen nahezu temperaturunabhängigen Strom  $I_r$ .

$$I_r = \frac{V_B - U_{BE_{T_{b1}}}}{R} \quad (5.62)$$

Dieser wird mit der Hilfe von  $T_{b4}$ ,  $T_{b5}$  und  $T_{b6}$  gespiegelt. Der Transistor  $T_{b5}$  hat die vierfache Emitterfläche von  $T_{b4}$ , wodurch auch der Strom  $I_{r5}$  am Kollektor vier mal größer als  $I_r$  ist. Die Emitterfläche von  $T_{b6}$  ist doppelt so groß wie jene von  $T_{b4}$  und verursacht daher den doppelten Strom.

Während des Sendebetriebs ist der Transistor  $T_{bS1}$  geschlossen und der Kondensator  $C_{ramp}$  wird dauerhaft mithilfe des Stroms  $I_{r5}$  entladen. An der Basis des Transistors  $T_{b3}$  liegt eine Spannung von  $0\text{ V}$  an. Daher sperrt der Transistor und es fließt kein Strom  $I_{ramp}$ . Der Zustand des Transistors  $T_{bS2}$  ist in diesem Fall nicht relevant; er wird jedoch aus Sicherheitsgründen eingeschaltet, um etwaige Störsignale nicht über den nachgeschalteten Stromspiegel vom Ruhestrom  $I_b$  zu subtrahieren.

Der Strom  $I_b$  ist nur von der Größe des Widerstands  $R_0$  beziehungsweise  $R_1$  abhängig. Je nach gewünschtem Betriebsmodus ( $H$  oder  $L$ ) ist entweder  $Ctrl_0$  oder  $Ctrl_1$  aktiv. Der jeweils eingeschaltete Transistor definiert den Ruhestrom  $I_b$ . Am Knoten  $I_{bias}$  wird die Stromquellenbank

der Treiberstufe angeschlossen (siehe Abb. 5.10 in Kapitel 5.3.1).

Soll der Ruhestrom in einer Rampe ausgeschaltet werden, wird  $T_{bS2}$  ausgeschaltet und  $T_{bS1}$  eingeschaltet. Dadurch wird der Entladestrom  $I_{r5}$  mit Masse verbunden und nicht mehr gespiegelt, der Kondensator  $C_{ramp}$  beginnt zu laden. Die Spannung an der Basis von  $T_{b3}$  steigt und der durch  $R_{ramp}$  definierte Strom  $I_{ramp}$  beginnt zu fließen und wird von  $I_b$  abgezogen.

Der Strom  $I_{ramp}$  muss, um eine Rampe bis  $0\text{ A}$  zu ermöglichen, größer sein als  $I_b$ . Um eine Sättigung des Transistors  $T_{b6}$  während des Ladevorgangs zu verhindern, ist eine Diode zwischen Kondensator und Gleichtaktspannung geschaltet. Wird die Spannung größer als die Gleichtaktspannung, wird die Diode leitend und die Spannung am Kollektor von  $T_{b6}$  kann nicht groß genug werden, um den Transistor in Sättigung zu schicken.

Die Stromrampe ist durch die Kapazität des Kondensators und die Lade- und Entladeströme definiert und kann durch die Werte dieser Bauteile geändert werden.

Nach  $850\text{ ns}$  werden die Ruhestrome des Vorverstärkers und der Treiberstufe im Referenzgenerator abgeschaltet. Auswirkungen haben diese Kontrollschalter aber nur beim Ruhestrom für den Vorverstärker, da der Ruhestrom der Treiberstufe bereits durch die Rampe deaktiviert ist.

Zur gleichen Zeit werden auch die Eingangsschalter aktiviert und damit die Eingänge fix auf das Potential der Gleichtaktspannung geklemmt.

Damit kann das Ziel, den Leitungstreiber unter  $1,5\text{ }\mu\text{s}$  auszuschalten, deutlich unterboten werden. Unvorhersehbare Ereignisse können also weiterhin durch Variation der zeitlichen Abstände der einzelnen Schritte kompensiert werden.

Beim Wechsel in den Sendemodus finden sich die selben Restriktionen wie beim Wechsel in den Empfangsmodus wieder. Aus diesem Grund wird der Leitungstreiber auch in diesem Fall wieder mithilfe einer zeitlichen Sequenz aktiviert, um keine Abweichungen der Gleichtaktspannung zu verursachen. Dabei wird er in umgekehrter Reihenfolge eingeschaltet, als er ausgeschaltet wird.

Zu Beginn werden die Schalter im Referenzgenerator, die die Einschaltströme  $I_{term_{ein}}$  und  $I_{term_{C_{ein}}}$  des Terminierungsschalters einschalten, deaktiviert, sodass kein Strom mehr in die Gates der Schalter fließt. Gleichzeitig werden auch die Eingangsschalter deaktiviert und der Ruhestrom für den Vorverstärker aktiviert.

Im ausgeschalteten Zustand ist die Gleichtaktregelung des Leitungstreibers nicht aktiv. Um während des Einschaltvorgangs keine Probleme mit der Gleichtaktspannung zu verursachen, wird der Ruhestrom wieder mit einer Rampe eingeschaltet. Es wird dabei die gleiche Schaltung wie in Abbildung 5.47 verwendet, jedoch in umgekehrter Funktionsweise. Der Kondensator ist voll geladen und der Strom  $I_{ramp}$  fließt. Die Signale *Vorverstärker Rampenstrom* und *Vorverstärker Rampenstrom 2* deaktivieren die Schalter  $T_{bS1}$  und  $T_{bS2}$  und der Strom  $I_{ramp}$  wird dauerhaft vom Strom  $I_b$ , der ebenfalls zu diesem Zeitpunkt eingeschaltet wird, subtrahiert. Durch diese Schaltung steigt der Ruhestrom des Vorverstärkers rampenförmig an und erreicht nach  $300\text{ ns}$  das gewünschte Ruhestromniveau.

Nach  $400\text{ ns}$  werden jene Schalter, die die Ausschaltströme für die Terminierungsschalter deaktivieren, ausgeschaltet, sodass  $I_{term_{aus}}$  und  $I_{term_{C_{aus}}}$  fließen können. Dies dauert bei den kleineren Schaltern zwischen den Source-Anschlüssen der Terminierungsschalter und der Gleichtaktspannung etwa  $300\text{ ns}$ , bei den Terminierungsschaltern selbst  $600\text{ ns}$ .

Nach  $650\text{ ns}$  wird der Ruhestrom für die Treiberstufe aktiviert, der wie der Ruhestrom der Vorverstärkers rampenförmig eingeschaltet wird. Diese Rampe dauert etwa  $300\text{ ns}$ .

Nach  $650\text{ ns}$  werden die Schalter in der Treiberstufe deaktiviert. Dazu wird der Ausschaltstrom

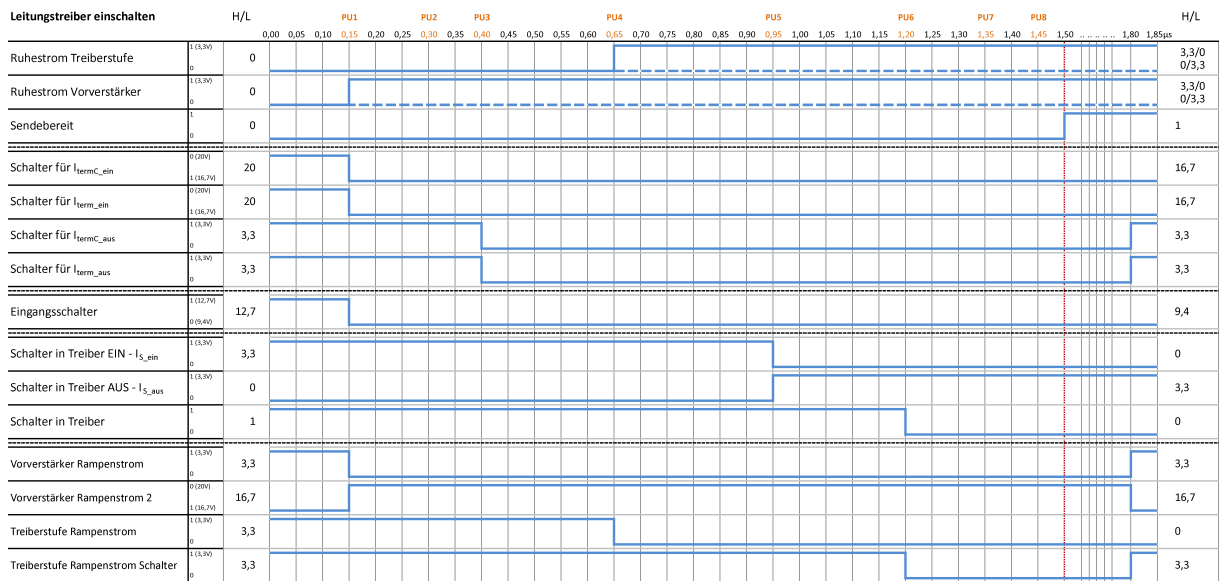


Abbildung 5.48: Zeitplan zum Einschalten des Leitungstreibers

$I_{S_{aus}}$  aktiviert und  $I_{S_{ein}}$  deaktiviert. Um ein Wackeln an den Ausgängen zu unterbinden, muss auch  $I_{S_{aus}}$  mit einer Rampe eingeschaltet werden. Diese startet bei  $1,2 \mu s$  und ist nach  $300 ns$  am gewünschten Ausgangspegel angekommen. Zum Rampenstart werden auch die Schalter  $S_4$  und  $S_5$  deaktiviert.

Nach einer weiteren Sicherheitszeit werden bei  $1,8 \mu s$  die Ausschaltströme für die Hochvolt-Mosfets wieder ausgeschaltet. Zu dieser Zeit werden auch die Rampen der Schalter und des Vorverstärkers deaktiviert.

Diese abschließenden Vorgänge der Sequenz sind jedoch unabhängig vom Einschaltvorgang. Aus diesem Grund kann bereits nach  $1,5 \mu s$  wieder mit dem Senden von Signalen begonnen werden. Somit wird auch in diesem Fall die Vorgabe, den Leitungstreiber unter  $1,5 \mu s$  einzuschalten, erfüllt.

### 5.3.5 Kontrollblock

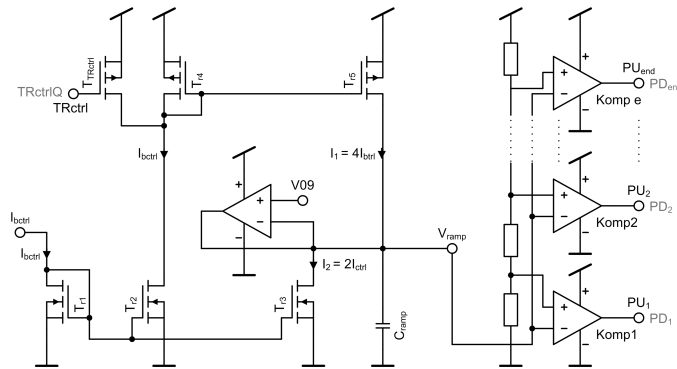
Die komplexen Vorgänge beim Wechsel zwischen Empfangs- und Sendemodus benötigen diverse Kontrollsignale zur Steuerung des Ablaufs. Um diese Signale zu erzeugen, gibt es zwei Möglichkeiten.

Es ist möglich, diese Signale aus dem Digitalen Front-End zu bekommen, da dieser Chip ohnehin über eine komplexe Zeitsteuerung verfügt. Das hätte jedoch den Nachteil, dass für jedes einzelne Steuersignal ein Pin am Chipgehäuse zur Verfügung stehen müsste, was die angepeilten 16 Anschlüsse weit überschreiten würde.

Aus diesem Grund verfügt der Leitungstreiber über einen eigenen Kontrollblock, der über eine primitive Steuerung verfügt, die über eine Leitung vom DFE gesteuert wird. Dieses gibt nur mehr vor, in welchem Betriebsmodus sich der Leitungstreiber befinden soll und wann er den Wechsel vornehmen soll.

Um die zeitliche Abfolge zu realisieren wird wieder eine Rampenspannung, erzeugt mit einem Kondensator, verwendet. Das  $TRctrl$ -Steuersignal gibt dabei nur mehr den Anstoß, um zwischen den einzelnen Betriebsmodi umzuschalten.

Da der Kontrollblock aufgrund der CMOS Logik Gatter auch eine Versorgungsspannung von



**Abbildung 5.49:** Schaltung zur Erzeugung der zeitlichen Abfolge

3,3 V benötigt, ist die Schaltung zur Erzeugung der zeitlichen Signalen auch mit Niedervolt-Mosfets gebaut. Die Schaltung ähnelt vom Prinzip her wieder der Rampenschaltung aus Abbildung 5.47.

Anstatt die Spannung am Kondensator nach oben hin mit der Gleichtaktspannung zu begrenzen, wird sie in diesem Fall nach unten hin begrenzt, sodass die Spannung am Kondensator nicht unter 0,9 V fallen kann. Dadurch ist sichergestellt, dass die Rampenspannung gleich vom Start weg mithilfe von Komparatoren mit Referenzspannungen vergleichbar ist. Würde dies nicht der Fall sein, würde es am Anfang der Sequenz eine Totzone geben, in der der Kondensator erst auf die 0,9 V aufgeladen werden müsste. Die Begrenzung ist bei dieser Rampenschaltung mit einem kleinen Operationsverstärker realisiert.

Gesteuert wird die Schaltung mit einem Signal am  $TRctrl$ -Pin. Ist dieses Signal 0 V, ist der Schalter  $T_{TRctrl}$  eingeschaltet und die Spannung  $V_{ramp} = 0,9 V$ . Ändert sich das Signal auf 3,3 V, sperrt der Transistor und der Kondensator wird geladen. Der Ladestrom  $I_1$  ist doppelt so groß wie  $I_2$ , sodass der Kondensator garantiert geladen wird.

Die Komparatoren  $Komp_1 \dots Komp_e$  vergleichen die Rampenspannung anschließend mit der vorgegebenen Spannung, die durch einen Widerstandsteiler erstellt wird. Durch die, durch den Ladestrom und die Kapazität des Kondensators, fix definierte Anstiegszeit, kann die zeitliche Abfolge der Signale sehr genau definiert werden.

Dieselbe Schaltung kann aber nicht nur für den Einschaltvorgang verwendet werden. Durch einen simplen Inverter kann das  $TRctrl$ -Signal des Digitalen Front-Ends zur Steuerung des Abschaltvorgangs verwendet werden. Die geänderten Zeiten für den Abschaltvorgang werden mit einem anderen Widerstandsteiler realisiert.

Die Komparatoren geben ein logisches „1“-Signal (High, 3,3 V) aus, wenn die Spannungsrampe den definierten Pegel überschritten hat. Anschließend werden die Logikpegel im Kontrollblock weiter verarbeitet. Um sicher zu gehen, dass die jeweiligen Signale nur in der gewünschten Betriebsart aktiv sind, wird das Signal mit dem Kontrollsignal  $TRctrl$  kombiniert. Wird der Leitungstreiber in den Sendemodus geschaltet, werden die beiden Signale mit einem AND-Gatter verknüpft. Im umgekehrtem Fall, wenn der Verstärker in den Empfangsmodus geschaltet wird, werden die Signale in ein NOR-Gatter geführt.

Anschließend wird aus diesen neun Aktivierungssignalen ( $PU_1 \dots PU_8, PU_{end}$ ) und sieben Deaktivierungssignalen ( $PD_1 \dots PD_6, PD_{end}$ ) der gewünschte Signalverlauf der Kontrollsignale erzeugt.

Zwei Beispiele sind in Abbildung 5.51 zu sehen. Bild 5.51a zeigt die Schaltung für die



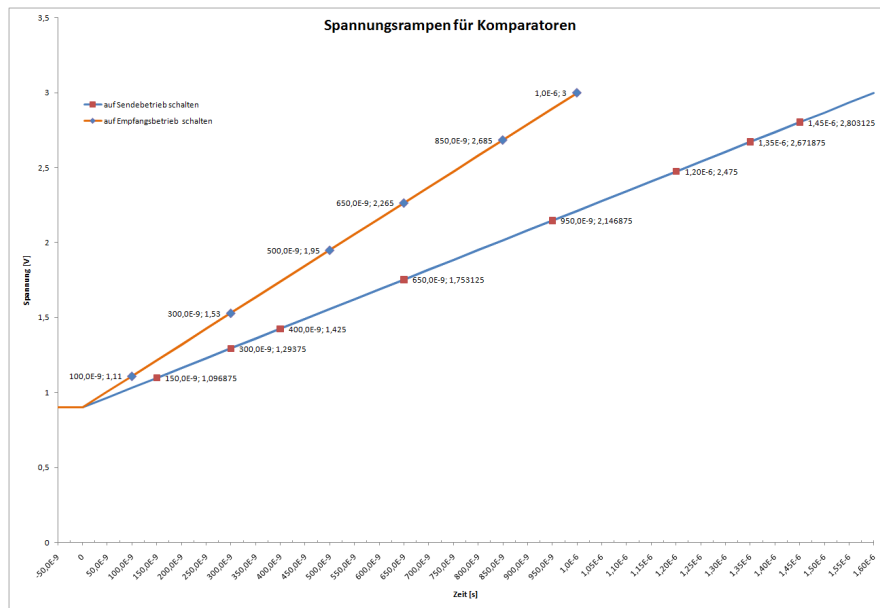
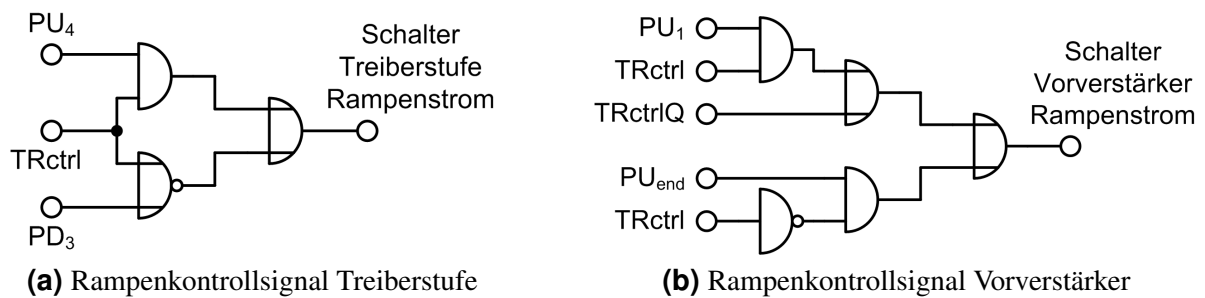


Abbildung 5.50: Spannungsrampen für Komparatoren



(a) Rampenkontrollsignal Treiberstufe

(b) Rampenkontrollsignal Vorverstärker

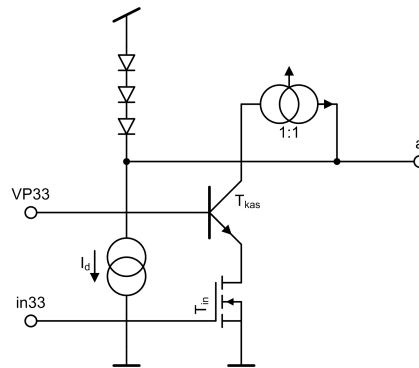
Abbildung 5.51: (a) Rampenkontrollsignal Treiberstufe-Ruhestrom

(b) Rampenkontrollsignal Vorverstärker-Ruhestrom

Erzeugung des Kontrollsignals für den Schalter, der die Stromrampe für den Ruhestrom der Treiberstufe kontrolliert. Die Signale werden, wie bereits erwähnt, mit dem  $TRctrl$ -Signal verknüpft und anschließend mit einem ODER-Gatter zusammengeführt. Das Signal verhält sich daher wie in den Grafiken 5.46 und 5.48 beschrieben: im eingeschalteten Zustand soll der Pegel logisch „0“ ( $0\text{ V}$ ) sein. Er ändert sich beim Wechsel in den Empfangsmodus nach  $500\text{ ns}$ , wenn Komparator 3 (Signal  $PD_3$ ) schaltet, auf den logischen Wert „1“ (Pegel:  $3,3\text{ V}$ ). Während des Empfangsmodus bleibt das Signal auf  $3,3\text{ V}$  und wird erst beim Wechsel in den Sendemodus wieder  $0\text{ V}$ . Der Zeitpunkt wird durch Komparator 4 festgelegt; dieser steuert das Signal  $PU_4$ . Das zweite Beispiel (Abb. 5.51b) zeigt das Steuersignal für den Schalter, der die Rampe für den Ruhestrom des Vorverstärkers kontrolliert. Dieses Signal wird nur beim Wechsel vom Empfangs- in den Sendemodus für ein langsames Einschalten des Vorverstärkers sorgen. Dafür wird es zwischen dem Signal  $PU_1$  ( $150\text{ ns}$ ) und dem Signal  $PU_{end}$  logisch 0, die restliche Zeit bleibt es logisch 1.

In ähnlichen Schaltungen sind auch alle weiteren Steuersignale definiert. Es ist jedoch nicht immer möglich, ein derartiges Signal, welches zwischen  $0\text{ V}$  und  $3,3\text{ V}$  wechselt, zu verwenden. P-Kanal-Mosfets wie  $T_{bS2}$  in Abbildung 5.47 oder Schalter  $S_4$  in der Treiberstufe sind zwar Transistoren, deren maximale Drain-Source-Spannung  $3,3\text{ V}$  beträgt, das Substrat ist jedoch mit

der Versorgungsspannung (8 V oder 20 V) verbunden. Das hat zur Folge, dass der Transistor in Betriebsmodus *H* zwischen 20 V und 16,7 V schaltet. Um auch diese Transistoren steuern zu können, werden Potentialregler (Abbildung 5.52) eingesetzt.



**Abbildung 5.52:** Potentialregler 3,3 V - VP

Hat der Eingang *in33* des Reglers den logischen Zustand 0, ist der Transistor  $T_{in}$  gesperrt. Dadurch fließt in diesem Pfad kein Strom und auch der Stromspiegel ist ausgeschaltet. Durch die drei Mosfet-Dioden wird ein konstanter Strom  $I_d$  geschickt. Der Spannungsabfall pro Diode beträgt 0,87 V. Das Spannungspotential am Ausgang liegt daher bei  $20 - 3 \cdot 0,87 = 17,4$  V. Wenn an *in33* eine Spannung von 3,3 V anliegt, fließt Strom durch den Mosfet  $T_{in}$  und der Ausgang des Stromspiegels zieht den Ausgang der Schaltung zur Versorgung. Dadurch beträgt die Spannung am Ausgang annähernd 20 V. Der Transistor  $T_{kas}$  dient als Kaskode, um zu verhindern, dass der Drain-Anschluss des Mosfets über 3,3 V gezogen wird. Die Basis der Kaskode ist direkt mit der 3,3 V Versorgung des Kontrollblocks verbunden. Zu beachten ist bei dieser Schaltung, dass sie gleichzeitig als logischer Inverter arbeitet. Ein logisches *H* in 3,3 V wird also zu einem logischen *L* für pnp-Transistoren, da am Ausgang 20 V anliegen.

Ähnliche Schaltungen werden auch verwendet, um die Schalter am Eingang zu steuern. Die erzeugten Spannungen liegen dabei jedoch nicht um die Versorgungsspannung, da die Eingangsschalter mit ihrem Substrat mit der Gleichtaktspannung verbunden sind. Die Schaltung ist daher so umgebaut, dass zwischen 9 V und 11,8 V geschaltet wird.

# Kapitel 6

## Simulationsergebnisse

Abbildung 6.1 zeigt die Testumgebung des fertigen Leitungstreibers. Haupt- und Hilfsversorgungsspannung, wie auch die Kontrollsignale  $C0$ ,  $C1$  und  $TRCtrl$  werden mithilfe idealer Spannungsquellen erzeugt.

Wie auch in der Simulationsumgebung des Vorverstärkers sind die Eingänge des Leitungstreibers mit den positiven Ausgängen von zwei spannungsgesteuerten Spannungsquellen mit den Verstärkungen 0,5 und  $-0,5$  verbunden. Am positiven Eingang dieser Quellen sind die für die jeweiligen Simulationen benötigten Signalquellen angeschlossen. Die negativen Eingänge der

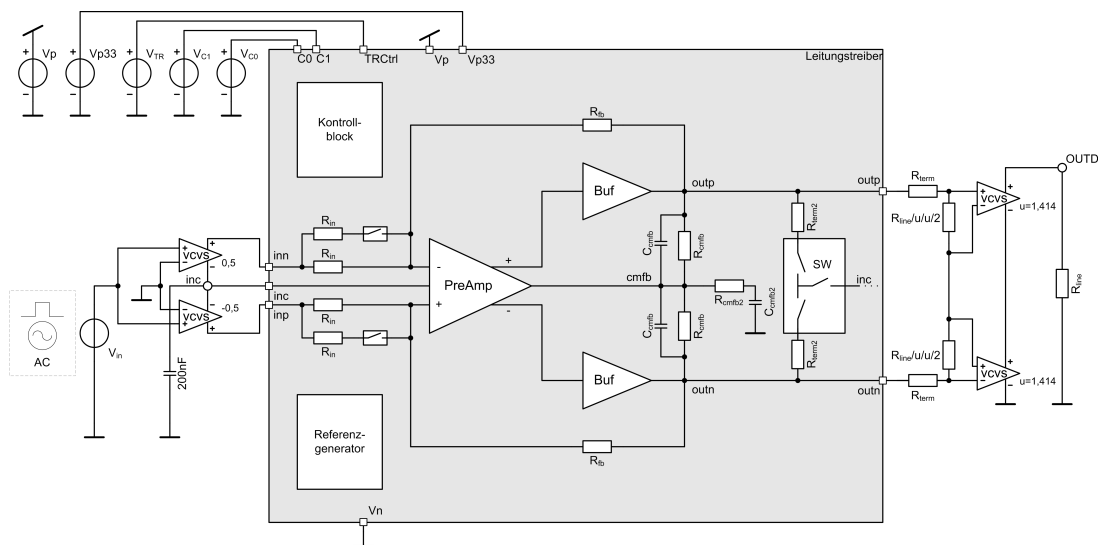


Abbildung 6.1: Simulationsumgebung Gesamtschaltung

spannungsgesteuerten Spannungsquelle sind mit Masse verbunden. Die negativen Ausgänge der spannungsgesteuerten Spannungsquellen sind über den Anschluss  $INC$  mit der Gleichtaktspannung des Leitungstreibers verbunden, an dem auch ein Filterkondensator angeschlossen ist. Die Ruhestrome für den Vorverstärker und die Treiberstufen werden, wie auch die Ströme und Spannungen für die einzelnen Schalter, vom Referenzgenerator generiert. Die internen Steuersignale werden im Kontrollblock erzeugt.

An den Ausgängen des Leitungstreibers sind die Terminierungswiderstände und das Transformatormodell angeschlossen.

Die Ergebnisse der Simulationen werden immer mit den in Kapitel 5.1 beschriebenen Anforde-

runen verglichen.

Die Simulationstemperatur beträgt, sofern nicht anders angeführt,  $70^{\circ}C$ .

## 6.1 AC Analyse

Zur Durchführung der Kleinsignalanalyse wird eine AC-Quelle am Eingang der spannungsge- steuerten Spannungsquellen angeschlossen. Die Simulation wird im Frequenzbereich von  $10\text{ Hz}$  bis  $1\text{ GHz}$  in beiden Betriebsmodi durchgeführt.

Das Ergebnis der Simulation der gegengekoppelten Schaltung ist in Abbildung 6.2 zu sehen.

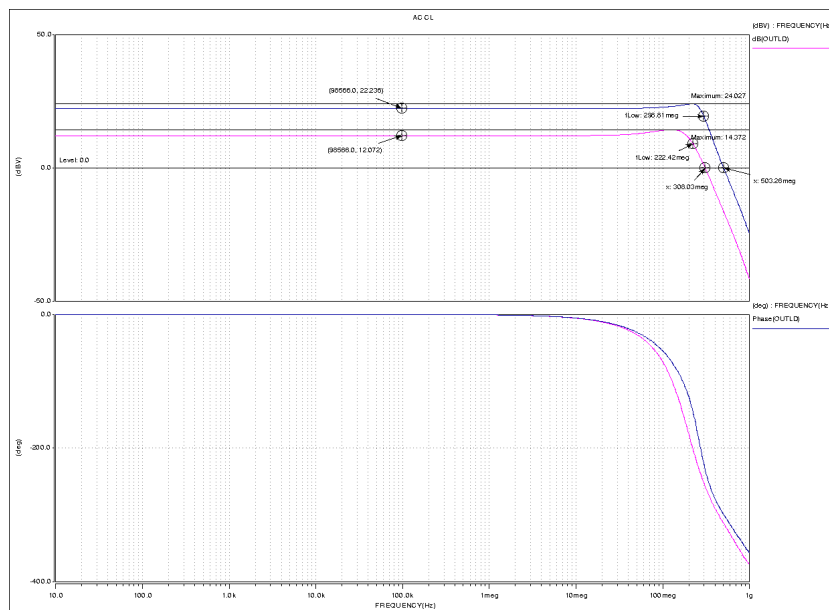


Abbildung 6.2: Ergebnis AC Simulation - Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung

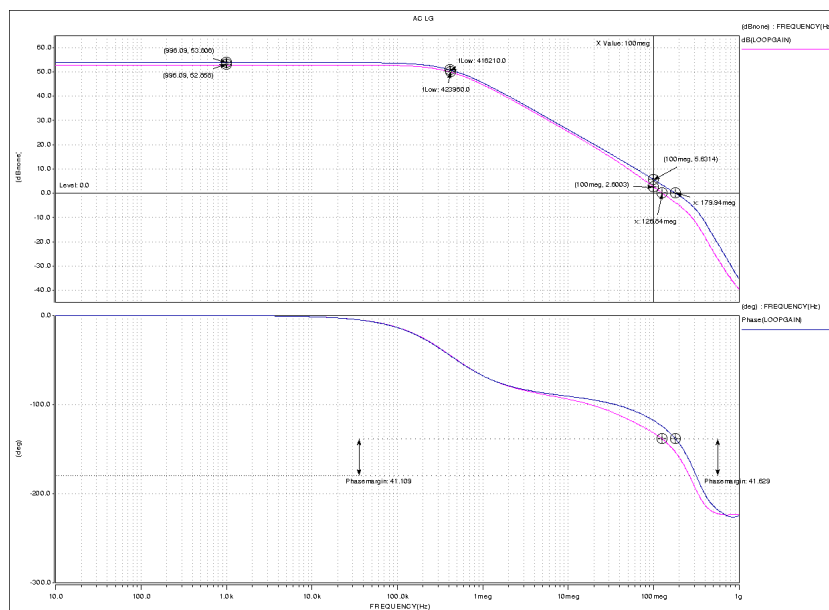


Abbildung 6.3: Ergebnis AC Simulation - Schleifenverstärkung

Es ist zu sehen, dass sowohl die Verstärkung als auch die Bandbreite den Anforderungen an den Leitungstreiber entsprechen.

In beiden Simulationen ist eine Erhöhung der Verstärkung um etwa  $2\text{ dB}$  zu erkennen. In Betriebsmodus  $L$  (magenta-farbige Kurve) ist diese Erhöhung bereits bei  $100\text{ MHz}$  zu erkennen, was dazu führt, dass das transiente Signal ab zirka  $50\text{ MHz}$  stärker als vorgesehen verstärkt wird.

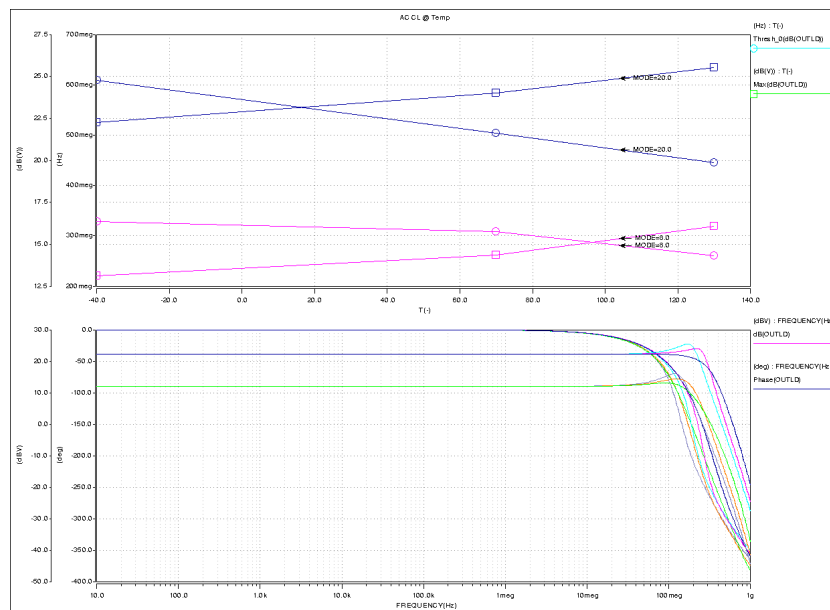
Abbildung 6.3 zeigt die Simulation der Schleifenverstärkung. Der Amplitudengang zeigt, dass die Schleifenverstärkung in beiden Betriebsmodi mehr als  $50\text{ dB}$  aufweist. Die Transitfrequenz liegt in Betriebsmodus  $H$  bei  $179\text{ MHz}$ , in Betriebsmodus  $L$  bei  $126\text{ MHz}$ .

Die Phasenreserve liegt in beiden Betriebsmodi bei ausreichenden  $41^\circ$ .

### Temperaturverhalten

Um sicher zu gehen, dass der Leitungstreiber im gesamten Temperaturintervall von  $-40^\circ$  bis  $130^\circ$  funktionstüchtig ist, wird die Kleinsignalanalyse auch mit variiertem Temperaturparameter durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Simulationen sind in Abbildung 6.4 und 6.5 zu sehen.

Es ist zu erkennen, dass die Transitfrequenz mit steigender Temperatur kontinuierlich sinkt und



**Abbildung 6.4:** Ergebnis AC Simulation - Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung

die Überhöhung im Amplitudengang in beiden Betriebsmodi im selben Zug um jeweils  $3\text{ dB}$  steigt. Diese Vergrößerung der Verstärkung hat auch auf alle weiteren Simulationen Auswirkungen, da dieses Phänomen bereits bei Frequenzen  $f > 50\text{ MHz}$  beginnt.

Die Simulation der Schleifenverstärkung (Abb. 6.5) über den gesamten Temperaturbereich zeigt, dass die Phasenreserve mit steigender Temperatur streng monoton fallen ist. Sie sinkt in Betriebsmodus  $H$  von  $55^\circ$  um  $19^\circ$  auf  $36^\circ$  ab. In Betriebsmodus  $L$  fällt die Phasenreserve von  $50^\circ$  auf  $35^\circ$  ab. Diese Werte sind gerade noch ausreichend, um über die Streuung der Prozessparameter stabile Operationsbedingungen zu erreichen.

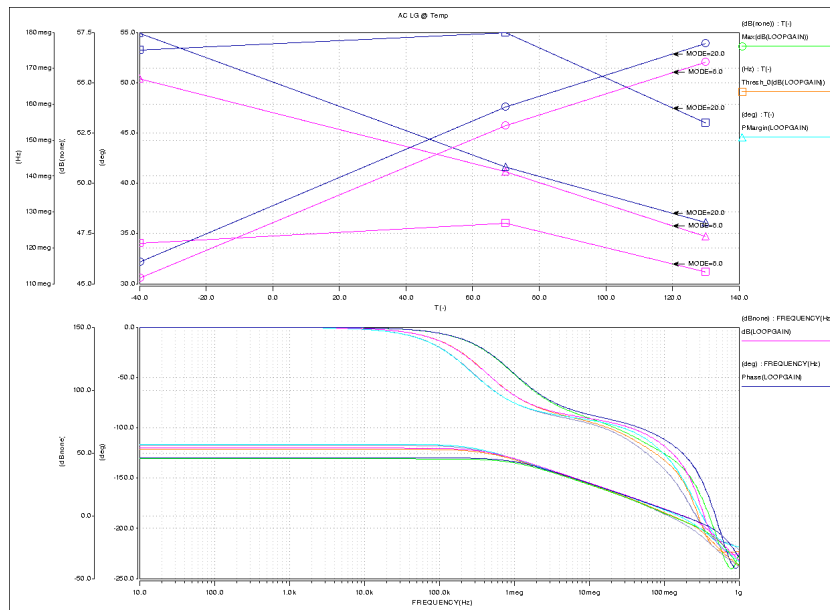


Abbildung 6.5: Ergebnis AC Simulation - Schleifenverstärkung

## 6.2 Linearität

Die Linearität wird anhand der harmonischen Verzerrungen analysiert. In dieser Simulation wird am Eingang des Verstärkers eine Sinusquelle angeschlossen. Diese erzeugt ein Sinussignal mit einer Frequenz von 30 MHz oder 100 MHz.

Der 30 MHz-Sinuston hat in Betriebsmodus *H* eine Amplitude von  $15 V/A_{VH}$ . Aufgrund der

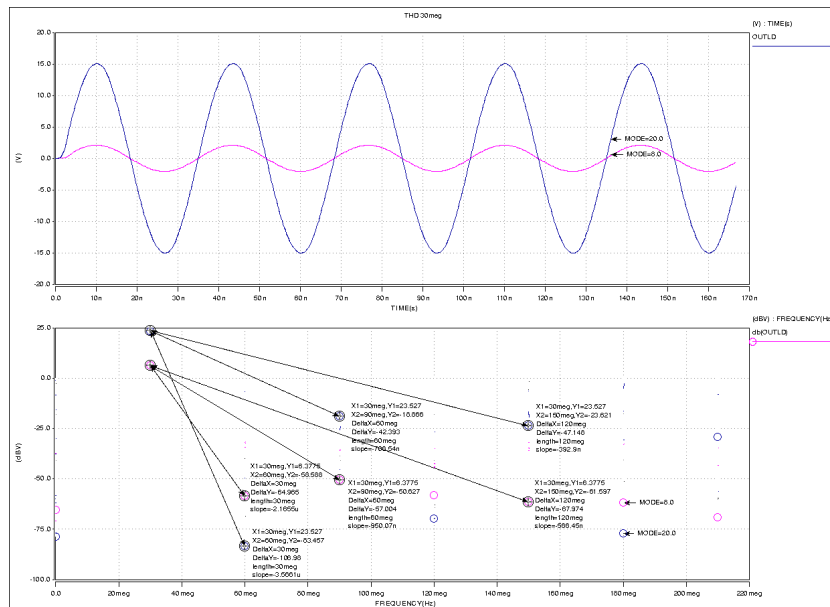


Abbildung 6.6: Ergebnis Transiente Simulation - 30 MHz

voll-differenziellen Topologie des Leitungstreibers ist die Amplitude am Ausgang  $\pm 15 V$ . In Betriebsmodus *L* ist die Amplitude des Eingangssignals auf  $2 V/A_{VL}$  beschränkt.

Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 6.6 zu sehen. Die Spannung wird, mithilfe

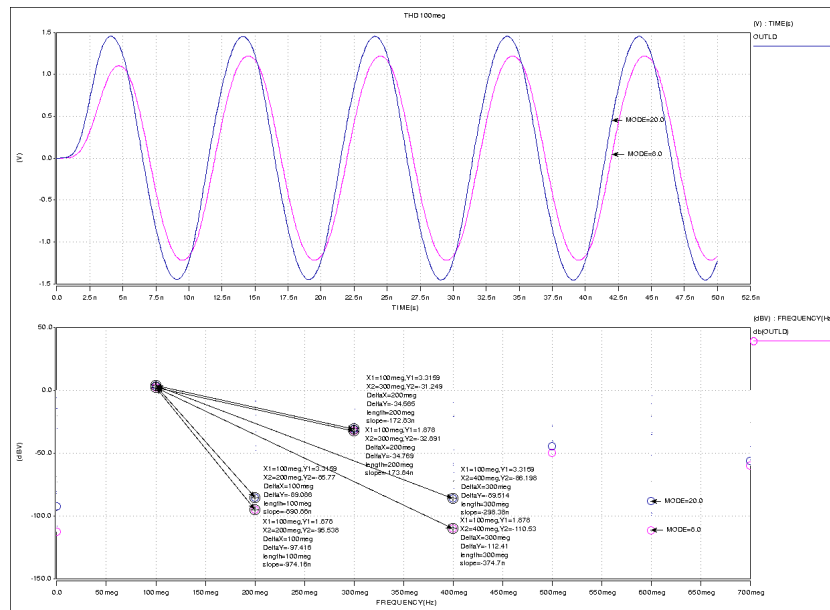


Abbildung 6.7: Ergebnis Transiente Simulation - 100 MHz

einer spannungsgesteuerten Spannungsquelle, massebezogen am Ausgang des Leitungstreiber (*OUTLD*) abgenommen und wird mittels schneller Fourier Transformation in den Frequenzbereich transformiert, um die Oberwellen analysieren zu können. In Betriebsmodus *H* hat die Unterdrückung der zweiten Oberwelle  $-42 \text{ dBc}$ , in Betriebsmodus *L*  $-57 \text{ dBc}$ . Abbildung 6.7 zeigt das Ergebnis der Simulation eines Sinustons mit  $100 \text{ MHz}$  und einer Amplitude von  $1,4 \text{ V}/A_{V_H}$  (Betriebsmodus *H*) beziehungsweise  $1 \text{ V}/A_{V_L}$  (Betriebsmodus *L*). Die Messung der zweiten Oberwelle ergibt eine Verzerrung von  $-34 \text{ dBc}$  in beiden Betriebsmodi.

Im oberen Fenster der Abbildung zeigt sich, dass die Amplitude des Sinustons in Betriebsmodus *L* zirka  $1,2 \text{ V}$  beträgt, da die Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung ( $A_{V_L}$ ) ab  $\approx 50 \text{ MHz}$  leicht zu steigen beginnt (vergl. Kapitel 6.1).

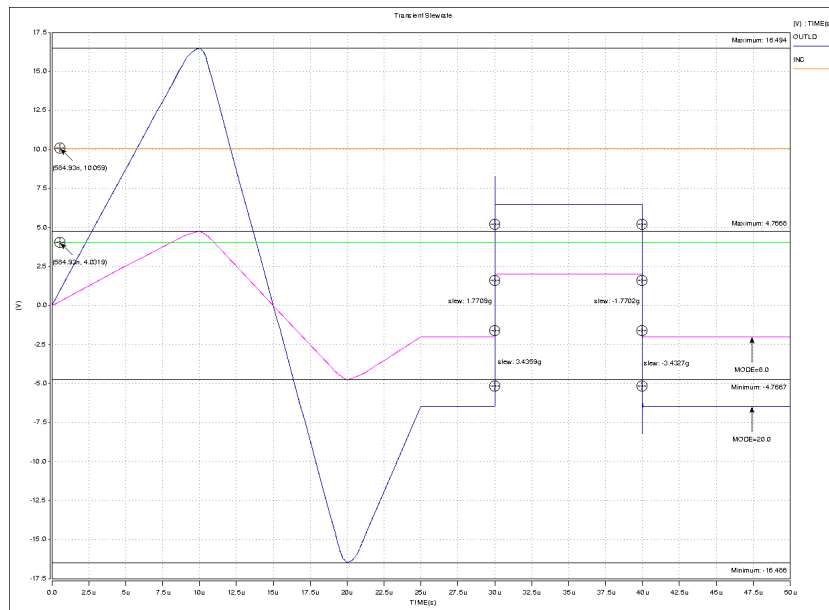
Die Ergebnisse dieser Simulationen zeigen, dass der Leitungstreiber ausreichend linear ist, um G.hn Signale übertragen zu können.

Eine Analyse der harmonischen Verzerrungen über den gesamten Temperaturbereich wird nicht vorgenommen, da die Temperaturabhängigkeit der MTPR-Simulation in Kapitel 6.4 beschrieben wird.

## 6.3 Aussteuerbereich und Anstiegsgeschwindigkeit

Um die Anstiegsgeschwindigkeit und den Aussteuerbereich des Leitungstreiber zu simulieren wird eine PWL-Quelle an den Eingang angeschlossen. Diese Quelle erzeugt eine Dreiecksspannung zur Ermittlung des Aussteuerbereichs und einen anschließenden Rechteckpuls, mit dessen Hilfe die Anstiegsgeschwindigkeit gemessen werden kann. Das Ausgangssignal wird, wie in den vorangegangenen Simulationen, direkt am Ausgang des Leitungstreiber (*OUTLD*) analysiert.

Abbildung 6.8 zeigt, dass der Aussteuerbereich in Betriebsmodus *H* mit  $\pm 16,5 \text{ V}$  den Anforderungen von  $\pm 15 \text{ V}$  entspricht. Es ist auch zu sehen, dass bei zirka  $\pm 16 \text{ V}$  die Dioden der Aussteuerbegrenzungsschaltung zu leiten beginnen und die Ausgangsspannung abgeschnitten



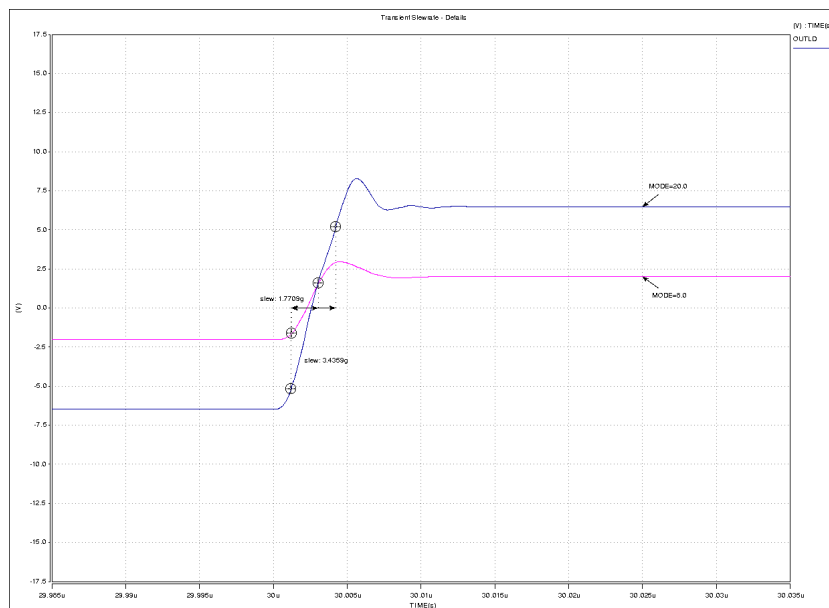
**Abbildung 6.8:** Ergebnis Transiente Simulation - Aussteuerbereich und Anstiegsgeschwindigkeit

wird. Dies zeigt, dass dieser Schutzmechanismus funktionstüchtig ist. In Betriebsmodus *L* ist die Aussteuerung auf  $\pm 4,76$  V beschränkt.

Die Grafik stellt auch die Gleichtaktspannung am Anschluss *INC*, an dem der Kondensator angeschlossen ist, dar. Mit 10,02 V in Betriebsmodus *H* und 3,99 V in Betriebsmodus *L* liegt die erzeugte Gleichtaktspannung relativ genau an der halben Versorgungsspannung.

Die Anstiegsgeschwindigkeit des Leitungstreibers beträgt  $3,43$  kV/ $\mu$ s in Betriebsmodus *H* sowie  $1,77$  kV/ $\mu$ s in Modus *L* und ist damit den Anforderungen entsprechend dimensioniert.

In Abbildung 6.9 ist der Abschnitt der steigenden Flanke vergrößert dargestellt.

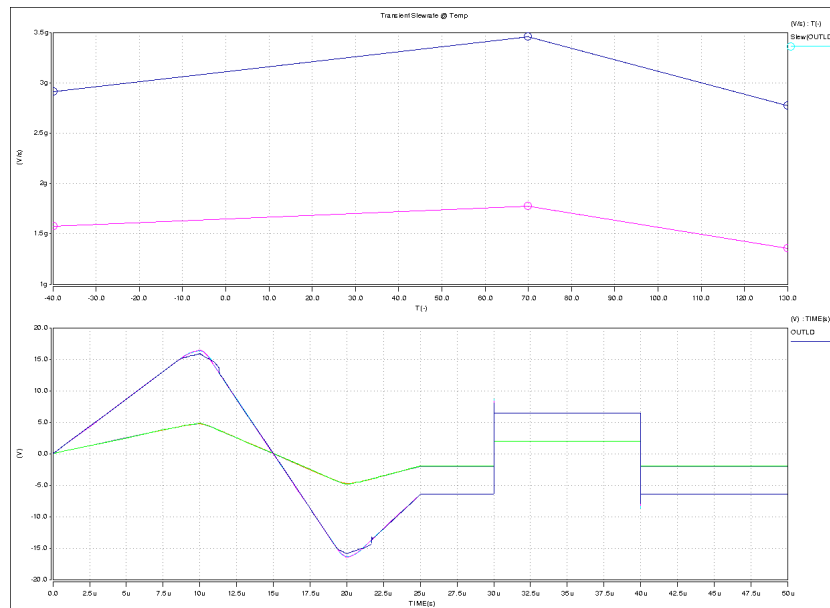


**Abbildung 6.9:** Ergebnis Transiente Simulation - Anstiegsgeschwindigkeit Detail



### Temperaturverhalten

Abbildung 6.10 zeigt die Anstiegsgeschwindigkeit in Abhängigkeit der Temperatur. Der obere



**Abbildung 6.10:** Ergebnis Transiente Simulation - Aussteuerbereich und Anstiegsgeschwindigkeit über Temperatur

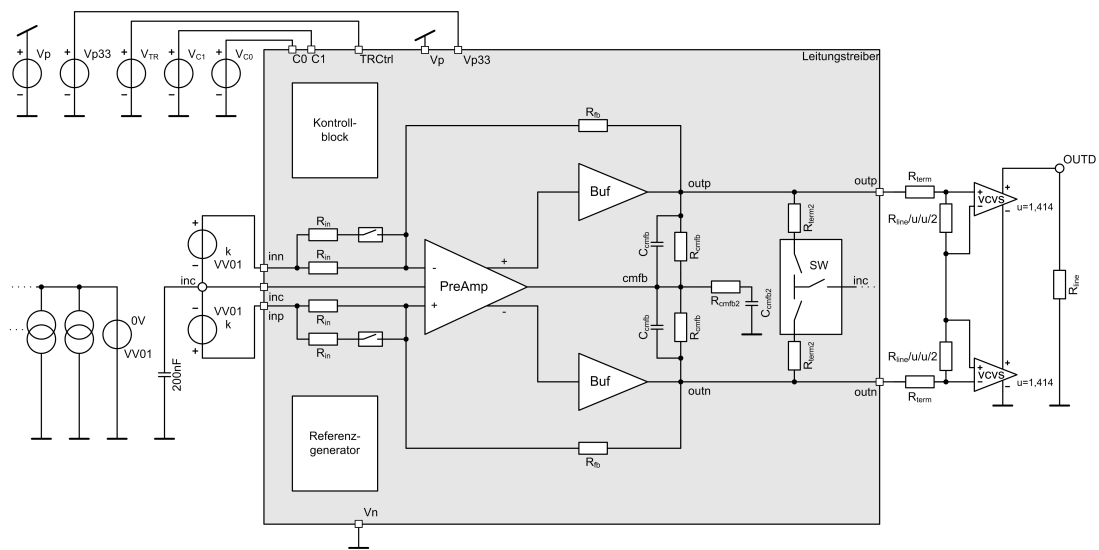
Teil der Grafik zeigt die Anstiegsgeschwindigkeit in Abhängigkeit der Temperatur. Die Anstiegsgeschwindigkeit sinkt bei  $-40^{\circ}\text{C}$  auf  $2,91\text{ kV}/\mu\text{s}$  und bei  $130^{\circ}\text{C}$  auf  $2,78\text{ kV}/\mu\text{s}$  ab. Die Vorgabe von  $2,82\text{ kV}/\mu\text{s}$  kann bei hohen Temperaturen knapp nicht eingehalten werden. Da dieser Wert aber den ungünstigsten Fall beschreibt, ist das erreichte Ergebnis für diesen Leitungstreiber ausreichend, zumal es sich bei  $130^{\circ}\text{C}$  um die maximale Betriebstemperatur handelt.

Im unteren Teil der Abbildung ist zu sehen, dass der Aussteuerbereich des Leitungstreibers bei  $-40^{\circ}\text{C}$  geringer ist und, dass der Verstärker sowohl an der positiven als auch an der negativen Aussteuergrenze trotz Aussteuerbegrenzungsschaltung überbelastet ist und zu klippen beginnt. Da diese Betriebstemperatur die minimale Betriebstemperatur darstellt und aufgrund der Eigenwärmerwärmung des Leitungstreibers für kurze Zeit nach dem Einschaltvorgang und nicht während des Betriebs vorkommen kann, kann dieses Phänomen ebenfalls ignoriert werden.

## 6.4 MTPR

Für die Simulation der Missing Tone Power Ratio (MTPR) werden die spannungsgesteuerten Spannungsquellen am Eingang des Leitungstreibers durch stromgesteuerte Spannungsquellen ersetzt. Diese werden vom Strom, der durch eine Spannungsquelle (VV01) fließt, kontrolliert und haben ein signalabhängiges Übersetzungsverhältnis  $k$ .

Die Spannungsquelle selbst erzeugt keine Spannung ( $0\text{ V}$ ), der Strom durch sie wird durch eine Unzahl von Stromquellen, die der Spannungsquelle parallel geschaltet sind, erzeugt. Jede dieser Stromquellen erzeugt einen sinus-förmigen Strom, dessen Frequenz den einzelnen Tönen des Signals im Frequenzbereich entspricht. Die Anzahl der Quellen gleicht aus diesem Grund der Anzahl der Töne des Sendesignals. Die Amplitude des sinus-förmigen Stroms variiert ebenso wie die Phasenlage. Beide Parameter werden vom Signalgenerator vorgegeben. Das

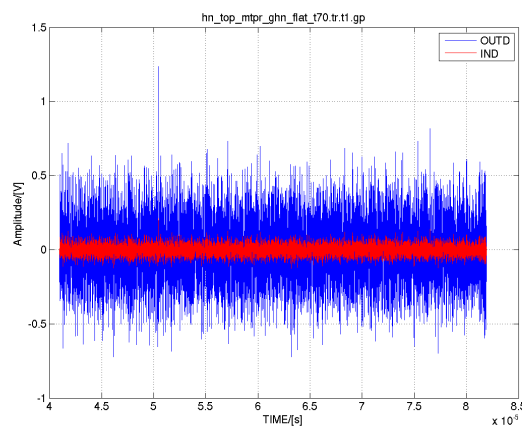


**Abbildung 6.11:** Simulationsumgebung MTPR Gesamtschaltung

Blockschaltbild ist in **Abbildung 6.11** zu sehen.

Die MTPR Simulation geschieht im Zeitbereich und liefert als Ergebnis ein transientes Signal, das als massebezogenes Ausgangssignal nach dem modellierten Transformator abgenommen wird.

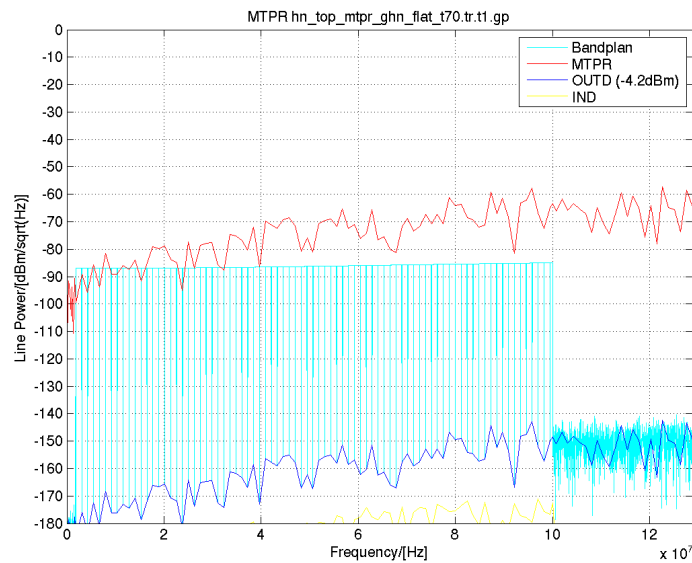
Das Ergebnis der Simulation des Bandplans *PB – flach* ist in **Abbildung 6.12** zu sehen. Das



**Abbildung 6.12:** Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach - Zeitbereich

blaue Signal ist das massebezogene Ausgangssignal. Das rote Signal ist das Eingangssignal. Zu erkennen ist, wie das Signal selbst starke Ähnlichkeiten mit Rauschen aufweist. Lediglich die Spitze, verursacht durch die überlagerten Phasen der Töne, ragt heraus. Der Leitungstreiber befindet sich für diesen Bandplan in Betriebsmodus *L*.

Um aus diesem Zeitsignal die MTPR zu berechnen, muss das Signal mittels Schneller Fourier Transformation (FFT) in den Frequenzbereich transferiert werden. Diese Funktion übernimmt ein Matlab-Programm. Da die Schrittweite des Zeitsignals nicht äquidistant ist und vom Simulator selbst gewählt wird, sorgt das Programm für eine Interpolation des Signals, um gleiche Schrittweiten für die weitere Berechnung zu bekommen. Das in den Frequenzbereich transferierte Signal ist in **Abbildung 6.13** zu betrachten.



**Abbildung 6.13:** Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach

Die türkise Kurve stellt das Ausgangssignal auf der Leitung dar. Die einzelnen vertikalen Linien sind die fehlenden Töne, anhand derer die MTPR gemessen wird. Die blaue Linie ist der berechnete Boden des Signals, bestehend aus den Nichtlinearitäten an den Frequenzen der fehlenden Töne. Abgezogen von den Höhen der vorangegangenen Töne ergibt sich daraus die MTPR. Diese wird in  $dBc$  angegeben und ist in der Abbildung als rote Kurve zu sehen. Die gelbe Kurve entspricht den Höhen der fehlenden Töne des Eingangssignals. Diese sind der Grafik beigelegt, um sicher zu stellen, dass die MTPR vom Leitungstreiber und nicht vom Eingangssignal beeinflusst wird.

Es ist zu erkennen, dass die Missing Tone Power Ratio des flachen Bandplans durchgehend mehr als  $-60\text{ dBc}$  beträgt und daher die Anforderungen erfüllt. Auch außerhalb des Nutzbands, bei  $120\text{ MHz}$ , wird die PSD-Maske nicht verletzt.

Die aufsummierte Leistung des gesendeten Signals beträgt  $-4,2\text{ dBm}$ .

Die Stromaufnahme des Leitungstreibers beträgt bei dieser Simulation  $55,9\text{ mA}$ . Bei einer Betriebsspannung von  $8\text{ V}$  ergibt sich daraus eine Leistungsaufnahme von  $447,4\text{ mW}$ .

Im Bandplan  $PB-T70$  werden die Töne bis  $30\text{ MHz}$  auf eine spektrale Leistungsdichte von  $-70\text{ dBm/Hz}$  angehoben. Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 6.14 zu sehen. Auch dieser Bandplan wird in Betriebsmodus  $L$  gesendet. Die MTPR (rote Linie) erreicht bei den letzten Tönen knapp nicht  $-50\text{ dBc}$ , schafft aber die Grenze bei  $120\text{ MHz}$  ohne Filter. Die aufsummierte Leistung beträgt  $5,0\text{ dBm}$ .

In Betriebsmodus  $L$  benötigt der Leitungstreiber  $57,2\text{ mA}$ , was zu einer Leistungsaufnahme von  $457,7\text{ mW}$  führt.

Eine Besserung des Ergebnisses wäre möglich, indem der Bandplan in Betriebsmodus  $H$  übertragen wird. Dies würde jedoch die Leistungsaufnahme drastisch steigern.

Die Simulation des Bandplans  $PB-20$ , der die PSD-Maske voll ausfüllt, ist in Abbildung 6.15 zu betrachten. Aufgrund der hohen Sendeleistung von  $19,5\text{ dBm}$  wird der Betriebsmodus  $H$  benötigt. Die geforderte MTPR von  $-60\text{ dBc}$  der Töne bis  $30\text{ MHz}$  kann erreicht werden, die anschließenden Töne bis  $40\text{ MHz}$  erreichen jedoch nicht alle die geforderten  $-30\text{ dBc}$ . Wie erwartet ist die Sendeleistung der ersten Töne so groß, dass die Spezifikation bei  $120\text{ MHz}$

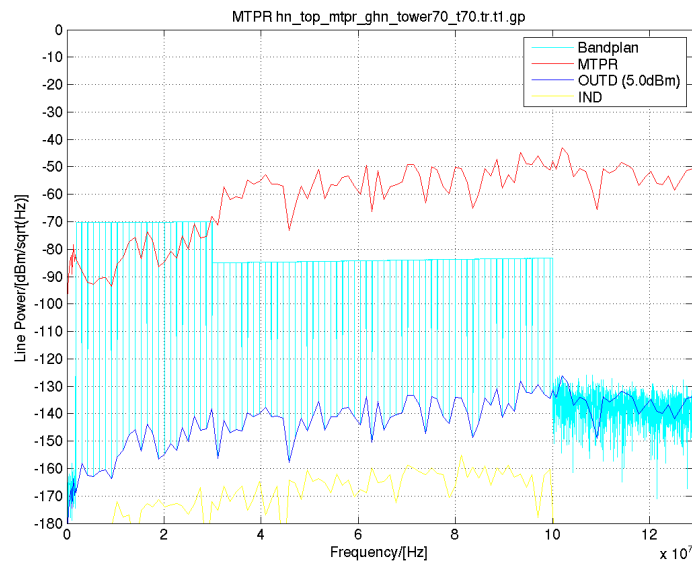


Abbildung 6.14: Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-T70

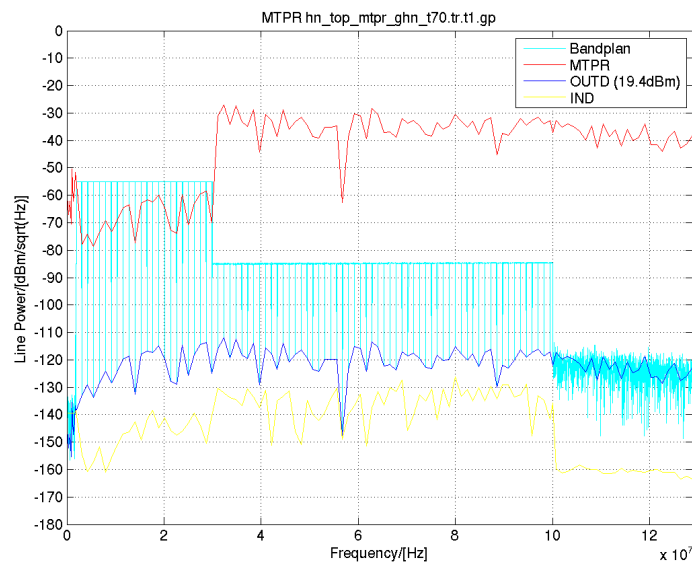


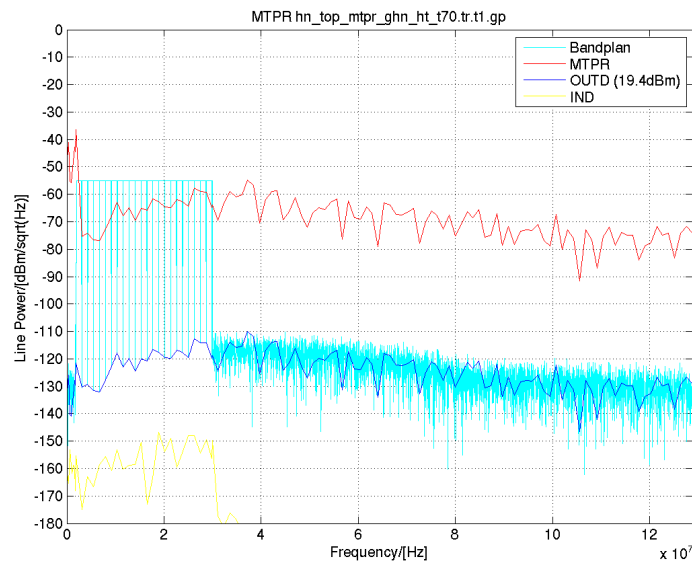
Abbildung 6.15: Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 (100 MHz)

nicht erreicht werden kann. An dieser Stelle fehlen zirka  $5 \text{ dBc}$  auf die geforderten  $-130 \text{ dBm/Hz}$ , sodass mit einem Filter nachgebessert werden muss.

Die aufsummierte Sendeleistung der einzelnen Töne entspricht den geforderten  $19,4 \text{ dBm}$ . Um diese Sendeleistung aufbringen zu können, benötigt der Leitungstreiber  $83,7 \text{ mA}$ . Bei einer Betriebsspannung von  $20 \text{ V}$  in Betriebsmodus  $H$  ergibt das eine Leistungsaufnahme von  $1,67 \text{ W}$ .

Abbildung 6.16 zeigt das Ergebnis der Simulation des Bandplans  $PB-20$ , der in diesem Fall jedoch nur Töne bis  $30 \text{ MHz}$  beinhaltet. Die Sendeleistung beträgt auch in diesem Bandplan  $19,4 \text{ dBm}$ . Die MTPR erreicht wieder die angepeilten  $-60 \text{ dBc}$  und schafft aufgrund der fehlenden Töne von  $30 \text{ MHz}$  bis  $100 \text{ MHz}$  auch die Grenze bei  $120 \text{ MHz}$ .

Der Leitungstreiber benötigt für diesen Bandplan  $83,5 \text{ mA}$ . Multipliziert mit der Betriebsspan-



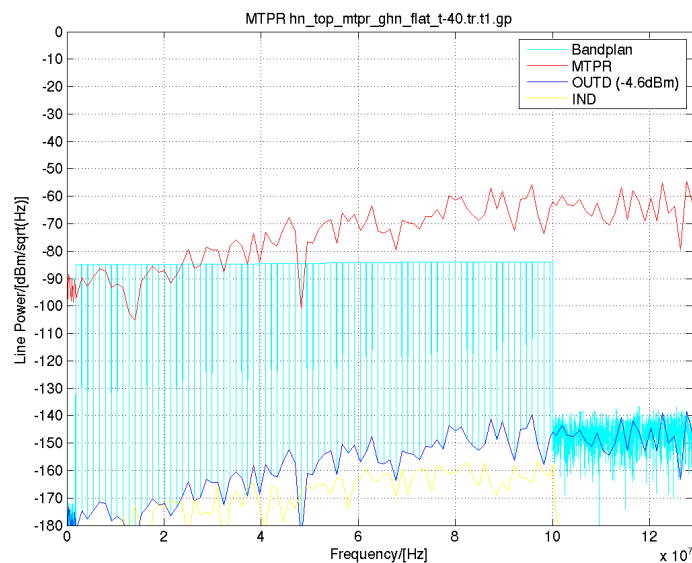
**Abbildung 6.16:** Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 (30 MHz)

nung von 20 V ergibt sich wieder eine Leistungsaufnahme von 1,67 W.

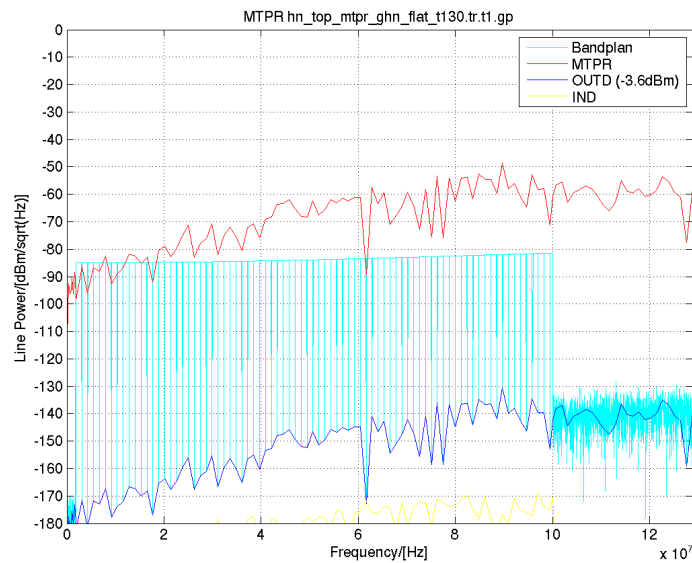
### Temperaturverhalten

Um die Linearität des Leitungstreibers über den gesamten Temperaturbereich beurteilen zu können, wird auch die MTPR mit unterschiedlichen Temperaturen simuliert. Abbildungen 6.17 und 6.18 zeigen das Ergebnis der Simulationen des Bandplans *PB – flach* bei  $-40^{\circ}\text{C}$  und  $130^{\circ}\text{C}$ .

Die MTPR erreicht bei  $-40^{\circ}\text{C}$  und  $70^{\circ}\text{C}$  zirka  $-60\text{ dBc}$ . Steigt die Betriebstemperatur auf  $130^{\circ}\text{C}$  an, sinkt dieser Wert auf  $-55\text{ dBc}$ . Diese Werte sind verglichen mit den Anforderungen (vergl. Kapitel 5.1.5) ausreichend. Auch die Grenze bei 120 MHz wird in allen Betriebstempe-



**Abbildung 6.17:** Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach ( $-40^{\circ}\text{C}$ )



**Abbildung 6.18:** Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-flach (130°C)

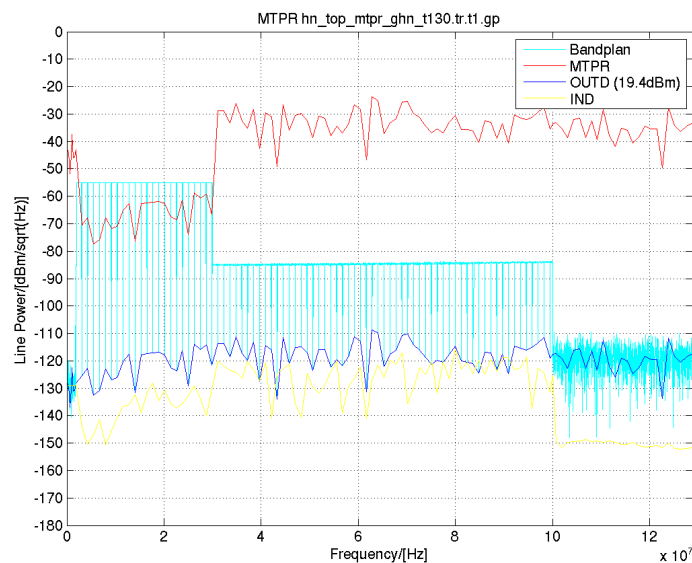
raturen eingehalten.

Die aufsummierte Leistung des Sendesignals verändert sich mit der Temperatur, da die Verstärkung des Leitungstreibers in Betriebsmodus  $L$  mit steigender Temperatur anwächst (vergl. Abbildung 6.4 auf Seite 82).

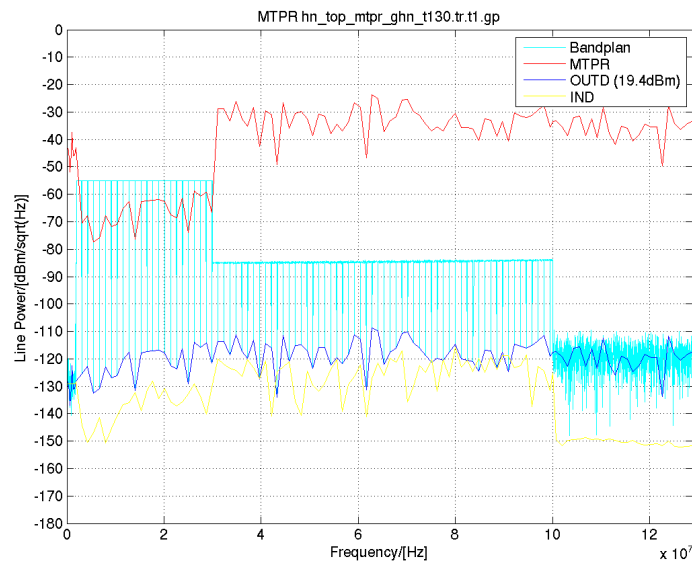
In Abbildung 6.18 ist ersichtlich, wie die spektrale Leistungsdichte der Töne bei Frequenzen  $f > 50 \text{ MHz}$  ansteigt. Bei 130°C Betriebstemperatur verursacht dieser Anstieg eine Erhöhung der aufsummierten Sendeleistung auf  $-3,6 \text{ dBm}$ .

Die MTPR Simulation des Bandplans  $PB-20$  bei einer Betriebstemperatur von  $-40^\circ\text{C}$  ist in Abbildung 6.19 zu sehen, das Ergebnis der Simulation bei 130°C in Abbildung 6.20.

Die MTPR ist bei  $-40^\circ\text{C}$  und 130°C minimal schlechter als jene bei 70°C und verletzt nur



**Abbildung 6.19:** Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 ( $-40^\circ\text{C}$ )



**Abbildung 6.20:** Ergebnis MTPR-Simulation - Bandplan PB-20 (130°C)

mit wenigen Tönen die Spezifikation. Im Gegensatz zur MTPR Simulation in Betriebsmodus *L* zeigt sich in Betriebsmodus *H* keine Differenz in der aufsummierten Leistung der einzelnen Töne, da in diesem Fall die Verstärkung über das gesamte Nutzband konstant ist.

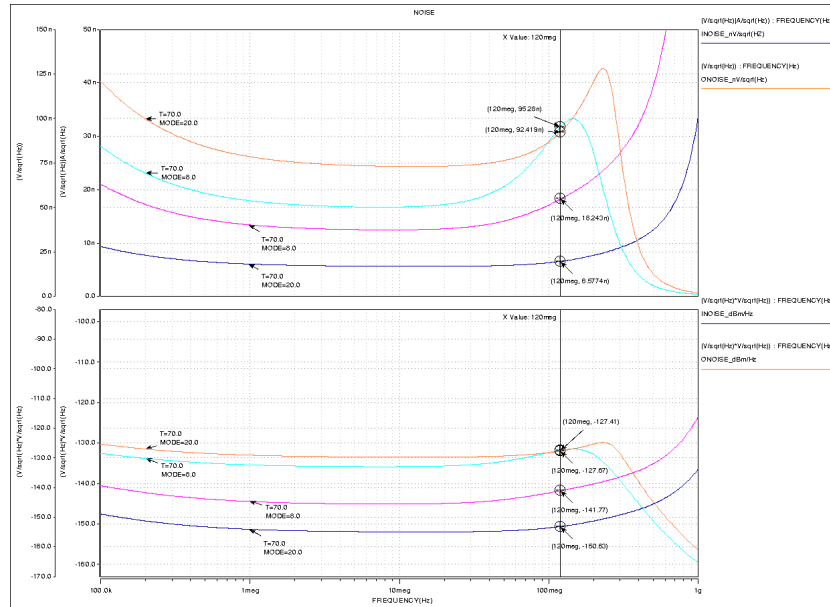
Die Stromaufnahme des Leitungstreibers ändert sich mit der Betriebstemperatur, da die Bandabstands-Referenzspannung und die daraus generierten Ruhestrome minimal temperaturabhängig sind. Tabelle 6.1 beschreibt die temperaturabhängige Leistungsaufnahme des Leitungstreibers bei einer MTPR Simulation mit dem flachen Bandplan. Es ist zu erkennen, dass die Stromaufnahme und damit einhergehend die Leistungsaufnahme über die Temperatur steigt.

Bandplan	Temperatur [°C]	Stromaufnahme [mA]	Leistungsaufnahme [mW]
PB-flach	-40	43,5	0,348
	70	55,9	0,447
	130	57,9	0,463
PB-flach	-40	73,7	1,47
	70	83,6	1,67
	130	84,8	1,69

**Tabelle 6.1:** Ergebnis MTPR-Simulation - temperaturabhängige Leistungsaufnahme

## 6.5 Rauschen

Abbildung 6.21 zeigt das Ergebnis der Simulation der Rauschquellen. Für diese Simulation



**Abbildung 6.21:** Ergebnis Simulation - Rauschen

wird jedem Element des Leitungstreibers vom Simulator eine Rauschquelle beigefügt.

Der obere Teil der Abbildung zeigt die Rauschspannung des eingangsbezogenen und des ausgangsbezogenen Rauschens in  $nV/\sqrt{Hz}$ . Zu erkennen ist, dass das eingangsbezogene Rauschen in Betriebsmodus *H* (blaue Linie) mit  $6,57 nV/\sqrt{Hz}$  bei  $120 MHz$  unter der geforderten Grenze von  $7 nV/\sqrt{Hz}$  liegt. Die magenta-farbige Linie stellt die Rauschspannung in Betriebsmodus *L* dar.

Bei  $120 MHz$  hat das eingangsbezogene Rauschen in diesem Fall  $18,24 nV/\sqrt{Hz}$ .

Das ausgangsbezogene Rauschen, errechnet aus dem eingangsbezogenen Rauschen multipliziert mit der Verstärkung, ist als orange und türkis-farbige Linie zu sehen.

$$6,57 nV/\sqrt{Hz} = 10 \cdot \log \left( \frac{V^2}{50} \cdot 1000 \right) = -150,63 dBm/Hz \quad (6.1)$$

Um das Ergebnis der Rausch-Simulation mit den Anforderungen an die  $120 MHz$ -Grenze vergleichen zu können, wird der simulierte Wert mithilfe von Formel 6.1 von  $nV/\sqrt{Hz}$  in  $dBm/Hz$  umgerechnet.

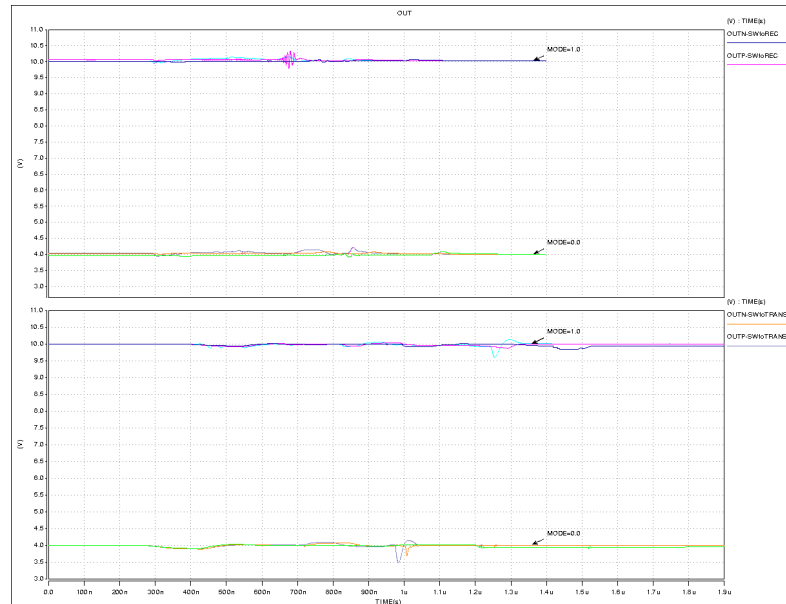
Das Ergebnis dieser Umrechnung ist im unteren Teil der Abbildung 6.21 zu sehen. In beiden Betriebsmodi beträgt die spektrale Leistungsdichte des ausgangsbezogenen Rauschens  $\approx -127 dBm/Hz$  (orange und türkis-farbige Linie).

Unter Berücksichtigung des  $6 dB$  Tiefpassfilters zeigt sich, dass die vom Leitungstreiber verursachte Rauschspannung klein genug ist, um den Betrieb nicht zu stören.



## 6.6 Sende- und Empfangsmodus

Der Wechsel vom Sende- in den Empfangsmodus und zurück wird mithilfe einer transienten Simulation getestet. Um den Leitungstreiber in den Empfangsmodus zu schalten, wird die Spannung am *TRCtrl*-Eingang von 3,3 V auf 0 V geändert. Zu überprüfen ist bei dieser Simulation,



**Abbildung 6.22:** Ergebnis Simulation - Ausgangsspannungen bei Betriebswechsel

ob die Spannung am Ausgang des Leitungstreibers durch den Abschaltvorgang verändert wird. Da kein Signal am Eingang anliegt, sollte das Spannungsniveau am Ausgang der Gleichtaktspannung entsprechen.

Der obere Teil der Grafik zeigt die Ausgänge des Leitungstreibers während des Wechsels vom Sende- in den Empfangsbetrieb, der untere Teil den Wechsel zurück in den Sendebetrieb.

Es sind sowohl die Ausgangsspannungen in Betriebsmodus *H* (blau =  $-40^{\circ}\text{C}$ , magenta =  $70^{\circ}\text{C}$  und türkis =  $130^{\circ}\text{C}$ ) als auch Betriebsmodus *L* (grün =  $-40^{\circ}\text{C}$ , orange =  $70^{\circ}\text{C}$  und grau =  $130^{\circ}\text{C}$ ) abgebildet. Dabei ist zu ersehen, dass die Welligkeit der Ausgangsspannung fast immer maximal  $300\text{ mV}$  beträgt. Lediglich in Betriebsmodus *L* bei  $130^{\circ}\text{C}$  während des Wechsels zurück in den Sendebetrieb erreicht die Ausgangsspannung kurz  $500\text{ mV}$ .

Die Abbildung zeigt auch, dass sich die Kurven der Signale *OUTN* und *OUTP* überlagern. Das bedeutet, dass der Wechsel des Betriebsmodus die Welligkeit in der Gleichtaktspannung verursacht.

Dieses Ergebnis ist ausreichend, um das Abschalten während des Empfangsfensters zu ermöglichen.

# Kapitel 7

## Zusammenfassung und Ausblick

Anhand dieser Machbarkeitsstudie ist zu erkennen, dass es möglich ist, einen Leitungstreiber für G.hn mit der vorhandenen Technologie zu entwerfen.

Der entworfene Leitungstreiber erfüllt die Anforderungen der Standards G.9960 und G.9961, zeigt aber auch einige Schwachstellen auf, die im fertigen Produkt verbessert werden müssen:

- Die Stabilität des Leitungstreibers muss verbessert werden, da die Phasenreserve mit  $\approx 40^\circ$  (vergl. Abb. 6.3 auf Seite 81) unter Berücksichtigung der Prozessstreuung an der Grenze zur Instabilität ist. Aus diesem Grund muss die Phasenreserve auf  $> 45^\circ$  gehoben werden.
- Die Überhöhung im Amplitudengang der Kleinsignalanalyse in Betriebsmodus *L* (vergl. Abb. 6.4 auf Seite 82) muss verringert werden, da sie drastische Auswirkungen auf das Übertragungsverhalten hat, wie Kapitel 6.2 und 6.4 zeigen.
- Optimierungspotenzial zeigt sich auch bei der Simulation der MTPR (vergl. Kapitel 6.4). Das Ergebnis ist ausreichend, es zeigt sich jedoch, dass der Bandplan PB-20 verbessert werden muss.

Der Leitungstreiber soll natürlich auch für die anderen Übertragungsmedien funktionsfähig sein. Hierzu müssen Last, Terminierung und Transformator neu berechnet werden und mit den sich daraus ergebenden Werten die Simulationen für Telefon- und Koaxialkabel durchgeführt werden.

Ein Lösungsansatz für einige dieser Punkte kann eine veränderte Treiberstufe sein. Durch die Platzierung zusätzlicher Transistoren in der Ausgangsstufe kann die Linearität verbessert werden. Die parasitären Kapazitäten dieser Transistoren verursachen im Gegenzug jedoch eine Reduktion der Anstiegsgeschwindigkeit.

Eine verstärkende Treiberstufe kann helfen diese Probleme in den Griff zu bekommen.

Für G.hn Systeme der 2. Generation ist zu überlegen, ob in Zukunft nicht Klasse G oder H Leistungstreiber entworfen werden sollten. Dieser Ansatz kann aufgrund der Eigenschaften des G.hn Signals Leistung einsparen.

Abschließend ist zu sagen, dass die Arbeit zeigt, dass das Konzept G.hn mit den gegebenen Parametern durchaus realisierbar ist und erste Geräte nur mehr eine Frage der Zeit sind.

# Literaturverzeichnis

1. U. TIETZE, CH. SCHENK: *Halbleiter-Schaltungstechnik*.  
12. Auflage; Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2002
2. H. HARTL, E. KRASSER, W. PRIBYL, P. SÖSER, G. WINKLER: *Elektronische Schaltungstechnik*.  
München: Pearson Studium, 2008
3. D.A. JOHNS, K. MARTIN: *Analog Integrated Circuit Design*.  
John Wiley & Sons Inc., 1997
4. K.R. LAKER, W.M.C. SANSEN: *Design of Analog Integrated Circuits and Systems*.  
New York: McGraw-Hill Inc, 1994
5. P.E. ALLEN, D.R. HOLBERG: *CMOS Analog Circuit Design*.  
2nd Edition; New York: Oxford University Press, 2002
6. B. RAZAVI: *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*.  
International Edition; New York: McGraw-Hill Higher Education, 2001
7. ITU-T RECOMMENDATION G.9960: *Unified high-speed wire-line based home networking transceivers - System architecture and physical layer specification*.  
Genf: International Telecommunication Union (<http://www.itu.int/>), 2010
8. ITU-T RECOMMENDATION G.9961: *Unified high-speed wire-line based home networking transceivers - Data link layer specification*.  
Genf: International Telecommunication Union (<http://www.itu.int/>), 2010
9. W. GROSS: *New High Speed Amplifier Designs, Design Techniques and Layout Problems*.  
Linear Technology Corporation, Milpitas, CA; publiziert in: *Analog Circuit Design - Volt Electronics; Mixed-Mode Systems; Low-Noise and RF Power Amplifiers for Telecommunication*. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 1993
10. F. MORAVEJI: *A tiny, high-speed, wide-band, voltage-feedback amplifier stable with all capacitive load*.  
National Semiconductor Corporation, Santa Clara, CA; publiziert in: *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 31, 10. Okt. 1996
11. IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY: *IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications - IEEE Std 1901™-2010*.  
IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers (<http://www.ieee.org/>), Dezember 2010

12. WIKIPEDIA, THE FREE ENCYCLOPEDIA: *G.hn*.  
<http://en.wikipedia.org/wiki/G.hn>, April 2011
13. WIKIPEDIA, THE FREE ENCYCLOPEDIA: *Electronic amplifier*.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Electronic\\_amplifier](http://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_amplifier), April 2011
14. WIKIPEDIA, DIE FREIE ENZYKLOPÄDIE: *Operationsverstärker*.  
<http://de.wikipedia.org/wiki/Operationsverstärker>, April 2011
15. WIKIPEDIA, DIE FREIE ENZYKLOPÄDIE: *Homeplug*.  
<http://de.wikipedia.org/wiki/HomePlug>, April 2011
16. WIKIPEDIA, DIE FREIE ENZYKLOPÄDIE: *Homeplug AV*.  
[http://de.wikipedia.org/wiki/Homeplug\\_AV](http://de.wikipedia.org/wiki/Homeplug_AV), April 2011
17. WIKIPEDIA, THE FREE ENCYCLOPEDIA: *Homeplug*.  
<http://en.wikipedia.org/wiki/HomePlug>, April 2011
18. HOMEPNA PRESS RELEASE: *HomePNA and HomeGrid Sign Liaison Agreement*.  
San Ramon, CA, <http://www.homepna.org/press/releases/?release=26>, 26. Feb. 2009
19. M. AUER: *Analog Integrated Circuit Design and Simulation 1 & 2*.  
Vorlesungsunterlagen; Graz: Institut für Elektronik, Technische Universität Graz, WS 2008/09 & SS 2009

## Credit

Teile dieser Arbeit wurden mithilfe des L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X-Gerüsts „*Writing a Thesis: Guidelines for Writing a Master’s Thesis in Computer Science*“ von Ao.Univ.-Prof. KEITH ANDREWS geschrieben.