



Universität der Bundeswehr München
Fakultät ur Elektrotechnik
Institut ur Hoch- und Höchsfrequenztechnik

Hochlineare breitbandige Antennenverstärker mit Feldeffekttransistoren

Thomas F. Bechteler

Vollständiger Druck der von der Fakultät ur Elektrotechnik
der Universität der Bundeswehr München
zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs
(Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. K. Hoffmann
1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. H. Lindenmeier
2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. K. Fastenmeier

Die Dissertation wurde am 20. Dezember 2000 bei der
Universität der Bundeswehr München
D-85577 Neubiberg, Werner-Heisenberg-Weg 39
eingereicht und durch die Fakultät ur Elektrotechnik
am 10. Januar 2001 angenommen.

Tag der Promotion: 27. März 2001

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München.

Meinem Lehrer, Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. H. Lindenmeier, danke ich für die Aufnahme in sein Institut und die Möglichkeit, dieses interessante Thema zu bearbeiten. Von ihm erhielt ich viele richtungsweisende Ratschläge und fachliche Anregungen. Ebenfalls bedanke ich mich hier für bei Herrn Dr.-Ing. habil. L. Reiter sowie auch für die Durchsicht dieses Manuskriptes.

Außerdem danke ich allen anderen Mitarbeitern und der Werkstatt des Instituts, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Inhaltsverzeichnis

Einleitung und Zusammenfassung	7
1 Kenngrößen, Definitionen, Meßsysteme	19
1.1 Antennen und Antennensysteme im Automobilbereich	19
1.1.1 Passive Antennenstruktur	19
1.1.2 Aktive Antenne	21
1.1.3 Antennensysteme	21
1.1.4 Meßplatz im Freifeld	23
1.2 Verstärker	26
1.2.1 S-Parameter	26
1.2.2 Rauschen von Verstärkern	27
1.2.3 Verzerrungen von Verstärkern	30
1.2.4 Das Pegeldiagramm	33
2 Linearität und Rauschen bestehender Systeme	39
2.1 Breitbandverstärker	40
2.1.1 Schaltungssimulation	41
2.1.2 Messung	45
2.2 FM-Verstärker	50
2.3 Bewertung	55
3 Konzeptdefinition	59
3.1 Hohe Eingangsimpedanz	60
3.2 Niedriges Rauschen	61
3.3 Linearität	63
4 Die Verstärkerzelle	71
4.1 Hochohmigkeit und Bandbreite	72

4.2	Rauschen	73
4.3	Linearität	75
4.4	Stabilität	80
4.4.1	Bisherige Betrachtungen	80
4.4.2	Die Erweiterung: die Stabilitätskarte	86
5	Die Anwendung der Verstärkerzelle	97
5.1	Das Gegenkopplungsnetzwerk	97
5.1.1	Bedingung des ebenen Frequenzgangs der Verstärkung	98
5.1.2	Bedingung der guten Linearität	103
5.1.3	Bedingung des minimale Rauschbeitrages durch die Verstärkerzelle .	105
5.2	Der Leitungsübertrager	107
5.2.1	Der Leitungsübertrager im angepaßten System	107
5.2.2	Der nichtangepaßte Leitungsübertrager	110
5.2.3	Die Kompensation vr den Leitungsübertrager	111
5.3	Der symmetrische Verstärker	115
5.3.1	Symmetrischer Verstärker mit symmetrischer Ansteuerung	115
5.3.2	Symmetrischer Verstärker mit unsymmetrischer Ansteuerung	124
5.3.3	Symmetrischer Verstärker mit symmetrischer Ansteuerung durch einen 1:2-Leitungsübertrager	127
6	Die Verstärkerzelle an Antennen – Ein Beispiel	133
6.1	Berechnung der Gegenkopplungsnetzwerke	134
6.2	Messung am Fahrzeug und Auswertung	137
	Literatur	147

Einleitung und Zusammenfassung

Einleitung

Der Wunsch, die Informations- und Kommunikationsdienste, die in ortsfesten Heimsystemen genutzt werden, auch während der Autofahrt zu nutzen, führte zur Installation dieser Dienste in Fahrzeugen. Hinsichtlich der gewünschten Vielfalt der Informationsdienste in einem Fahrzeug sind zum einen mehrere Antennen nötig und zum anderen breitbandige Empfangsanlagen gefordert. Antennen moderner mobiler Empfangssysteme werden in die Fahrzeugscheiben integriert, die die Stabantenne als Standardantenne abgelöst haben. Die bei Scheibenantennen gegenüber der Stabantenne entstandene Empfangspegel einbuße und Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses konnte hier durch Einuhren der aktiven Antenne wieder kompensiert werden. Aufgrund der verschiedenen Rundfunkdienste in unterschiedlichen Frequenzbändern werden jeweils auf diese Bänder abgestimmte Verstärker und Empfänger eingesetzt. Durch verschiedenartige Diversitysysteme wird seit einigen Jahren die Signalqualität in unterschiedlichsten Empfangssituationen verbessert. Der gegenseitige Einfluß der Komponenten Antennenstruktur, Verstärker und Empfänger bedingt die Entwicklung des Empfangssystems als Ganzes. Wünschenswert ist ein geringerer gegenseitiger Einfluß, wobei hier der erste Ansatzpunkt der Verstärker der aktiven Antenne ist.

Der Verstärker als Teil der aktiven Antenne wird in dieser Arbeit behandelt. Dabei müssen die anderen Komponenten, wie die Antennenstruktur und der FM- bzw. TV-Empfänger, und deren Einfluß auf die Verstärkerentwicklung mit betrachtet werden. Auch die Empfangsproblematik in im Fahrzeug befindliche Empfangssysteme, wie einerseits die hohen Feldstärken in der Nähe leistungsstarker Sender und andererseits die schwachen Feldstärken in versorgungsschwachen Gegenden, geht in die Betrachtungen mit ein.

Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit ist es, die Realisierbarkeit eines neuen Konzeptes hinsichtlich aktiver Antennen in mobilen Fahrzeugempfangssystemen im UKW- und TV-Bereich zu zeigen. Das vorgegebene Konzept beruht auf dem Sachverhalt, daß hochohmige Verstärker, die direkt an die Antennenstruktur geschaltet werden, andere Antennen nicht beeinflussen. Das heißt, die Antennenstruktur wird lediglich mit einem Leerlauf belastet. Folgende Vorteile erhofft man sich dadurch: Zum einen fällt das Anpassungsnetzwerk zwischen Antenne und Verstärker weg, welches verlustbehaftet ist und somit auch die Rauschzahl der aktiven Antenne verschlechtert. Zum anderen ist die Verkopplung zwischen mehreren Antennen, die z. B. in einer Fahrzeugheckscheibe implementiert sind, geringer. Eine höhere Effizienz eingesetzter Diversitysysteme wird erwartet. Auch ist das Design der einzelnen Antennenstruktur unabhängiger von den weiteren, in unmittelbarer Umgebung befindlichen Antennen. Ebenso soll der Verstärker eine große Bandbreite besitzen, um universell bei allen derzeit genutzten Frequenzbändern der FM- und TV-Bereiche eingesetzt werden zu können. Weiterhin ist geringes Rauschen und eine hohe Intermodulationsfestigkeit gefordert, was einem großen Dynamikbereich entspricht.

In Kapitel 1 werden zunächst die wichtigsten Kenngrößen und Definitionen von Antennen und Verstärker zusammengefaßt. Auch werden die dafür notwendigen Meßsysteme umrissen, mit welchen in dieser Arbeit die Messungen durchgeführt wurden.

Neben den bekannten Definitionen der Antennenimpedanz und der Richtcharakteristik einer Antenne, wird der Unterschied einer passiven Antenne zu einer aktiven dargestellt. Kennzeichnend für eine aktive Antenne ist ein Verstärker, der integrativer Bestandteil der Antenne ist [17]. Durch Wegfall der Leitung zwischen Antennenstruktur und Verstärker, läßt sich ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis des Empfangssystems erreichen. Bei einem Antennensystem, wie es in vielen Fahrzeugen Verwendung findet, ist die Verkopplung der einzelnen Antennen wegen der räumlich begrenzten Situation am Fahrzeug zu beachten [13]. Vor allem im FM-Bereich liegt die Wellenlänge in der Größenordnung der Fahrzeugabmessungen. Auch die elektrische Belastung der Antennenstrukturen führt zu einer stärkeren Verkopplung.

Um die elektrischen Eigenschaften im Kleinsignalebereich von Verstärkern zu charakterisieren, werden die in der Hochfrequenztechnik üblichen S-Parameter verwendet. Das Rauschen von Verstärkern wird mit Hilfe der Rauschzahl und einer äquivalenten Rauschspannung seriell zum Ausgang des Verstärkers beschrieben. Aussagen über die Großsignaleigenschaften lassen sich mit den Intermodulationsabständen 2. und 3. Ordnung machen. Die Intermodulationsabstände a_{K2} und a_{K3} werden bei einem Verstärkereingangspegel von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$ angegeben, welcher in etwa den typisch auftretenden Empfangspegeln in der Nähe von FM-Sendern entspricht.

Für eine anschaulichere Darstellung der Dynamik von Empfangssystemen in Fahrzeugen, wird ein sogenanntes **Pegeldiagramm** eingeführt. Aus diesem kann herausgelesen werden, wie nahe man an einen Rundfunksender mit bestimmter Sendeleistung heranfahren kann, ohne daß Störungen durch nichtlineare Verzerrungen des Empfangssystems wahrgenommen werden können. Hierzu werden folgende Pegel über der Entfernung zwischen Sender und Empfangssystem aufgetragen: die durch den Sender hervorgerufene Antennenspannung bei den Störfrequenzen f_1 und f_2 , die Intermodulationspegel 2. und 3. Ordnung eines

Antennenverstärkers, die Grenzempfindlichkeit des gestörten Empfängers und der Grenzpegel, bei dem der Intermodulationsabstand des Antennenverstärkers genauso groß ist wie der des Empfängers. Das Pegeldiagramm für die in dieser Arbeit betrachtete Verstärkerzelle ist in Abbildung 2 dargestellt.

In Kapitel 2 wird die Linearität und das Rauschen bestehender Empfangssysteme dargestellt. Exemplarisch werden ein Breitbandverstärker mit dem Feldeffekttransistor CLY 2 als aktivem Element für den TV-Bereich und ein FM-Verstärker in Bipolartechnik untersucht, wie sie derzeit in einem bestehenden System Anwendung finden.

In Abschnitt 2.1 werden Rechnerimulation und Messung bezüglich der Nichtlinearität eines TV-Breitbandverstärkers gegenübergestellt. Für die Simulation der Kleinsignalparameter (S-Parameter) wurden die vom Transistorhersteller gelieferten Daten verwendet. Bei den Intermodulationsbetrachtungen wird das Großsignalersatzschaltbild eines Feldeffekttransistors nach Materka-Kacprzak [21] herangezogen, welches auch in dem hier verwendeten Schaltungssimulationsprogramm *Microwave Harmonica*® verfügbar ist. Nach zahlreichen korrespondierenden Meß- und Simulationsreihen konnten die Parameter in dem Materka-Kacprzak-Modell derart optimiert werden, daß nun Simulation und Messung eines Verstärkers mit dem Feldeffekttransistor für verschiedenste Arbeitspunkte übereinstimmen.

Die Eigenschaften des FM-Verstärkers mit Bipolartransistor (Abschnitt 2.2) wurden lediglich zum Vergleich meßtechnisch erfaßt, da diese Technik für das neue Konzept ungeeignet ist. Die anschließende Bewertung zeigt folgendes auf: Bestehende Systeme arbeiten zumeist mit Verstärkern, deren Ein- und Ausgangsimpedanz etwa 50Ω aufweisen. Eine beidseitige Anpassungsschaltung ist notwendig, da im allgemeinen Antennen- und Empfängerimpedanz von 50Ω abweichen. Diese niederohmigen Verstärker belasten die Antennenstrukturen und bewirken eine ausgeprägte Verkopplung dieser Strukturen. Hinsichtlich der Intermodulation erweist sich der TV-Breitbandverstärker als unzulänglich. Die Intermodulationsabstände sowohl 2. als auch 3. Ordnung erweisen sich hier als zu gering. Regelungen, die z. B. durch Reduzierung des Empfangspegels die Linearität verbessern, sind unumgänglich. Bei dem FM-Verstärker sind die Intermodulationsabstände ausreichend. Bezüglich des Rauschens im FM-Bereich wird die Gesamtsystemrauschzahl einmal für ein passives Antennensystem und einmal für das bestehende aktive Antennensystem ermittelt. Anhand der Messungen am FM-Verstärker und den Angaben nach [35] der restlichen Komponenten ermittelt sich die Gesamtsystemrauschzahl des passiven Systems zu $F_{\text{sys}} = 8,9 \text{ dB}$ und die des aktiven Systems zu $F_{\text{sys}} = 7,8 \text{ dB}$. Es ergibt sich somit ein Empfindlichkeitsvorteil von $1,1 \text{ dB}$. Für den TV-Bereich ergibt sich eine von einer Referenzantenne maximal abgegebene Rauschspannung an 50Ω von $5 \text{ dB}\mu\text{V}$, gemessen bei einer Meßbandbreite von $B = 120 \text{ kHz}$. Die gemessene äquivalente Eingangsausgangsspannung des Breitbandverstärkers beträgt etwa $-15 \text{ dB}\mu\text{V}$, ebenfalls bei $B = 120 \text{ kHz}$. Das Rauschen des Breitbandverstärkers ist somit ausreichend klein. Werden die ermittelten Werte der Rausch- und Intermodulationspegel des Breitbandverstärkers zusammen mit den Störpegeln eines $100 \text{ kW}_{\text{EIRP}}$ -FM-Senders und den Grenzpegeln eines Empfängers nach [35] in das Pegeldiagramm eingetragen, so kann festgehalten werden: Man kann mit dem Breitbandverstärker etwa $5,2 \text{ km}$ an den FM-Sender heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung stören, und etwa $2,2 \text{ km}$, ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung stören.

Der Verstärker ur das neue Konzept wird in Kapitel 3 erarbeitet. Die Forderungen nach hoher Eingangsimpedanz, niedriger Rauschzahl, großer Bandbreite (40 MHz – 1 GHz) und guter Linearität ur Empfangspegel bis zu $120 \text{ dB}\mu\text{V}$ müssen eingehalten werden.

Hinsichtlich der geforderten Hochohmigkeit des neuen Verstärkers scheidet der Bipolartransistor und auch dessen Variante des Heterojunction-Transistors aus. Der Feldeffekttransistor (FET) und im speziellen der MOS-FET (**M**etall-**O**xide-**S**emiconductor-FET) sind als aktives Element geeignet. Beim Rauschen des MOS-FET muß auf das $1/f$ -Rauschen geachtet werden. Die Eckfrequenz des $1/f$ -Rauschen liegt bei dem hier favorisierten Typ CLY 2 von der Firma INFINEON unterhalb 50 MHz, und bei der geforderten Bandbreite ist dieser Wert ausreichend. Das Kanalrauschen ist bei Feldeffekttransistoren ohnehin niedrig und ermöglicht Verstärker niedriger Rauschzahl. In bezug auf die Linearität werden die drei Grundschaltungen Gate-, Source- und Drainschaltung mit Hilfe eines Rechnerprogramms untersucht. Nur bei der Drainschaltung lassen sich genügend große Intermodulationsabstände erreichen.

In Kapitel 4 wird dann dieses neue Konzept an der in Abbildung 1 dargestellten Verstärkerzelle konkret untersucht.

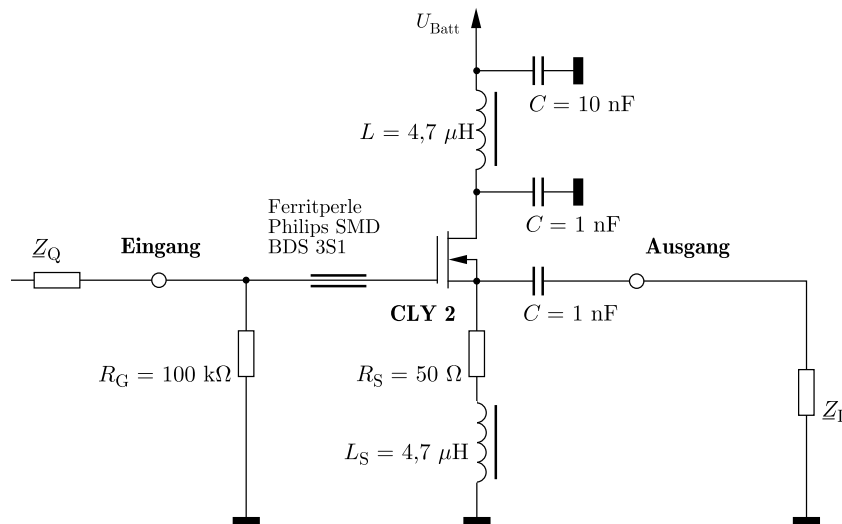


Abbildung 1: Schaltbild der Verstärkerzelle

Die Hochohmigkeit und Bandbreite dieser Verstärkerzelle genügen den Anforderungen. Im FM-Bereich (87,5 MHz – 108 MHz) entspricht die Eingangsimpedanz der Verstärkerzelle einer Kapazität von etwa 2 pF . Die Ausgangsimpedanz in diesem Bereich liegt bei etwa 8Ω reell. Die relativ geringe Verstärkung von etwa $V = 4 \text{ dB}$ im gesamten Frequenzbereich (40 MHz – 1 GHz) ist jedoch noch ausreichend, zumal eine sehr geringe Rauschzahl durch den Feldeffekttransistor erreicht wird. Diese liegt bei einer Meßbandbreite von $B = 120 \text{ kHz}$ von 40 MHz bis 1 GHz bei $F = 2,5 \text{ dB}$, was dann einer Ausgangsrauschspannung an 50Ω von $-8 \text{ dB}\mu\text{V}$ entspricht. Die Gesamtrauschzahl im FM-Bereich des neuen aktiven Systems wird somit zu $F_{\text{sys,neu}} = 7,4 \text{ dB}$ errechnet. Im Vergleich zu dem passiven System ergibt sich hier ein Empfindlichkeitsvorteil im FM-Bereich von 2 dB . In den TV-Bereichen liegt das Verstärkerrauschen mit $-8 \text{ dB}\mu\text{V}$ deutlich unter dem der Grenzempfindlichkeit von etwa $+28 \text{ dB}\mu\text{V}$ eines TV-Empfängers. Bei den Intermodulati-

onsabständen, gemessen bei einer Eingangsspannung von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$, werden Werte von mehr als $a_{K2} = 60 \text{ dB}$ und von mehr als $a_{K3} = 90 \text{ dB}$ erreicht. Wird das Pegeldiagramm in Abbildung 2 betrachtet, so zeigt sich folgendes: Man kann mit der neuen Verstärkerzelle $5,5 \text{ km}$ an den FM-Sender heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung stören, und etwa 1 km , ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung stören.

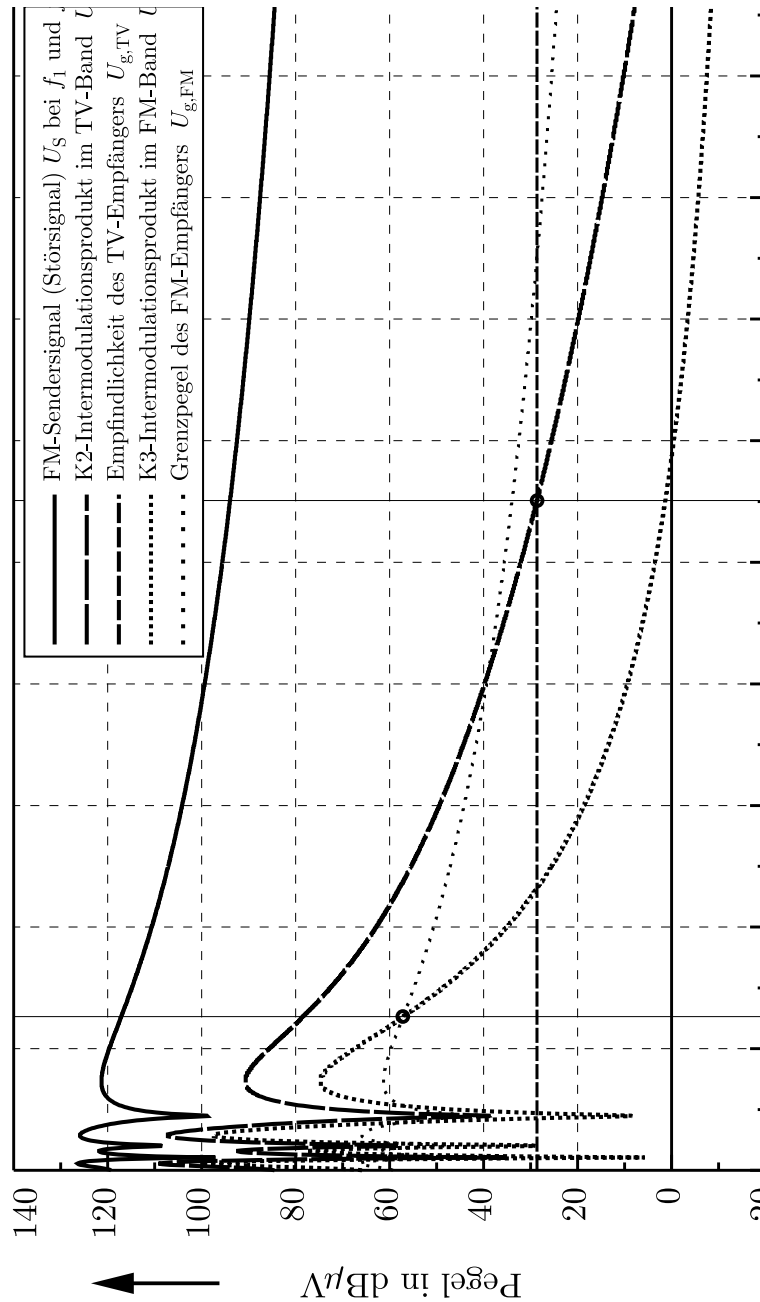


Abbildung 2: Pegeldiagramm der Verstärkerzelle

In Abschnitt 4.4 wird eine Stabilitätsbetrachtung der Verstärkerzelle angestellt. Zur Betrachtung der Stabilität werden der Stabilitätsfaktor K und die Stabilitätskreise herangezogen. Es zeigt sich, daß mit Hilfe einer geeigneten Ferritperle direkt am Gate des FET die Stabilität wesentlich erhöht werden kann. Um aussagekräftigere Betrachtungen bezüglich der Stabilität anzustellen, wird die **Stabilitätskarte** eingeführt. Diese ist die konforme Abbildung der gesamten Γ_{in} -Ebene (Eingangsreflexionsfaktor der Verstärkerzelle) bzw. Γ_{out} -Ebene (Ausgangsreflexionsfaktor der Verstärkerzelle) in die Γ_{L} -Ebene (Lastimpedanz am Ausgang der Verstärkerzelle) bzw. Γ_{Q} -Ebene (Quellimpedanz am Eingang der Verstärkerzelle). Abbildung 3 zeigt beispielhaft die Stabilitätskarte der Γ_{L} -Ebene für die Verstärkerzelle bei $f = 500$ MHz.

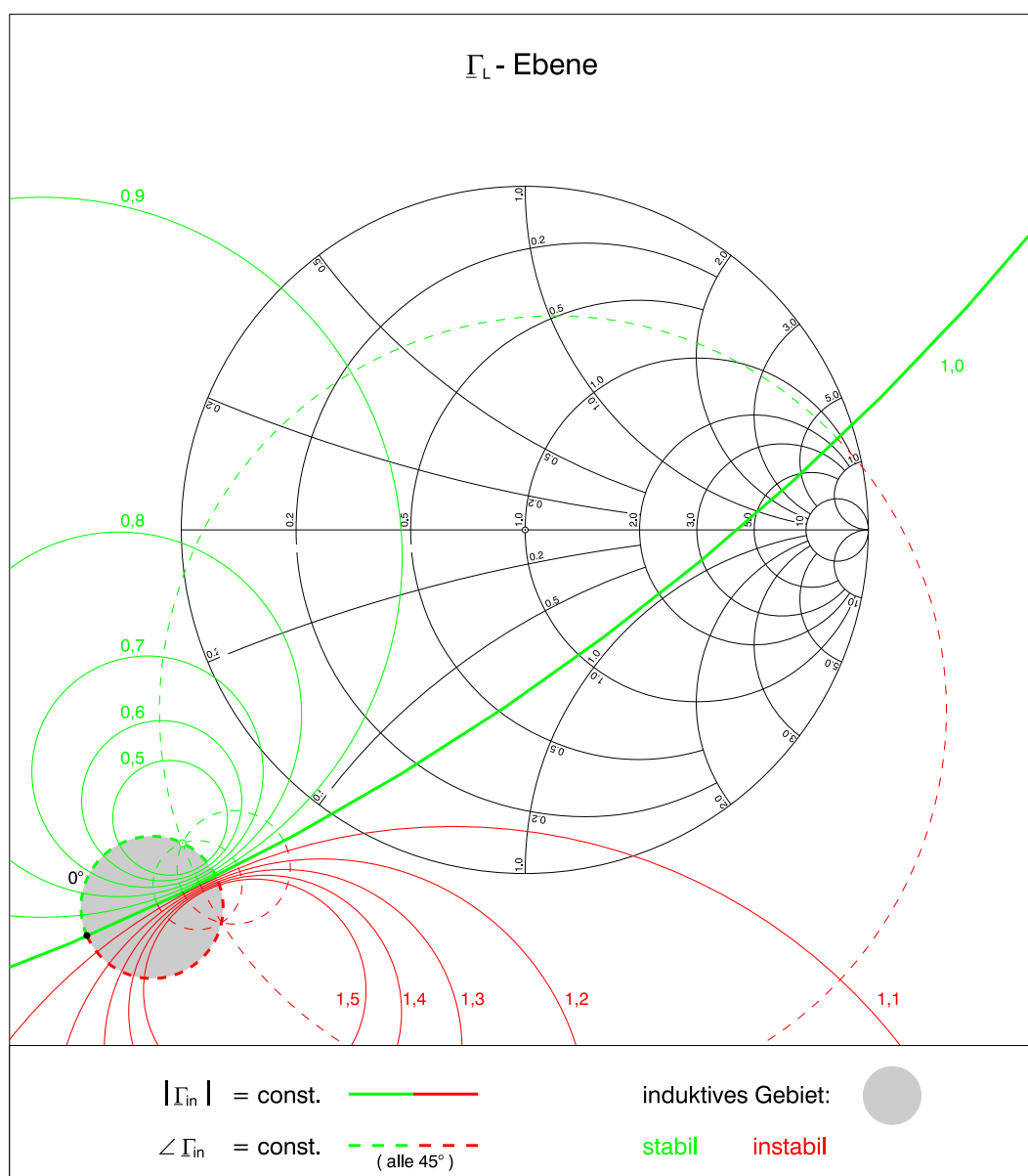


Abbildung 3: Die Stabilitätskarte der Γ_{L} -Ebene

Anhand dieser Stabilitätskarte kann abgelesen werden, wie stark der Verstärker zum Schwingen neigt. Ist für alle Lastimpedanzen \underline{Z}_L im rot markierten Bereich $|\underline{\Gamma}_{in}|$ kaum größer als 1, so ist die Schwingneigung gering. Erreicht jedoch $|\underline{\Gamma}_{in}|$ sehr große Werte oder wird gar der Punkt $|\underline{\Gamma}_{in}| \rightarrow \infty$ mit passiven Lastimpedanzen erreicht, so ist die Schwingneigung sehr groß. Weiterhin kann bei genauerer Auswertung zu jeder Lastimpedanz die wirkende Eingangsimpedanz des Verstärkers abgelesen bzw. errechnet werden. Die Verstärkerzelle wirkt für alle Lastimpedanzen an ihrem Eingang kapazitiv. Analog lassen sich diese Betrachtungen für die Stabilitätskarte der $\underline{\Gamma}_Q$ -Ebene anstellen. Überprüft wird die Stabilität der Zelle mit einer Vielzahl von Kombinationen der Quell- und Lastimpedanz. Die Verstärkerzelle ist für **alle** passiven Quellimpedanzen \underline{Z}_Q stabil, solange die im folgenden Smithdiagramm markierten Lastimpedanzen \underline{Z}_L verboten werden:

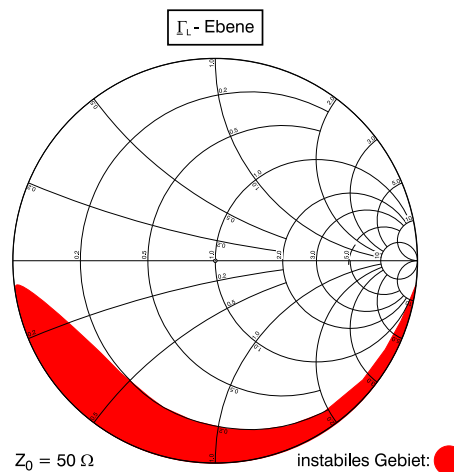


Abbildung 4: Stabilität – Verbotene Lastimpedanzen \underline{Z}_L

In Kapitel 5 werden zwei Beschaltungsmöglichkeiten der Verstärkerzelle behandelt. Abschnitt 5.1 behandelt die erste Anwendung, ein Anpassungsnetzwerk am Ausgang der Verstärkerzelle. Dieses Netzwerk soll die folgenden Aspekte erfüllen:

1. Konstante Leistung am Ausgang des Verstärkers über der Frequenz durch frequenzabhängige Gegenkopplung bei verschiedenen Antennenimpedanzen.
2. Diejenigen Antennenimpedanzen, bei denen ein geforderter minimaler Intermodulationsabstand nicht unterschritten wird.
3. Diejenigen Antennenimpedanzen, bei denen das Rauschen der Verstärkerzelle unterhalb des von der Empfangsantenne abgegebenen Rauschens liegt.

Diese Betrachtungen werden exemplarisch für das FM-Rundfunkband (87,5 MHz – 108 MHz) angestellt. Die Auswertung der Gleichung für den allgemeinen Übertragungsgewinn eines beidseitig beliebig abgeschlossenen Zweitors ergibt die notwendige Lastimpedanz am Ausgang des Zweitors zu einer gegebenen Quellimpedanz am Eingang des Zweitors. Dabei entspricht hier die Lastimpedanz der Impedanz des Gegenkopplungsnetzwerkes, und die Quellimpedanz entspricht der Antennenimpedanz. Durch eine geeignete

Darstellung der Gleichung läßt sich zeigen, daß die Filteradmittanz des Gegenkopplungsnetzwerkes ur eine Antennenimpedanz auf einem Kreis liegt. Dieser ist in erster Näherung ein Kreis mit konstantem Leitwert. Soll der Frequenzgang der Signalausgangsspannung der Verstärkerzelle ur alle Antennenimpedanzen über der Frequenz einen konstanten Pegel aufweisen, so erhält man eine Vielzahl solcher G_{Filter} -Kreise. Das Gegenkopplungsnetzwerk muß derart gestaltet werden, daß es diese G_{Filter} -Kreise erullt.

Mit Hilfe des Gegenkopplungsnetzwerkes soll auch die Bedingung der guten Intermodulationseigenschaften erullt werden. Das Netzwerk am Ausgang der Verstärkerzelle wirkt als frequenzabhängige Gegenkopplung. Je hochohmiger das Netzwerk wirkt, desto stärker ist die Gegenkopplung und desto größer sind die erreichten Intermodulationsabstände. Aufgrund von Empfindlichkeitsmessungen im Labor hinsichtlich der Bauteiletoleranz des Netzwerkes, stellt sich heraus, daß nur Admittanzen von $\Re\{Y_{\text{Filter}}\} = G_{\text{Filter}} \leq 1 \text{ mS}$ praktikabel sind. In der Z_{Antenne} -Ebene wird zu jeder Antennenimpedanz die entsprechend notwendige Filteradmittanz eingetragen. Die Filteradmittanzen mit $G_{\text{Filter}} \leq 1 \text{ mS}$ werden dabei als Gebiet gekennzeichnet.

Ebenso wird untersucht, welche minimalen Antennenimpedanzen zulässig sind, ohne daß das Rauschen der Verstärkerzelle dominiert. Aufgrund der gemessenen Rauschdaten der Verstärkerzelle und des Antennenrauschens ergibt sich eine minimal zulässige Antennenimpedanz, deren Realteil größer als $8,7 \Omega$ sein muß. Das Gebiet mit $R_{\text{Antenne}} \leq 8,7 \Omega$ wird in der Z_{Antenne} -Ebene ebenfalls gekennzeichnet. Im restlichen, nichtmarkierten Gebiet dürfen die Antennenimpedanzen liegen.

In Abschnitt 5.2 wird eine Möglichkeit aufgezeigt, mit Hilfe eines Leitungsübertragers nach dem Prinzip von Guanella [11] am Eingang der Verstärkerzelle die Verstärkung zu erhöhen. Dabei müssen die Forderungen nach Hochohmigkeit, großer Bandbreite, geringem Rauschen und hoher Linearität weiterhin eingehalten werden. Somit kommt nur ein sehr verlustarmer Leitungsübertrager in Frage. Nach Laboruntersuchungen, bei denen zahlreiche Übertrager in verschiedenen Ausührungsformen gewickelt wurden, kommt ein Leitungsübertrager mit einem Spannungsübersetzungsverhältnis von 1:2 zur Anwendung. Aufgebaut ist dieser aus zwei gleichlangen 50Ω -Koaxialleitungen, welche auf einem Ferritringkern aufgewickelt sind. In dieser Anwendung ist der Leitungsübertrager beidseitig nicht widerstandsrichtig angepaßt. Deswegen ist eine zusätzliche Kompensation in Form einer kleinen Serieninduktivität nötig, die zwischen Übertrager und Verstärkerzelle geschaltet wird. Die Gesamtverstärkung im FM-Bereich wird auf 10 dB erhöht und ist im TV-Bereich immer größer als 5 dB. Dabei wurden das geringe Rauschen und gute Intermodulationsabstände beibehalten.

In Abschnitt 5.3 wird die symmetrische Ergänzung der Verstärkerzelle untersucht. Zwei Verstärkerzellen werden hierzu derart verschaltet, daß sie einen symmetrischen Verstärker wie in Abbildung 5 bilden. Durch den Kompensationseffekt bei symmetrischen Verstärkerschaltungen werden die Pegel der Intermodulationsprodukte 2. Ordnung erheblich reduziert. Dabei kommt es sowohl auf den symmetrischen Aufbau der Verstärkerzellen als auch auf die symmetrische Ansteuerung derselben an. Bei dem in Abbildung 5 dargestellten symmetrischen Verstärker wird eine Verstärkung von etwa 2 dB erreicht. Die Hochohmigkeit des Verstärkereingangs bleibt erhalten und das Ausgangsrauschen ist mit seinen gemessenen $-9 \text{ dB}\mu\text{V}$ (Meßbandbreite $B = 120 \text{ kHz}$) sehr niedrig.

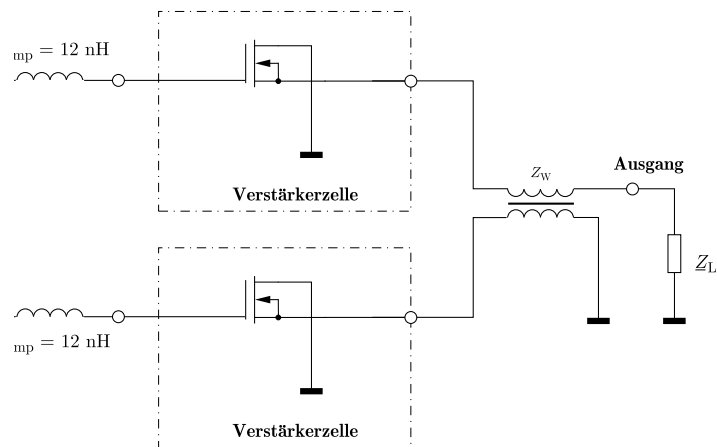


Abbildung 5: Symmetrische Ergänzung der Verstärkerzelle – symmetrische Ansteuerung

Der Intermodulationsabstand a_{K2} ist bei einem Eingangspegel von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$ größer als 77 dB . Er ist somit um etwa 20 dB verbessert worden. Der Intermodulationsabstand a_{K3} ist größer als 92 dB . Bei beiden Intermodulationsmessungen sind die Meßfrequenzen im FM-Bereich $f_1 = 102 \text{ MHz}$ und $f_2 = 96 \text{ MHz}$ eingestellt worden. Abbildung 6 zeigt das Pegeldiagramm, in dem die Signal- und Störpegel des symmetrischen Verstärkers eingetragen sind. Man kann ablesen, daß etwa $2,8 \text{ km}$ an einen $100 \text{ kW}_{\text{EIRP}}$ -FM-Sender herangefahren werden kann, ohne daß sich die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung im Fernsehbereich bemerkbar machen. Etwa $0,7 \text{ km}$ kann man heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung den FM-Hörrundfunk stören. Es kann mit der symmetrischen Ergänzung der Verstärkerzelle wesentlich näher an einen leistungsstarken Sender herangefahren werden als mit der einzelnen Verstärkerzelle.

Weiterhin wurde der symmetrische Verstärker bei unsymmetrischer Ansteuerung betrachtet. Dabei wurden im Vergleich mit symmetrischer Ansteuerung fast identische Meßwerte erreicht. Somit ist es möglich, an diesen symmetrischen Verstärker sowohl symmetrische als auch unsymmetrische Antennenstrukturen anzuschließen.

Um die Verstärkung zu erhöhen, wurde statt des 1:1 Übertragers am Eingang des symmetrisch angesteuerten Verstärkers ein 1:2-Leitungsübertrager geschaltet. Die Verstärkung konnte im FM-Bereich auf etwa 8 dB erhöht werden, ohne daß die Hochohmigkeit des Eingangs verschlechtert wurde. Das Ausgangsrauschen ist hierbei immer noch kleiner als $-5 \text{ dB}\mu\text{V}$. Der Intermodulationsabstand a_{K2} beträgt hier 73 dB und der Abstand a_{K3} noch 90 dB .

Abschließende Messungen bei verschiedenen Temperaturen haben gezeigt, daß in einem weiten Temperaturbereich von etwa -20°C bis etwa $+100^\circ\text{C}$ die Intermodulationsabstände kaum verschlechtert werden. Damit genügt der Verstärker den Anforderungen für den Einsatz in Fahrzeugen.

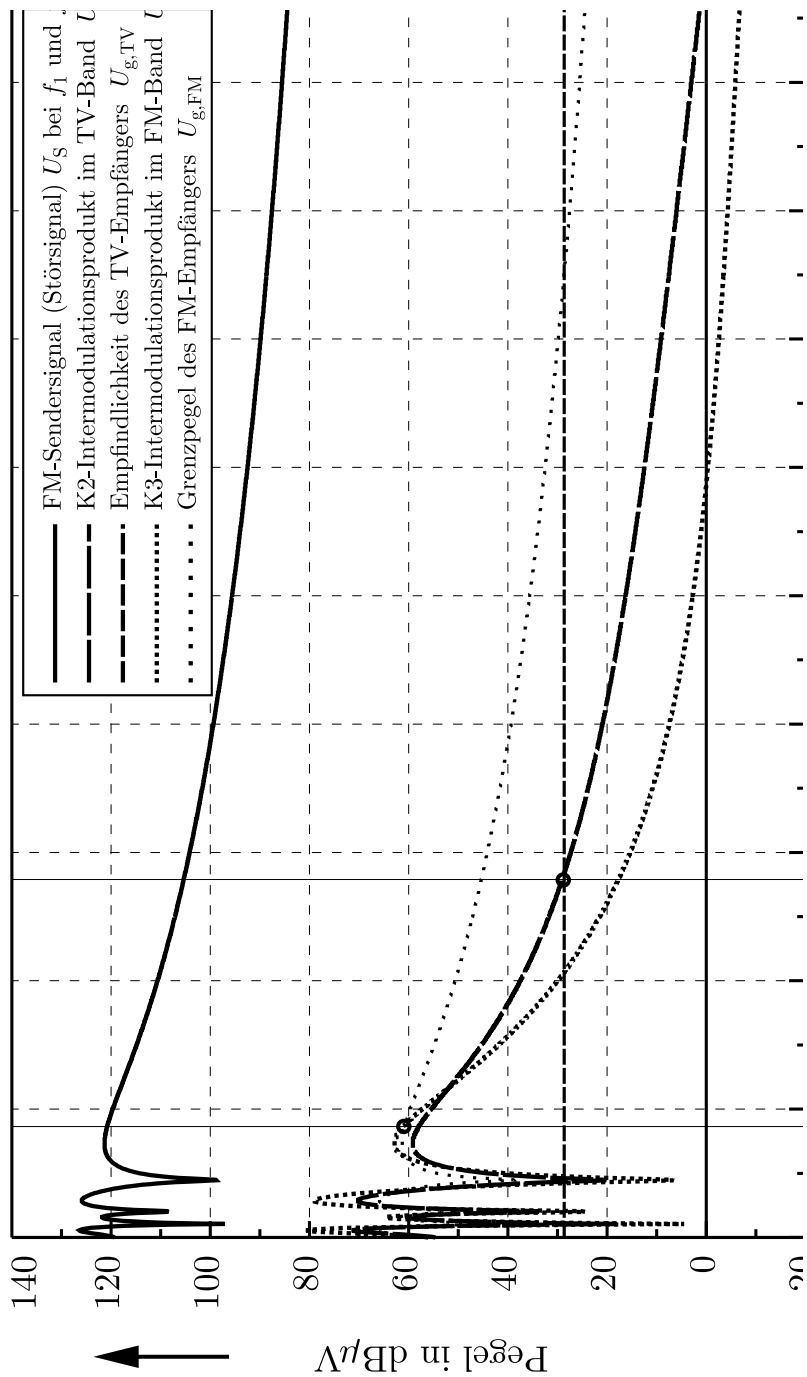


Abbildung 6: Pegeldiagramm des symmetrischen Verstärkers – symmetrische Ansteuerung

Abschließend wird in Kapitel 6 ein Antennensystem in einem Fahrzeug mit diesen neuen Verstärkerzellen ausgerüstet und untersucht. Anhand einer Antennenstruktur wird in einem ersten Schritt das notwendige Gegenkopplungsnetzwerk dimensioniert. Die Filteradmittanzkreise werden errechnet und dann das Netzwerk als T-Filterstruktur derart optimiert, daß der Frequenzgang der Ausgangsspannung von der verschalteten Verstärkerzelle nahezu eben ist. Mit diesem Verfahren werden insgesamt vier Verstärkerzellen an Antennenstrukturen angepaßt, die dann ein Antennendiversitysystem für den FM-Rundfunkdienst bilden. Anschließende Messungen dieser aktiven Antennen, die auf dem am Institut entwickelten Meßplatz durchgeführt wurden, zeigen, daß die über das Richtdiagramm gemittelten Ausgangspegel über der Frequenz nahezu eben sind. Im Vergleich zu einer Stabantenne als Referenz, sind die Ausgangspegel gleich dem der Referenzantenne bzw. liegen bis zu 5 dB darüber. Die Berechnung der bereits in [35] und [36] definierten und vorgestellten Signalqualität zeigt im Vergleich zu einem bestehenden Diversitysystem im gleichen Fahrzeug eine mittlere Verbesserung von 3 dB. Verifiziert wird die bessere Entkopplung der mit den neuen Verstärkerzellen beschalteten Antennenstrukturen durch Pegelmessungen an einer Antenne. Dabei werden die verbleibenden Antennenstrukturen einmal im Leerlauf betrieben und einmal mit einer hochohmigen Verstärkerzelle beschaltet. Das Ergebnis ist jeweils ein nahezu identischer Pegelverlauf, was auf eine sehr gute Entkopplung schließen läßt.

Festgehalten kann werden, daß mit dem neuen Verstärkerkonzept die Entwicklung besserer mobiler Antennensysteme möglich ist. Wegen der Hochohmigkeit der Verstärkerzelle und der damit verbundenen Entkopplung der Antennenstrukturen, lassen sich diese weitgehend unabhängig voneinander entwickeln. Die Breitbandigkeit erlaubt den Einsatz sowohl im FM-Bereich als auch im TV-Bereich, wobei wegen der geringeren Verstärkung im TV-Frequenzbereich eine zweite Verstärkerstufe notwendig ist. Rauschen und Linearität konnten breitbandig verbessert werden, so daß die Dynamik aktiver Antennen wesentlich vergrößert wurde. Somit kann wesentlich näher an leistungsstarke Störsender herangefahren werden, ohne daß Störungen vom Nutzer wahrgenommen werden können.

Kapitel 1

Kenngrößen, Definitionen, Meßsysteme

1.1 Antennen und Antennensysteme im Automobilbereich

1.1.1 Passive Antennenstruktur

Die folgende Abbildung zeigt schematisch eine passive Antenne und ihr Ersatzschaltbild.

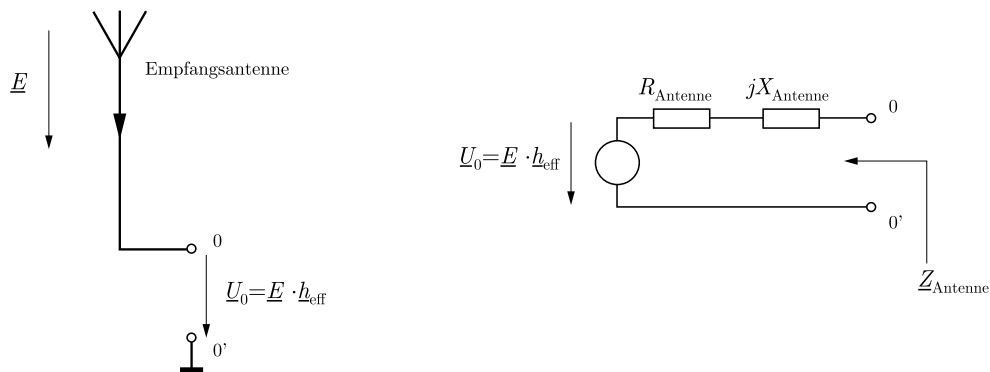


Abbildung 1.1: Empfangsantenne mit Ersatzschaltbild

Am Fußpunkt einer Empfangsantenne entsteht an den Klemmen 0-0' eine Leerlaufspannung \underline{U}_0 , wenn jene einer Feldstärke \underline{E} ausgesetzt ist und eine effektive Höhe h_{eff} besitzt. Dabei ist die effektive Höhe als Proportionalitätsfaktor zu interpretieren, der das Verhältnis zwischen der Feldstärke am Ort der Antenne und der abgegebenen Leerlaufspannung der Antenne beschreibt. Im allgemeinen ist h_{eff} komplex. Es wird jedoch häufig nur der Betrag h_{eff} angegeben.

$$\underline{U}_0 = \underline{E} \cdot h_{\text{eff}} \quad (1.1)$$

Dabei hängt die effektive Höhe h_{eff} von den geometrischen Abmessungen der Antenne und der direkten Umgebung der Antenne ab. Bei Autoantennen spielt das Auto als direkte Umgebung eine große Rolle.

Die Antennenimpedanz setzt sich aus einem Real- und Imaginärteil zusammen und ist ebenfalls von der Geometrie und direkten Umgebung der Antenne abhängig. Der Realteil R_{Antenne} ist die Summe aus dem Strahlungswiderstand $R_{A,r}$ und dem Verlustwiderstand $R_{A,v}$ der Antenne. Der Strahlungswiderstand $R_{A,r}$ ist definiert als der äquivalente ohmsche Widerstand, an den die empfangene Leistung abgegeben würde. Der Imaginärteil X_{Antenne} ist ein Maß für die Blindleistung, die in der Antenne selbst bzw. in unmittelbarer Nähe der Antenne gespeichert ist.

$$\underline{Z}_{\text{Antenne}} = R_{\text{Antenne}} + j \cdot X_{\text{Antenne}} = (R_{A,r} + R_{A,v}) + j \cdot X_{\text{Antenne}} \quad (1.2)$$

Weiterhin ist das Richtdiagramm einer Antenne von Wichtigkeit. Hierbei wird die Richtcharakteristik \underline{C}_A einer Antenne in einer anzugebenden Schnittebene graphisch dargestellt. Die Richtcharakteristik \underline{C}_A läßt sich für einfache Antennen analytisch berechnen, muß für kompliziertere Formen jedoch numerisch berechnet oder gemessen werden. Sie wird meist auf den Maximalwert bezogen angegeben.

$$C_A(\varphi, \vartheta) = |\underline{C}_A(\varphi, \vartheta)| = \left| \frac{E(\varphi, \vartheta)}{E_{\text{max}}} \right| \quad (1.3)$$

mit φ und ϑ als Koordinaten im Kugelkoordinatensystem (r, φ, ϑ) .

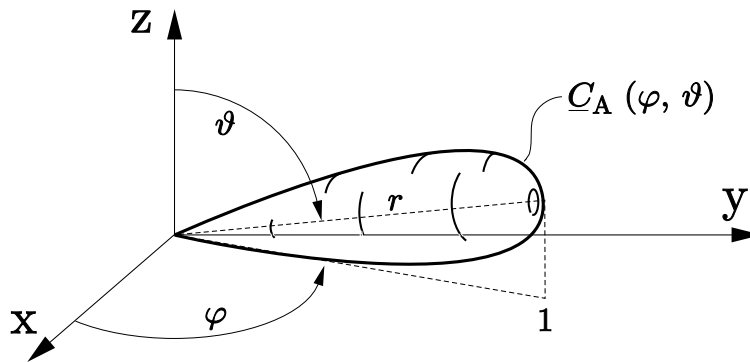


Abbildung 1.2: Beispiel eines Richtdiagrammes einer Antenne

1.1.2 Aktive Antenne

Als aktiv wird dann eine Antenne bezeichnet, wenn der Verstärker integrativer Bestandteil der Antenne ist [17]. Eine Trennung von Antennenstruktur und Verstärkerteil ist nicht mehr praktikabel, ohne daß die Funktion hinsichtlich der Empfangseigenschaften negativ beeinträchtigt wird. Der Vorteil der aktiven Antenne gegenüber einer passiven Antenne besteht in einem besseren Signal-Rausch-Verhältnis (S/N -Verhältnis).

Bei einem passiven Antennensystem müssen Antenne und Empfänger wegen der räumlichen Trennung mittels einer Leitung und einem Leistungsanpassungsnetzwerk verbunden werden. Im Fahrzeug sind die nötigen Leitungslängen erheblich (1 m – 5 m). Dadurch entstehen Verluste, die das S/N -Verhältnis drastisch verschlechtern. Weiterhin bedeutet die lange Leitung eine kapazitive Last der Antenne, was zu erheblichem Empfindlichkeitsverlust uhr [35].

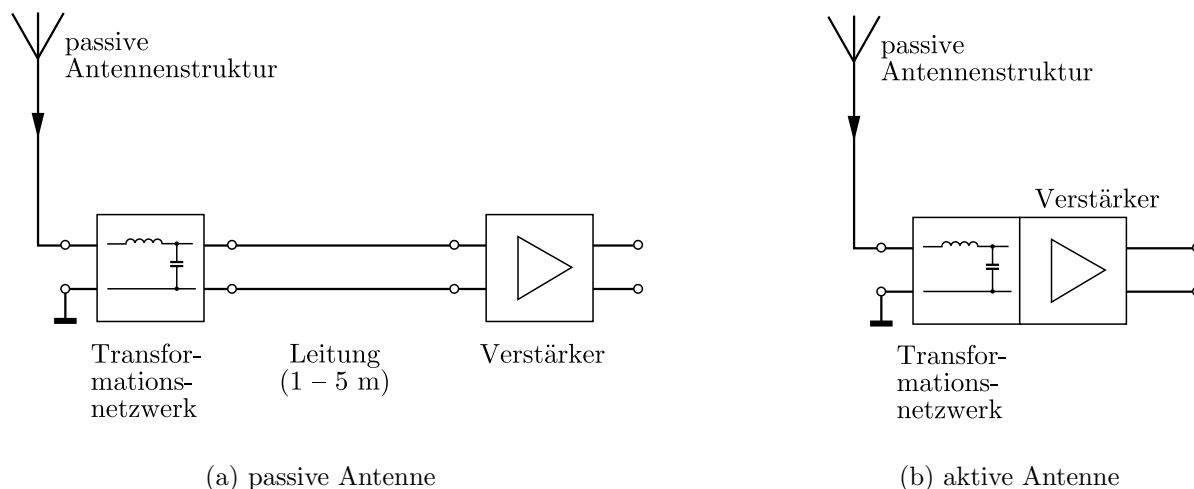


Abbildung 1.3: Blockschaltbilder der passiven und aktiven Antenne

Bei einer aktiven Antenne hingegen, entfällt die lange Leitung zwischen Antenne und Verstärkerteil. Dies verdeutlicht die Abbildung 1.3(a) und 1.3(b). Man erreicht bei geeigneter Wahl der Verstärkerkomponenten ein wesentlich besseres S/N -Verhältnis.

Für die passive Antennenstruktur der aktiven Antenne gelten natürlich die gleichen Gesetzmäßigkeiten, wie sie im vorigen Abschnitt 1.1.1 „Passive Antennenstruktur“ diskutiert worden sind.

1.1.3 Antennensysteme

Im Automobilbereich werden auch Antennensysteme eingesetzt, die eine bessere Empfangsqualität bieten als eine einzelne Antenne. Hierbei gibt es verschiedene Möglichkeiten, mehrere Antennen zu kombinieren oder einzelne mit Hilfe eines Prozessors auszuwählen

[43, 18, 19, 37]. Hierbei sind die Diversity-Strategien für gleichen Empfangskanal von Bedeutung. Oft ist es aufgrund der räumlich begrenzten Situation am Auto nur möglich, mehrere Antennen für ein solches System in einer Fahrzeugscheibe unterzubringen. Die folgende Abbildung 1.4 zeigt beispielhaft eine mögliche Mehrantennenanordnung mit 6 Antennen in einer Heckscheibe eines Fahrzeugs.

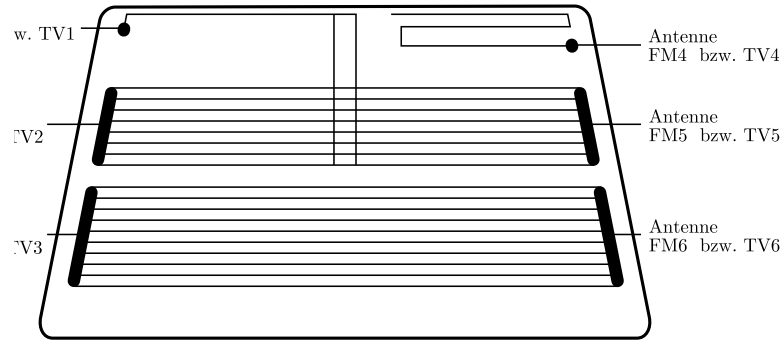


Abbildung 1.4: Antennensystem in einer Heckscheibe eines Fahrzeugs (Beispiel)

Bei einer solchen Anordnung sind verschiedene Aspekte zu betrachten: Die Verkopplung der Antennen und die Richtdiagrammbeeinflussung durch diese Verkopplung und auch durch die Autokarosserie. Im FM-Hörrundfunkbereich beträgt die Freiraumwellenlänge etwa 3 m. Vergleicht man dies mit den Abmessungen einer Autoheckscheibe ($\approx 1,50$ m), so ist eine starke Verkopplung offensichtlich. Die Verkopplung soll anhand der folgenden Abbildung 1.5 verdeutlicht werden.

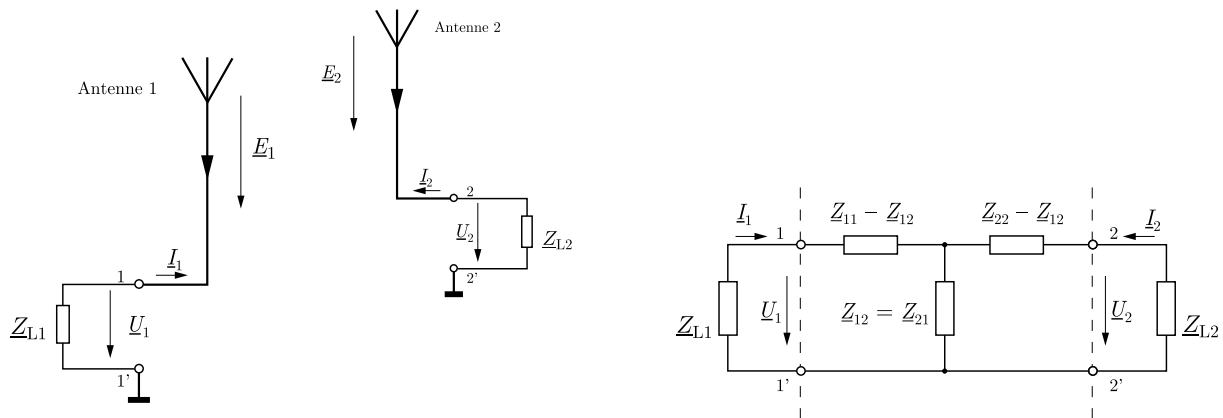


Abbildung 1.5: Zwei gekoppelte Antennen mit Ersatzschaltbild

Zu sehen sind in Abbildung 1.5 zwei Antennen, die jeweils mit einer Lastimpedanz belastet sind. Daneben ist das korrespondierende Ersatzschaltbild dargestellt. In diesem ist ein äquivalentes Zweitor eingekührt, welches die Verkopplung der Antennen beschreibt. Aufgrund der Reziprozität passiver Antennen sind die Parameter Z_{12} und Z_{21} gleich. Angenommen wird bei folgender Beschreibung, daß Antenne 1 mit ihrem abgegebenen elektromagnetischen Feld die Antenne 2 beeinflusst. Aufgrund der Reziprozität gilt die Beschreibung auch für den umgekehrten Fall.

Die Schaltungsanalyse ergibt:

$$\text{Verkopplungsimpedanz} \quad \underline{Z}_{12} = \frac{U_2 - I_2 \cdot \underline{Z}_{22}}{I_1} \quad (1.4)$$

Aus der Formel 1.4 ist folgendes abzulesen: Wird die Antenne 2 stärker belastet, d. h. I_2 steigt bzw. \underline{Z}_{L2} sinkt, so steigt die Verkopplungsimpedanz. Die Verkopplungsimpedanz ist direkt proportional zur Spannung \underline{U}_2 und somit auch direkt proportional zur Feldstärke \underline{E}_2 am Ort der Antenne 2. Sind die Antennen räumlich nahe beieinander, so steigt die Feldstärke \underline{E}_2 und somit auch die Verkopplungsimpedanz \underline{Z}_{12} . Steigende Verkopplungsimpedanz bedeutet stärkere Verkopplung der Antennen [13, 46].

1.1.4 Meßplatz im Freifeld

Um Antennen und im besonderen Antennen am Fahrzeug zu messen, wurde am Lehrstuhl für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München ein Antennenmeßplatz im Freifeld entwickelt und gebaut. Schematisch ist dieser in der Abbildung 1.6 zu sehen.

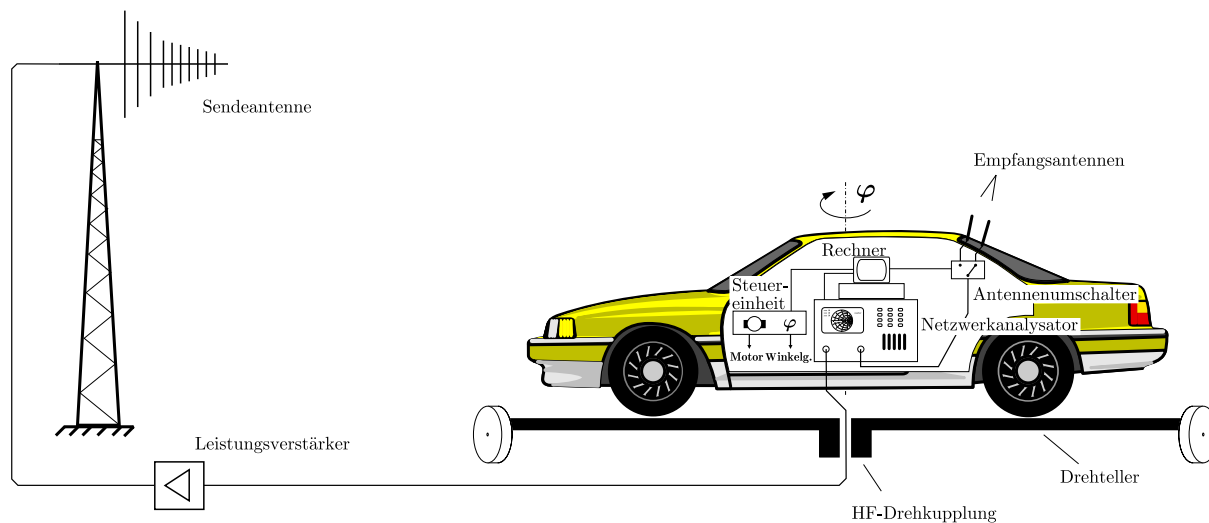
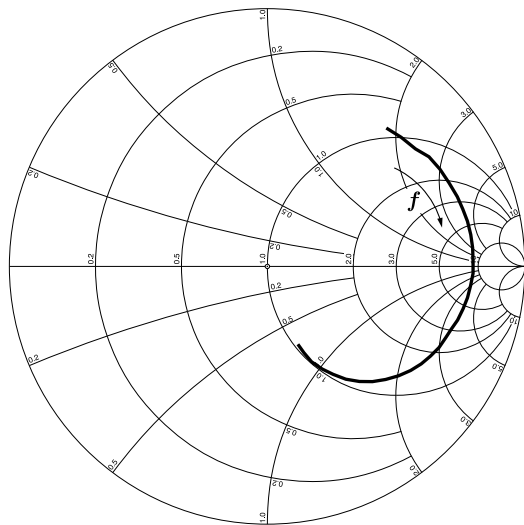


Abbildung 1.6: Antennenmeßplatz der Universität der Bundeswehr München

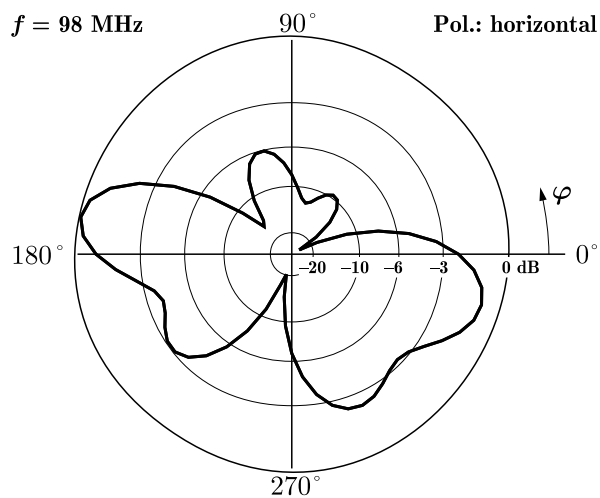
Kern dieses Meßplatzes ist eine logarithmisch-periodische Sendeanenne und ein Drehteller, auf dem ein Fahrzeug mit den implementierten Empfangsantennen steht. Der Abstand zwischen Fahrzeug und Sendeanenne beträgt etwa 50 m. Das Fahrzeug befindet sich bei gegebener Antenne und gegebenem Abstand bei vernachlässigbarem Fehler für Frequenzen oberhalb von 50 MHz im Fernfeld. Die Sendeanenne wird über einen Leistungsverstärker von dem Netzwerkanalysator gespeist. Notwendig ist der Leistungsverstärker, da wegen der Kabel- und der Freiraumdämpfung die Leistung des Netzwerkanalysators nicht ausreichen würde, um ein genügend großes Meßsignal zu empfangen.

Das System wird von einem Rechner gesteuert, der ebenfalls die Meßdaten liest und abspeichert. Gesteuert werden der Drehteller über einen Motor mit Winkelgeber, der Netzwerkanalysator und ein Antennenschalter. Der Antennenschalter schaltet auf die zu messende Antenne. Mit dem Netzwerkanalysator werden die Antennenimpedanzen über der Frequenz gemessen und auch der Empfangspegel der Autoantennen in Abhängigkeit vom Drehwinkel φ . Der Drehwinkel beginnt bei 0° , wenn das Auto mit seiner Längsachse zur Sendeantenne hin orientiert ist, und endet wieder in der gleichen Position bei $\varphi = 360^\circ$. Man mißt das Richtdiagramm der Empfangsantenne am Fahrzeug in äquidistanten Winkelschritten über den gewünschten Frequenzbereich. Weiterhin wird der Ausgangspegel einer Empfangsantenne über der Frequenz angegeben. Dabei wird bei jeweils einer Meßfrequenz der Ausgangspegel über den gesamten Drehwinkelbereich von 360° geometrisch gemittelt. Als Beispiel ist im folgenden eine gemessene Antennenimpedanz, ein Richtdiagramm und der Ausgangspegel über der Frequenz einer gemessenen Antenne dargestellt:

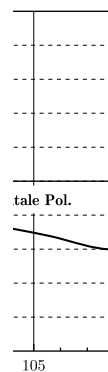
$f = 87,5 \text{ MHz} - 108 \text{ MHz}$



(a) Antennenimpedanz ($Z_0 = 50 \Omega$)



(b) Horizontales Richtdiagramm



(c) Mittlerer Empfangspegel

Abbildung 1.7: Charakteristiken einer passiven FM-Scheibenantenne als Beispiel

1.2 Verstärker

1.2.1 S-Parameter

Hinsichtlich des Kleinsignalverhaltens ist ein Zweitor vollständig durch die Streuparameter (S-Parameter) charakterisiert [1]. Bei einem Verstärker zum Beispiel werden die vier S-Parameter folgendermaßen definiert:

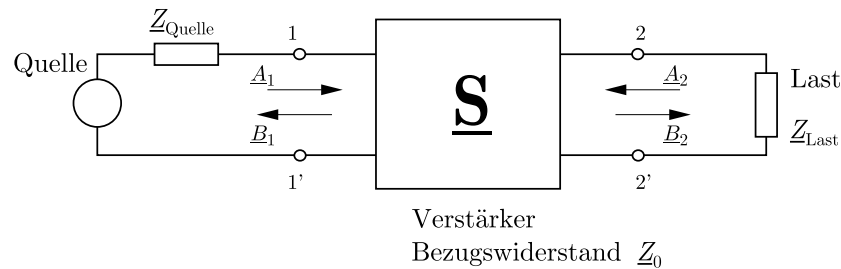


Abbildung 1.8: Blockschaltbild eines Zweitors mit S-Parametern

\underline{A}_1 ist die einfallende und \underline{B}_1 die ausfallende Welle an Tor 1 (1–1') mit dem Bezugswiderstand Z_0 . \underline{A}_2 ist die einfallende und \underline{B}_2 die ausfallende Welle an Tor 2 (2–2') mit dem Bezugswiderstand Z_0 . Sind Quell- und Lastimpedanz gleich dem Bezugswiderstand Z_0 , so lassen sich folgende Ausdrücke anhand der Abbildung 1.8 herleiten:

$$\begin{aligned} \underline{S}_{11} &= \left. \frac{\underline{B}_1}{\underline{A}_1} \right|_{\underline{A}_2=0} && \text{Eingangsreflexionsfaktor} \\ \underline{S}_{12} &= \left. \frac{\underline{B}_1}{\underline{A}_2} \right|_{\underline{A}_1=0} && \text{komplexer Wellenübertragungsfaktor} \\ \underline{S}_{21} &= \left. \frac{\underline{B}_2}{\underline{A}_1} \right|_{\underline{A}_2=0} && \text{komplexer Wellenübertragungsfaktor} \\ \underline{S}_{22} &= \left. \frac{\underline{B}_2}{\underline{A}_2} \right|_{\underline{A}_1=0} && \text{Ausgangsreflexionsfaktor} \end{aligned}$$

Die S-Parameter \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} werden meist in ihrer Amplitude und Phase erfaßt und dargestellt. Die Erfassung von Amplitude und Phase ist bei einer z. B. konjugiert komplexen Anpassung wichtig. Die S-Parameter \underline{S}_{21} und \underline{S}_{12} werden meist nur bezüglich ihres Betrags erfaßt und dargestellt. Dabei wird dann bei einem HF-Verstärker \underline{S}_{21} als Verstärkung V und \underline{S}_{12} als Isolation interpretiert. Die Phase bzw. Laufzeit ist vor allem bei Verstärkern von untergeordneter Bedeutung. Verstärkung und Isolation werden daher oft im logarithmischen Maßstab in dB angegeben:

$$\begin{aligned} \text{Verstärkung } V &= 10 \cdot \log |\underline{S}_{21}| && \text{in dB} \\ \text{bzw. Isolation} &= 10 \cdot \log |\underline{S}_{12}| && \text{in dB} \end{aligned}$$

Meßaufbau:

Im folgenden ist in einem Blockschaltbild der Meßaufbau zu sehen, mit welchem alle in dieser Arbeit gemessenen S-Parameter gemessen wurden.

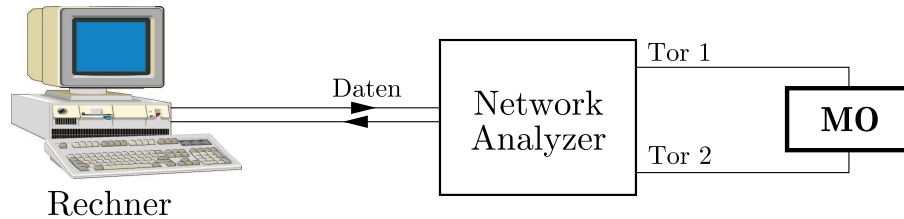


Abbildung 1.9: Blockschaltbild des in dieser Arbeit verwendeten Meßplatzes

In Abbildung 1.9 ist als Meßgerät ein an ein Meßobjekt MO angeschlossener Netzwerkanalysator zu sehen. Dieser mißt an seinen Toren 1 und 2 jeweils die ein- und ausfallenden Wellen bei der eingestellten Frequenz. Der Rechner ist über eine IEEE-Schnittstelle mit dem Netzwerkanalysator verbunden und steuert diesen. Die vom Netzwerkanalysator gemessenen S-Parameter werden in den Rechner eingelesen und stehen ur eine weitere Verarbeitung zur Verfügung.

Hinsichtlich der S-Parameter ist eine erreichte Genauigkeit, bedingt durch den Netzwerkanalysator, von besser als $\pm 5\%$ der gemessenen Größen zufriedenstellend.

1.2.2 Rauschen von Verstärkern

Ein rauschendes Zweitor, z. B. ein Verstärker, kann dargestellt werden durch ein rauschfreies Zweitor mit vorgeschaltetem Rauschzweitor [1, 16]. Die Wirkung der realen Rauschquellen innerhalb des Zweitors wird dabei durch äquivalente Ersatzrauschquellen außerhalb des Zweitores beschrieben. Eine mögliche Form der Rauschquellenanordnung zeigt die folgende Abbildung 1.10.

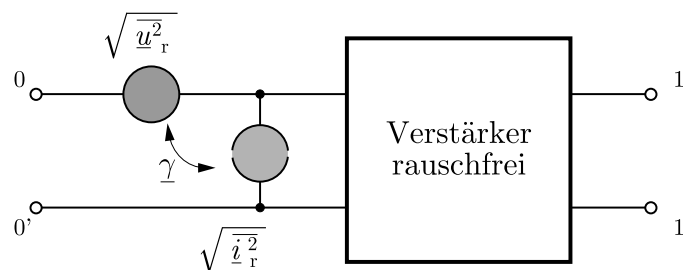


Abbildung 1.10: Blockschaltbild eines rauschfreien Verstärkers mit Ersatzrauschquellen

Angegeben in diesem Rauschersatzschaltbild sind die Serienrauschspannung, der Parallelrauschstrom an Tor 1–1' und der komplexe Korrelationsfaktor $\underline{\gamma}$ dieser beiden Ersatz-

quellen. Für jede physikalische Rauschursache in einem Zweitor gibt es jeweils diese drei Ersatzparameter. Wird das Zweitor an den Klemmen 0–0' mit der Impedanz \underline{Z}_Q beschaltet, so kann die Rauschstromquelle durch diese Quellimpedanz \underline{Z}_Q in eine äquivalente Serienrauschspannungsquelle umgerechnet werden.

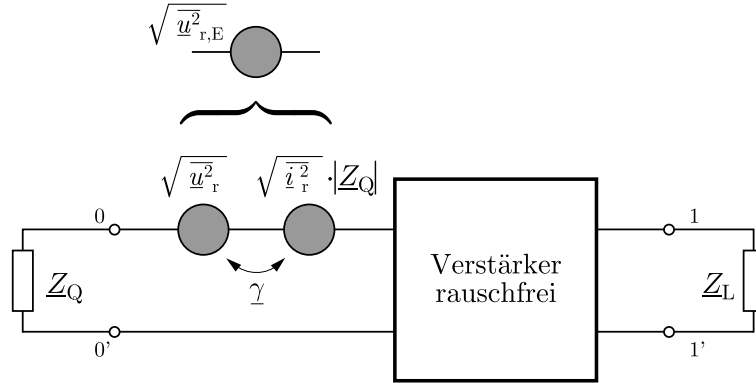


Abbildung 1.11: Blockschaltbild eines rauschfreien Verstärkers mit Ersatzrauschquellen und Quell- und Lastimpedanz

Bei einer Messung in z. B. einem 50- Ω -System erhält man durch die integrative Messung den Effektivwert der nun einzigen Serienrauschspannungsquelle am Eingang des Zweitores im Rauschersatzschaltbild:

$$U_{r,E} \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{\overline{u}_{r,E}^2} = f\left(\overline{u}_r^2, \overline{i}_r^2, |\underline{Z}_Q|, \gamma\right) \quad (1.5)$$

Für die separate Ermittlung der drei Kenngrößen $(\sqrt{\overline{u}_r^2}, \sqrt{\overline{i}_r^2}, \gamma)$ muß eine Messung mit Leerlauf am Eingang und eine Messung mit Kurzschluß am Eingang durchgeführt werden. Die Eingangsrauschspannung läßt sich unter Berücksichtigung der Verstärkung V des Zweitores als Ausgangsrauschspannung $U_{r,A}$ darstellen:

$$U_{r,A} = U_{r,E} \cdot V \quad (1.6)$$

Eine weitere Kenngröße ist die Rauschzahl F . Sie beschreibt die Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses am Eingang zum Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang des Zweitores und errechnet sich zu:

$$F = 10 \cdot \log \left(\frac{(S/N)_Q}{(S/N)_L} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{U_{r,A}^2}{k T_0 B R_Q \cdot V} \right) \quad (1.7)$$

- dabei ist:
- $U_{r,A}$: Effektivwert der Ausgangsrauschspannung in V
 - k : Boltzmannkonstante = $1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K
 - T_0 : Umgebungstemperatur in K
 - B : Bandbreite in Hz
 - R_Q : Quellwiderstand an den Klemmen 0–0' in Ω
 - V : Verstärkung des Zweitors als Faktor

Meßaufbau:

Im folgenden ist in einem Blockschaltbild der rechnergesteuerte Meßaufbau zu sehen, mit welchem alle in dieser Arbeit vorkommenden Rauschmessungen durchgeführt wurden.

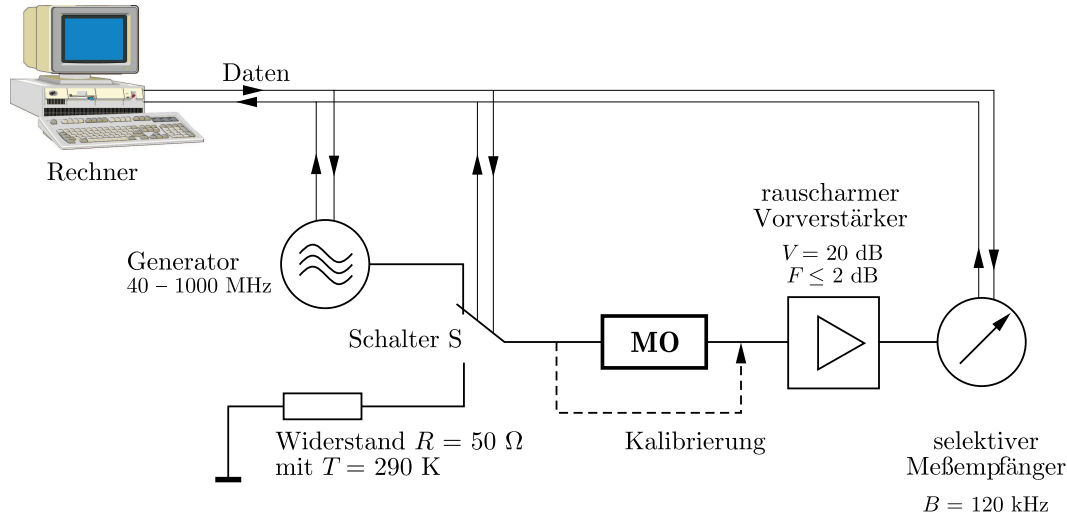


Abbildung 1.12: Blockschaltbild des in dieser Arbeit verwendeten Rauschmeßplatzes

In Abbildung 1.12 ist als Meßgerät ein empfindlicher selektiver Meßempfänger zu sehen. Ebenfalls werden ein Generator als Signalquelle, ein rauscharmer Vorverstärker zur Empfindlichkeitssteigerung, ein 50 Ω Widerstand als Referenzrauschquelle mit bekannter Rauschspannung und ein Schalter verwendet. Die Spezifikationen der verwendeten Komponenten des Meßsystems sind in der Abbildung 1.12 zu entnehmen. Mit diesem Meßaufbau werden drei Messungen durchgeführt: Eine Kalibriermessung, eine Signalmessung und eine Rauschmessung. Für die Kalibriermessung wird ein Signalgenerator als Quelle verwendet, und der Schalter schaltet den Generator an. Das Meßobjekt MO wird dabei überbrückt. Mit dem Meßempfänger werden die Kalibrierdaten aufgenommen. Anschließend wird das Meßobjekt für die Signalmessung eingeschaltet. Es wird die Verstärkung $V(f)$ des Meßobjektes gemessen. Danach wird der 50 Ω Widerstand als Referenzrauschquelle mit dem Schalter S angeschaltet. Mit dem Meßempfänger wird bei einer gewählten Bandbreite B die Ausgangsrauschspannung $U_{r,A}(f)$ in dBμV des Meßobjektes gemessen. Somit errechnet sich die frequenzabhängige Rauschzahl $F(f)$ des Meßobjektes zu:

$$F(f) = 10 \cdot \log \left(\frac{(U_{r,A}(f))^2}{k T_0 B R \cdot V(f)} \right) \quad (1.8)$$

Hinsichtlich des Rauschens werden die Ausgangsrauschspannung $U_{r,A}$ in dBμV an 50 Ω und die Rauschzahl F in dB als Beschreibung eines HF-Verstärkers verwendet. Die dabei erreichte Genauigkeit von ±0,5 dB der gemessenen Größen ist zufriedenstellend.

1.2.3 Verzerrungen von Verstärkern

Bei nichtlinearen Netzwerken sind die Ausgangssignale nichtlineare Funktionen der Eingangssignale. Werden die Eingangssignale in dem Vektor \vec{e} und die Ausgangssignale in dem Vektor \vec{a} zusammengefaßt, so gilt:

$$\vec{a} = f(\vec{e}) \quad (1.9)$$

Bei einem Zweipol ist z. B. die harmonische Eingangsgröße die Spannung $u(t) = U \cdot \cos(\omega t)$ und die Ausgangsgröße der Strom $i(t)$. Die nichtlineare Funktion läßt sich durch ein Polynom beliebigen Grades hinreichend genau approximieren.

$$i(t) = a_0 + a_1 \cdot u(t) + a_2 \cdot u(t)^2 + \dots + a_n \cdot u(t)^n \quad \text{mit } n \in \mathbb{N} \quad (1.10)$$

mit den Polynomkoeffizienten a_0 bis a_n .

Mit Hilfe der Additionstheoreme läßt sich Gleichung 1.10 auf die folgende Darstellung bringen:

$$i(t) = b_0 + b_1 \cdot \cos(\omega t) + b_2 \cdot \cos(2\omega t) + \dots + b_n \cdot \cos(n\omega t) \quad \text{mit } n \in \mathbb{N} \quad (1.11)$$

Besteht die Eingangsgröße aus zwei harmonischen Signalen unterschiedlicher Frequenzen f_1 und f_2 , aber der gleichen Amplitude $U = U_1 = U_2$, so werden die entstehenden Ausgangsgrößen mit den Kombinationsfrequenzen als Intermodulationsprodukte definiert. Die Ausgangsgrößen mit den Vielfachen der Frequenzen werden als Harmonische bezeichnet:

Intermodulationsprodukte 2. Ordnung:	$ f_1 \pm f_2 $
Intermodulationsprodukte 3. Ordnung:	$ 2 \cdot f_1 \pm f_2 , 2 \cdot f_2 \pm f_1 $
Intermodulationsprodukte 4. Ordnung:	$ 3 \cdot f_1 \pm f_2 , 3 \cdot f_2 \pm f_1 , 2 \cdot f_1 \pm 2 \cdot f_2 , 2 \cdot f_2 \pm 2 \cdot f_1 , \dots$
...	...
Harmonische:	$2 \cdot f_1, 2 \cdot f_2, 3 \cdot f_1, 3 \cdot f_2, \dots$

In der Praxis sind nur die Produkte mit dem größten Beitrag, nämlich der Intermodulation 2. und 3. Ordnung von Bedeutung. Die Intermodulationsprodukte höherer Ordnungen weisen deutlich geringere Amplituden auf und sind oft kleiner als das Systemrauschen. Definiert werden noch (siehe auch Abb. 1.14):

- Intermodulationsabstände 2. Ordnung: $a_{K2} = 20 \cdot \log \frac{|U_{|f_1 \pm f_2|}}{|U_{f_1, f_2}|}$
- Intermodulationsabstände 3. Ordnung: $a_{K3} = 20 \cdot \log \frac{|U_{|2 \cdot f_2 - f_1|}}{|U_{f_1, f_2}|}$ bzw. $a_{K3} = 20 \cdot \log \frac{|U_{|2 \cdot f_1 - f_2|}}{|U_{f_1, f_2}|}$
- Harmonischen Abstand 2. Ordnung: $a_{K2} = 20 \cdot \log \frac{|U_{2 \cdot f_1}|}{|U_{f_1, f_2}|}$ bzw. $a_{K2} = 20 \cdot \log \frac{|U_{2 \cdot f_2}|}{|U_{f_1, f_2}|}$
- Input-Intercept-Punkte $IPIP_2$ und $IPIP_3$

Meßaufbau:

Im folgenden ist in einem Blockschaltbild der rechnergesteuerte Meßaufbau zu sehen, mit welchem alle in dieser Arbeit vorkommenden Intermodulationsmessungen durchgeführt wurden.

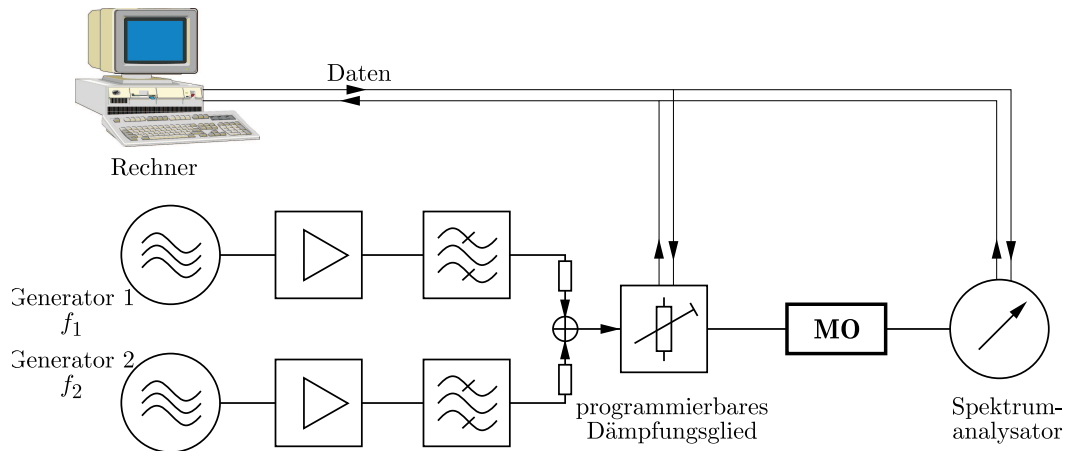


Abbildung 1.13: Blockschaltbild des in dieser Arbeit verwendeten Intermodulationsmeßplatzes

Für Intermodulationsmessungen sind, wie oben in der Abbildung 1.13 zu sehen, zwei Generatoren, die auf die Frequenzen f_1 und f_2 abgestimmt sind, nötig. Der Pegel der Generatoren wird so eingestellt, daß am Eingang des Meßobjektes ur die Frequenz f_1 und die Frequenz f_2 jeweils ein Spannungspegel von $120 \text{ dB}\mu\text{V}$ ansteht. Dies entspricht in etwa den maximal auftretenden Empfangspegeln in unmittelbarer Nähe eines leistungsstarken FM-Rundfunksenders. Die den Generatoren nachgeschalteten Verstärker verstärken die Pegel auf den geforderten Maximalwert von $120 \text{ dB}\mu\text{V}$. Zwei Bandpässe verhindern eine gegenseitige Beeinflussung der Signalerzeugung durch die additive Zusammenschaltung. Anschließend werden die beiden Sinussignale addiert und mit einem variablen rechnergesteuerten Dämpfungsglied in ihrer Amplitude schrittweise gedämpft. Dieses Meßsignal wird dem Meßobjekt zugeuhrt. Der Ausgang des Meßobjektes ist mit einem rechnergesteuerten Spektrumanalysator verbunden. Mit diesem werden die Pegel der Nutzsingnale auf den Frequenzen f_1 und f_2 in Abhängigkeit des Eingangspegels gemessen. Ebenso gemessen werden die Harmonischen $2 \cdot f_1$ und $2 \cdot f_2$, sowie die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung $f_1 - f_2$, $f_1 + f_2$ und die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung $2 \cdot f_1 - f_2$, $2 \cdot f_2 - f_1$. Die gemessenen Daten werden in einem Intermodulationsdiagramm graphisch dargestellt, wie als Beispiel in Abbildung 1.14 zu sehen.

Abbildung 1.14: Beispiel eines Intermodulationsdiagrammes

Abgelesen werden die Intermodulationsabstände a_{K2} und a_{K3} bei einem Eingangspegel von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$. Dies entspricht in etwa den typisch auftretenden Empfangspegeln in Empfangsgebieten nahe eines FM-Senders. Werden im doppelt logarithmischen Diagramm der Abbildung 1.14 die gemessenen Kurven linear extrapoliert, so erhält man Schnittpunkte dieser extrapolierten Geraden. Den Schnittpunkt der extrapolierten Geraden für das Signal mit der Frequenz f_1 bzw. f_2 mit der extrapolierten Geraden für das Intermodulationsprodukt mit der Frequenz $f_1 \pm f_2$ bezeichnet man als Intercept-Punkt 2. Ordnung. Den Schnittpunkt der extrapolierten Geraden für das Signal mit der Frequenz f_1 bzw. f_2 mit der extrapolierten Geraden für das Intermodulationsprodukt mit der Frequenz $2 \cdot f_1 - f_2$ bzw. $2 \cdot f_2 - f_1$ bezeichnet man als Intercept-Punkt 3. Ordnung. Diese Intercept-Punkte werden hier als Eingangspegel IP_{IP2} bzw. IP_{IP3} angegeben. Der 1-dB-Kompressionspunkt ist dort abzulesen, wo die Nutzsignalpegel bei den Frequenzen f_1 bzw. f_2 um 1 dB niedriger sind als erwartet. Die hier im Diagramm eingetragene Rauschkurve ist das Eigenrauschen des Spektrumanalysators und stellt damit die untere Meßgrenze dar. Der Wert ist direkt proportional der Eingangsdämpfung des Spektrumanalysators. Bei größer werdendem Pegel schaltet der Spektrumanalysator auf höhere Dämpfungswerte, und so steigt auch bei größer werdenden Pegeln das Eigenrauschen. Nur Signalpegel, die über diesem Rauschen liegen, können bewertet werden.

1.2.4 Das Pegeldiagramm

In diesem Abschnitt wird ein sogenanntes **Pegeldiagramm** dargestellt. Dieses repräsentiert im wesentlichen die Dynamik eines Antennenverstärkers. Wie dieses Pegeldiagramm zu interpretieren ist, wird im folgenden erläutert.

Die Linearität eines Antennenverstärkers wirkt sich darauf aus, wie nahe mit einem Fahrzeug an einen Rundfunksender herangefahren werden kann, ohne Störungen durch nichtlineare Verzerrungen wahrzunehmen. Wie leicht einzusehen ist, stören vor allem leistungsstarke Sender den Empfang bezüglich der nichtlinearen Verzerrungen. Zu betrachten sind vor allem leistungsstarke Sender im FM-Hörrundfunkbereich, da aufgrund der hohen abgestrahlten Leistung von bis zu $100 \text{ kW}_{\text{EIRP}}$ sehr hohe Feldstärken bis zu $140 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ in unmittelbarer Senderumgebung auftreten können. Die folgende Abbildung zeigt eine Empfangssituation.

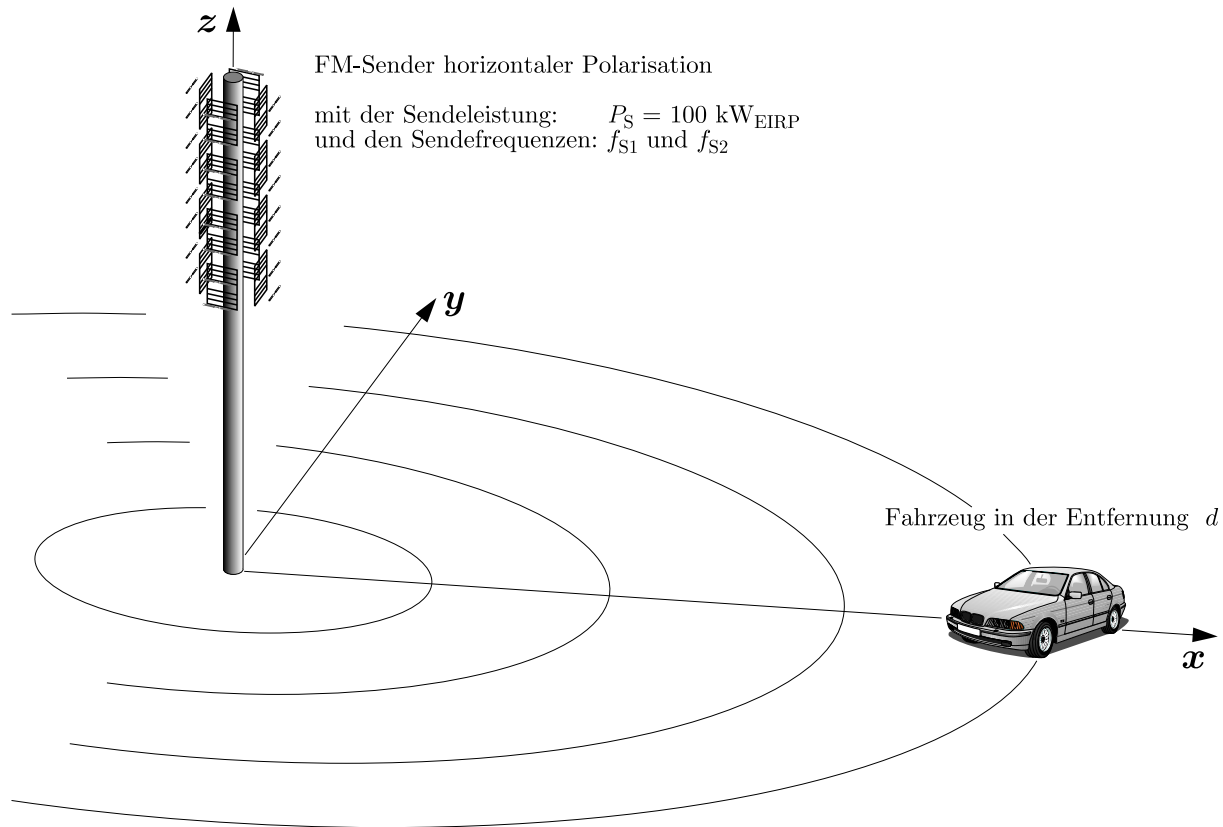


Abbildung 1.15: Empfangssituation eines Fahrzeugs in Sendernähe

Die Abbildung 1.15 zeigt schematisch eine FM-Senderstation. Diese strahlt bei den Sendefrequenzen f_{S1} und f_{S2} mit jeweils einer Sendeleistung von $P_S = 100 \text{ kW}_{\text{EIRP}}$. Es herrscht horizontale Polarisierung. Ein Fahrzeug mit aktiven Empfangsantennen bewegt sich in einer Entfernung d zum Sender. Der Boden wird als eine schlecht leitfähige, unendlich ausgedehnte Fläche angenommen. Bei der Feldstärkeberechnung im Raum wird die Feldstörung durch das Fahrzeug nicht berücksichtigt. Die Feldstärke E am Ort der Emp-

fangsantenne wurde mit Hilfe eines Rechnerprogramms in Abhängigkeit der Entfernung d zwischen Senderfußpunkt und Fahrzeug berechnet. Im folgenden sind die genauen Daten aufgelistet, die der Feldstärkeberechnung zugrunde liegen und die in das Pegeldiagramm eingetragen werden.

Die Feldstärke E in $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ am Ort des Fahrzeugs wurde mit Hilfe des Rechnerprogramms NEC[©] errechnet. Dabei sind die folgenden Parameter verwendet worden:

- Die Sendeantenne ist eine Dipolzeile mit 4 Gruppen mit je einem horizontalen Dipolpaar vor einer Reflektorwand.
- Die Dipolzeilen befinden sich in einer Höhe von $z = 100$ m.
- Die abgestrahlte Leistung beträgt $100 \text{ kW}_{\text{EIRP}}$.
- Die Sendefrequenzen liegen bei z. B. $f_{\text{S1}} = 98$ MHz bzw. $f_{\text{S2}} = 102$ MHz.
- Die Geländeumgebung ist eine unendliche Ebene mit einer Leitfähigkeit von $\sigma = 0,01 \text{ mS}/\text{m}$ und einer relativen Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r = 4,0$.
- Gerechnet wird die Feldstärke in Abhängigkeit der Entfernung d in einer Höhe von $z = 2$ m. In dieser Höhe befinden sich in etwa die Empfangsantennen an einem Fahrzeug.

Durch diese errechnete Feldstärke am Ort des Fahrzeugs liefert die Empfangsantenne des Fahrzeugs einen Signalpegel U_S (oft angegeben in $\text{dB}\mu\text{V}$), der am Eingang des Antennenverstärkers ansteht. Folgendermaßen wird der im Pegeldiagramm aufgetragene Signalpegel U_S ermittelt, der auch als Störsignalpegel betrachtet werden kann.

- Die effektive Antennenhöhe einer Empfangsantenne wird zu $h_{\text{eff}} = 1$ m gesetzt. Dies entspricht in etwa der maximal möglichen effektiven Antennenhöhe ur eine Autoantenne. Zumeist ist jene kleiner als 1 m, aber es soll hinsichtlich der maximalen auftretenden Antennenspannung der „worst-case“ betrachtet werden. Diese maximale auftretende Antennenspannung U_S , die am Antennenverstärkereingang ansteht, ergibt sich aus der errechneten Feldstärke E und der effektiven Antennenhöhe h_{eff} .

$$U_S = E \cdot h_{\text{eff}}$$

Weiterhin werden in das Pegeldiagramm die folgend aufgelisteten Kenngrößen des sich im Fahrzeug befindlichen Empfangssystems eingetragen.

- Die Intermodulationspegel 2. und 3. Ordnung ($U_{a_{\text{K2}}}$, $U_{a_{\text{K3}}}$) eines Antennenverstärkers werden in das Pegeldiagramm eingetragen. Sie errechnen sich aus dem Signalpegel U_S und den nach Abschnitt 1.2.3 ermittelten Intermodulationsabständen des Antennenverstärkers.

$$\begin{aligned} 20 \cdot \log(U_{a_{\text{K2}}}/1\mu\text{V}) &= 20 \cdot \log(U_S/1\mu\text{V}) - a_{\text{K2}} & \text{und} \\ 20 \cdot \log(U_{a_{\text{K3}}}/1\mu\text{V}) &= 20 \cdot \log(U_S/1\mu\text{V}) - a_{\text{K3}} \end{aligned}$$

- Die Grenzepfindlichkeit des gestörten TV-Empfängers $U_{g,TV}$. Sie ist diejenige erforderliche Spannung am Eingang des TV-Empfängers, bei der ein gerade einwandfreies Farbbild zu sehen ist. Daur ist ein Signal-Rausch-Verhältnis von $S/N = 40$ dB notwendig.
- Der Grenzpegel ur den Intermodulationsabstand $a_{K3} = 60$ dB eines FM-Empfängers nach [35] ist der Eingangspegel, bei dem die Intermodulationsprodukte des Empfängers genauso groß sind wie die Intermodulationsprodukte des Antennenverstärkers. Liegen die Pegel der Intermodulationsprodukte des Antennenverstärkers unterhalb derjenigen des Empfängers, so werden sie nicht wahrgenommen. Der Grenzpegel im FM-Bereich errechnet sich zu:

$$20 \cdot \log(U_{g,FM}/1\mu V) = 20 \cdot \log(U_S/1\mu V) - a_{K3}$$

Auf der folgenden Seite ist als Beispiel ein Pegeldiagramm abgebildet. In diesem sind die folgenden Pegel über die Entfernung d zwischen Senderfußpunkt und Fahrzeug aufgetragen: der durch die Feldstärke hervorgerufene Empfangspegel U_S der Fahrzeugantenne, die Intermodulationspegel 2. und 3. Ordnung ($U_{a_{K2}}, U_{a_{K3}}$) eines Antennenverstärkers, die Grenzepfindlichkeit des gestörten TV-Empfängers $U_{g,TV}$ und der Grenzpegel ur den Intermodulationsabstand $a_{K3} = 60$ dB eines FM-Empfängers nach [35].

Soll ein Fernsehprogramm empfangen werden, so sind die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung zu beachten. Es entstehen Störungen, wenn die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung mit ihrer Frequenz auf die gewünschte Empfangsfrequenz fallen. Werden die Pegel der Intermodulationsprodukte 2. Ordnung höher als die Grenzepfindlichkeit des TV-Empfängers, d. h. höher als das Eigenrauschen des TV-Empfängers, so wird der Fernsehempfang gestört. Somit ist eine Entfernungsgrenze zwischen Sender und Fahrzeug erreicht, die nicht unterschritten werden kann, ohne daß ungestörter Fernsehempfang möglich ist.

Soll ein FM-Sender empfangen werden, der nicht dem der Frequenzen f_{S1} oder f_{S2} entspricht, so sind die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung zu beachten. Es entstehen auch hier Störungen, wenn die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung mit ihrer Frequenz auf die gewünschte Empfangsfrequenz fallen. Werden die Pegel der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung höher als der Grenzpegel $U_{g,FM}$ eines FM-Empfängers nach [35], so wird der FM-Hörrundfunkempfang gestört. Somit ist eine Entfernungsgrenze zwischen Sender und Fahrzeug erreicht, die nicht unterschritten werden kann, ohne daß ungestörter FM-Rundfunkempfang möglich ist.

Zu bemerken ist, daß bis zu einer Entfernung von $d = 750$ m starke Feldauslöschungen entstehen. Dies ist durch die Feldüberlagerungen der vom Boden reflektierten Wellen mit den direkt einfallenden Wellen bedingt. Bei größer werdender Entfernung ist der Laufzeitunterschied zwischen direkt einfallender und am Boden reflektierter Welle so gering, daß die Feldauslöschungen vernachlässigbar klein sind und im Pegelverlauf nicht mehr erkennbar sind.

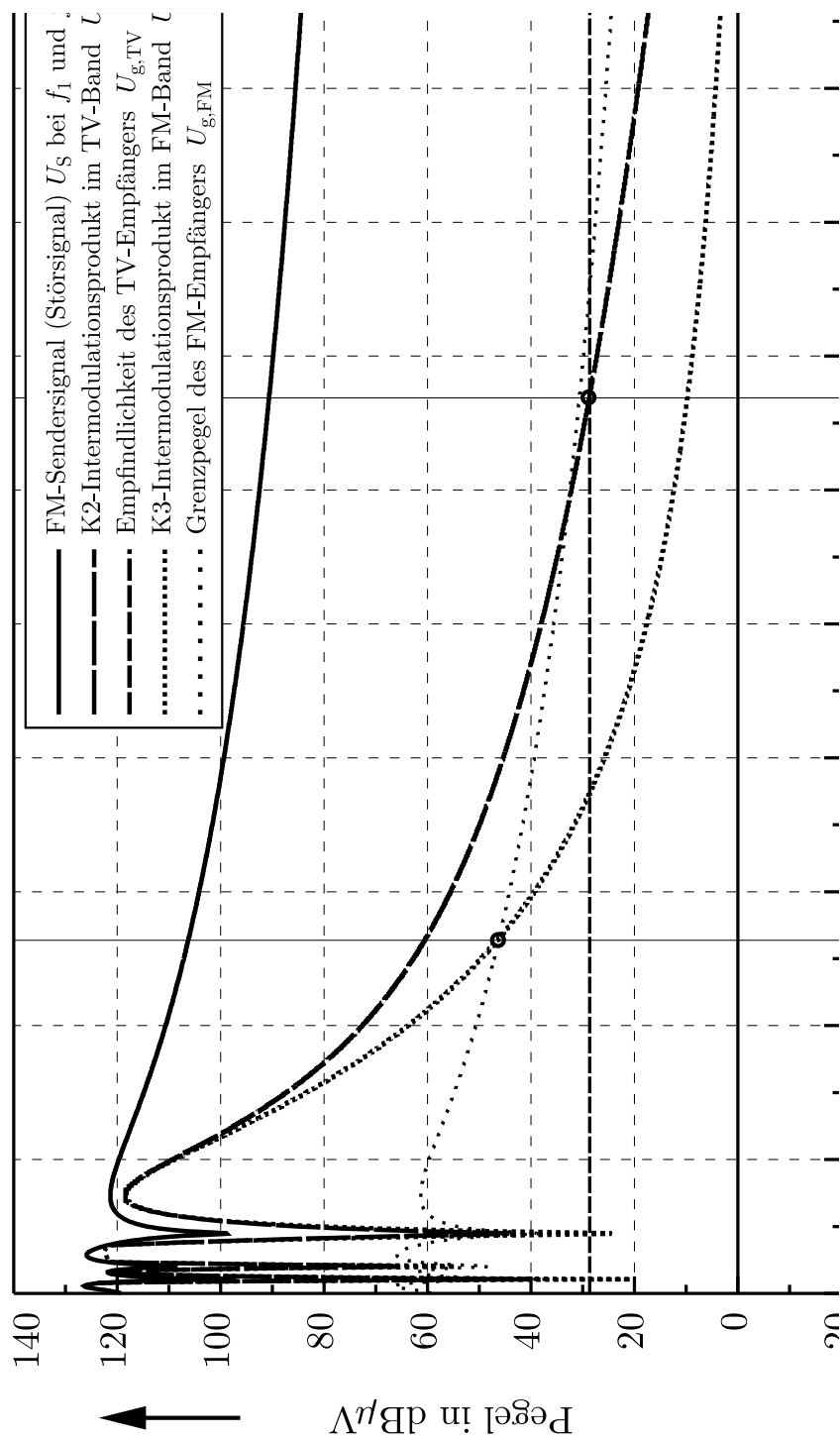


Abbildung 1.16: Pegeldiagramm eines Verstärkers als Beispiel

Aus diesem Pegeldiagramm kann man ablesen, wie nahe man an den FM-(Stör-)Sender heranfahren kann, ohne Empfangsstörungen im FM- bzw. TV-Bereich durch Intermodulation wahrzunehmen. In diesem Fall sind es etwa 2,65 km, die man an den FM-Sender heranfahren kann, ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung über dem Grenzpegel sind und somit den Hörrundfunk stören. Nur etwa 6,7 km kann man an den FM-Sender heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung über der Grenzepfindlichkeitsschwelle $U_{g,TV}$ sind und somit den Fernsehfunk stören.

Kapitel 2

Linearität und Rauschen bestehender Systeme

Aktive Antennen bestehen aus einer passiven Antennenstruktur und einem integrativen Verstärkerteil. Im Automobilbereich werden häufig Antennenstruktur und Verstärker separat optimiert und anschließend aneinander angepaßt. Abbildung 2.1 zeigt ein mögliches Blockschaltbild eines Empfängersystems im Automobilbereich. Andere Ausührungen [43] basieren meist ebenfalls auf einer passiven Antennenstruktur, die mit Hilfe eines Anpassungsnetzwerkes an eine folgende Leitung bzw. einen Verstärker leistungsmäßig angepaßt wird. Man kann hier nicht mehr von einem aktiven Antennensystem nach Definition [17] sprechen.

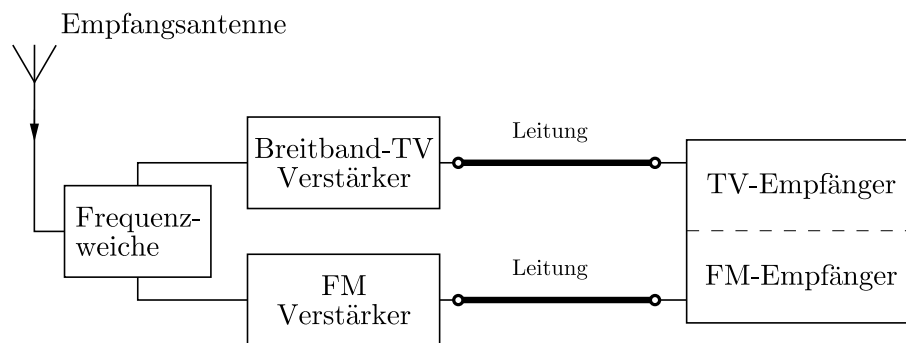


Abbildung 2.1: Blockschaltbild bestehender Empfängersysteme im Automobilbereich

Betrachtet wird hier ein Rundfunksystem, welches den terrestrischen Hörrundfunk (FM-Bereich 87,5 MHz – 108 MHz) und das Fernsehen (Band I, III, IV und V) empfängt. Aus Abbildung 2.1 geht hervor, daß für Hörrundfunk und Fernsehen getrennte Verstärker eingesetzt werden. Dies ist darin begründet, daß der breitbandige TV-Verstärker hinsichtlich der Intermodulationsfestigkeit im Hörrundfunkbereich meist zu schlecht ist (siehe 2.1). Somit ist ein separater FM-Verstärker nötig.

Nach der Antennenstruktur werden mit einem frequenzselektiven Filter (Frequenzweiche) die Frequenzen von Hörrundfunk und Fernsehen getrennt und dem jeweiligen Verstärker zugeführt. Diese Verstärker sind in der von der Hochfrequenztechnik typischen 50Ω -Technik realisiert. Folglich müssen Antennenstruktur und Verstärker mit Hilfe eines Anpassungsnetzwerkes aneinander angepaßt werden, um Leistungsanpassung zu erhalten. Die Empfangssignale gelangen dann in das Empfängersystem, welches aus einem Radio und Fernsehgerät besteht.

2.1 Breitbandverstärker

Des Weiteren wird nun der in Abbildung 2.1 gezeichnete Breitband-TV-Verstärker betrachtet, der ein- und ausgangsseitig auf 50Ω angepaßt ist und dessen Schaltbild in der folgenden Abbildung 2.2 dargestellt ist. Es handelt sich dabei um einen selbstleitenden n-Kanal Feldeffekttransistor (FET) in Source-Schaltung, der über den Widerstand R spannungsrückgekoppelt ist. Durch den FET erreicht man eine hohe Bandbreite und durch die Sourceschaltung und die im Betriebsfrequenzbereich hochohmige Induktivität L_∞ eine hohe Verstärkung. Die Spannungsrückkopplung bewirkt niedrige Ein- und Ausgangsimpedanzen von etwa 50Ω , und sie wirkt sich auch auf die Linearität aus.

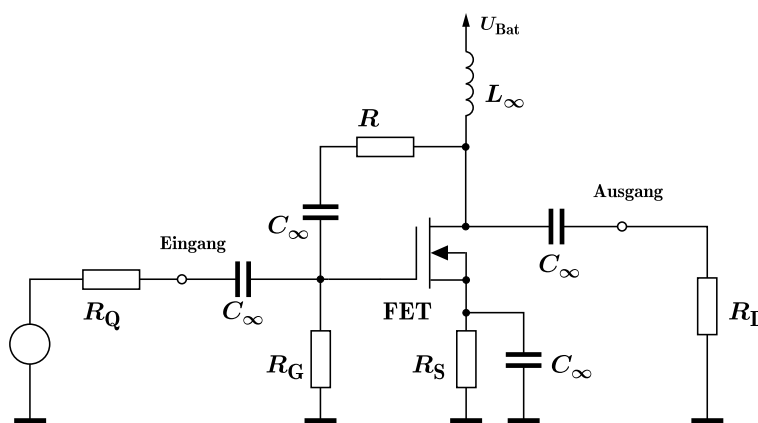


Abbildung 2.2: Schaltbild eines bestehenden Breitbandverstärkers als Beispiel

Für die Betrachtung der Ein- und Ausgangsimpedanzen, der Verstärkung und der Isolation im Kleinsignalbereich wird das folgende vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild [28] herangezogen. Wichtigstes Element in diesem Ersatzschaltbild ist die spannungsgesteuerte Stromquelle $g_m \cdot U_{gs}$. In diesem sind auch die wichtigsten Ströme und Spannungen eingezeichnet.

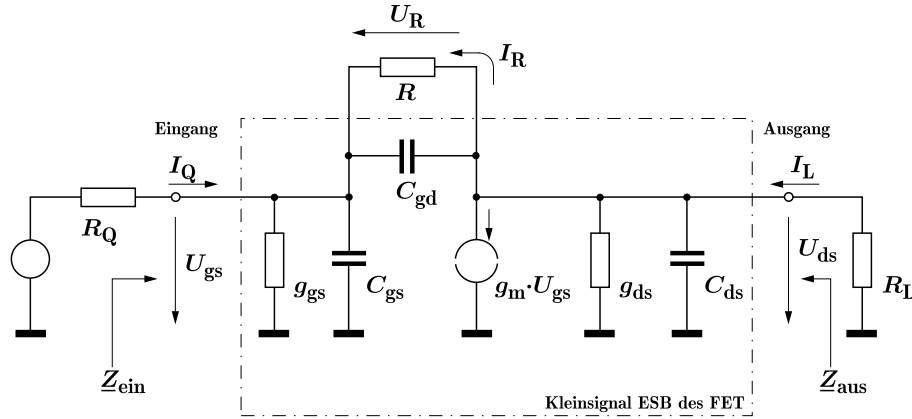


Abbildung 2.3: Kleinsignalersatzschaltbild nach [28] des bestehenden Breitbandverstärkers

- g_{gs}, C_{gs} : komplexe Beschreibung der Leckströme zwischen Gate und Source
- g_{ds}, C_{ds} : Kanalleitwert und komplexe Beschreibung der Leckströme zwischen Drain und Source
- C_{gd} : komplexe Beschreibung der Leckströme zwischen Gate und Drain
- g_m : Steilheit des FET bei gegebenem Arbeitspunkt
- R, R_Q, R_L : Beschaltung des FET nach Abb. 2.2

2.1.1 Schaltungssimulation

Gewinn, Ein- und Ausgangsimpedanz sollen abgeschätzt werden und der Einfluß des Gegenkoppelwiderstandes R auf diese Größen untersucht werden. Das Ersatzschaltbild kann ur eine Überschlagsrechnung vereinfacht werden. Eine genaue Simulation wird anschließend mit dem Rechnerprogramm *Microwave Harmonica*[©] durchgeführt.

Mit Hilfe der Knotenspannungsanalyse [6] können die Verstärkung sowie Ein- und Ausgangsimpedanz ermittelt werden, die sich folgendermaßen ergeben:

$$V_u = \frac{U_{ds}}{U_{gs}} \approx \frac{1 - R \cdot g_m}{1 + R/R_L} \quad (2.1)$$

$$\underline{Z}_{\text{ein}} \approx \frac{1}{j\omega C_{gs}} \parallel (R + R_L) = \frac{1}{j\omega C_{gs} + \frac{1}{R+R_L}} \quad (2.2)$$

$$\underline{Z}_{\text{aus}} \approx R + R_Q \parallel 1/j\omega C_{gs} = R + \frac{1}{\frac{1}{R_Q} + j\omega C_{gs}} \quad (2.3)$$

Dabei sind hier die parasitären Elemente g_{gs} , g_{ds} , C_{ds} , und C_{gd} , welche in Abbildung 2.3 eingetragen sind, vernachlässigbar. Der Einfluß von R ist zu beschreiben: Wird R hochohmiger, die Gegenkopplung also geringer, so steigt die Verstärkung V_u . Sowohl die Ein- als auch die Ausgangsimpedanz sind von R direkt proportional abhängig. Wird R hochohmiger, so werden Ein- und Ausgangsimpedanz ebenfalls hochohmiger.

Für die Linearitätsbetrachtung muß ein Ersatzschaltbild herangezogen werden, welches die nichtlinearen Effekte des Feldeffekttransistors beschreibt. Hier wird das Modell von Materka-Kacprzak [21] verwendet, da dieses auch in der Rechnersimulation verugbar ist.

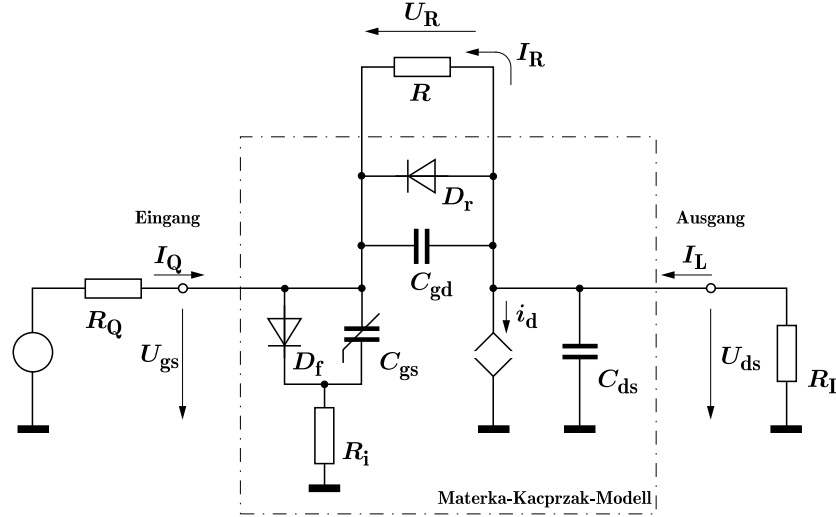


Abbildung 2.4: Großsignalersatzschaltbild nach Materka [21] des bestehenden Breitbandverstärkers

- C_{gs} : äquivalente nichtlineare Gate-Source-Kapazität
- D_f : Diode, die den Strom am Gate-Kanal-Übergang beschreibt
- i_d : nichtlineare spannungsgesteuerte Stromquelle
- D_r : Diode, die den Durchbruch charakterisiert

Den stärksten nichtlinearen Einfluß hat die nichtlineare spannungsgesteuerte Stromquelle i_d . Anhand dieser wird hier die Linearität von FET-Verstärkern beschrieben. Die folgende Formel 2.4 aus [21] beschreibt den Drainstrom i_d :

$$i_d = I_{dss} \left(1 - \frac{u_{gs}}{U_{p0} + \gamma \cdot u_{ds}} \right)^2 \cdot \tanh \left(\frac{\alpha \cdot u_{ds}}{u_{gs} - (U_{p0} + \gamma u_{ds})} \right) \quad (2.4)$$

- I_{dss} : Sättigungsdrainstrom (Größenordnung 0,1 ... 1 A)
- u_{gs} : Gatesteuerspannung (Signal)
- U_{p0} : Einsatzspannung (Größenordnung $-2 \dots -5$ V)
- u_{ds} : Drain-Source-Spannung
- α : Modellparameter (Größenordnung 0,1 ... 10)
- γ : Modellparameter (Größenordnung $-0,5 \dots +0,5$)

Wird die Spannungsgegenkopplung durch den Widerstand R erhöht, d. h. wird R niederohmiger, so wird das Gate mit einer geringeren effektiven Amplitude u_{gs} angesteuert. Die Verstärkung sinkt und die Linearität steigt.

Für die Simulation der Verstärkerschaltung nach Abbildung 2.2 mit dem Rechnerprogramm *Microwave Harmonica*[©] sind folgende Werte gesetzt worden:

FET	: CLY 2	R_Q, R_L	: 50 Ω
C_∞	: 1 nF	R_S	: 50 Ω
L_∞	: 4,7 μ F	R_G	: 10 k Ω
R	: 300 Ω , 1000 Ω , 3000 Ω		
Arbeitspunkt I_{DS0}	: = <i>const.</i> = 50 mA		

Sowohl die intrinsischen Parameter ur das Materka-Kacprzak-Modell als auch die S-Parameter des verwendeten Feldeffekttransistortyps CLY 2 wurden von der Firma INFINEON zur Verugung gestellt. Hinsichtlich der intrinsischen Parameter mußten diese in ihren Werten optimiert werden. Dies deswegen, da sich bei den Intermodulationseigenschaften erhebliche Unterschiede zwischen Messung und Schaltungssimulation ergaben. Die Optimierung dieser Werte erfolgte im Rahmen einer Diplomarbeit [2] mit dem vorhergenannten Rechnerprogramm *Microwave Harmonica*[©]. Diesem Rechnerprogramm [42] liegt ein besser approximiertes Materka-Kacprzak-Modell zugrunde:

$$i_d = I_{dss} \left(1 + SS \cdot \frac{u_d}{I_{dss}} \right) \left(1 - \frac{u_{gs}}{U_{p0} + \gamma u_{ds}} \right)^{(E+KE \cdot u_{gs})} \cdot \tanh \left(\frac{SL \cdot u_{ds}}{I_{dss} (1 - KG \cdot u_{gs})} \right) \quad (2.5)$$

Im Vergleich zur Formel 2.4 sind in der Formel 2.5 zusätzliche Korrekturterme vorhanden. Auch die quadratische Form in Formel 2.4 wurde durch den Exponenten $(E+KE \cdot u_{gs})$ ersetzt und somit an einen realen FET besser approximiert.

Für eine bessere Übereinstimmung von Simulation und Messung mit dem Feldeffekttransistor CLY 2 wurden in der Arbeit von Angermann [2] zahlreiche korrespondierende Meß- und Simulationsreihen bei verschiedenen Arbeitspunkten durchgeführt. Arbeitspunkt, S-Parameter und Linearität wurden jeweils betrachtet. Dabei stellte sich heraus, daß nur unf Parameter in Formel 2.5 ur eine Angleichung von Simulationswerten an Meßwerte optimiert werden mußten. Diese werden in der folgenden Tabelle mit ihren **neuen** Werten aufgeführt.

I_{dss}	Sättigungsstrom	=	0,45 A
E	Konstante in der Potenz	=	1,10
γ	Modellparameter	=	-0,020
U_{p0}	Abschnürspannung	=	-3,0 V
SS	$\Delta i_d / \Delta u_{ds}$ im linearen Bereich	=	-0,00464883 A/V

Alle anderen von der Firma INFINEON angegebenen Parameterwerte zeigten kaum einen Einfluß auf die Linearitätswerte und wurden beibehalten.

Alle folgenden simulierten Werte sind in Abhängigkeit des Widerstandes R als Parameter dargestellt. Der Ruhestrom wurde dabei konstant auf $I_{DS0} = 50$ mA gehalten!

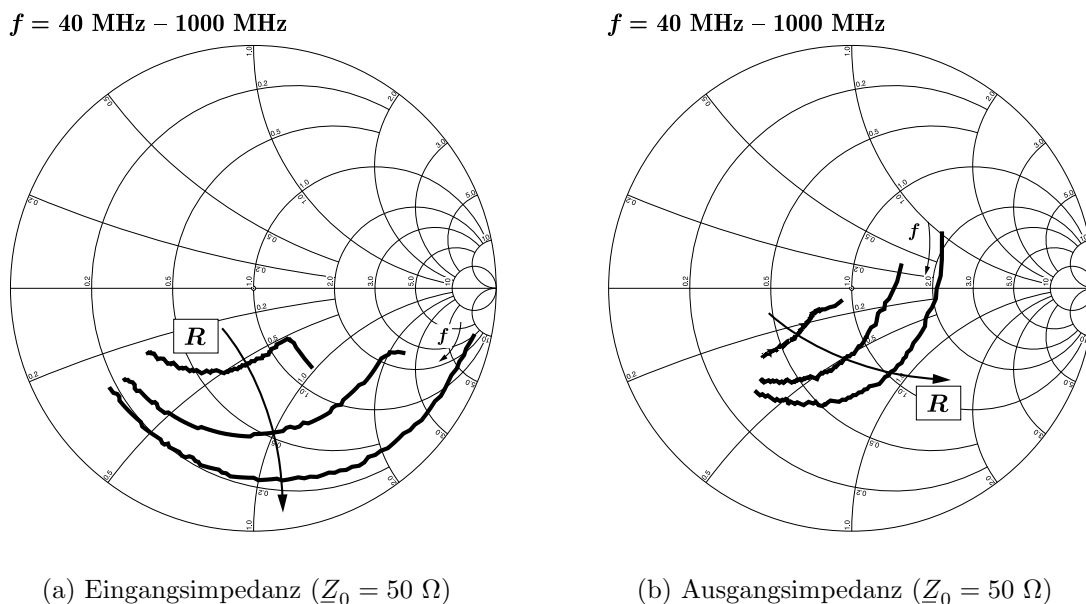


Abbildung 2.5: Simulation eines bestehenden Breitbandverstärkers

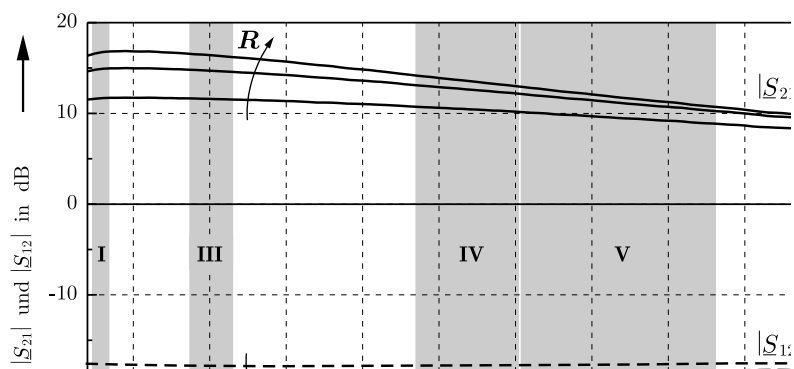


Abbildung 2.6: Simulation eines bestehenden Breitbandverstärkers

Wie in den Vorüberlegungen dargestellt, zeigt sich die direkte Proportionalität der Ein- und Ausgangsimpedanz zum Gegenkopplungswiderstand R . Auch zeigt sich, daß mit geringer werdender Gegenkopplung (steigendem Widerstand R) die Verstärkung steigt und die Isolation besser wird.

$$f_1 = 202 \text{ MHz}, f_2 = 194 \text{ MHz}$$

R	a_{K2}	a_{K3}
300 Ω	32,2 dB	52,6 dB
1000 Ω	28,3 dB	42,3 dB
3000 Ω	24,4 dB	34,3 dB

Abbildung 2.7: Simulation der Intermodulationsprodukte des bestehenden Breitbandverstärkers

In Abbildung 2.7 ist erkennbar, daß mit geringer werdender Gegenkopplung die Intermodulationsprodukte ansteigen. Es ist ein System gewünscht, welches eine hohe Eingangsimpedanz aufweist und eine gute Linearität besitzt. Für hohe Eingangsimpedanzen muß bei dieser Schaltungsart die Gegenkopplung verringert werden, was aber mit einer schlechter werdenden Linearität einhergeht. Dies steht in einem Widerspruch, der nur mit einem neuen Konzept gelöst werden kann.

2.1.2 Messung

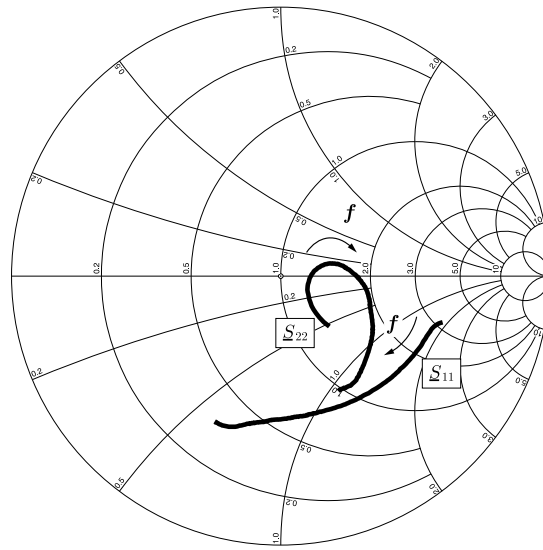
Der im vorigen Abschnitt simulierte Verstärker nach Abbildung 2.2 wird gemessen. Auch hier ist der Ruhestrom auf $I_{DS0} = 50 \text{ mA}$ festgelegt. Der Gegenkopplungswiderstand ist $R = 1000 \Omega$.

Folgende Abbildungen 2.8(a) – 2.10 zeigen die S-Parametermessungen, die Intermodulation und das Rauschen des Breitbandverstärkers (40 MHz – 1000 MHz).

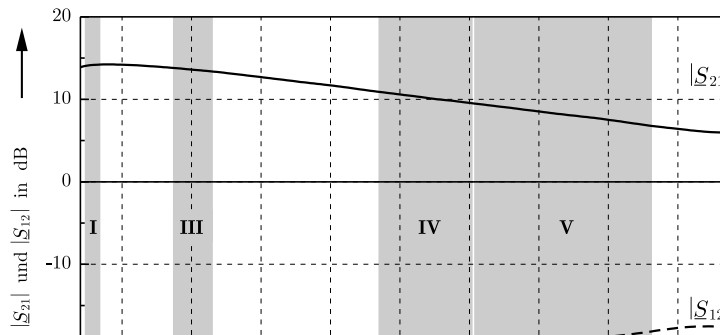
S-Parameter:

Anhand der S-Parameter \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} erkennt man eine Ein- und Ausgangsimpedanz von etwa 50Ω ($VSWR \leq 3,0$). Der Gewinn dieses Verstärkers beträgt im UHF-Bereich etwa $G = 14$ dB und fällt bei hohen Frequenzen (VHF-Bereich) auf etwa 6 dB ab. Die Isolation ist immer besser als -17 dB. Hier ist eine sehr gute Übereinstimmung mit den Simulationswerten aus den Abbildungen 2.5(a), 2.5(b) und 2.6 erkennbar. Für die Parameter \underline{S}_{11} , \underline{S}_{21} und \underline{S}_{12} sind die Kurven nahezu gleich.

$f = 40 \text{ MHz} - 1000 \text{ MHz}$



(a) \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} (Bezug: $Z_0 = 50 \Omega$)



(b) $|S_{21}|$ und $|S_{12}|$

Abbildung 2.8: S-Parameter eines bestehenden Breitbandverstärkers

Intermodulation:

(a) Intermodulation K2

(b) Intermodulation K3

Abbildung 2.9: Verzerrungen eines bestehenden Breitbandverstärkers

In die Diagramme der Abbildung 2.9(a) und 2.9(b) eingezeichnet sind die Pegel folgender Frequenzen:

Signalfrequenzen: $f_1 = 202 \text{ MHz}$ und $f_2 = 194 \text{ MHz}$
 Intermodulationsprodukte K2: $f_1 - f_2 = 8 \text{ MHz}$ und $f_1 + f_2 = 396 \text{ MHz}$
 Intermodulationsprodukte K3: $2 \cdot f_1 - f_2 = 210 \text{ MHz}$ und $2 \cdot f_2 - f_1 = 186 \text{ MHz}$

Im Vergleich zu den Simulationswerten in Abbildung 2.7 zeigt sich auch hier eine sehr gute Übereinstimmung der Intermodulationsabstände a_{K2} und a_{K3} . Der größere Intermodulationsabstand a_{K2} ur die Frequenz $f_1 - f_2 = 8 \text{ MHz}$ ist durch den Verstärkungsabfall des Breitbandverstärkers zu niedrigen Frequenzen hin bedingt. Durch Extrapolieren der Meßwerte lassen sich die Input-Intercept-Punkte bestimmen. Diese sind:

Input-Intercept-Punkt $IPIP_2$: $133 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 26 \text{ dBm}$
 Input-Intercept-Punkt $IPIP_3$: $121,5 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 14,5 \text{ dBm}$

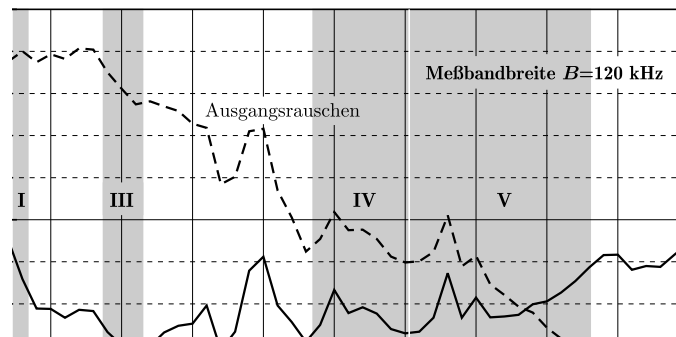
Rauschen:

Abbildung 2.10: Rauschen eines bestehenden Breitbandverstärkers

In der Abbildung 2.10 sind die Rauschzahl F und das Ausgangsrauschen $U_{r,A}$ des Verstärkers über der Frequenz dargestellt. Die Meßbandbreite ist dabei $B = 120$ kHz. Die mittlere Rauschzahl F liegt bei etwa 3 dB. Die Ausgangsrauschspannung an 50Ω ist immer kleiner als -1 dBμV, liegt in Band I und III unterhalb von -1 dBμV und im UHF-Bereich (Band IV und V) zwischen -5 und -9 dBμV.

2.2 FM-Verstärker

Charakterisiert wird beispielhaft ein bisher eingesetzter FM-Verstärker, dessen vereinfachtes Schaltbild in Abbildung 2.11 zu sehen ist. Aufgrund dessen, daß die bipolare Technologie bei Verstärkern nie zu sehr hochohmigen Eingangsimpedanzen uhr, wird im folgenden dieses Konzept nur grob diskutiert, und es werden lediglich Meßergebnisse präsentiert. Eine niedrige Eingangsimpedanz bewirkt die Basisschaltung. Die transformatorische Rückkopplung erhöht die Großsignalfestigkeit, da ein Teil des Eingangssignales passiv an den Ausgang geleitet wird. Nachteilig wirkt sich dieser passive Pfad jedoch auf die Rückwirkung (Isolation) aus. Lastimpedanzen am Ausgang beeinflussen die Antennenstrukturen am Eingang dieses Verstärkers.

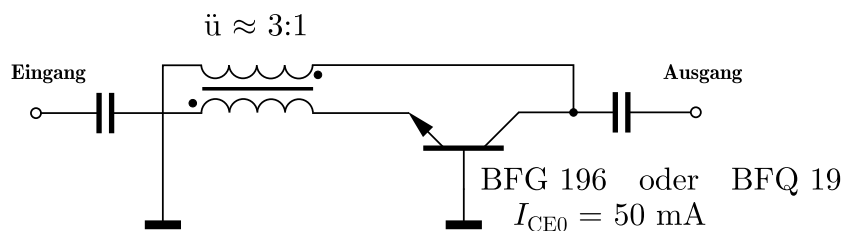


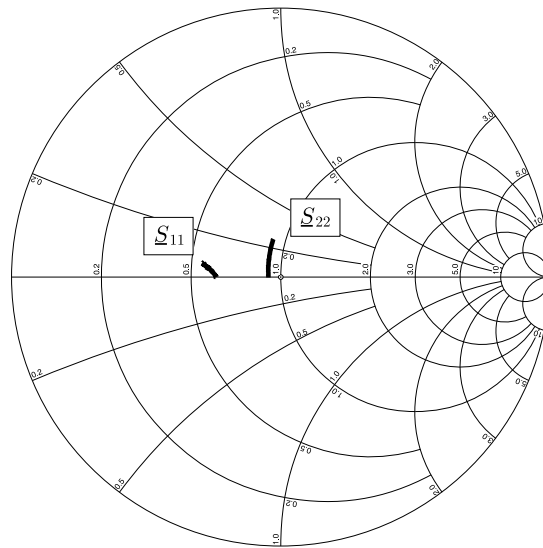
Abbildung 2.11: Schaltbild eines bestehenden FM-Verstärkers als Beispiel

Die Abbildungen 2.12(a) – 2.14 zeigen die S-Parametermessungen, die Intermodulation und das Rauschen des oben genannten FM-Verstärkers ur den Hörrundfunkbereich (87,5 MHz – 108 MHz). Diese Messungen wurden mit den in Kapitel 1 beschriebenen Meßsystemen durchgeuhrt.

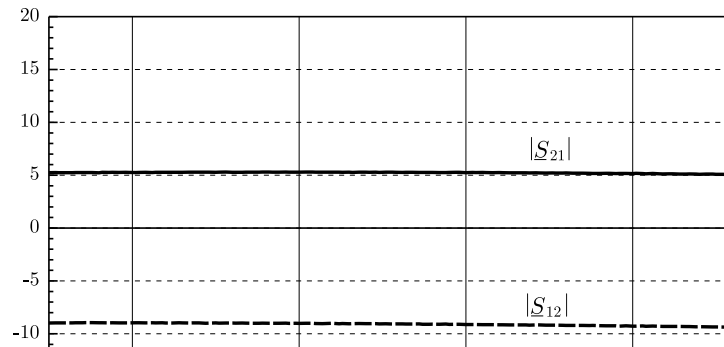
S-Parameter:

Anhand der S-Parameter \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} erkennt man eine Ein- und Ausgangsimpedanz von etwa 50Ω ($VSWR \leq 2,0$). Die Verstärkung dieses Verstärkers beträgt etwa $V = 5$ dB und die Isolation lediglich -9 dB.

$f = 87,5 \text{ MHz} - 108 \text{ MHz}$



(a) \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} (Bezug: $Z_0 = 50 \Omega$)



(b) $|S_{21}|$ und $|S_{12}|$

Abbildung 2.12: S-Parameter eines bestehenden FM-Verstärkers

Intermodulation:

(a) Intermodulation K2

(b) Intermodulation K3

Abbildung 2.13: Verzerrungen eines bestehenden FM-Verstärkers

In Abbildung 2.13(a) und 2.13(b) eingezeichnet sind die Pegel folgender Frequenzen:

Signalfrequenzen ur K2:	$f_1 = 104$ MHz und $f_2 = 96$ MHz
Signalfrequenzen ur K3:	$f_1 = 103$ MHz und $f_2 = 101$ MHz
Intermodulationsprodukte K2:	$f_1 - f_2 = 8$ MHz und $f_1 + f_2 = 200$ MHz
Intermodulationsprodukte K3:	$2 \cdot f_1 - f_2 = 105$ MHz und $2 \cdot f_2 - f_1 = 99$ MHz

Der größere Intermodulationsabstand a_{K2} ur die Frequenz $f_1 - f_2 = 8$ MHz ist durch den Verstärkungsabfall des FM-Verstärkers zu niedrigen Frequenzen hin bedingt. Durch Extrapolieren der Meßwerte lassen sich die Input-Intercept-Punkte bestimmen. Im Fall der Kurven ur die Intermodulation 3. Ordnung ist eine sinnvolle Extrapolation nicht möglich. Die Kurve der Intermodulationsprodukte ist hier im doppeltlogarithmischen Maßstab nicht linear. Eine Tangente mit der entsprechenden Steigung ur die 3. Ordnung (Δ Ausgangspegel in dB / Δ Eingangspegel in dB = 3) wurde an den Punkt der Meßkurve bei dem Eingangspegel von 100 dB μ V angelegt und ur die Ermittlung des Input-Intercept-Punkts herangezogen. Die Input-Intercept-Punkte sind:

Input-Intercept-Punkt $IPIP_2$: 163 dB μ V $\hat{=}$ + 56 dBm
Input-Intercept-Punkt $IPIP_3$: 141 dB μ V $\hat{=}$ + 34 dBm

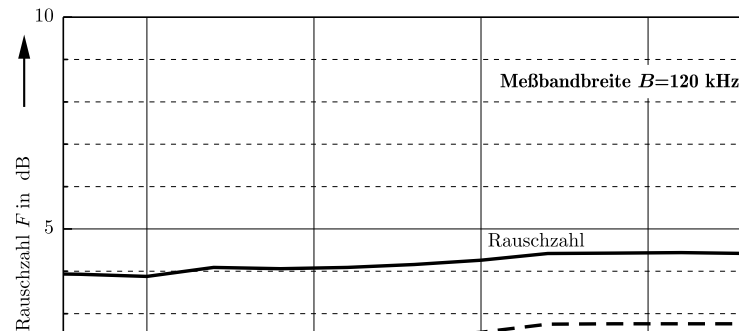
Rauschen:

Abbildung 2.14: Rauschen eines bestehenden FM-Verstärkers

In Abbildung 2.14 sind die Rauschzahl F und das Ausgangsrauschen $U_{r,A}$ des Verstärkers über der Frequenz dargestellt. Die Meßbandbreite ist dabei $B = 120$ kHz. Die Rauschzahl F liegt bei etwa 4 dB und die Ausgangsrauschspannung an 50Ω ist immer kleiner als -7 dB μ V.

2.3 Bewertung

Die auf den vorigen Seiten präsentierten Ergebnisse gilt es nun zu diskutieren. Der Autoradiuhörer wünscht einen ungestörten Empfang. Hinsichtlich der aktiven Antenne (Antennenstruktur und Verstärker) ist dann keine Verschlechterung der Ton- und Bildqualität erkennbar, wenn Empfindlichkeit und Verzerrungen der aktiven Antenne geringer sind als die des Empfängers. Um Verstärker und aktive Antennen beurteilen zu können, muß ein Vergleich mit Empfängersystemen angestellt werden, welche hinsichtlich der Empfindlichkeit und der Verzerrungen als ausreichend gut empfunden werden.

Diese Eigenschaften verschiedener Empfängersysteme wurden bereits in [35] diskutiert. Hier werden die in [35] gewonnenen Ergebnisse als Grundlage für die Beurteilung bestehender Antennensysteme und für das in dieser Arbeit vorgestellte neue Konzept herangezogen.

Ein- und Ausgangsimpedanz:

In mobilen Empfangssystemen werden zumeist HF-Verstärker eingesetzt, welche eine Ein- und Ausgangsimpedanz von etwa 50Ω aufweisen. Dies zeigen auch die Meßergebnisse aus den Abschnitten 2.1 und 2.2. Jedoch haben im allgemeinen Antennenstrukturen und mobile Empfänger von 50Ω verschiedene Impedanzen [35]. Somit muß der Verstärker beidseitig angepaßt werden. Aufgrund der notwendigen Anpassungsnetzwerke und der in Abbildung 2.1 dargestellten Frequenzweiche, entstehen Verluste. Weiterhin wird die Antennenstruktur durch die niederohmigen Verstärker belastet, jener also Leistung entzogen wird. Eine stärkere Verkopplung von mehreren Antennen, die z.B. in einer Heckscheibe eines Automobils implementiert sind (siehe Abschnitt 1.1.3, Seite 21), ist die Folge. Insbesondere im FM-Bereich ist diese Verkopplung ausgeprägt.

Intermodulation:

Die im Auto eingebauten Hörrundfunkempfänger (87,5 MHz – 108 MHz) haben einen Intermodulationsabstand von ungefähr $a_{K3} = 60$ dB bis zu einem Eingangspegel von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$. Bei höheren Eingangspegeln sinkt dieser Abstand [35]. Die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung fallen bei starken Störsendern im Hörrundfunkband (87,5 MHz – 108 MHz) in das Fernsehband. Da bestehende FM-Systeme schmalbandig sind, können durch geeignete Bandfilter diese K2-Produkte unterdrückt werden. Nicht jedoch unterdrückt werden können die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung, da sie bei Hörrundfunkempfang in das gleiche Band fallen. Vergleicht man nun das Meßergebnis aus Abbildung 2.13(b) mit den Daten von FM-Empfängern, so weist dieser FM-Verstärker ausreichend gute Linearitätswerte auf.

Im Gegensatz zu FM-Verstärkern sind bei TV-Breitbandverstärkern sowohl die Verzerrungen 2. Ordnung als auch die Verzerrungen 3. Ordnung zu berücksichtigen. Intermodulationsprodukte 3. Ordnung fallen ins gleiche Band, und Intermodulationsprodukte 2. Ordnung können in ein anderes (niederfrequenteres) Band fallen. Die gemessenen Werte aus den Abbildungen 2.9(a) und 2.9(b) für TV-Systeme sind deutlich schlechter als die Werte des FM-Verstärkers. Zwar treten Empfangssituationen im TV-Bereich mit hohen

Empfangspegeln von etwa $100 \text{ dB}\mu\text{V}$ seltener auf als im FM-Bereich, jedoch sind hier Regelungen, die z. B. durch Reduzierung des Empfangspegels die Linearität verbessern, unumgänglich.

Rauschen:

Bezüglich der Empfindlichkeit muß das von einer passiven Referenzantenne abgegebene Rauschen und auch das Rauschen von Empfängern betrachtet werden. Die Referenzantenne im FM-Bereich ist eine auf $R = 50 \Omega$ abgestimmte Stabantenne, welche am Fahrzeug montiert ist und als Standardempfangsantenne eingeuht ist. Somit kann sie gut zu internationalen Vergleichszwecken herangezogen werden. Es soll der Empfindlichkeitsvorteil und damit der S/N -Vorteil dieses Systems gegenüber dem passiven System ermittelt werden.

In ruhigen Empfangsgebieten wird eine Außenrauschktemperatur im UKW-Band von $T_A = 600 \text{ K}$ angenommen [23]. Bei FM-Empfängern wurden minimale Rauschzahlen von $F_E = 6 \text{ dB}$ gemessen [35]. Bei dem passiven System werden Antenne und Empfänger mittels einer Leitung verbunden, deren Verluste im allgemeinen zu $1,5 \text{ dB}$ angenommen werden. Es wird die Gesamtsystemrauschzahl F_{sys} ermittelt. Leitung und Empfänger ergeben zusammen eine Rauschzahl von $F_P = 7,5 \text{ dB}$ was einer Rauschktemperatur von $T_P = 1341 \text{ K}$ entspricht. Die Gesamtsystemrauschktemperatur T_{sys} ist die Summe aus T_A und T_P und ergibt sich zu $T_{\text{sys}} = 1941 \text{ K}$. Dies entspricht einer Gesamtsystemrauschzahl von $F_{\text{sys}} = 8,9 \text{ dB}$.

Bei dem aktiven System wird die Rauschzahl F_{akt} bestimmt. Die Messungen in Abschnitt 2.2 ergeben eine Rauschzahl des Verstärkers von $F = 4 \text{ dB}$ was einer Rauschktemperatur von $T = 438 \text{ K}$ entspricht. Die Rauschktemperatur der aktive Antenne ergibt sich somit zu $T_{\text{akt}} = T_A + T = 1038 \text{ K}$ was einer Rauschzahl von $F_{\text{akt}} = 6,6 \text{ dB}$ entspricht. Zusammen mit der folgenden HF-Leitung und dem Empfänger ergibt sich eine Gesamtsystemrauschzahl von $F_{\text{sys}} = 7,8 \text{ dB}$.

Bei dem Vergleich der Gesamtsystemrauschzahlen zwischen dem passiven und einem bisherigen aktiven FM-Empfangssystem zeigt sich ein Empfindlichkeitsvorteil von etwa $1,1 \text{ dB}$.

Bei einem mobilen TV-Empfänger wurde eine Empfindlichkeit von etwa $28 \text{ dB}\mu\text{V}$ ur ein gerade rauschfreies Farbbild durch Laborversuche ermittelt. Dies bedingt ein Signal-Rausch-Verhältnis von $S/N = 40 \text{ dB}$. Nach [23] ist die von einer auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Stabantenne angebotene Rauschspannung im schlechtesten Fall im Band I ($47 \text{ MHz} - 68 \text{ MHz}$) $\sqrt{u_A^2} = 5 \text{ dB}\mu\text{V}$. Die in Abschnitt 2.1 gemessenen Werte eines bestehenden TV-Breitbandverstärkers sind ausreichend.

Das Pegeldiagramm:

Das in Abschnitt 1.2.4 eingeuhte und erläuterte **Pegeldiagramm** wird hier beispielhaft ur den TV-Breitbandverstärker dargestellt. In diesem Pegeldiagramm werden über die Entfernung zu einem Sender folgende Pegel aufgetragen: Der Störsignalpegel U_{S1}

bzw. U_{S2} bei den Sendefrequenzen f_{S1} bzw. f_{S2} , die Intermodulationspegel 2. und 3. Ordnung, die Grenzeempfindlichkeit des gestörten TV-Empfängers $U_{g,TV}$ und der Grenzpegel des gestörten FM-Empfängers $U_{g,FM}$. Bestimmt wurden diese Pegel folgendermaßen:

- Der Störsignalpegel U_S wurde mit Hilfe des Rechnerprogramms NEC[©] errechnet. Dabei sind die folgenden Parameter verwendet worden: Die Sendeantenne ist eine Dipolzeile mit 4 Gruppen mit je einem horizontalen Dipolpaar vor einer Reflektorwand und strahlt in 100 m Höhe eine Leistung von 100 kW_{EIRP} ab. Die Geländeumgebung ist eine unendliche Ebene mit einer Leitfähigkeit von $\sigma = 0,01$ mS/m und einer relativen Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r = 4,0$. Die Sendefrequenzen liegen bei $f_{S1} = 98$ MHz bzw. $f_{S2} = 102$ MHz.
- Die Intermodulationspegel 2. und 3. Ordnung ($U_{a_{K2}}$, $U_{a_{K3}}$) wurden gemessen (siehe Abb. 2.13(a), 2.13(b)).
- Die Grenzeempfindlichkeit des gestörten TV-Empfängers $20 \cdot \log(U_{g,TV}/1\mu V)$ wurde im Labor zu 28 dB μV ermittelt. Dabei wurde ein Signal-Rausch-Verhältnis von $S/N = 40$ dB zugrunde gelegt, welches ur ein gerade ungestörtes Farbbild gilt.
- Der Grenzpegel ur den Intermodulationsabstand $a_{K3} = 60$ dB eines FM-Empfängers: $20 \cdot \log(U_{g,FM}/1\mu V) = 20 \cdot \log(U_S/1\mu V) - a_{K3}$

Aus diesem Pegeldiagramm (siehe folgende Seite) kann man ablesen, wie nahe man an den FM-(Stör-)Sender heranfahren kann, ohne Empfangsstörungen im FM- bzw. TV-Bereich durch Intermodulation wahrzunehmen. In diesem Fall sind es etwa 2,2 km, die man an den FM-Sender heranfahren kann, ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung über dem Grenzpegel sind und somit den Hörrundfunk stören. Nur etwa 5,2 km kann man an den FM-Sender heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung über der Grenzeempfindlichkeitsschwelle $U_{g,TV}$ sind und somit den Fernsehfunk stören. Jedoch sind hier die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung von untergeordneter Bedeutung, da sie durch Bandpaßfilterung stark reduziert werden können.

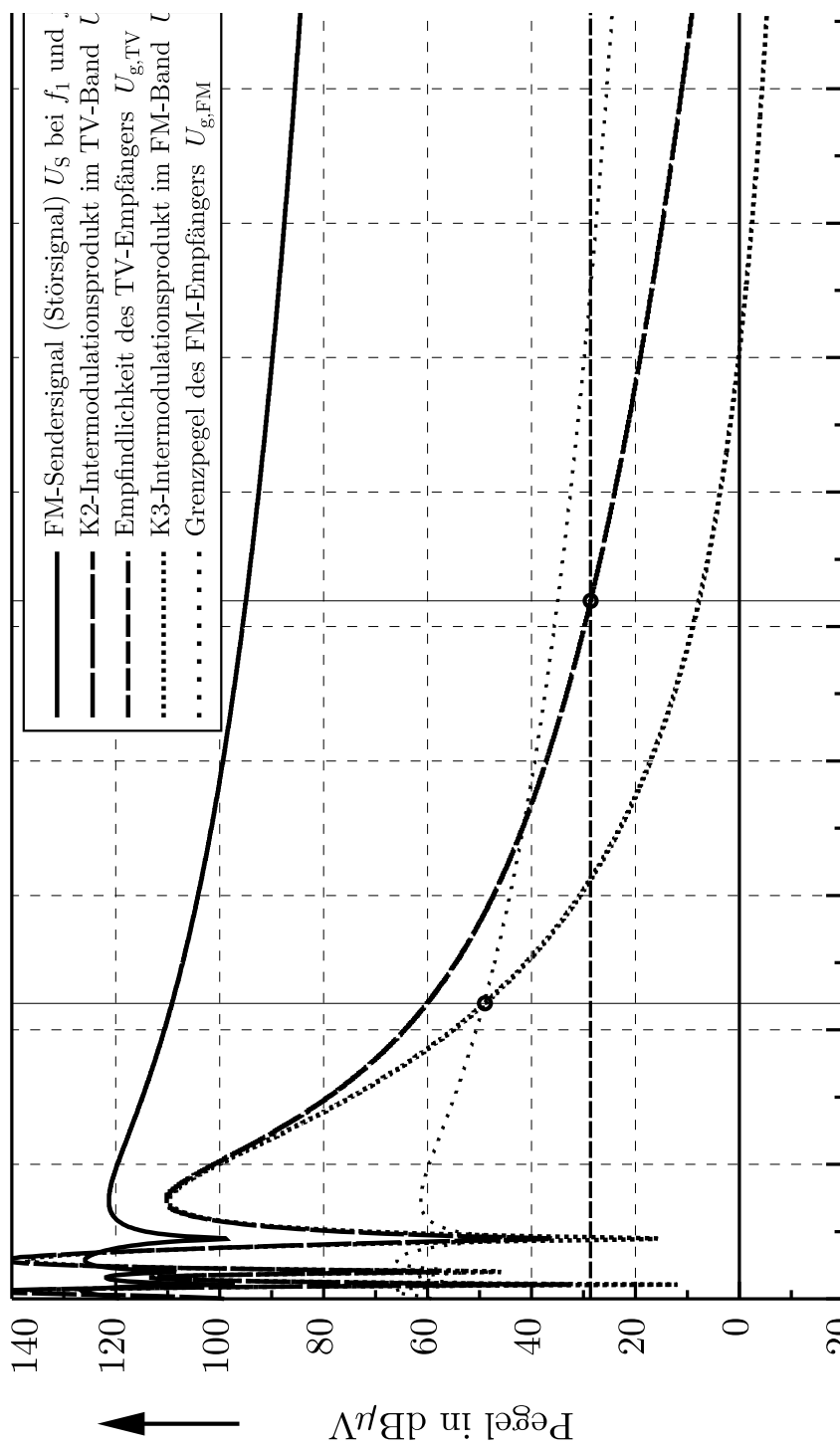


Abbildung 2.15: Pegeldiagramm eines Breitbandverstärkers als Beispiel

Kapitel 3

Konzeptdefinition

Wie in der Einleitung beschrieben, soll ein neues Verstärkerkonzept erarbeitet werden. Zusammen mit einer Antennenstruktur soll dies eine aktive Antenne nach Definition [17] bilden. Der Antennenstruktur soll möglichst wenig Leistung entzogen werden, was einen hochohmigen Eingang des direkt angeschlossenen Verstärkers bedingt. Dadurch wird eine geringere Verkopplung mehrerer am Fahrzeug implementierter Antennen erwartet (siehe Abschnitt 1.1.3) und somit eine höhere Effizienz bei Diversitysystemen [43, 18, 19, 37]. Weiterhin soll der Verstärker das gesamte FM- und TV-Empfangsband (47 MHz – 860 MHz) abdecken. Da der mit in die Antenne integrierte Verstärker das erste aktive Element in dem Empfangssystem ist, muß er rauscharm sein und eine gute Linearität aufweisen. Zusammengefaßt sind die wesentlichen Merkmale des neuen Verstärkerkonzepts in der folgenden Auflistung:

Forderungen an den Verstärker:

- hohe Eingangsimpedanz (ideal: $\underline{S}_{11} = +1 \quad \forall f$)
- niedrige Rauschzahl über die gesamte Bandbreite
- große Bandbreite (≈ 40 MHz – 1000 MHz)
- gute Linearität ur Empfangspegel bis zu 120 dB μ V

In den folgenden drei Abschnitten wird das Konzept definiert. Die Auswahl des aktiven Elementes und die Schaltungsart werden erörtert.

3.1 Eignung des FET hinsichtlich der hohen Eingangsimpedanz

Zentrales Element der meisten Verstärker ist ein Transistor. Von diesem hängen die wesentlichen Eigenschaften und Beschaltungsmöglichkeiten eines Verstärkers ab. Somit wird anhand der gewünschten Eigenschaften eines Verstärkers der geeignete Transistor eingesetzt. Das Augenmerk in diesem Abschnitt liegt auf der Hochohmigkeit des Steuereingangs bzw. auf der verlustlosen Ansteuerung des Transistors. Im allgemeinen lassen sich Transistoren einteilen in:

- Bipolartransistoren,
- und Feldeffekttransistoren (FET).

Eine Variante des bipolaren Transistors, die sich in einigen Eigenschaften von diesem unterscheidet ist der

- Heterojunction-Transistor (HBT).

Für jede der drei Transistorarten gibt es verschiedene Technologieausführungen. Zum Beispiel beim bipolaren Transistor der npn- oder pnp-Typ und beim Feldeffekttransistor der n-Kanal oder p-Kanal FET, selbstleitend oder selbstsperrend. Die Eigenschaften dieser einzelnen Typen und die Ausführungsformen sind unter anderem in [27, 28, 8] diskutiert worden.

Bipolartransistor:

Beim Bipolartransistor dient ein in Flußrichtung gepolter pn-Übergang als Steuerelement. Aufgrund dieses Steuermechanismus ist der Steuereingang niederohmig. Der Bipolartransistor scheidet aufgrund der geforderten Hochohmigkeit des Steuereingangs von vornherein aus und wird im folgenden nicht mehr betrachtet.

Heterojunction-Transistor:

Um den Basisstrom klein zu halten, wurden die Heterojunction-Transistoren eingeführt. Bei diesen Transistoren wird der Emitter aus einem Halbleitermaterial hergestellt, dessen Bandabstand größer ist als der des Materials in der Basis. Aufgrund des Unterschiedes im Bandabstand wird die Elektroneninjektion in die Basis geerdert, während die Löcherinjektion in den Emitter nahezu unterbunden wird [8, 12, 7]. Der Basisstrom wird kleiner gehalten. Das Kleinsignalersatzschaltbild eines Heterojunction-Transistors gleicht dem des bipolaren Transistors, da ja der gleiche Steuermechanismus vorliegt: Nach wie vor dient ein in Flußrichtung gepolter pn-Übergang als Steuerelement und der Steuerstrom ist nicht vernachlässigbar.

Für eine Anwendung gemäß der Forderung nach Hochohmigkeit ist dieser Transistortyp trotzdem noch zu niederohmig und nicht geeignet.

Feldeffekttransistor:

Ein weiterer Transistortyp ist der Feldeffekttransistor (FET), auch unipolarer Transistor genannt. Die folgende Abbildung zeigt ein HF-Ersatzschaltbild eines MOS-FET.

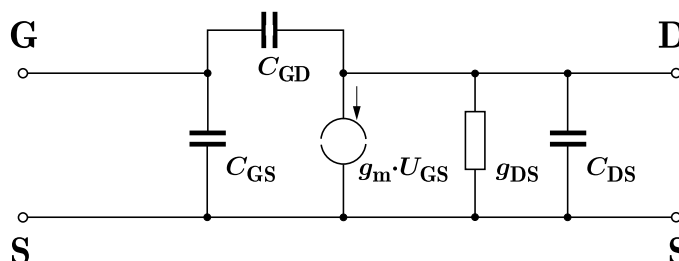


Abbildung 3.1: HF-Ersatzschaltbild des Feldeffekttransistors

C_{GS}	: Gate-Source-Kapazität	g_m	: Steilheit des Transistors
C_{GD}	: Gate-Drain-Kapazität	g_{DS}	: Ausgangsleitwert des Transistors
C_{DS}	: Drain-Source-Kapazität		

Hieraus ist zu ersehen, daß die Steuerung ur niedrige Frequenzen nahezu leistungslos geschieht. Bei höheren Frequenzen ist die Gate-Source-Kapazität nicht mehr zu vernachlässigen. Typische Kennwerte wie sie bei HF-Feldeffekttransistoren gemessen wurden, sind im folgenden aufgelistet:

CLY 2 der Firma Infineon
nach Datenblatt

I_{DS0}	=	35 mA		
C_{GS}	=	1,85 pF	g_{DS}	= 0,01 S
C_{GD}	=	0,26 pF	g_m	= 0,126 S
C_{DS}	=	0,45 pF		

Wegen der nahezu leistungslosen Steuerung eines Feldeffekttransistors ist dieser in der in der Einleitung beschriebenen Anwendung geeignet.

3.2 Eignung des FET hinsichtlich des niedrigen Rauschens

Um eine Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses bei Empfangssystemen mit aktiven Antennen zu erhalten, muß der Verstärker als integrativer Anteil der aktiven Antenne rauscharm sein. Sein Rauschen muß geringer sein als das von der Antenne empfangene und geringer als das des Empfängers. Dies muß ur den gesamten Nutzfrequenzbereich von etwa 40 MHz bis etwa 1 GHz gewährleistet sein.

Zwei Frequenzbereiche müssen beim Rauschen betrachtet werden: der niedrige Frequenzbereich, in dem das $1/f$ -Rauschen dominiert und der Frequenzbereich, in dem das Schrotrauschen dominiert. Die Eckfrequenz $f_{1/f}$ ist diejenige Frequenz, bei der das $1/f$ -Rauschen genau so groß ist wie das auf anderen Effekten beruhende Rauschen.

$1/f$ -Rauschen des MOS-FET:

Das $1/f$ -Rauschen beim MOS-FET entsteht durch die Rekombinationszentren an der Grenzschicht Halbleiter-Isolator und durch Ladungsschwankungen in der Raumladungszone. Dieses $1/f$ -Rauschen kann als eine äquivalente Rauschspannungsquelle $\overline{u}_{G,\text{rausch}}^2$ in Serie zum Gate des FET interpretiert werden [20, 8].

$$\overline{u}_{G,\text{rausch}}^2 = 4kTB \sum_{r=1}^n \frac{\rho_r (\tau_r/\tau_0)}{1 + \omega^2 \tau_r^2} \quad (3.1)$$

- ρ_r : effektiver Widerstand, abhängig von der Anzahl der involvierten Traps
- τ_r : Zeitkonstante des jeweiligen Generations-Rekombinationszentrums
- τ_0 : Referenzzeitkonstante

Die drei zuletzt genannten Parameter ρ_r , τ_r und τ_0 sind Technologie- und somit Transistortypabhängig. Die äquivalente Serienrauschspannung $\overline{u}_{G,\text{rausch}}^2$ bildet sich aus der Summe aller n beteiligten Rekombinationszentren an der Halbleiter-Isolator-Grenzschicht. Die Eckfrequenz liegt bei den MOS-Feldeffekttransistoren ungefähr zwischen 1 MHz und 100 MHz, also deutlich höher als bei bipolaren Transistoren. Als Beispiel sind zwei MOS-Feldeffekttransistoren gemessen worden, und das Meßergebnis ist in Abbildung 3.2 zu sehen.

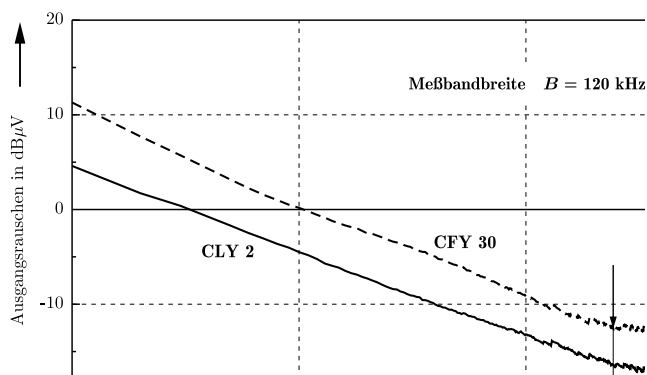


Abbildung 3.2: $1/f$ -Rauschen mit Eckfrequenz zweier MOS-FET

Bei beiden Transistoren liegt die Eckfrequenz unterhalb von 50 MHz. Somit sind beide dieser Transistoren für dieses in dieser Arbeit untersuchte Konzept geeignet.

Kanalrauschen des MOS-FET:

Oberhalb der Eckfrequenz dominieren andere Rauschmechanismen, z. B. thermisches Rauschen parasitärer Widerstände, Schrotrauschen und thermisches Kanalrauschen. Das thermische Rauschen parasitärer Widerstände ist bei allen FET-Typen vorhanden und läßt sich gegenüber den anderen Rauschquellen durch geeignete Herstellungsprozesse klein halten. Beim Sperrschicht-FET ist das Schrotrauschen des Sperrstromes zu berücksichtigen, während dieses beim MOS-FET wegen der isolierenden Oxidschicht nicht vorhanden ist. Die dominante, allen Feldeffekttransistoren eigene Rauschquelle ist das Kanalrauschen (Drain-Source). Es läßt sich sehr einfach berechnen und als Serienrauschquelle am Gate darstellen [26]:

$$\overline{u^2}_{D,\text{rausch}} \approx \frac{2}{3} \cdot \frac{4kTB}{g_m} \quad (3.2)$$

g_m : Steilheit des Feldeffekttransistors

Eine Auswertung der Gleichung 3.2 ur den Transistortyp CLY 2 ergibt eine äquivalente mittlere Serienrauschspannung am Gate von etwa $-20 \text{ dB}\mu\text{V}$. Dabei wurden folgende Parameter eingesetzt:

$$I_{DS0} = 35 \text{ mA}, g_m = 0,126 \text{ S} \quad (\text{Daten ur den FET: CLY 2})$$

Auf Grund des niedrigeren Rauschens ist den MOS-Feldeffekttransistoren der Vorzug zu geben. Auch die Eckfrequenz ist bei den gemessenen Feldeffekttransistoren ausreichend niedrig.

3.3 Linearität – Die Sourcefolgeschaltung

Drei Grundschaltungsarten gibt es ur den Feldeffekttransistor: die Gate-, Source- und Drainschaltung. Diese werden im folgenden behandelt.

Gateschaltung:

Aus dem Ersatzschaltbild ur die Gateschaltung ist ersichtlich, daß die Eingangsimpedanz niedrig ist. Sie wird im wesentlichen durch die Steilheit des Feldeffekttransistors g_m bestimmt, die in Serie mit dem Lastwiderstand R_L am Eingang wirkt. Wegen dieser niederohmigen Eingangsimpedanz der Gateschaltung kommt diese Schaltung nicht weiter in Betracht.

Sourceschaltung:

Bei der Sourceschaltung gibt es zwei Möglichkeiten durch eine Gegenkopplung die Linearität zu verbessern. Einmal die Spannungsgegenkopplung mit Hilfe eines Widerstandes zwischen Drain und Gate **(a)** und einmal mit einem Widerstand zwischen der Source des FET und Betriebsmasse **(b)**. Beide Möglichkeiten sind in dem Kleinsignalersatzschaltbild in Abbildung 3.3 gestrichelt eingezeichnet.

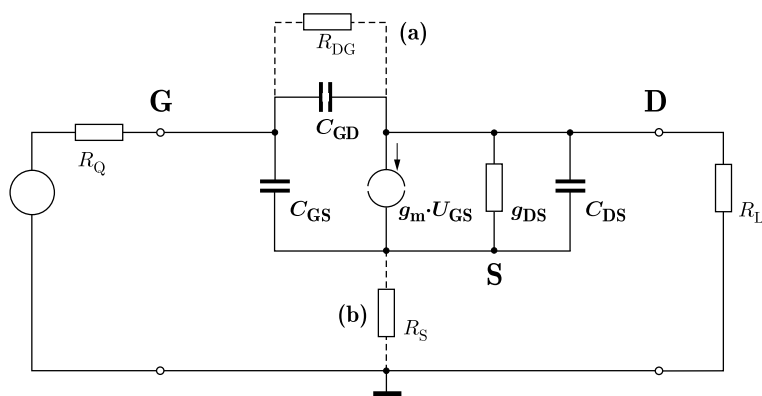


Abbildung 3.3: Kleinsignalersatzschaltbild der Sourceschaltung

In Abschnitt 2.1 wurde bereits die Sourceschaltung mit der Gegenkopplung **(a)** hinsichtlich der Linearitätseigenschaften behandelt. Trotz der Gegenkopplung konnten keine genügend großen Intermodulationsabstände erreicht werden. Weiterhin stößt die Forderung nach guter Linearität und hoher Eingangsimpedanz bei dieser Schaltung auf einen Widerspruch.

Bezüglich der Eingangsimpedanz ist die Schaltungsvariante **(b)** vorzuziehen. Jedoch liegt der Widerstand R_S in Serie zum Ausgangsleitwert des FET und erhöht die Ausgangsimpedanz drastisch. Auch die Verstärkung V dieses Verstärkers sinkt mit steigendem R_S und kann sogar kleiner als 1 werden. Folgende Abbildungen zeigen die Simulationsergebnisse, die mit dem HF-Simulationsprogramm *Microwave Harmonica*® errechnet wurden.

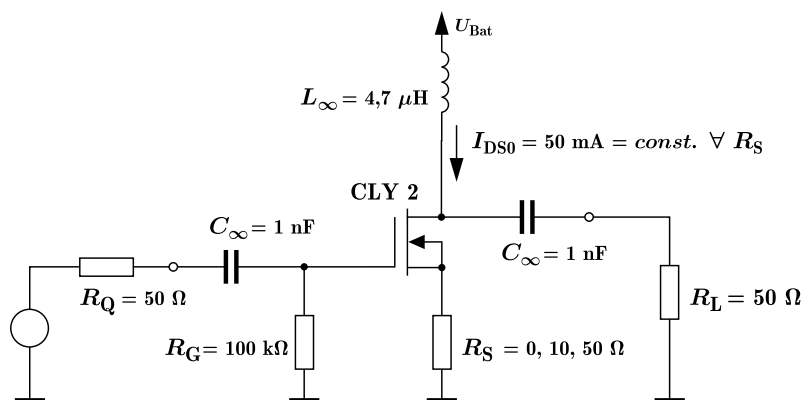


Abbildung 3.4: Schaltbild der Sourceschaltung nach **(b)**

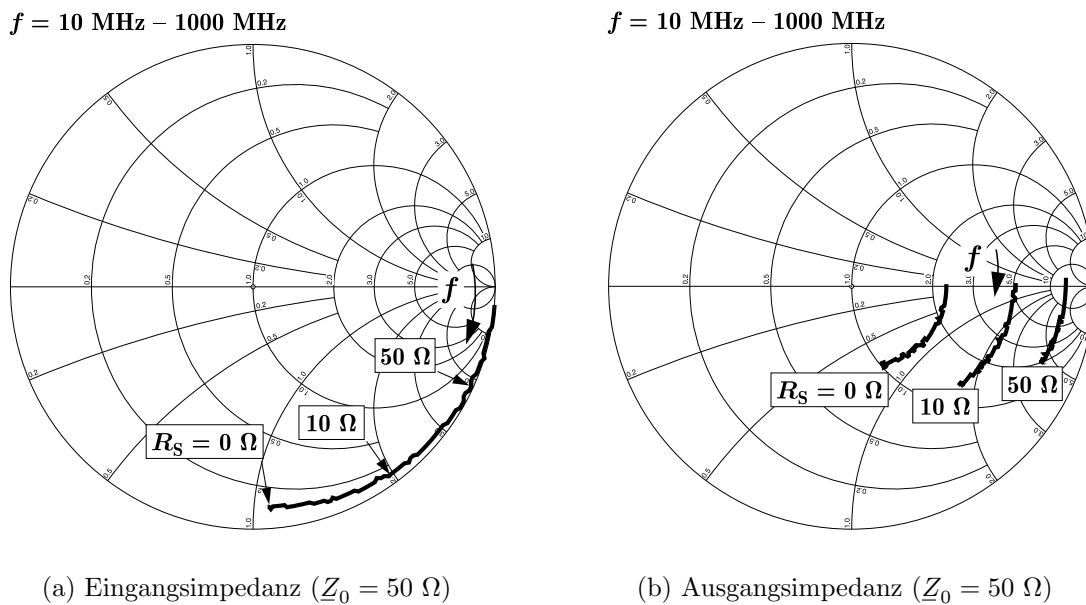


Abbildung 3.5: Ergebnisse der Schaltungssimulation der Sourceschaltung nach (b)

Wie in den Vorüberlegungen dargestellt, zeigt sich eine hohe Eingangsimpedanz, die nahezu unabhängig von der Gegenkopplung ist. Die Ausgangsimpedanz steigt mit größer werdendem Gegenkopplungswiderstand R_S und weist im allgemeinen zu hohe Werte auf.

Hier zeigt sich, daß mit stärker werdender Gegenkopplung (steigendem Widerstand R_S) die Verstärkung sinkt und die Isolation schlechter wird.

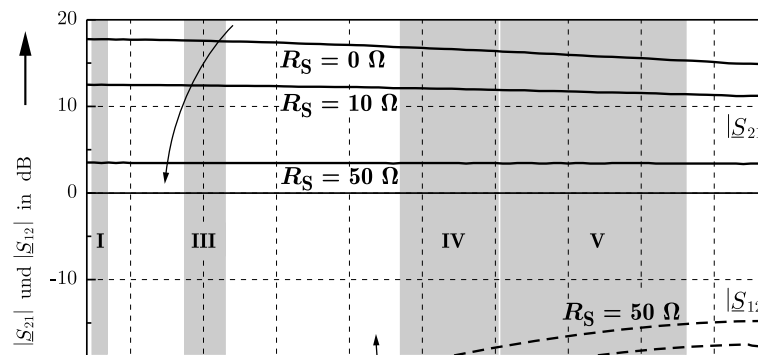


Abbildung 3.6: Ergebnisse der Simulation der Sourceschaltung nach (b)

$$f_1 = 98 \text{ MHz}, f_2 = 101 \text{ MHz}$$

R_S	a_{K2}	a_{K3}
0 Ω	34,0 dB	63,1 dB
10 Ω	41,5 dB	73,0 dB
50 Ω	52,7 dB	89,1 dB

Abbildung 3.7: Intermodulationsprodukte der Sourceschaltung nach (b) (Simulation)

Bei fehlender Gegenkopplung ($R_S = 0$) sind Verstärkung und Isolation hoch, genügen die Ein- und Ausgangsimpedanz den Forderungen, aber die Intermodulationsabstände a_{K2} und a_{K3} sind zu gering. Mit steigender Gegenkopplung werden diese zwar größer, aber bei guter Linearität ist die Ausgangsimpedanz viel zu hochohmig. Ausgangsseitige Anpassungsmaßnahmen belasten den Verstärker unter Umständen zu stark, was zu einem weiteren drastischen Verstärkungsrückgang der dann ohnehin geringen Verstärkung führt. Aus diesem Grund ist diese Schaltungsart nicht verwendbar.

Drainschaltung:

Die Drainschaltung oder auch Sourcefolgeschaltung ist in Abbildung 3.8 dargestellt. Ebenso wie bei der Sourceschaltung wird eine hohe Eingangsimpedanz erwartet. Die Wechsellspannungsgegenkopplung in dieser Schaltung ist der Sourcewiderstand R_S und der parallel dazu liegende Lastwiderstand R_L .

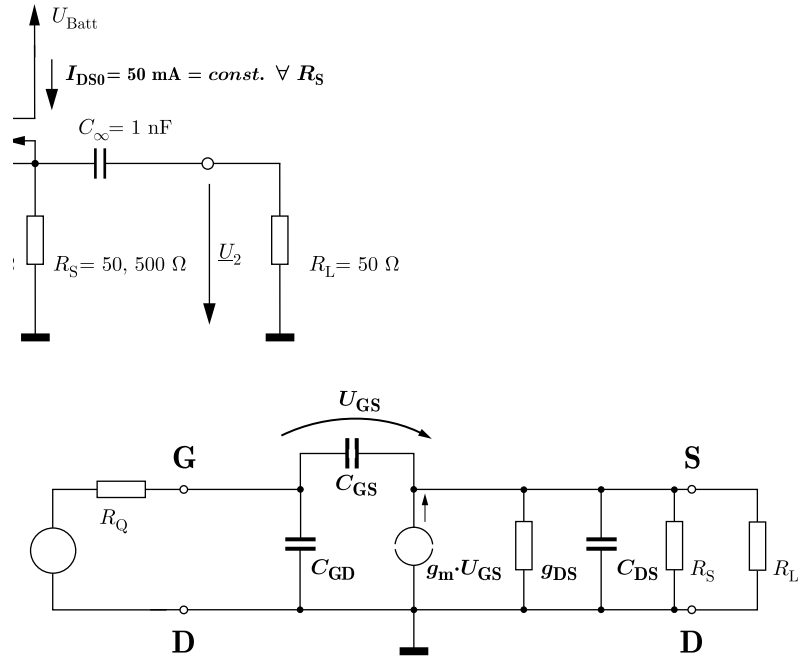


Abbildung 3.8: Schaltung mit Kleinsignalersatzschaltbild der Drainschaltung

Die Spannungsverstärkung kann nach der Gleichung 3.3 abgeschätzt werden.

$$V_u = \left| \frac{U_2}{U_1} \right| \approx \frac{g_m \cdot R_S \parallel R_L}{1 + g_m \cdot R_S \parallel R_L} \quad (3.3)$$

Die Eingangsimpedanz ist im wesentlichen durch die Kapazität C_{GD} bestimmt. Die Ausgangsimpedanz entspricht in etwa dem Kehrwert der Steilheit g_m des Feldeffekttransistors. In den Abbildungen 3.9(a) – 3.11 sind die Simulationsergebnisse des Verstärkers in Drainschaltung abgebildet, wobei der Arbeitspunkt konstant gehalten wird, d.h. $I_{DS0} = 50$ mA. Nur der Wechselstromgegenkopplungswiderstand wird variiert!

Ersichtlich ist, daß die Eingangsimpedanz nahezu unabhängig von der Gegenkopplung ist. Die Ausgangsimpedanz steigt leicht bei stärkerer Gegenkopplung, liegt aber immer sehr niederohmig zwischen 3Ω und 10Ω . In dieser Schaltung ist der maximale Wechselstromgegenkopplungswiderstand durch den Lastwiderstand gegeben. Dies wird in Abschnitt 5.1 näher betrachtet und diskutiert.

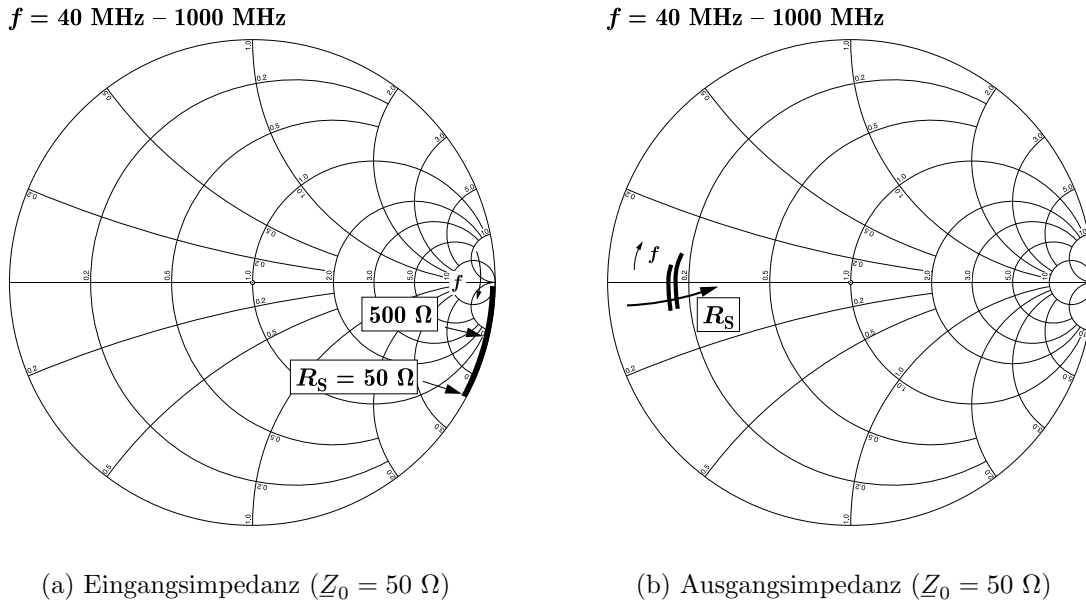


Abbildung 3.9: Simulation der Drainschaltung nach Abb. 3.8

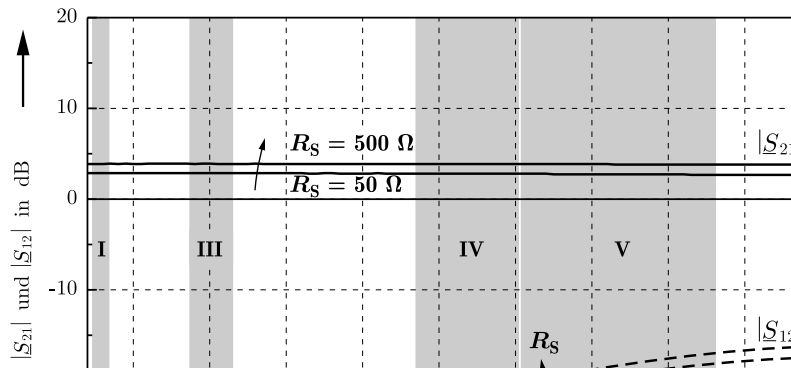


Abbildung 3.10: Simulation der Drainschaltung nach Abb. 3.8

Bei geringer Gegenkopplung $R_S = 50 \Omega$ sinkt die Verstärkung auf unter 3 dB. Erst bei größeren Gegenkopplungswiderständen ($R_S \parallel R_L > 40 \Omega$) liegt die Verstärkung V über 4 dB. Die Isolation ist im FM-Rundfunkbereich immer besser als -30 dB und im UHF-Fernsehbereich immer besser als -15 dB und somit sehr gut.

$$f_1 = 98 \text{ MHz}, f_2 = 101 \text{ MHz}$$

R_S	a_{K2}	a_{K3}
50 Ω	54,1 dB	87,9 dB
500 Ω	58,0 dB	94,7 dB

Abbildung 3.11: Simulation der Intermodulationsprodukte der Drainschaltung nach Abb. 3.8

Zu erkennen ist aus der Abbildung 3.11, daß mit steigendem Gegenkopplungswiderstand die Linearität verbessert wird. Bei dieser Art der Gegenkopplung spricht man auch von einer Strom-Spannungs-Gegenkopplung. Der Drain-Source-Strom bewirkt einen Spannungsabfall am Source-Widerstand R_S . Diese Spannung wirkt der Eingangsspannung U_{GS} entgegen und diese wird kleiner gehalten. Dieser Effekt ist direkt proportional zum Widerstandswert R_S . Bei dieser Schaltung ist eine hohe Gegenkopplung von Vorteil. Es wird die beste Linearität mit dieser Schaltung erzielt.

Der Vergleich aller drei Schaltungen zeigt, daß die Drain-, oder auch Sourcefolgeschaltung genannt, die besten Eigenschaften hinsichtlich der gewünschten Eingangs- und Ausgangsimpedanz und der Linearität aufweist. Die relativ geringe Verstärkung von etwa $V = 4$ dB ist jedoch noch ausreichend, zumal eine sehr geringe Rauschzahl durch den Feldeffekttransistor realisiert werden kann. Eine genaue Untersuchung dieser Schaltung und der vielfältigen Beschaltungsmöglichkeiten wird in den folgenden Kapiteln präsentiert.

Kapitel 4

Die Verstärkerzelle

Aus den im vorigen Kapitel „Konzeptdefinition“ gewonnenen Erkenntnissen kommt ein Feldeffekttransistor in Drainschaltung zum Einsatz. Dabei wird der Transistor CLY 2 eingesetzt, da dieser eine hohe Transitfrequenz von $f_T \approx 6$ GHz, niedrige Rauschwerte, hohe Linearität und eine hohe Eingangsimpedanz bis zu hohen Frequenzen hin aufweist. Die genaue Schaltung ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

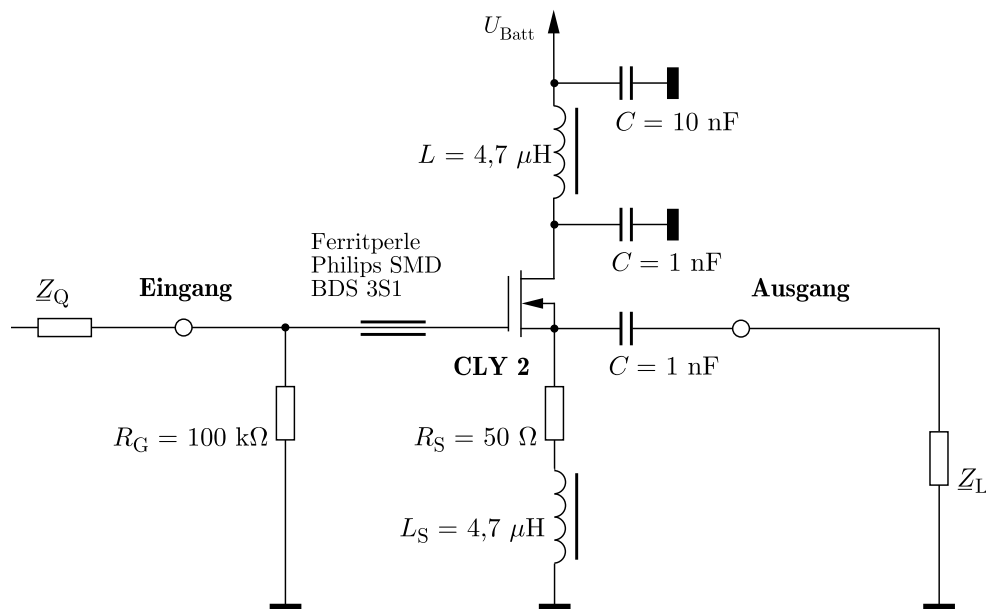


Abbildung 4.1: Schaltbild der Verstärkerzelle

Zentrales Element ist ein Feldeffekttransistor in Drainschaltung. Dessen Drain ist über ein LC -Netzwerk an die Versorgungsspannung angeschlossen. Dieses LC -Netzwerk dient zur Entkopplung der Versorgungsspannung, damit das Drain des FET niederohmig auf Masse liegt. Der Gatewiderstand R_G legt gleichspannungsmäßig das Gate des FET auf Masse. Für die HF-Wechselspannung ist der Eingang hochohmig. Mit dem Widerstand R_S wird der Arbeitspunkt eingestellt. Dabei bewirkt der Gleichspannungsabfall an R_S , daß das Gate des FET negativ vorgespannt wird, was für einen selbstleitenden n-Kanal Feldeffekttransistor notwendig ist. Die Spule L_S bewirkt, daß die HF-Wechselspannung

(40 MHz – 1 GHz) hochohmig gegengekoppelt wird. Nur die Lastimpedanz R_L dominiert wechsellspannungsmäßig die Gegenkopplung. Die Ferritperle wird eingesetzt, um Oszillationen des FET zu unterdrücken (siehe Abschnitt 4.4).

Die Eigenschaften dieser Verstärkerzelle werden in den nächsten Abschnitten genauer untersucht. Die Beschaltungsmöglichkeiten und die Anwendung werden in den folgenden Kapiteln erörtert.

4.1 Hochohmigkeit und Bandbreite

Vor allem die Hochohmigkeit des Eingangs der Verstärkerzelle ist dabei wichtig. Gemessen wurden die S-Parameter mit dem in Kapitel 1 vorgestellten Meßsystem. Allen Messungen wurden, wenn nicht explizit anders angegeben, beim gleichen Arbeitspunkt gemessen:

$$\begin{aligned} I_{DS0} &= 50 \text{ mA} \\ U_{DS0} &= 3,0 \text{ V} \\ U_{GS0} &= -2,7 \text{ V} \end{aligned}$$

Die Abbildungen 4.2 und 4.3 zeigen Ein- und Ausgangsimpedanz, sowie die Verstärkung und Rückwirkung der Verstärkerzelle.

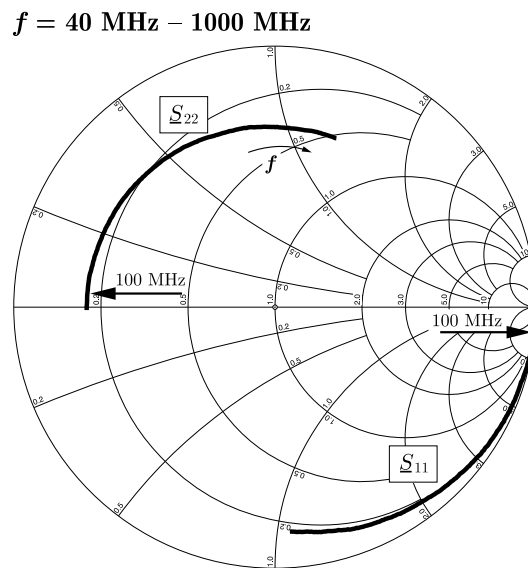


Abbildung 4.2: Messung von S_{11} und S_{22} der Verstärkerzelle

Die Eingangsimpedanz der Verstärkerzelle ist sehr hochohmig. Im FM-Frequenzbereich von 87,5 MHz bis 108 MHz entspricht die Eingangsimpedanz der Verstärkerzelle einer Kapazität von nur etwa 2 pF. Zu hohen Frequenzen hin ist die Zelle nicht mehr so hochohmig, was unter anderem auf die Ferritperle zurückzuführen ist.

Die Ausgangsimpedanz ist im FM-Frequenzbereich von 87,5 MHz bis 108 MHz sehr niederohmig und liegt bei etwa 8 Ω reel. Bei hohen Frequenzen wirken Leitungslängen, die durch den realen Aufbau bedingt sind.

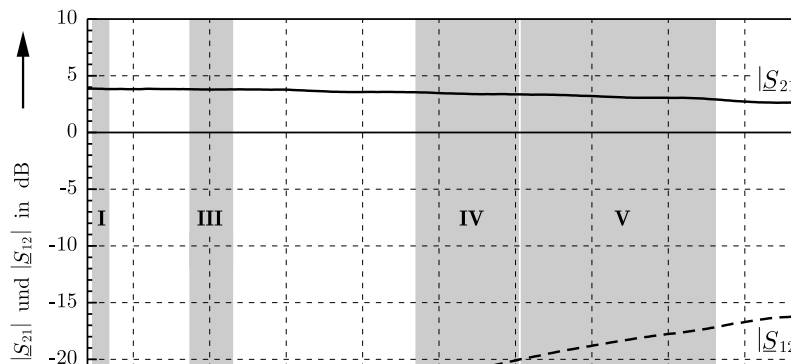


Abbildung 4.3: Messung von Verstärkung und Rückwirkung der Verstärkerzelle

Die Verstärkung $V = |S_{21}|$ der Zelle liegt über den gesamten Frequenzbereich nahezu konstant bei etwa 4 dB. Der leicht Abfall ab etwa 500 MHz ist durch die aus Stabilitätsgründen (siehe Abschnitt 4.4) notwendige Ferritperle bedingt. Die Rückwirkung ist immer besser als -16 dB, und im FM-Frequenzbereich ist sie besser als -30 dB.

4.2 Rauschen

Neben der eingangsseitigen Hochohmigkeit der Verstärkerzelle ist ein geringes Rauschen von Wichtigkeit. Gemessen wurden die Rauschzahl F und die Ausgangsrauschspannung $U_{r,A}$ in einem 50Ω -System. Die Meßbandbreite ist $B = 120$ kHz, wie in Abschnitt 1.2.2 beschrieben.

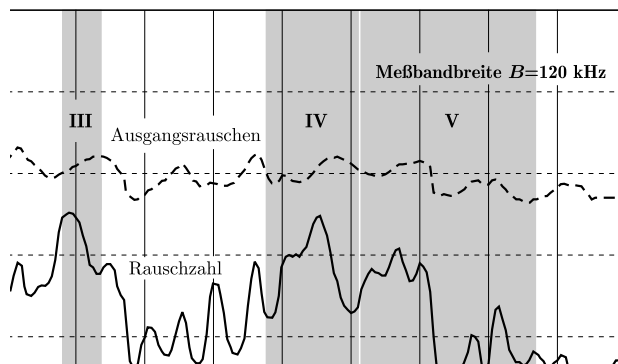


Abbildung 4.4: Rauschen der Verstärkerzelle

Die Rauschzahl F ist immer kleiner als 2,5 dB, und die Ausgangsrauschspannung $U_{r,A}$ liegt unter $-8 \text{ dB}\mu\text{V}$. Wird das Ausgangsrauschen dieser Verstärkerzelle mit dem Rauschen einer Empfangsantenne oder dem Rauschen eines Empfängers (siehe Abschnitt 2.3) verglichen, so muß das Rauschen der Verstärkerzelle deutlich darunter liegen.

Die gemessene Ausgangsrauschspannung läßt sich in einen äquivalenten Rauschwiderstand R_{rausch} umrechnen, der in Serie zum Eingang der Verstärkerzelle liegt.

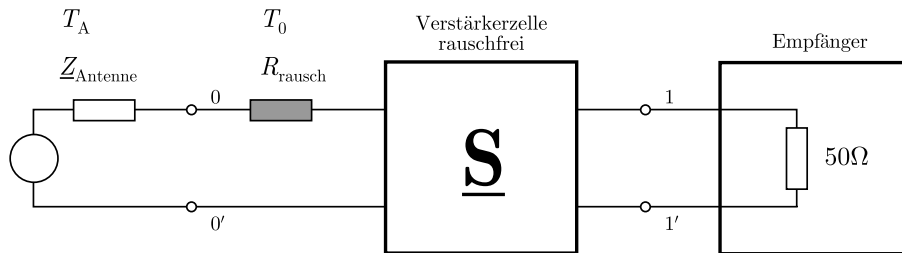


Abbildung 4.5: Verstärkerzelle mit äquivalentem Serienrauschwiderstand

Der äquivalente Serienrauschwiderstand kann folgendermaßen angegeben werden:

$$R_{\text{rausch}} = \frac{U_{r,A}^2}{V^2 \cdot 4kT_0B} \cong 20 \Omega \quad (4.1)$$

mit: $V = 1,58 \hat{=} 4 \text{ dB}$ Spannungsverstärkung der Verstärkerzelle im 50- Ω -System

Das von der Antenne abgegebene Rauschen wird durch den Realteil R_{Antenne} der Antennenimpedanz bei der äußeren Rauschtemperatur T_A bestimmt: Derjenige minimale Realteil der Antennenimpedanz wird gesucht, bei dem das Rauschen der Antenne gerade so groß wird wie das Rauschen der Verstärkerzelle:

$$R_{\text{Ant,min}} \cdot T_A \stackrel{!}{=} R_{\text{rausch}} \cdot T_0 \quad (4.2)$$

mit: T_A mittlere Rauschtemperatur des äußeren Rauschens

Die mittlere Rauschtemperatur des äußeren Rauschens ist stark frequenzabhängig. Beispielhaft ist nach CCIR [5] eine mittlere Rauschtemperatur des äußeren Rauschens bei der Frequenz $f = 100 \text{ MHz}$ von $T_A = 1000 \text{ K}$ angegeben. Somit ergibt sich nach Gleichung 4.1 und 4.2 mit den gemessenen Rauschdaten der Verstärkerzelle bei $f = 100 \text{ MHz}$:

$$\implies R_{\text{Ant,min}} \approx 6 \Omega$$

Somit sind nur Antennenimpedanzen mit einem Realteil von $R_{\text{Antenne}} \geq 6 \Omega$ zulässig, ohne daß das Rauschen der Verstärkerzelle dominiert. In der Praxis weisen die meisten Fahrzeugantennen einen Realteil der Antennenimpedanz von mehr als 6Ω auf. Die Verstärkerzelle ist hinsichtlich des Rauschens ur nahezu alle Antennen geeignet. Wie in Abschnitt 2.3 ur ein bestehendes System bereits gezeigt wurde, wird der Empfindlichkeitsvorteil der aktiven Antenne mit der neuen Verstärkerzelle gegenüber dem passiven

Empfangssystem im FM-Bereich ermittelt. Die Gesamtsystemrauschzahl des passiven Systems wurde dort zu $F_{\text{sys}} = 8,9$ dB bestimmt. Bei dem aktiven System wird die Rauschzahl $F_{\text{akt,neu}}$ bestimmt. Die Messungen ergeben eine Rauschzahl des Verstärkers von $F = 1,8$ dB was einer Rauschtemperatur von $T = 150$ K entspricht. Die Rauschtemperatur der aktiven Antenne ergibt sich somit zu $T_{\text{akt,neu}} = T_A + T = 750$ K was einer Rauschzahl von $F_{\text{akt,neu}} = 5,5$ dB entspricht. Zusammen mit der folgenden HF-Leitung und dem Empfänger ergibt sich eine Gesamtsystemrauschzahl von $F_{\text{sys,neu}} = 7.3$ dB. Bei dem Vergleich der Gesamtsystemrauschzahlen zwischen dem passiven und einem bisherigen aktiven FM-Empfangssystem zeigt sich ein Empfindlichkeitsvorteil von etwa 2 dB.

4.3 Linearität

Die in Abbildung 4.1 dargestellte Verstärkerzelle wird hinsichtlich ihrer Linearität untersucht. In den Linearitätsdiagrammen sind sowohl die Messungen als auch die Simulationen dargestellt. Es ist eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation festzustellen.

$$f_1 = 98 \text{ MHz}, f_2 = 101 \text{ MHz}$$

	a_{K2}	a_{K3}
Messung	61,5 dB	90,9 dB
Simulation	58,8 dB	95,8 dB

Abbildung 4.6: Simulation und Messung der Intermodulationsprodukte der Verstärkerzelle

Die Intermodulationsmessungen wurden auch im TV-Frequenzbereich durchgeführt. Dabei zeigten sich kaum Unterschiede zu den Messungen im FM-Bereich. Somit weist die Verstärkerzelle sehr gute Linearitätseigenschaften im FM- und auch im TV-Bereich auf. Die nachfolgenden Aspekte sollen betrachtet werden:

- Auftretende Pegel am Eingang der Zelle.
- Minimaler Abstand zu einem Sender mit hoher Sendeleistung – das Pegeldiagramm.

Wird die mobile Empfangssituation hinsichtlich großer Feldstärkepegel betrachtet, so zeigt sich, daß vor allem durch die starken UKW-Sender (87,5 MHz – 108 MHz) die Empfangssysteme durch nichtlineare Verzerrungen in der Signalqualität stark beeinträchtigt werden. Grund hierur sind die Störprodukte 2. und 3. Ordnung. Die Störprodukte 2. Ordnung – wenn starke Sender im UKW-Bereich auftreten – fallen dann in das Band III (175 MHz – 225 MHz) und stören den Fernsehempfang. Die Störprodukte 3. Ordnung fallen ins gleiche Band und stören den Empfang eines UKW-Programms, wenn die Intermodulationsfrequenz der Programmfrequenz entspricht.

Die Verstärkerzelle wird direkt an eine Antenne bzw. Antennenstruktur angeschlossen. Diese aktive Antenne, eingesetzt in Mobilanwendungen, befindet sich an verschiedenen Orten, an denen auch unterschiedliche Feldstärken vorherrschen. Diese ortsabhängige Nutzfeldstärke E (oft als Feldstärkepegel in $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ausgedrückt) hängt im wesentlichen von der abgestrahlten Senderenergie, den Ausbreitungsbedingungen und der Geländestruktur ab.

Welcher Spannungspegel U (z.B. in $\text{dB}\mu\text{V}$) am Empfängereingang bzw. am Fußpunkt der Empfangsantenne anliegt, hängt von der effektiven Antennenhöhe h_{eff} ab. Eine etwa 1 m lange Stabantenne auf dem Fahrzeug wirkt im UKW-Bereich (bei vertikaler Polarisation) auf der Karosserie wie ein $\lambda/4$ -Monopol mit einer effektiven Antennenhöhe $h_{\text{eff}} \approx 0,6$ m.

Das folgende Blockschaltbild zeigt die Empfangsanordnung mit den wichtigsten zugehörigen **Signal**pegeln.

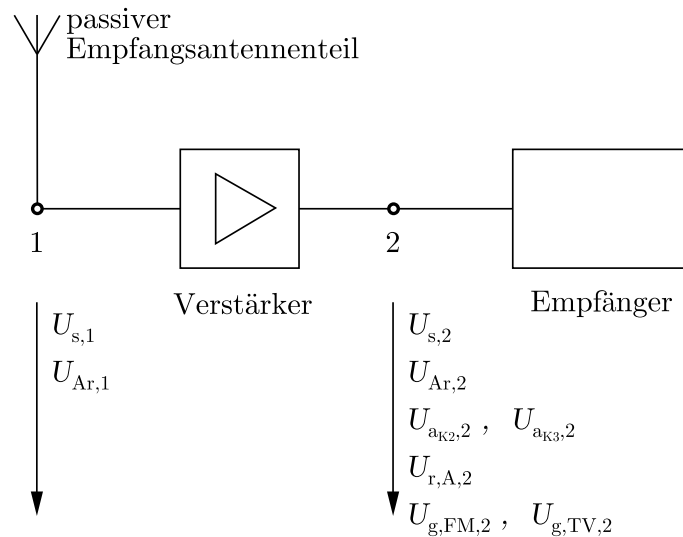


Abbildung 4.7: Blockschaltbild der Empfangsanordnung

Dabei gelten ur die Abkürzungen:

f_e	Nutzsignalfrequenz (im TV-Bereich, Band III)
f_s	Störsignalfrequenz (im FM-Bereich; 76 MHz – 108 MHz)
$U_{s,1}$ bzw. $U_{s,2}$	Störsignalpegel am Knoten 1 bzw. 2 bei f_s
$U_{Ar,1}$ bzw. $U_{Ar,2}$	Außenrauschpegel am Knoten 1 bzw. 2 bei f_e
$U_{a_{K2},2}$ bzw. $U_{a_{K3},2}$	Intermodulationsprodukt K2 bzw. K3 des Verstärkers am Knoten 2 bei f_e
$U_{Vr,2}$	Verstärkerrauschpegel am Knoten 2 bei f_e
$U_{g,FM,2}$	Grenzeempfindlichkeit im FM-Frequenzbereich des Empfängers am Knoten 2 bei f_e
$U_{g,TV,2}$	Grenzeempfindlichkeit im TV-Frequenzbereich des Empfängers am Knoten 2 bei f_e

Da es sich bei der Verstärkerzelle um eine Sourcefolgerschaltung handelt, sind die Spannungen am Eingang 1 und am Ausgang 2 nahezu gleich. Um die vorherig genannten Pegel in ein **Pegeldiagramm** einzutragen, werden als Beispiel deren Werte bestimmt.

Der Störsignalpegel $U_{s,1} = U_{s,2}$ (Rechnersimulation mit NEC[®]):

Die Sendefrequenzen liegen bei $f_{S1} = 98$ MHz und $f_{S1} = 102$ MHz.

Der Intermodulationspegel $U_{ak2,2}$, $U_{ak3,2}$:

Diese Werte wurden im Labor an der Verstärkerzelle über den Eingangspegel gemessen.

Der Außenrauschpegel $U_{Ar,1} = U_{Ar,2}$ (CCIR [44, 5]):

Das von der Antenne empfangene Außenrauschen wird bei der Nutzfrequenz f_e und bei zwei verschiedenen Bandbreiten bestimmt ($B = 5,5$ MHz – TV-Bandbreite; $B = 120$ kHz – FM-Bandbreite). Grundlage dienen hierur die Kurven nach CCIR:

$$20 \cdot \log(U_{Ar,TV,2}/1\mu V) = 19 \text{ dB}\mu V,$$

$$20 \cdot \log(U_{Ar,FM,2}/1\mu V) = 3 \text{ dB}\mu V.$$

Das Verstärkerrauschen $U_{r,A,2}$ (Labormessung):

$$20 \cdot \log(U_{r,A,TV,2}/1\mu V) = +8 \text{ dB}\mu V, \quad 20 \cdot \log(U_{r,A,FM,2}/1\mu V) = -8 \text{ dB}\mu V.$$

Die Grenzeempfindlichkeit des Empfängers $U_{g,FM,2}$, $U_{g,TV,2}$:

$$20 \cdot \log(U_{s,2}/1\mu V) - 20 \cdot \log(U_{g,FM,2}/1\mu V) = 60 \text{ dB nach [35],}$$

$$20 \cdot \log(U_{g,TV,2}/1\mu V) = 28 \text{ dB}\mu V \text{ ur ein } S/N\text{-Verhältnis von } 40 \text{ dB ur ein ungestörtes Fernsehbild.}$$

Im FM-Frequenzbereich ist die Empfängerempfindlichkeit die dominierende Größe. Das Außenrauschen $U_{r,A,FM,2}$ und das Rauschen der Verstärkerzelle $U_{r,A,2}$ liegen unter der Empfindlichkeitsschwelle $20 \cdot \log(U_{s,2}/1\mu V) - 20 \cdot \log(U_{g,FM,2}/1\mu V)$ des Empfängers und werden somit nicht mit in das Pegeldiagramm eingetragen. Im TV-Frequenzbereich ist ebenfalls das Rauschen $U_{g,TV,2}$ des Empfängers dominierend. Auch hier müssen das Außenrauschen $U_{r,A,TV,2}$ und das Rauschen der Verstärkerzelle $U_{r,A,2}$ nicht in das Pegeldiagramm mit eingetragen werden.

Die relevanten Kennwerte $U_{s,2}$, $20 \cdot \log(U_{s,2}/1\mu V) - 20 \cdot \log(U_{g,FM,2}/1\mu V)$ und $U_{g,TV,2}$, sowie auch die Intermodulationsprodukte 2. und 3. Ordnung des Verstärkers, werden in dieses **Pegeldiagramm** als Kurven eingetragen.

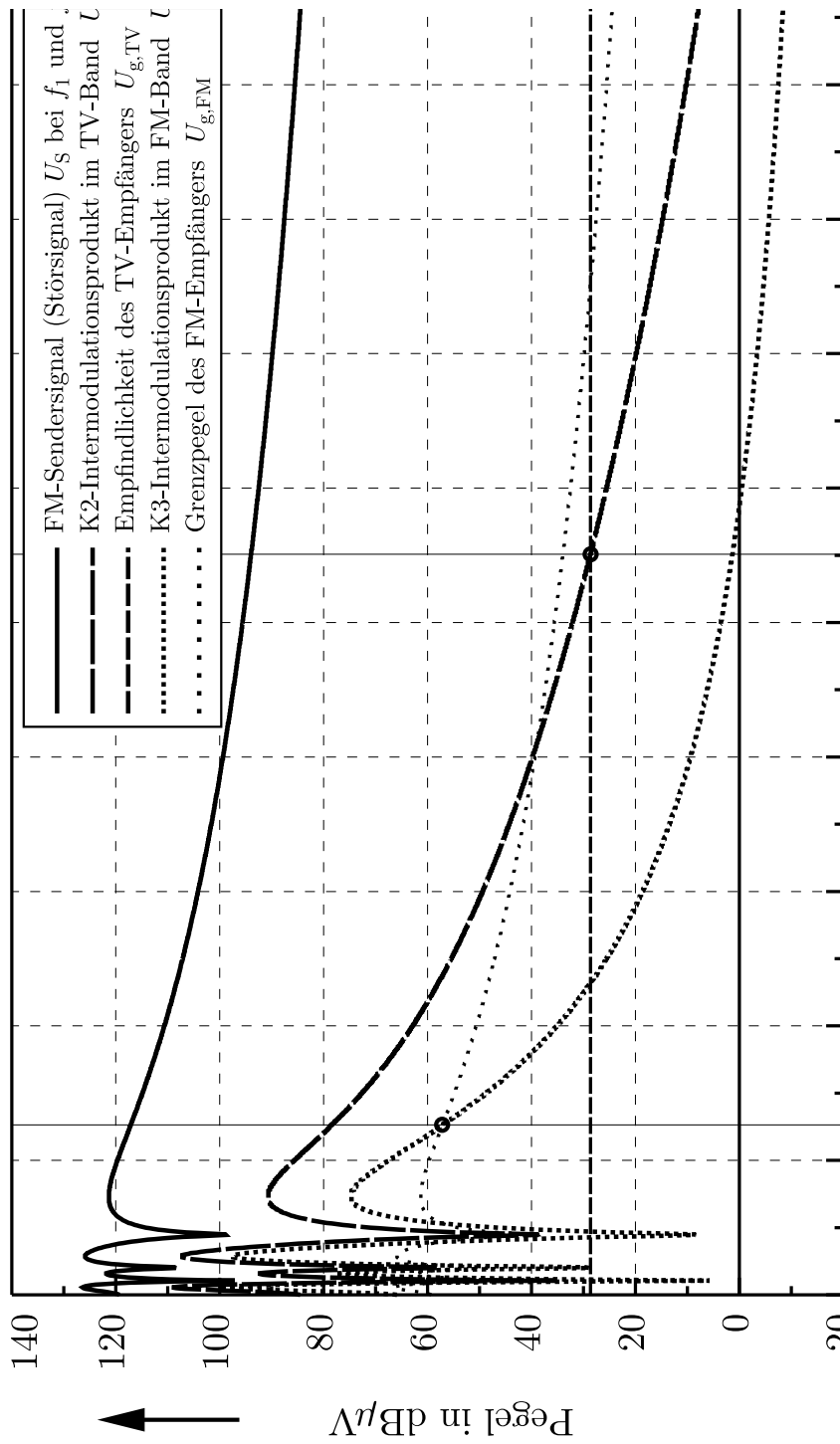


Abbildung 4.8: Pegeldiagramm der Verstärkerzelle

Aus diesem Pegeldiagramm kann man ablesen, wie nahe man an den FM-(Stör-)Sender heranfahren kann, ohne Empfangsstörungen im FM- bzw. TV-Bereich durch Intermodulation wahrzunehmen. In diesem Fall sind es etwa 1,25 km, die man an den FM-Sender heranfahren kann, ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung über dem Grenzpegel sind und somit den Hörrundfunk stören. Etwa 5,5 km kann man an den FM-Sender heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung über der Grenzepfindlichkeitsschwelle $U_{g,TV}$ sind und somit den Fernsehfunk stören.

Es konnte mit dieser Verstärkerzelle eine deutliche Verbesserung der Linearität gegenüber des in Kapitel 2 untersuchten Breitbandverstärkers erzielt werden. Auch die Dynamik ist erheblich größer, da auch das Rauschen dieser neuen Verstärkerzelle geringer geworden ist.

4.4 Stabilität

4.4.1 Bisherige Betrachtungen

Bei Schaltungen mit aktiven Elementen treten Fälle auf, bei denen diese Schaltungen zu oszillieren beginnen. Insbesondere bei Verstärkern sind diese Oszillationen unerwünscht. Um diese Fälle auch theoretisch zu beschreiben, wird in bisheriger Literatur [1, 25, 10, 41, 38, 45] die folgend kurz umrissene Methode angewandt.

Die Abbildung 4.9 zeigt das Blockschaltbild eines aktiven Zweitores mit der in der Hochfrequenztechnik üblichen Wellenbeschreibung mit den S-Parametern.

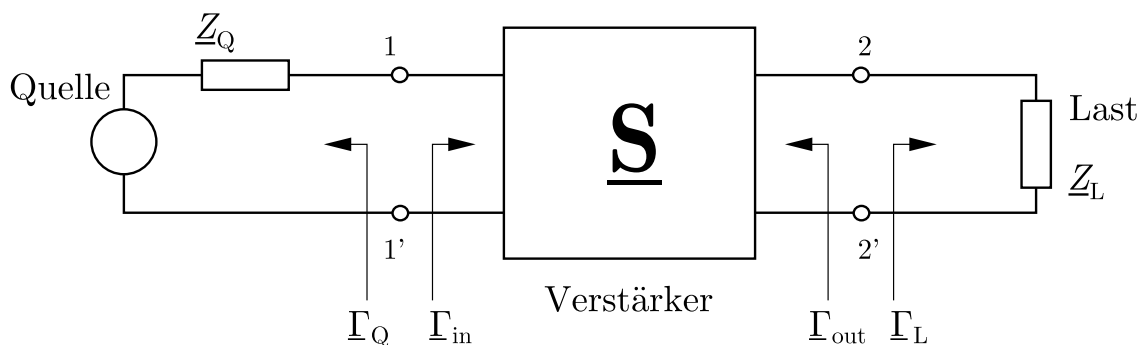


Abbildung 4.9: Das Blockschaltbild eines aktiven Zweitores

Zeichnet man den zugehörigen Signalflußgraphen auf, so lassen sich die folgenden

Formeln ableiten. Diese beschreiben den allgemeinen Zusammenhang zwischen dem Eingangsreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{\text{in}}$ des betrachteten Zweitorts und dem Lastreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$, sowie auch zwischen dem Ausgangsreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{\text{out}}$ des Zweitorts und dem Quellenreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$:

$$\underline{\Gamma}_{\text{in}} = \frac{\underline{S}_{11} - \underline{\Gamma}_{\text{L}} \det \mathbf{S}}{1 - \underline{S}_{22} \underline{\Gamma}_{\text{L}}} \quad ; \quad \underline{\Gamma}_{\text{out}} = \frac{\underline{S}_{22} - \underline{\Gamma}_{\text{Q}} \det \mathbf{S}}{1 - \underline{S}_{11} \underline{\Gamma}_{\text{Q}}} \quad (4.3)$$

$$\det \mathbf{S} = \underline{S}_{11} \underline{S}_{22} - \underline{S}_{12} \underline{S}_{21}$$

Für die Stabilitätsbedingungen läßt sich nun folgendes ableiten (z. B. [10, 34]):

$$|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| \leq 1 \quad \forall \quad |\underline{\Gamma}_{\text{L}}| \leq 1$$

$$|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| \leq 1 \quad \forall \quad |\underline{\Gamma}_{\text{Q}}| \leq 1$$

Diese Bedingungen müssen für unbedingte Stabilität gelten, und zwar für alle Frequenzen. Bisher wurden in der Literatur die Grenzkreise, die sogenannten Stabilitätskreise, für $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = 1$ bzw. $|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| = 1$ in die entsprechende $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene bzw. $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene gezeichnet und der stabile Bereich gekennzeichnet. Ein Stabilitätskreis gehört zu einer Frequenz.

Aus oben genannten Bedingungen läßt sich der Stabilitätsfaktor K ableiten [10, 34]. Die Formel hierzu lautet:

$$K = \frac{1 + |\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2}{2 \cdot |\underline{S}_{12} \underline{S}_{21}|} \quad (4.4)$$

Bei $K > 1$: Der Verstärker ist unbedingte stabil.

Bei $K < 1$: Der Verstärker ist nur bedingt stabil.

Für den Fall $K < 1$ muß untersucht werden, bei welchen Frequenzen der Verstärker zum Schwingen neigt. In den folgenden Abbildungen sind als Beispiel der K -Faktor und die ein- und ausgangseitigen Stabilitätskreise über der Frequenz dargestellt. Parameter sind dabei die Verstärkerzelle **ohne** Ferritperle am Gate des FET und die Verstärkerzelle **mit** zwei verschiedenen Ferritperlen am Gate des FET.

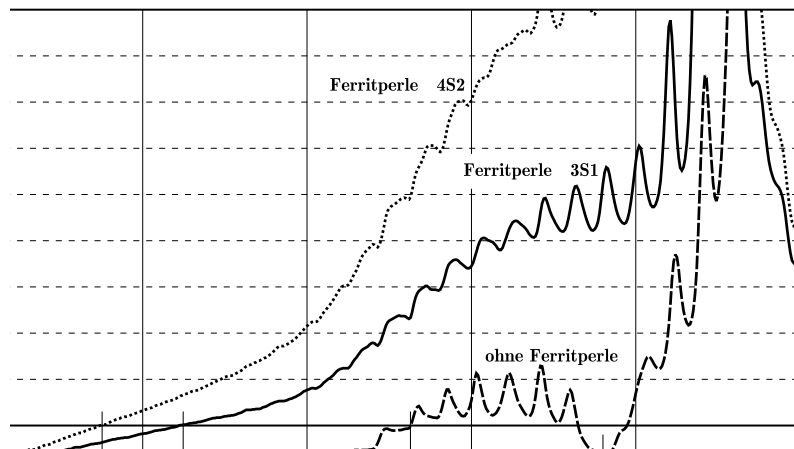


Abbildung 4.10: Der Stabilitätsfaktor der Verstärkerzelle

Aus der Abbildung 4.10 ist zu sehen, daß die Verstärkerzelle ohne Ferritperle den Stabilitätsfaktor K bis zur Frequenz $f = 2,63$ GHz kleiner als 1 ist. Der Stabilitätsfaktor wird sogar negativ. Wieder kleiner als 1 ist K bei Frequenzen um $f = 3,8$ GHz. Somit neigt die Verstärkerzelle stark zum Oszillieren.

Durch den Einsatz von geeigneten Ferritmaterialien kann die Schwingneigung reduziert oder unterdrückt werden. Zwei geeignete Materialien, die im Betriebsfrequenzbereich (40 MHz – 1 GHz) nicht nennenswerte Verluste aufweisen und alle hohen Frequenzen ab etwa 1 GHz stark dämpfen, sind die Ferritperlen von der Firma Philips **3S1** und **4S2** in SMD-Bauform. Bei der Ferritperle 3S1 ist der K -Faktor ab der Frequenz $f = 1,25$ GHz größer als 1 und bei der Ferritperle 4S2 ab der Frequenz $f = 750$ MHz größer als 1.

Ein Stabilitätsfaktor von größer als 1 für alle Frequenzen läßt sich bei diesem Konzept nicht realisieren. Dies ist durch die Forderung nach einer hochohmigen Eingangsimpedanz bedingt. Für die ideale Verstärkerzelle mit

$$\underline{S}_{11} = +1, \quad \underline{S}_{21} = 2,0, \quad \underline{S}_{12} = 0, \quad \underline{S}_{22} = -1$$

ergäbe sich ein Stabilitätsfaktor von

$$K = 0.$$

Abbildung 4.11 zeigt die Transformation der Γ_{in} -Ebene in die Γ_{L} -Ebene mit Meßwerten von einem rechnergesteuerten Netzwerkanalysator an der Verstärkerzelle. Dabei sind die folgenden Meßwerte zur Berechnung verwendet worden:

Meßfrequenz	: $f = 500 \text{ MHz}$		
	ohne Ferrit	Ferrit 3S1	Ferrit 4S2
S-Parameter	: $\underline{S}_{11} = 1,0266 e^{-j 45,3^\circ}$	$\underline{S}_{11} = 0,9515 e^{-j 48,4^\circ}$	$\underline{S}_{11} = 0,9083 e^{-j 47,7^\circ}$
	$\underline{S}_{12} = 0,0888 e^{+j 46,8^\circ}$	$\underline{S}_{12} = 0,0842 e^{+j 37,0^\circ}$	$\underline{S}_{12} = 0,0841 e^{+j 31,3^\circ}$
	$\underline{S}_{21} = 1,5918 e^{-j 55,3^\circ}$	$\underline{S}_{21} = 1,4934 e^{-j 64,0^\circ}$	$\underline{S}_{21} = 1,4883 e^{-j 69,2^\circ}$
	$\underline{S}_{22} = 0,7140 e^{+j 127,3^\circ}$	$\underline{S}_{22} = 0,6926 e^{+j 127,7^\circ}$	$\underline{S}_{22} = 0,6830 e^{+j 125,3^\circ}$

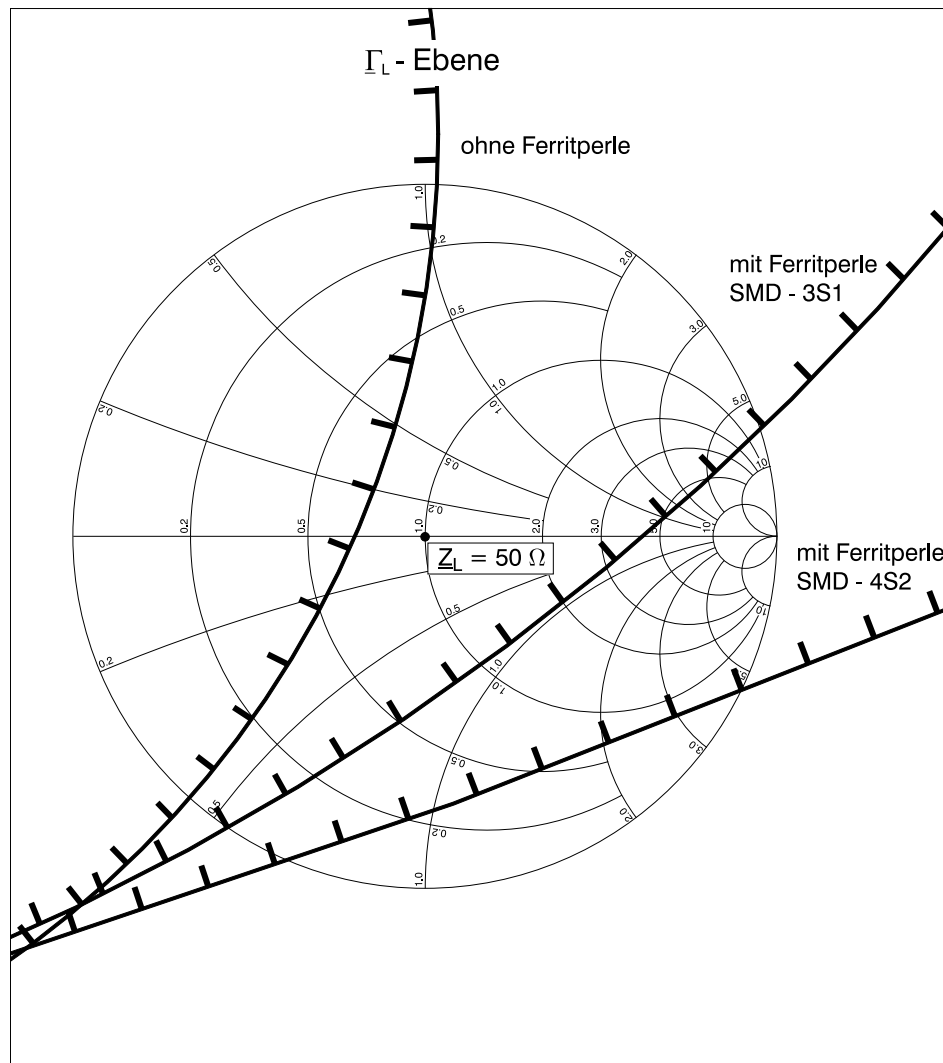


Abbildung 4.11: Die Stabilitätskreise mit der Ferritperle als Parameter

Abbildung 4.12 zeigt die Transformation der Γ_{out} -Ebene in die Γ_{Q} -Ebene mit Meßwerten von einem rechnergesteuerten Netzwerkanalysator an der Verstärkerzelle. Dabei sind die folgenden Meßwerte zur Berechnung verwendet worden:

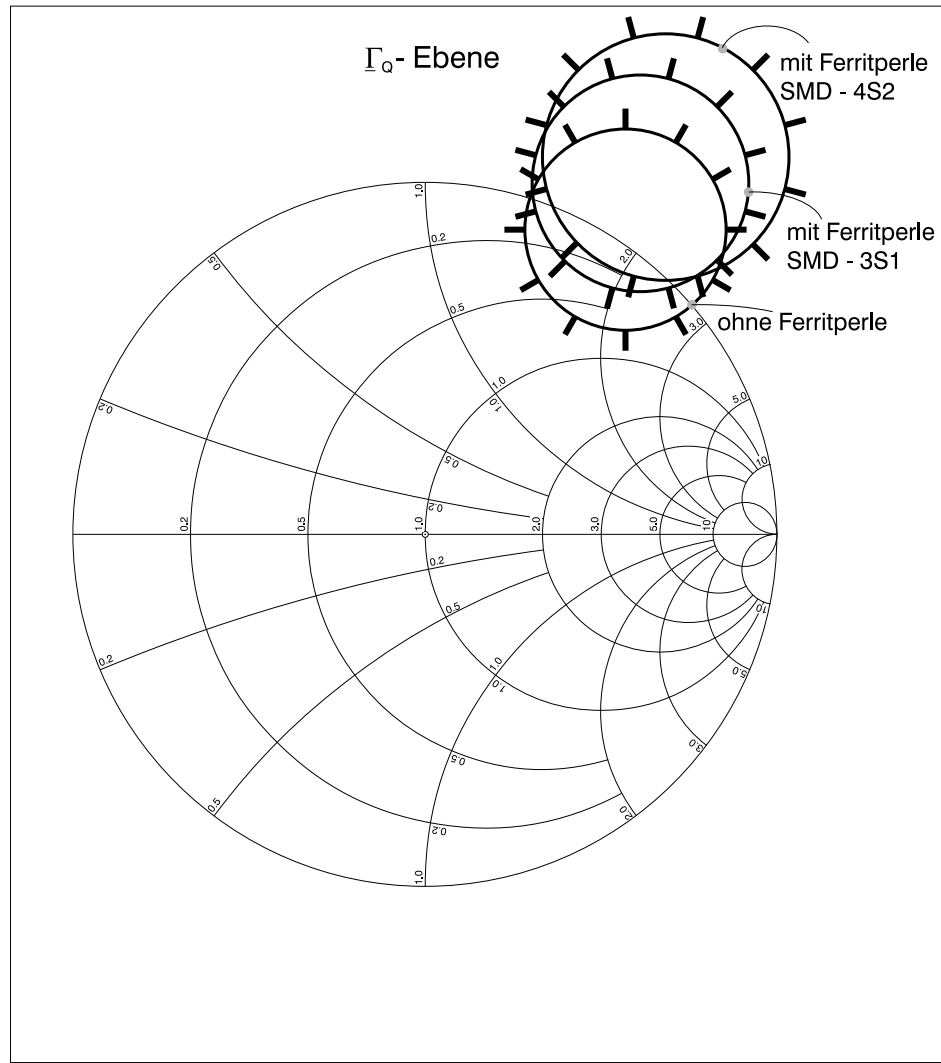


Abbildung 4.12: Die Stabilitätskreise mit der Ferritperle als Parameter

In der Abbildung 4.11 ist der Eingangsreflexionsfaktor $|\Gamma_{\text{in}}| = 1$ in die Γ_{L} -Ebene abgebildet. Zu sehen ist, daß bei der Verstärkerzelle **ohne** Ferritperle die Impedanz $\underline{Z}_{\text{L}} = 50 \Omega$ im instabilen Bereich liegt. Dies geht einher mit dem gemessenen S-Parameter $|\underline{S}_{11}| = 1,0266$, der hier größer als 1 ist. Erst bei der Verstärkerzelle mit Ferritperle wird $|\underline{S}_{11}| < 1$ und die Impedanz $\underline{Z}_{\text{L}} = 50 \Omega$ liegt im stabilen Bereich.

Die analoge Betrachtung gilt auch für die Abbildung 4.12, in welcher der Ausgangsreflexionsfaktor $|\Gamma_{\text{out}}| = 1$ der Verstärkerzelle in die Γ_{Q} -Ebene abgebildet ist. Obwohl die

Ferritperle am Gate des Feldeffekttransistors liegt, bewirkt sie auch ausgangsseitig eine Vergrößerung des stabilen Bereiches.

Die Stabilitätskreise sind zumindest bei all den Frequenzen zu betrachten, bei denen der Stabilitätsfaktor K kleiner als 1 ist. Aussagekräftigere Betrachtungen lassen sich im folgenden Kapitel anstellen.

4.4.2 Die Erweiterung: die Stabilitätskarte

Nun wird die gesamte $\underline{\Gamma}_{\text{in}}$ -Ebene bzw. $\underline{\Gamma}_{\text{out}}$ -Ebene transformiert. Dabei werden die Ortskurven $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = \text{const.}$ bzw. $|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| = \text{const.}$ und $\angle \underline{\Gamma}_{\text{in}} = \text{const.}$ bzw. $\angle \underline{\Gamma}_{\text{out}} = \text{const.}$ durch die konforme Abbildung nach Gleichung 4.3 transformiert. Da jede konforme Abbildung [24, 4] kreis-, winkel- und orientierungstreu ist, kann die Transformation der $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}|$ -Kreise als Kreisgleichung und die Transformation der $\angle \underline{\Gamma}_{\text{in}}$ -Geraden als Geradengleichung geschrieben werden.

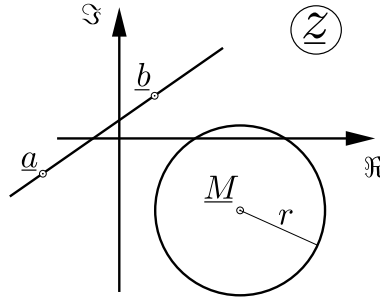


Abbildung 4.13: Kreis und Gerade in der komplexen Ebene

Die Kreisgleichung im Komplexen lautet:

$$(z - \underline{M})(z^* - \underline{M}^*) = r^2 \quad (4.5)$$

Dabei gilt:

- $z \hat{=}$ $\underline{\Gamma}_{\text{in}}$ bzw. $\underline{\Gamma}_{\text{out}}$ nach Formel 4.3
- $\underline{M} \hat{=}$ Mittelpunkt der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene bzw.
Mittelpunkt der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene
- $r \hat{=}$ Radius der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene bzw.
Radius der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene

Die Geradengleichung im Komplexen lautet:

$$\frac{z - \underline{a}}{\underline{b} - \underline{a}} = \frac{z^* - \underline{a}^*}{\underline{b}^* - \underline{a}^*} \quad (4.6)$$

Dabei gilt:

$\underline{a}, \underline{b}$: Punkte, durch die die Gerade läuft.

Die Formel 4.3 wird nun in die Kreis- und in die Geradengleichung eingesetzt. Werden dann die erhaltenen Gleichungen so sortiert, daß sie wieder als komplexe Kreisgleichungen dastehen, dann können leicht die Mittelpunkte und Radien der transformierten $\underline{\Gamma}_{\text{in}}$ -Kreise in der $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene bzw. der transformierten $\underline{\Gamma}_{\text{out}}$ -Kreise in der $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene abgelesen werden. Folgende Abbildung 4.14 zeigt schematisch die Transformation, und die Formeln ur die konkrete Transformation sind anschließend aufgeführt.

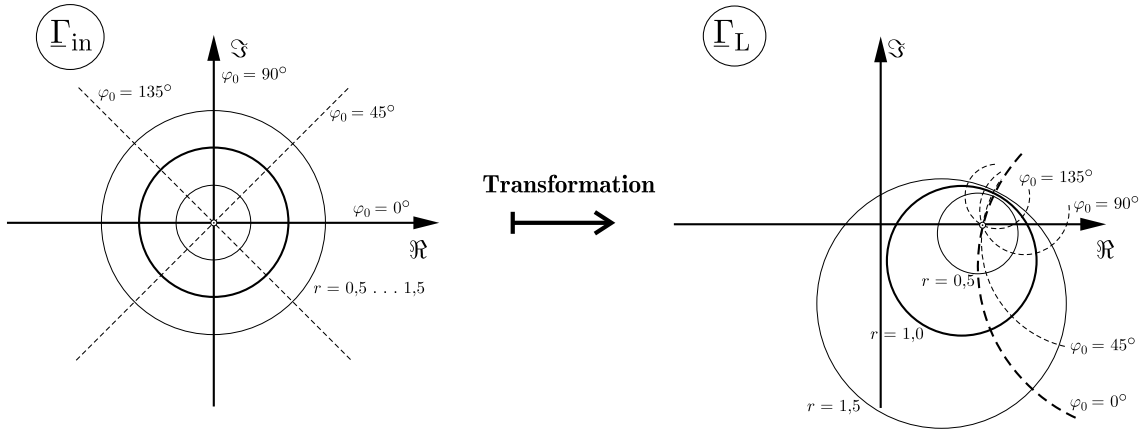


Abbildung 4.14: Die konforme Abbildung nach Gleichung 4.3 – allgemein

Die Formeln ur die Transformation:

$$\underline{M}_{\text{mag,in}} = \frac{\underline{S}_{11} \det \mathbf{S}^* - \underline{S}_{22}^* r^2}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 r^2} \quad \text{und}$$

$$\underline{R}_{\text{mag,in}} = \frac{r |\underline{S}_{12} \underline{S}_{21}|}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 r^2} \quad (4.7)$$

$$\underline{M}_{\text{phi,in}} = \frac{e^{j\varphi_0} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{11} \underline{S}_{22}^*}{e^{j\varphi_0} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}} \quad \text{und}$$

$$\underline{R}_{\text{phi,in}} = \frac{\sqrt{|\underline{S}_{11}|^2 |\underline{S}_{22}|^2 + |\det \mathbf{S}|^2 - (\underline{S}_{11}^* \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S} + \underline{S}_{11} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^*)}}{|e^{j\varphi_0} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}|} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} \underline{M}_{\text{mag,out}} &= \frac{\underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^* - \underline{S}_{11}^* r^2}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 r^2} \quad \text{und} \\ \underline{R}_{\text{mag,out}} &= \frac{r |\underline{S}_{21} \underline{S}_{12}|}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 r^2} \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \underline{M}_{\text{phi,out}} &= \frac{e^{j\varphi_0} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22} \underline{S}_{11}^*}{e^{j\varphi_0} \underline{S}_{11} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{11}^* \det \mathbf{S}} \quad \text{und} \\ \underline{R}_{\text{phi,out}} &= \frac{\sqrt{|\underline{S}_{22}|^2 |\underline{S}_{11}|^2 + |\det \mathbf{S}|^2 - (\underline{S}_{22}^* \underline{S}_{11}^* \det \mathbf{S} + \underline{S}_{22} \underline{S}_{11} \det \mathbf{S}^*)}}{|e^{j\varphi_0} \underline{S}_{11} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{11}^* \det \mathbf{S}|} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Dabei sind:

- $\underline{M}_{\text{mag,in}}$: Mittelpunkte der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene
- $\underline{R}_{\text{mag,in}}$: Radien der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene
- $\underline{M}_{\text{phi,in}}$: Mittelpunkte der Kreise $\angle \underline{\Gamma}_{\text{in}} = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene
- $\underline{R}_{\text{phi,in}}$: Radien der Kreise $\angle \underline{\Gamma}_{\text{in}} = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene
- $\underline{M}_{\text{mag,out}}$: Mittelpunkte der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene
- $\underline{R}_{\text{mag,out}}$: Radien der Kreise $|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene
- $\underline{M}_{\text{phi,in}}$: Mittelpunkte der Kreise $\angle \underline{\Gamma}_{\text{out}} = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene
- $\underline{R}_{\text{phi,in}}$: Radien der Kreise $\angle \underline{\Gamma}_{\text{out}} = \text{const.}$ in der $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene
- r : Parameter $|\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = \text{const.}$ bzw. $|\underline{\Gamma}_{\text{out}}| = \text{const.}$
- φ_0 : Parameter $\angle \underline{\Gamma}_{\text{in}} = \text{const.}$ bzw. $\angle \underline{\Gamma}_{\text{out}} = \text{const.}$

Der ausführlichere Rechenweg ist im Anhang dargestellt. Eingezeichnet werden die errechneten Kreise in die entsprechende $\underline{\Gamma}_{\text{L}}$ -Ebene bzw. $\underline{\Gamma}_{\text{Q}}$ -Ebene. Die so erhaltene Darstellung wird im weiteren **Stabilitätskarte** genannt. Anhand dieser Stabilitätskarte kann eine detailliertere Aussage über die Stabilität gemacht werden.

Auf der folgenden Seite ist ein Beispiel einer Stabilitätskarte für die Verstärkerzelle dargestellt.

Abbildung 4.15 zeigt die Transformation der Γ_{in} -Ebene in die Γ_{L} -Ebene mit Meßwerten von einem rechnergesteuerten Netzwerkanalysator an der Verstärkerzelle. Dabei sind die folgenden Meßwerte zur Berechnung verwendet worden:

Meßfrequenz	:	$f = 500 \text{ MHz}$
		Ferrit 3S1
S-Parameter	:	$S_{11} = 0,9515 e^{-j 48,4^\circ}$
		$S_{12} = 0,0842 e^{+j 37,0^\circ}$
		$S_{21} = 1,4934 e^{-j 64,0^\circ}$
		$S_{22} = 0,6926 e^{+j 127,7^\circ}$

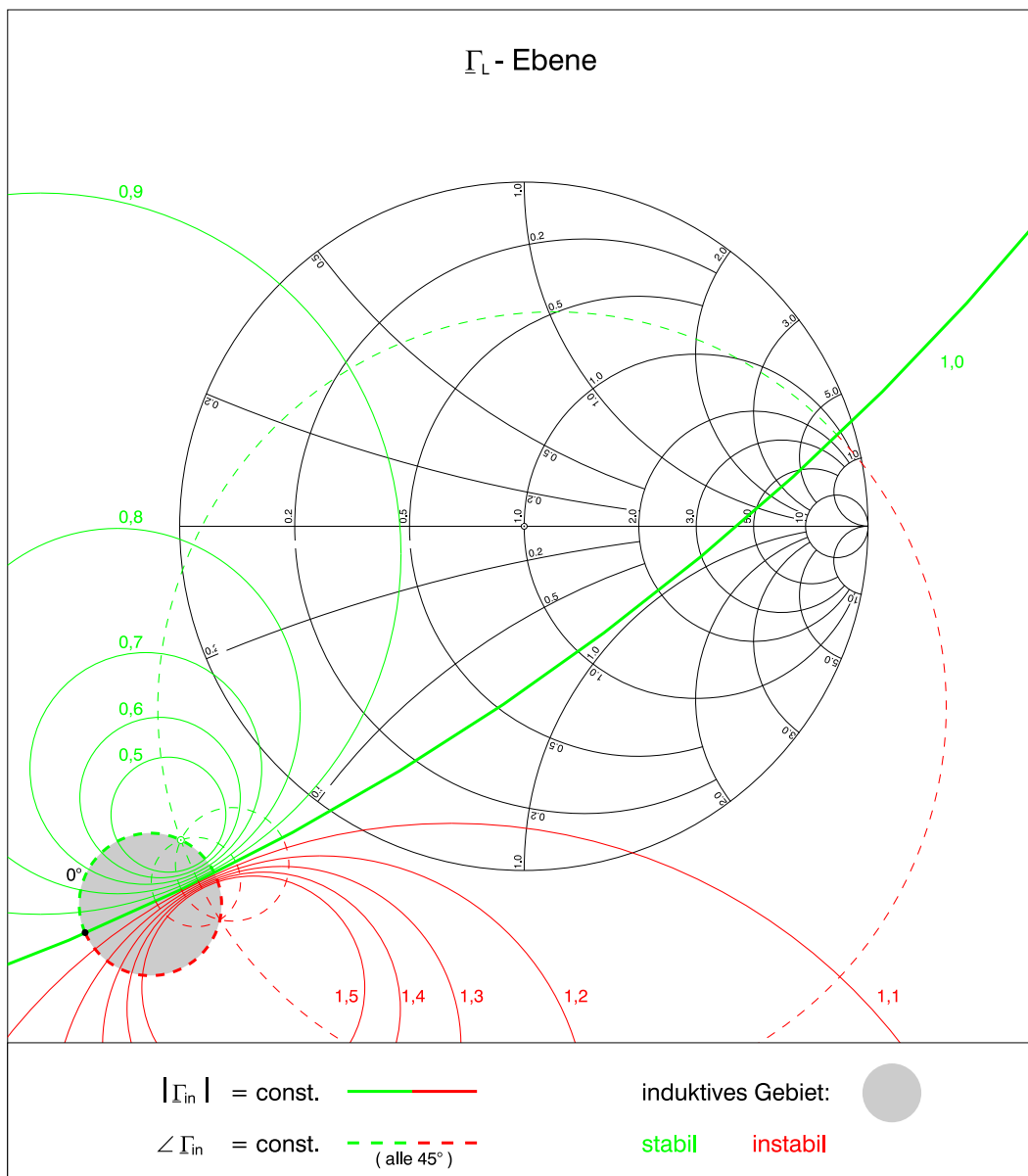


Abbildung 4.15: Die Stabilitätskarte der Γ_{L} -Ebene

Abbildung 4.16 zeigt die Transformation der Γ_{out} -Ebene in die Γ_Q -Ebene mit Meßwerten von einem rechnergesteuerten Netzwerkanalysator an der Verstärkerzelle. Dabei sind die folgenden Meßwerte zur Berechnung verwendet worden:

Meßfrequenz	: $f = 500 \text{ MHz}$
	Ferrit 3S1
S-Parameter	: $\underline{S}_{11} = 0,9515 e^{-j 48,4^\circ}$
	$\underline{S}_{12} = 0,0842 e^{+j 37,0^\circ}$
	$\underline{S}_{21} = 1,4934 e^{-j 64,0^\circ}$
	$\underline{S}_{22} = 0,6926 e^{+j 127,7^\circ}$

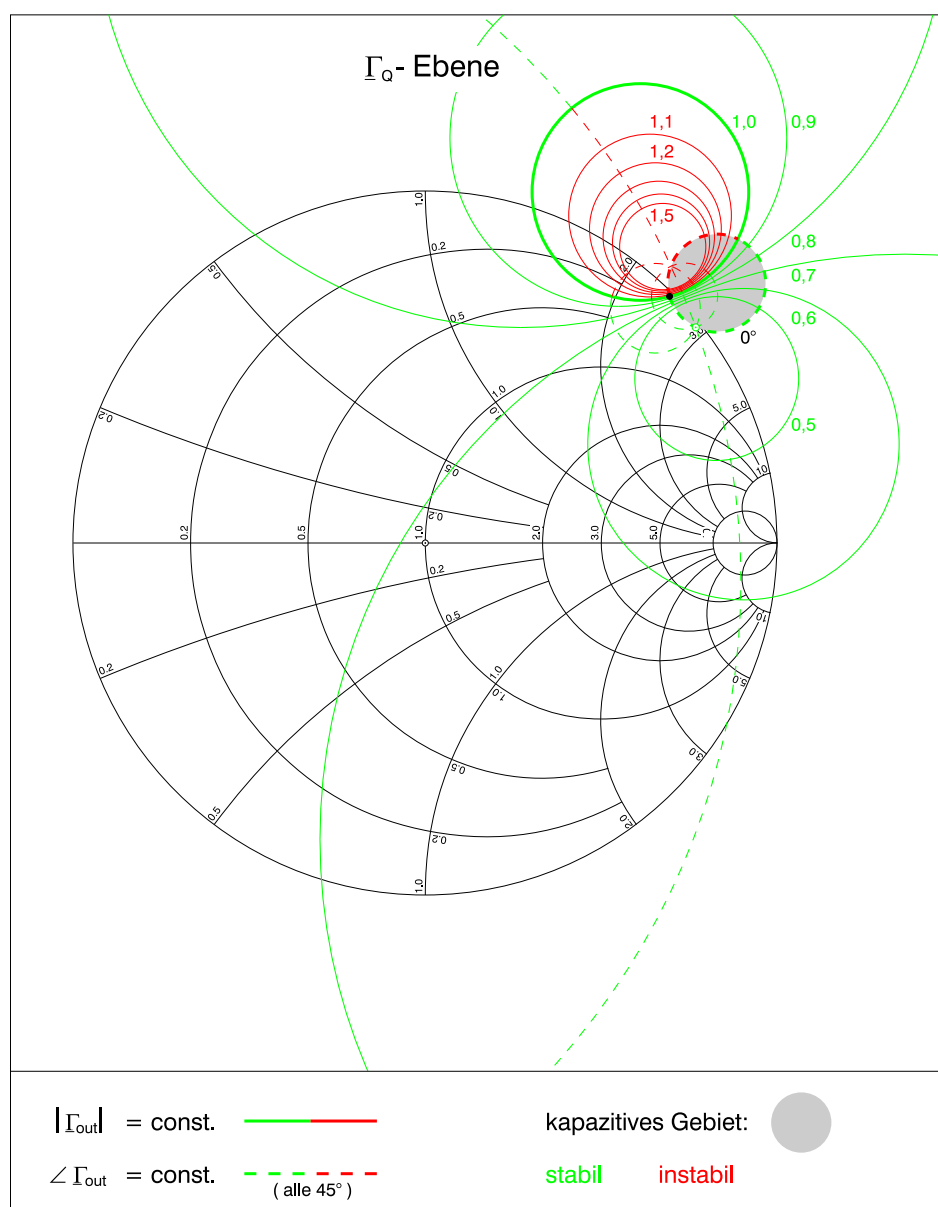


Abbildung 4.16: Die Stabilitätskarte der Γ_Q -Ebene

zu Abbildung 4.15:

Aus der Stabilitätskarte in Abbildung 4.15 läßt sich folgendes ablesen. Für alle Lastimpedanzen \underline{Z}_L , die sich in der grün markierten Halbebene befinden, ist die Verstärkerzelle unbedingt stabil. Oszillationen können nur bei anderen Lastimpedanzen auftreten. Ein Maß, wie stark ein Verstärker zum Schwingen neigt, ist am Wert von $|\underline{\Gamma}_{in}|$ abzulesen. Ist für alle Lastimpedanzen im rot markierten Bereich $|\underline{\Gamma}_{in}|$ kaum größer als 1, so ist die Schwingneigung gering. Erreicht jedoch $|\underline{\Gamma}_{in}|$ sehr große Werte oder wird gar der Punkt $|\underline{\Gamma}_{in}| \rightarrow \infty$ mit passiven Lastimpedanzen erreicht, so ist die Schwingneigung sehr groß. Für die Verstärkerzelle bei 500 MHz ist $|\underline{\Gamma}_{in}| < 1,15$. Der Punkt $|\underline{\Gamma}_{in}| \rightarrow \infty$ wird nicht erreicht. Die Verstärkerzelle mit der Ferritperle 3S1 neigt aufgrund passiver Lastimpedanzen kaum zum Schwingen.

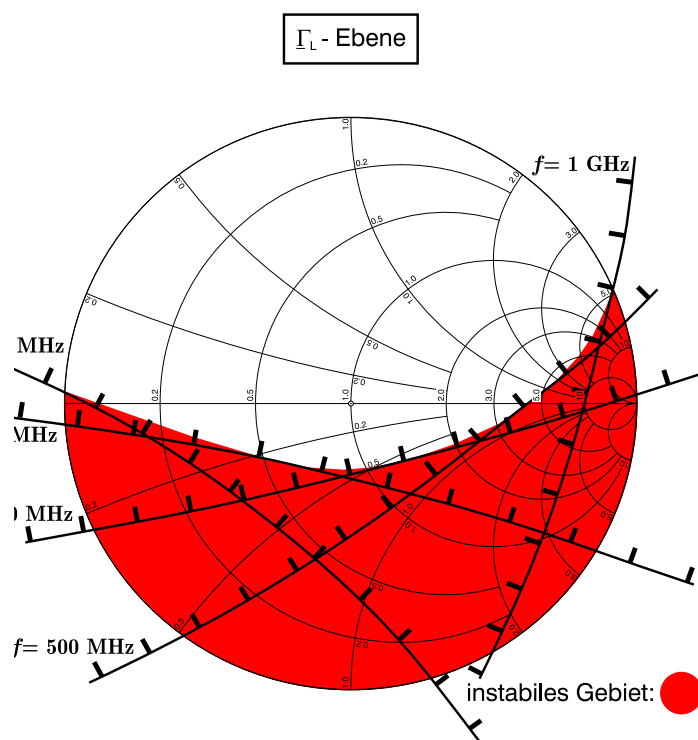
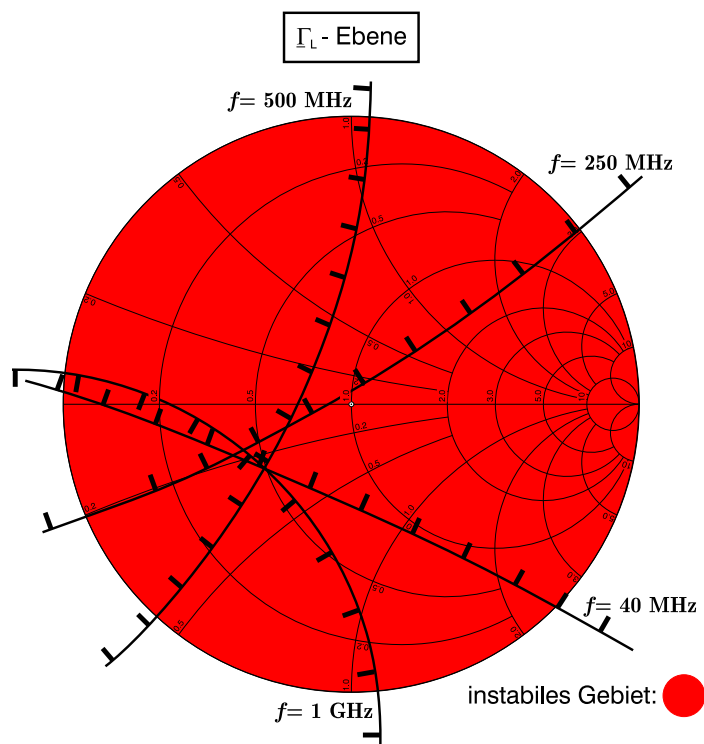
Bei allen Lastimpedanzen \underline{Z}_L wirkt die Verstärkerzelle an ihrem Eingang kapazitiv. Bei genauerer Auswertung kann zu jeder Lastimpedanz die wirkende Eingangsimpedanz der Verstärkerzelle errechnet werden.

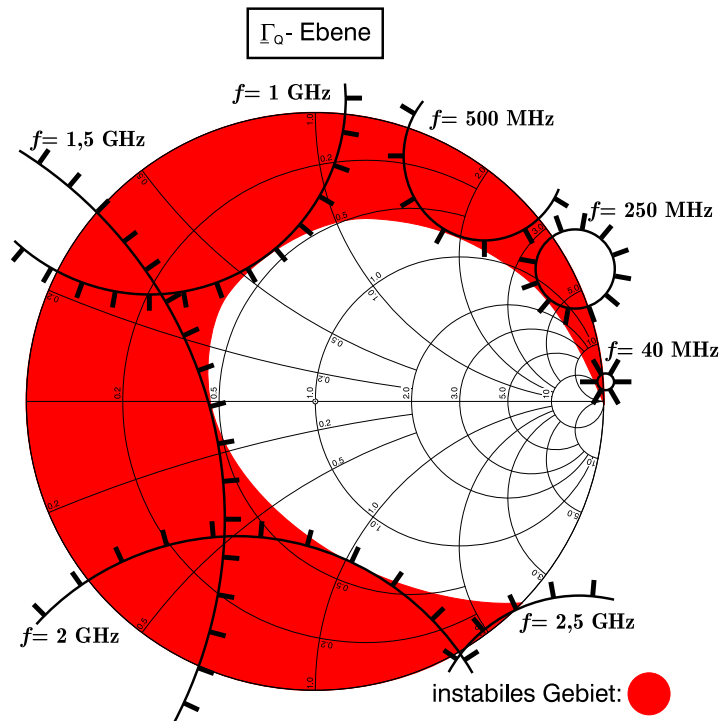
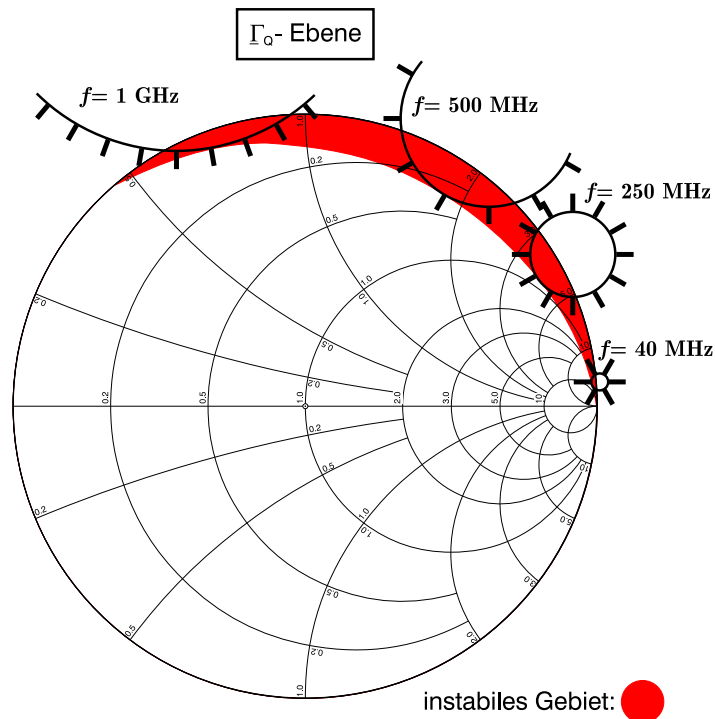
zu Abbildung 4.16:

Aus der Stabilitätskarte in Abbildung 4.16 läßt sich analog zum vorher Gesagten gleiches ablesen. Hier wird ebenfalls der Punkt $|\underline{\Gamma}_{out}| \rightarrow \infty$ mit allen passiven Quellimpedanzen nicht erreicht. Für die Verstärkerzelle bei 500 MHz ist $|\underline{\Gamma}_{out}| < 2,6$. Die Verstärkerzelle mit der Ferritperle 3S1 neigt hier aufgrund passiver Quellimpedanzen eher zum Schwingen.

Bei allen Quellimpedanzen \underline{Z}_Q wirkt die Verstärkerzelle an ihrem Ausgang induktiv. Auch hier kann bei genauerer Auswertung zu jeder Quellimpedanz die wirkende Ausgangsimpedanz der Verstärkerzelle errechnet werden.

Auf folgenden Abbildungen sind die potentiell instabilen Gebiete der Verstärker ohne Ferritperle und mit Ferritperle gegenübergestellt. Dabei wird nicht unterschieden, bei welcher Frequenz welches Gebiet zu Instabilität führen kann. Diejenigen Last- bzw. Quellimpedanzen, die zu Instabilität führen können, sind rot gekennzeichnet.

Abbildung 4.17: Stabilitätsgebiet der Verstärkerzelle in der Γ_L Ebene

(a) ohne Ferritperle ($Z_0 = 50 \Omega$)(b) mit Ferritperle ($Z_0 = 50 \Omega$)Abbildung 4.18: Stabilitätsgebiet der Verstärkerzelle in der Γ_Q -Ebene

Durch die Ferritperle wird die Stabilität der Verstärkerzelle erheblich erhöht. Wie aus dem Vergleich der Stabilitätsgebiete in den Abbildungen 4.17(a) bis 4.18(b) zu sehen ist, wird das Gebiet der zulässigen passiven Last- bzw. Quellimpedanzen zur unbedingten Stabilität durch die Ferritperle vergrößert. Noch einmal zu bemerken ist, daß die Frequenz f als Parameter in den rot markierten Gebieten hier nicht mit berücksichtigt wurde. Für jede Frequenz ist nur ein Teilgebiet der rot markierten Gebiete gültig, welches durch Teilkreise mit der Frequenz als Parameter eingegrenzt ist.

Mit der folgenden Meßanordnung wurde die Stabilität der Verstärkerzelle mit Last- und Quellimpedanz als Parameter untersucht, wobei kein Eingangssignal an die Verstärkerzelle geschaltet wurde.

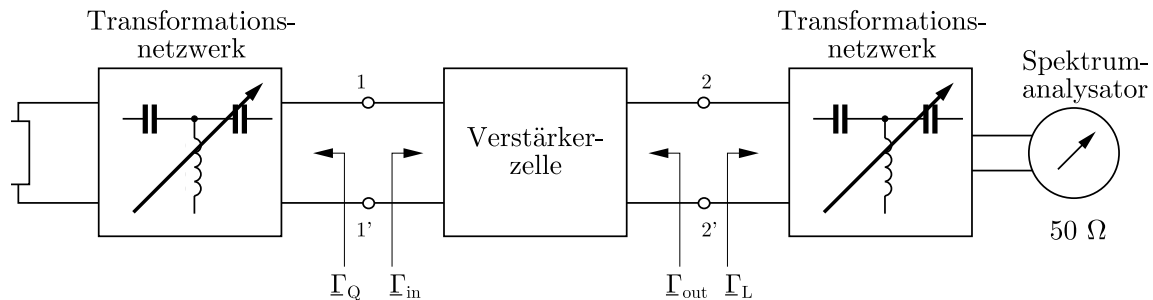


Abbildung 4.19: Meßaufbau zur Überprüfung der Stabilität

Mit den beiden einstellbaren Transformationsnetzwerken werden bei allen Frequenzen der 50Ω -Widerstand am Eingang der Verstärkerzelle und der 50Ω -Widerstand des Spektrumanalysators am Ausgang der Verstärkerzelle in beliebige Impedanzen mit den Reflexionsfaktoren Γ_Q und Γ_L transformiert. Mit dem Spektrumanalysator wurden eventuelle Oszillationen detektiert. Untersuchungen haben gezeigt: Die Verstärkerzelle ist für **alle** passiven Quellimpedanzen Z_Q stabil, solange die im folgenden Smithdiagramm markierten Lastimpedanzen Z_L verboten werden:

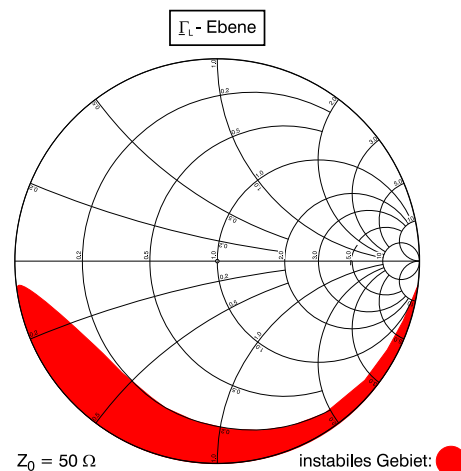


Abbildung 4.20: Stabilität – Verbotene Lastimpedanzen Z_L

Als Lastimpedanz werden Rundfunkempänger angeschlossen, die diese Impedanzforderungen im allgemeinen erfüllen. Wichtig ist, daß alle Quellimpedanzen zulässig sind, da diese die Antennenimpedanzen darstellen. Diese Antennenimpedanzen können, bedingt durch verschiedenartigste Strukturformen, beliebige Werte annehmen.

Auch hinsichtlich der Stabilität genügt die Verstärkerzelle den Anforderungen.

Kapitel 5

Die Anwendung der Verstärkerzelle

Die folgende Abbildung 5.1 zeigt die Einbettung der Verstärkerzelle in das Empfangssystem. An den Eingang ist eine Antennenstruktur mit ihrer Antennenimpedanz geschaltet, und am Ausgang ist ein Empfänger angeschlossen. In diesem Kapitel sollen zwei Beschaltungsmöglichkeiten der Zelle untersucht werden. Zum einen die ausgangsseitige Beschaltung, die eine über die Frequenz konstante Ausgangsleistung bewirkt und gleichzeitig die hohe Linearität der Verstärkerzelle gewährleistet. Zum anderen wird ein optionaler Hochfrequenztransformator am Eingang der Verstärkerzelle untersucht, der den Signalpegel breitbandig erhöht und dabei die eingangsseitige Hochohmigkeit der Verstärkerzelle nicht beeinträchtigt. Diese beiden Beschaltungsmöglichkeiten sind in der Abbildung 5.1 dargestellt.

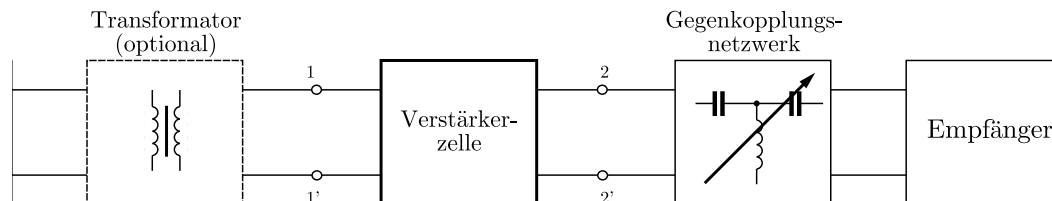


Abbildung 5.1: Verstärkerzelle in einem Empfangssystem mit ein- und ausgangsseitiger Beschaltung

5.1 Das Gegenkopplungsnetzwerk am Ausgang der Verstärkerzelle – frequenzabhängige Gegenkopplung

Die an ihrem Eingang sehr hochohmige Verstärkerzelle nach Abbildung 4.1 soll an eine Antennenstruktur angeschlossen werden. Dabei soll zwischen Antenne und Verstärker kein Anpaßnetzwerk geschaltet werden, und die Antenne wird somit kaum belastet. Ein Transformations- bzw. Gegenkopplungsnetzwerk am Ausgang der Verstärkerzelle wird somit notwendig, um die nachfolgend aufgeführten Aspekte zu erfüllen:

1. Konstante Leistung am Ausgang des Verstärkers durch frequenzabhängige Gegenkopplung bei verschiedenen Antennenimpedanzen.
2. Diejenigen maximalen Antennenimpedanzen, bei denen ein geforderter minimaler Intermodulationsabstand nicht unterschritten wird.
3. Diejenigen minimalen Antennenimpedanzen, bei denen das Rauschen der Verstärkerzelle unterhalb des von der Empfangsantenne abgegebenen Rauschens liegt.

Diese Betrachtungen sollen exemplarisch für das FM-Rundfunkband (87,5 MHz – 108 MHz) in den folgenden Abschnitten angestellt werden.

5.1.1 Bedingung des ebenen Frequenzgangs der Verstärkung

Bisher angewandte HF-Verstärkerkonzepte

Häufig wird eine Antenne wie in Abbildung 5.2 dargestellt, an einen HF-Verstärker angeschlossen. Mit Hilfe eines Transformationsnetzwerkes wird die Antennenimpedanz in die für HF-Verstärker typischen $50\ \Omega$ transformiert.

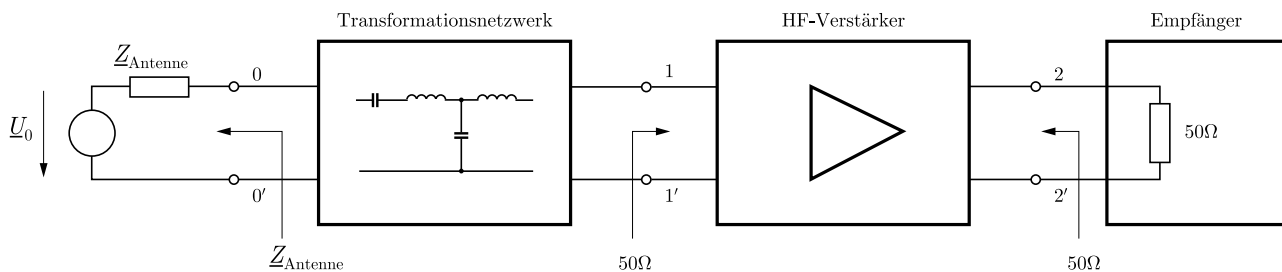


Abbildung 5.2: Empfangsantenne mit angepaßtem HF-Verstärker

Ein Vergleich zwischen passiv gemessener Antennenstruktur und der Antennenstruktur mit angepaßtem HF-Verstärker zeigt, daß der Ausgangspegel der Gesamtanordnung um etwa 3 – 5 dB über dem Ausgangspegel der passiven Antenne liegt. Dieser Wert soll auch mit dem neuen Verstärkerkonzept erreicht werden.

Der Nachteil des bisherigen Systems ist, daß durch den am Eingang niederohmigen HF-Verstärker und das dazu notwendige Transformationsnetzwerk die Antenne belastet wird. Dies bewirkt eine starke Verkopplung mehrerer am Fahrzeug implementierter Antennen und somit eine Minderung der Effizienz eines Diversity-Systems. Dieser Nachteil soll mit Hilfe des neuen Verstärkerkonzeptes umgangen werden.

Neues Verstärkerkonzept

Wie zu Beginn dieses Kapitels erwähnt, soll die Ausgangsleistung an den Klemmen 1–1' der Verstärkerzelle über die Frequenz nahezu konstant sein. Abbildung 5.3 zeigt schematisch die Schaltung der Zelle an Antenne und Last.

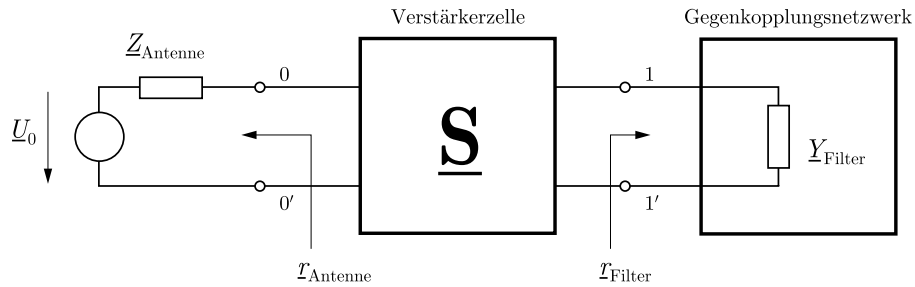


Abbildung 5.3: Verstärkerzelle an Antenne und mit Last

Wie aus dem Schaltbild der Verstärkerzelle in Abbildung 4.1 zu erkennen ist, wirkt die Lastimpedanz bzw. -admittanz auch als Gegenkopplung. Dies bedeutet: Umso größer die Lastimpedanz ist, desto stärker wird gegengekoppelt. Die Verstärkerzelle wird durch die Streumatrix $\underline{\mathbf{S}}$ charakterisiert. Gespeist wird diese Zelle an den Klemmen 0–0' mit einer Quelle mit dem Reflexionsfaktor r_{Antenne} . Abgeschlossen wird die Zelle an den Klemmen 1–1' mit dem Reflexionsfaktor r_{Filter} .

Der allgemeine Übertragungsgewinn G_T (transducer power gain) wird mit den Bezeichnungen aus obiger Abbildung folgendermaßen ausgedrückt [25]:

$$G_T = \frac{|\underline{S}_{21}|^2 (1 - |r_{\text{Antenne}}|^2) (1 - |r_{\text{Filter}}|^2)}{|(1 - \underline{S}_{11} \cdot r_{\text{Antenne}}) - \underline{S}_{22} \cdot r_{\text{Filter}} + \det(\underline{\mathbf{S}}) \cdot r_{\text{Antenne}} \cdot r_{\text{Filter}}|^2} \quad (5.1)$$

Der Übertragungsgewinn G_T ist in Gleichung 5.1 in Abhängigkeit der S-Parameter der Verstärkerzelle, des Antennenreflexionsfaktors und des Reflexionsfaktors des Gegenkopplungsnetzwerkes dargestellt. Als konstant vorausgesetzt werden die S-Parameter der Verstärkerzelle und der geforderte Übertragungsgewinn G_T . Die gesuchte Admittanz $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ bzw. der gesuchte Reflexionsfaktor r_{Filter} wird nun in Abhängigkeit von der Antennenimpedanz $\underline{Z}_{\text{Antenne}}$ bzw. vom Reflexionsfaktor r_{Antenne} dargestellt. Dies ist in Form einer Kreisgleichung möglich:

$$x^2 + y^2 + a \cdot x + b \cdot y = c \quad (5.2)$$

mit:

$$x = \text{Re} \{r_{\text{Filter}}\}$$

$$y = \text{Im} \{r_{\text{Filter}}\}$$

und

$$\begin{aligned}
 a &= -\frac{2 \cdot G_T \cdot \operatorname{Re} \{ (\underline{S}_{22} - \det(\underline{\mathbf{S}}) \cdot r_{\text{Antenne}})^* \cdot (1 - \underline{S}_{11} \cdot r_{\text{Antenne}}) \}}{|\underline{S}_{21}|^2 (1 - |r_{\text{Antenne}}|^2) + G_T \cdot |\underline{S}_{22} - \det(\underline{\mathbf{S}}) \cdot r_{\text{Antenne}}|^2} \\
 b &= -\frac{2 \cdot G_T \cdot \operatorname{Im} \{ (\underline{S}_{22} - \det(\underline{\mathbf{S}}) \cdot r_{\text{Antenne}})^* \cdot (1 - \underline{S}_{11} \cdot r_{\text{Antenne}}) \}}{|\underline{S}_{21}|^2 (1 - |r_{\text{Antenne}}|^2) + G_T \cdot |\underline{S}_{22} - \det(\underline{\mathbf{S}}) \cdot r_{\text{Antenne}}|^2} \\
 c &= \frac{|\underline{S}_{21}|^2 (1 - |r_{\text{Antenne}}|^2) - G_T \cdot |1 - \underline{S}_{11} \cdot r_{\text{Antenne}}|^2}{|\underline{S}_{21}|^2 (1 - |r_{\text{Antenne}}|^2) + G_T \cdot |\underline{S}_{22} - \det(\underline{\mathbf{S}}) \cdot r_{\text{Antenne}}|^2}
 \end{aligned}$$

Für einen konstanten Ausgangspegel wird der Übertragungsgewinn G_T konstant gesetzt. Soll der gleiche Pegel wie bei dem bisherigen HF-Verstärker-System erreicht werden, wird der Übertragungsgewinn zu

$$G_T = 2,5 \cong 4 \text{ dB}$$

gesetzt. Bei einer bestimmten Antennenimpedanz $\underline{Z}_{\text{Antenne}}$ liegt die Lastadmittanz $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ ur konstanten Übertragungsgewinn G_T auf einem Kreis.

Niederohmige Antennenimpedanzen erfordern unter Umständen bei gegebenen Übertragungsgewinn G_T eine Lastimpedanz mit negativem Realteil. Dies bedeutet, daß mit passiven Bauelementen dieser geforderte Übertragungsgewinn G_T nicht erzielt werden kann. Eine Schaltung mit negativem Realteil wäre vonnöten, was aber eine Mitkopplung bedeuten würde. Die Schwingneigung der Verstärkerzelle wäre offensichtlich. In der Praxis wird man dann aber mit einem geringeren Übertragungsgewinn zufrieden sein.

Weist die Antennenimpedanz einen Frequenzgang auf, so erhält man folglich viele Lastadmittanzkreise. Dies dient als Kriterium ur die Synthese einer Filterschaltung. Ein weiteres Kriterium ist die Linearität, welches im folgenden Abschnitt betrachtet wird.

Ist die Antennenerregung über der Frequenz nicht konstant, so muß dieser Frequenzgang zusätzlich mit diesem Gegenkopplungsnetzwerk geebnet werden. Der Frequenzgang der Antennenerregung und der Frequenzgang aufgrund der Antennenimpedanz sind zwei voneinander unabhängige Effekte und können linear superponiert werden.

Bemerkung:

Wird die Verstärkerzelle (Spannungsfolger) als ideal angenommen, so vereinfacht sich die Formel 5.1 ur den Übertragungsgewinn und deren Lösung:

$$\begin{aligned} \text{ideale Verstärkerzelle:} \quad \underline{S}_{11} &= 1 & \underline{S}_{12} &= 0 \\ \underline{S}_{21} &= 2 & \underline{S}_{22} &= -1 \end{aligned}$$

\implies

$$G_T = \frac{4 \cdot (1 - |r_{\text{Antenne}}|^2) (1 - |r_{\text{Filter}}|^2)}{|1 - r_{\text{Antenne}}|^2 \cdot |1 + r_{\text{Filter}}|^2} \stackrel{!}{=} \text{const.} \quad (5.3)$$

und wieder als Kreisgleichung:

$$x^2 + y^2 + a \cdot x + b \cdot y = c$$

mit:

$$x = \text{Re} \{r_{\text{Filter}}\}$$

$$y = \text{Im} \{r_{\text{Filter}}\}$$

und

$$a = \frac{2 \cdot G_T \cdot Z_0}{4 \cdot R_{\text{Antenne}} + G_T \cdot Z_0}$$

$$b = 0$$

$$c = \frac{4 \cdot R_{\text{Antenne}} - G_T \cdot Z_0}{4 \cdot R_{\text{Antenne}} + G_T \cdot Z_0}$$

Dies sind Kreise im Smithdiagramm mit konstantem Leitwert G_{Filter} !

In Abbildung 5.4 sind als Beispiel die $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ -Kreise ur die ideale Verstärkerzelle und die gemessene Verstärkerzelle an einer vorgegebenen Antennenimpedanz in die $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ -Ebene eingezeichnet. Die Antennenimpedanz wurde an einer schmalbandigen Heckscheibenstruktur gemessen. Der Antennenreflexionsfaktor weist somit bei drei Frequenzen des FM-Bandes (Bandanfang, -mitte und -ende) folgende Werte auf:

Frequenz f	r_{Antenne}
87,5 MHz	$0,72 \cdot e^{-j 65,32^\circ}$
96,5 MHz	$0,45 \cdot e^{+j 89,38^\circ}$
108 MHz	$0,91 \cdot e^{+j 13,18^\circ}$

Der Übertragungsgewinn wurde zu $G_T=2,0$ gesetzt, da mit diesem Wert bei der niederohmigen Antennenimpedanz bei $f = 87,5$ MHz noch reelle Admittanzwerte ur die Filteradmittanz errechnet werden.

Die S-Parameter der gemessenen Verstärkerzelle haben ur alle Frequenzen folgende Werte:

$$\begin{aligned} \underline{S}_{11} &= 0,9938 \cdot e^{-j 8,8^\circ} & \underline{S}_{12} &= 0,0170 \cdot e^{+j 78,9^\circ} \\ \underline{S}_{21} &= 1,5556 \cdot e^{-j 10,3^\circ} & \underline{S}_{22} &= 0,7201 \cdot e^{+j 173,4^\circ} \end{aligned}$$

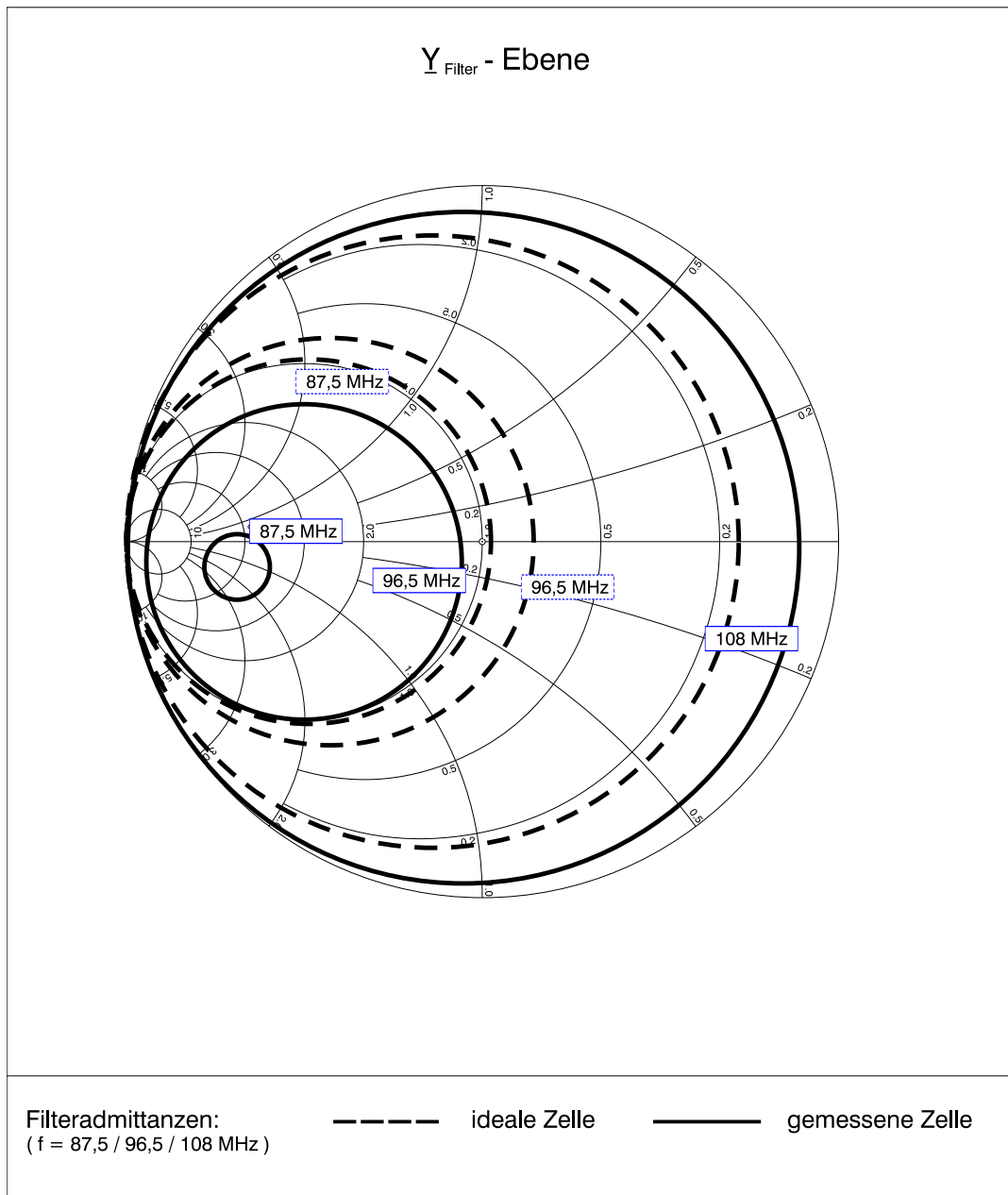


Abbildung 5.4: \underline{Y}_{Filter} -Kreise in der \underline{Y}_{Filter} -Ebene ur ideale Zelle und gemessene Zelle

5.1.2 Bedingung der guten Linearität

Für eine möglichst gute Linearität muß die Gegenkopplung hochohmig sein. Vor allem außerhalb des FM-Frequenzbandes ($f \rightarrow 0$ und $f \rightarrow \infty$) soll die Gegenkopplung hoch sein. Damit sind Gegenkopplungsnetzwerke zu entwickeln, welche die Eingangsimpedanz von 50Ω eines Empfängers in niedrige Admittanzen $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ transformieren und die Kreisgleichung 5.2 erfüllen.

Im allgemeinen erfüllen T-Filter diese Bedingung am leichtesten. In Abbildung 5.5 ist ein Blockschaltbild dargestellt.

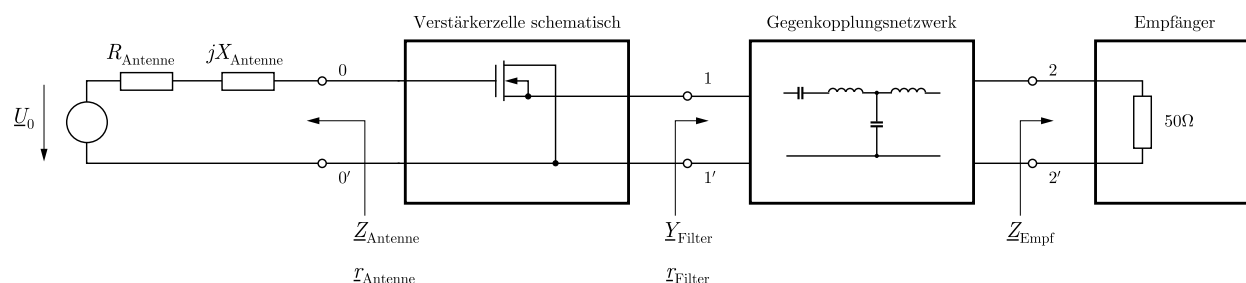


Abbildung 5.5: Verstärkerzelle an Antenne mit Gegenkopplungsnetzwerk und Last

Weiterhin muß die Überlegung angestellt werden, wie hochohmig die Antennenimpedanzen maximal sein dürfen. Zum einen bestimmt dies der geforderte minimale Intermodulationsabstand und zum anderen die minimal realisierbare Filteradmittanz $\underline{Y}_{\text{Filter}}$.

Wird die Gleichung 5.1 nach r_{Filter} bzw. $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ aufgelöst, so erhält man für eine entsprechende Antennenimpedanz $\underline{Z}_{\text{Antenne}}$ einen Wert für $\Re\{\underline{Y}_{\text{Filter}}\} = G_{\text{Filter}}$. In Abbildung 5.6 sind für die verschiedenen Antennenimpedanzen die entsprechenden Gebiete $\Re\{\underline{Y}_{\text{Filter}}\} = G_{\text{Filter}} = \text{const.}$ markiert. Meßreihen im Labor haben gezeigt, daß bei verschiedenen nachgebildeten Antennenimpedanzen der Intermodulationsabstand a_{K3} bei einer Eingangsspannung von $U_e = 100 \text{ dB}\mu\text{V}$ immer größer als 70 dB ist, wenn die Verstärkerzelle dabei am Ausgang mit der entsprechenden Filteradmittanz abgeschlossen ist. Jedoch zeigte sich, daß gerade bei kleinen Filteradmittanzen $\underline{Y}_{\text{Filter}} \leq 1 \text{ mS}$ eine kleine Abweichung von dieser durch Toleranzen, der Intermodulationsabstand erheblich verschlechtert wird ($a_{K3} \leq 50 \text{ dB}$). Somit sind nur Filteradmittanzen von

$$\Re\{\underline{Y}_{\text{Filter}}\} = G_{\text{Filter}} \geq 1 \text{ mS}$$

praktikabel. Abbildung 5.6 zeigt als Beispiel dieses Grenzgebiet (rot), in welchem die Antennenimpedanzen **nicht** liegen dürfen.

$$G_T = 2,5 \quad f = 100 \text{ MHz}$$

$$\begin{array}{l} \text{S-Parameter der Verstärkerzelle: } \underline{S}_{11} = 0,9938 e^{-j 8,8^\circ} \quad \underline{S}_{12} = 0,0170 e^{+j 78,9^\circ} \\ \underline{S}_{21} = 1,5556 e^{-j 10,3^\circ} \quad \underline{S}_{22} = 0,7201 e^{+j 173,4^\circ} \end{array}$$

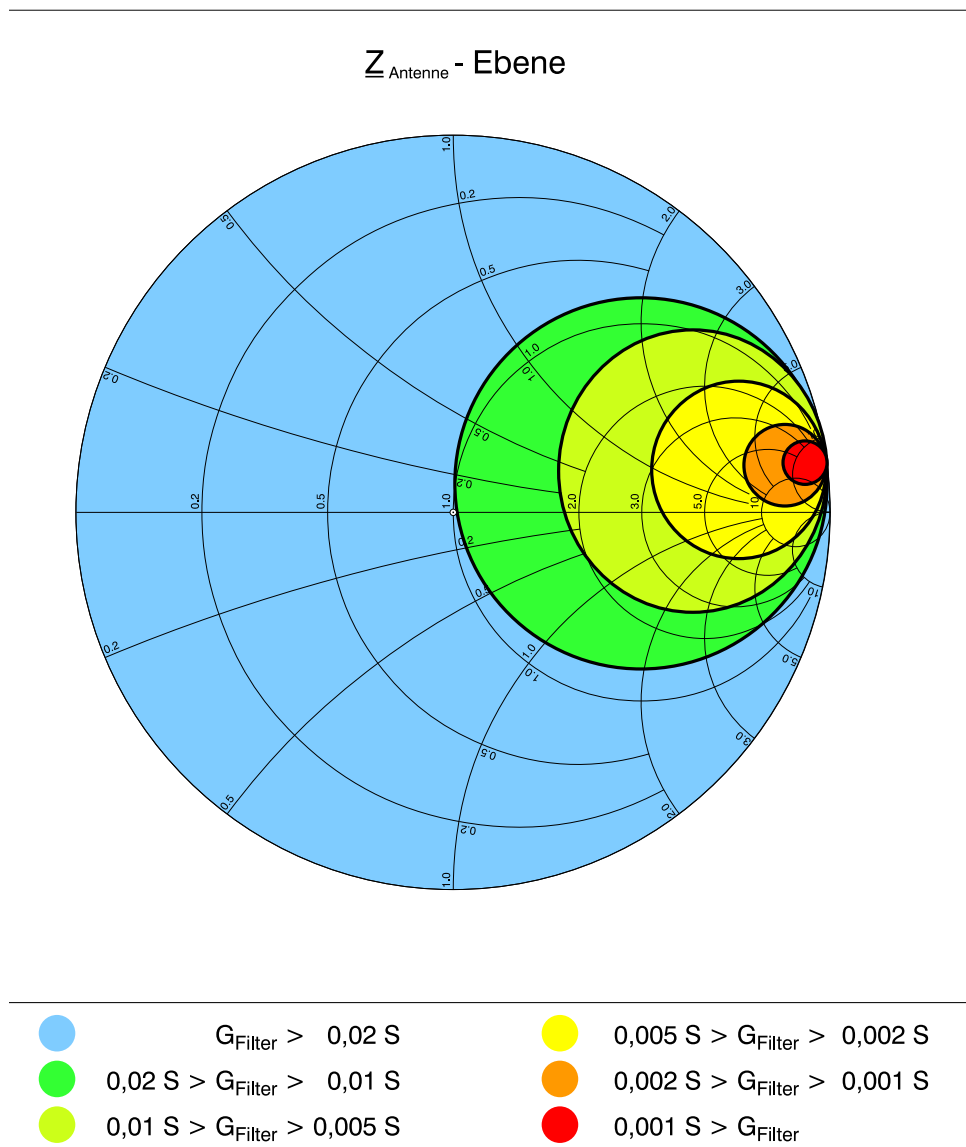


Abbildung 5.6: Gebiete ur konstantes G_{Filter} ur verschiedene Antennenimpedanzen

5.1.3 Bedingung des minimale Rauschbeitrages durch die Verstärkerzelle

In diesem Abschnitt werden diejenigen Antennenimpedanzen ermittelt, bei denen das Rauschen der Verstärkerzelle unterhalb des von der Empfangsantenne abgegebenen Rauschens liegt. Bei der Verstärkerzelle wurde über die FM-Bandbreite (87,5 MHz – 108 MHz) eine Rauschzahl von maximal

$$F = 1,6 \cong 2 \text{ dB}$$

in einem 50 Ω -System gemessen. Dadurch kann (s. Abschnitt. 1.2.2) die Rauschzahl F in eine äquivalente Serienrauschspannung $\sqrt{u_{\text{rausch}}^2}$ bzw. einen äquivalenten Serienrauschwiderstand R_{rausch} am Eingang der Verstärkerzelle umgerechnet werden. Die Serienrauschspannung kann folgendermaßen angegeben werden:

$$\sqrt{u_{\text{rausch}}^2} = \sqrt{4kT_0B \cdot R_{\text{rausch}}} \quad (5.4)$$

Der äquivalente Rauschwiderstand R_{rausch} der Verstärkerzelle kann folgendermaßen ausgedrückt werden, wobei F die Rauschzahl der Verstärkerzelle ist:

$$R_{\text{rausch}} = (F - 1) \cdot 50 \Omega \quad (5.5)$$

Das von der Antenne abgegebene Rauschen wird durch den Realteil R_{Antenne} der Antennenimpedanz bei der äußeren Rauschtemperatur T_A bestimmt:

$$\sqrt{u_{\text{Antenne}}^2} = \sqrt{4kT_A B \cdot R_{\text{Antenne}}} \quad (5.6)$$

Derjenige minimale Realteil der Antennenimpedanz $R_{\text{Ant,min}}$ wird gesucht, bei dem das Rauschen der Antenne gerade so groß wird wie das Rauschen der Verstärkerzelle:

$$\begin{aligned} R_{\text{Ant,min}} \cdot T_A &\stackrel{!}{=} R_{\text{rausch}} \cdot T_0 = (F - 1) \cdot 50 \Omega \cdot T_0 \\ \implies R_{\text{Ant,min}} &= \frac{(F - 1) \cdot 50 \Omega \cdot T_0}{T_A} \approx 8,7 \Omega \end{aligned} \quad (5.7)$$

mit: $T_A = 1000 \text{ K}$ mittlere Rauschtemperatur des
äußeren Rauschens nach CCIR [5] bei etwa $f = 100 \text{ MHz}$

Somit sind nur Antennenimpedanzen mit einem Realteil von $R_{\text{Antenne}} \geq 8,7 \Omega$ zulässig, ohne daß das Rauschen der Verstärkerzelle dominiert.

In der Abbildung 5.7 ist das Grenzgebiet des Rauschens in der $\underline{Z}_{\text{Antenne}}$ -Ebene gekennzeichnet. Ebenso ist das aus dem vorigen Abschnitt gewonnene Grenzgebiet der Intermodulation, sowie eine gemessene Antennenimpedanz als Beispiel eingezeichnet.

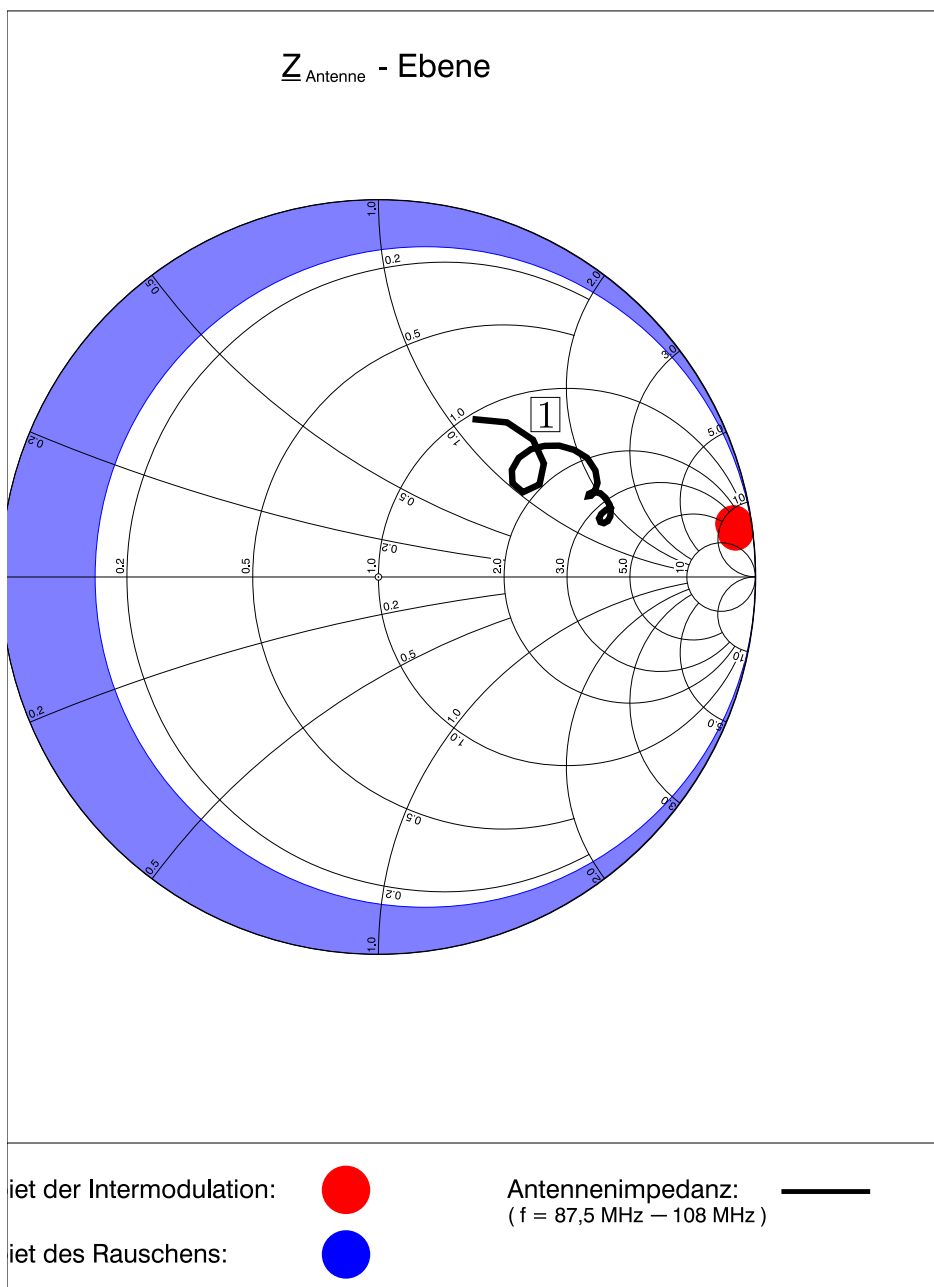


Abbildung 5.7: Grenzgebiet des Rauschens und der Intermodulation für die Verstärkerzelle

Folgende Aussage kann mit diesem Diagramm getroffen werden: Nur in dem unmarkierten (weißen) Teil des Smith-Diagramms dürfen die Impedanzen der Antennenstrukturen liegen, um die Forderung nach guter Linearität und geringem Rauscheinfluß der Verstärkerzelle zu erfüllen. Die hier als Beispiel eingetragene Antennenimpedanz 1 ist eine erlaubte Antennenimpedanz. Für diese Antennenimpedanz wird im Kapitel 6 das erforderliche Gegenkopplungsfilter synthetisiert.

5.2 Der Leitungsübertrager am Eingang der Verstärkerzelle

In diesem Abschnitt wird eine Möglichkeit aufgezeigt, mit Hilfe eines breitbandigen Leitungsübertragers am Eingang der Verstärkerzelle die Verstärkung der Verstärkerzelle zu erhöhen. Dabei müssen die bereits in Kapitel 3 gestellten Forderungen eingehalten werden:

- hohe Eingangsimpedanz (ideal: $\underline{S}_{11} = +1 \quad \forall f$)
- niedrige Rauschzahl über die gesamte Bandbreite
- große Bandbreite ($\approx 40 \text{ MHz} - 1000 \text{ MHz}$)
- gute Linearität ur Empfangspegel bis zu $120 \text{ dB}\mu\text{V}$

Um die Werte der hohen Eingangsimpedanz und der niedrigen Rauschzahl der Verstärkerzelle nicht wesentlich zu verschlechtern, ist ein verlustarmer Übertrager erforderlich. Die große Bandbreite läßt sich nur mit einem Leitungsübertrager erzielen. Im folgenden wird dieser Leitungsübertrager in Verbindung mit der Verstärkerzelle betrachtet.

5.2.1 Der Leitungsübertrager im angepaßten System

Schon 1944 wurde erstmals das Prinzip des Leitungsübertragers von G. Guanella [11] vorgestellt. Weitere Untersuchungen wurden angestellt und Verbesserungen angestrebt. In [40] wurden verschiedene Ausührungsformen vorgestellt, in [3] Wickelschemata entwickelt, in [22] und [14] die Theorie und Anwendung als Impulsübertrager behandelt und in [39] die Analyse und Synthese unter Einbezug der Verluste betrachtet. Auch in letzter Zeit wurden immer noch Patente [30, 31, 32, 33] diesbezüglich angemeldet, die im allgemeinen weitere Ausührungsformen mit Hilfe neuer Fertigungstechnologie schützen. Im folgenden ist das Schaltbild eines verlustlosen 4:1-Leitungsübertragers dargestellt:

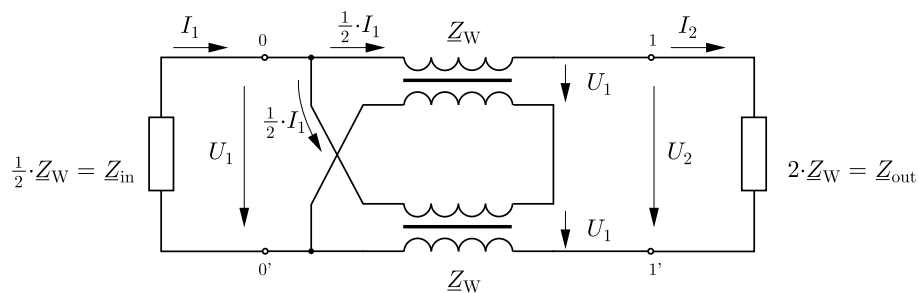


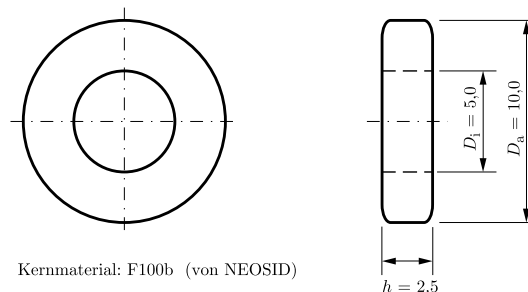
Abbildung 5.8: Schaltbild eines 4:1-Leitungsübertragers nach Guanella

In Abbildung 5.8 ist der 4:1-Leitungsübertrager mit den angepaßten Abschlußwiderständen zu sehen. Er besteht aus zwei auf einen magnetischen Kern aufgewickelten Leitungen mit dem Wellenwiderstand von Z_W . Am Tor 0-0' werden die beiden Leitungen

parallel und am Tor 1–1' seriell verschaltet. Dadurch erhält man ein Widerstandstransformationsverhältnis von 4:1. Dies ist anhand der eingetragenen Ströme und Spannungen leicht zu ersehen. Der Strom I_1 , der in das Tor 1–1' hineinfließt, teilt sich zu gleichen Teilen auf die beiden Leitungen auf. Der Strom I_2 , der aus Tor 1–1' herausfließt, ist somit $I_1/2$. Die Spannung U_1 an Tor 0–0' liegt an beiden Enden der Leitungen an. An Tor 1–1' addieren sich wegen der Serienschaltung der Leitungen die beiden Spannungen U_1 zu $U_2 = 2 \cdot U_1$.

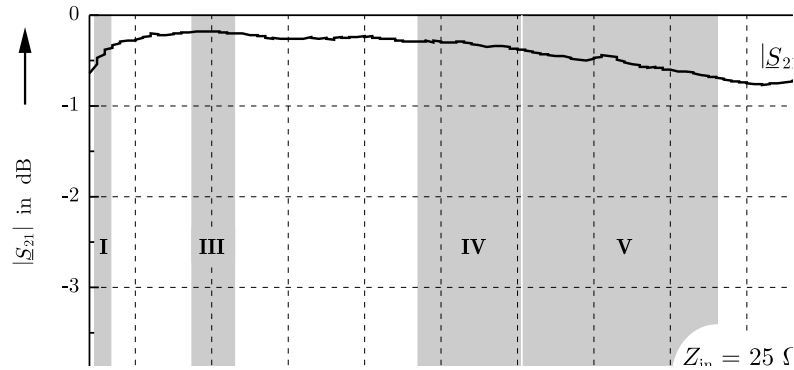
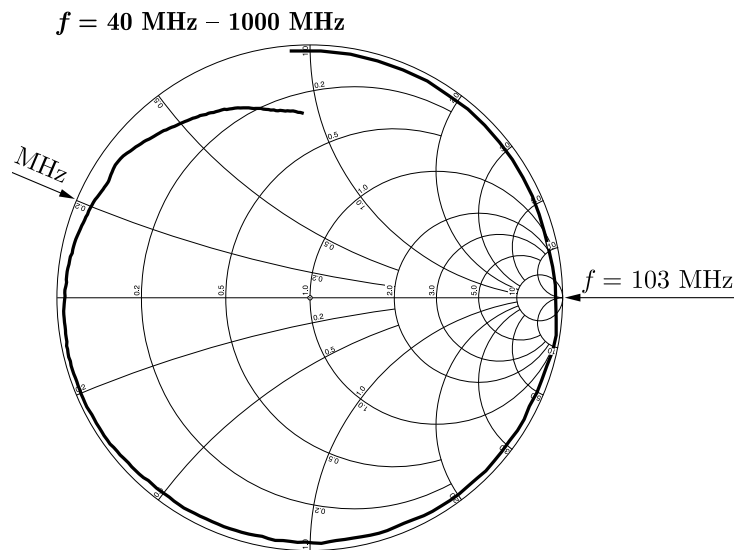
Natürlich sind auch andere, ganzzahlige Übersetzungsverhältnisse mit Leitungsübertragern möglich [11, 14]. Jedoch sind Übertrageranordnungen mit mehr als 3 Leitungen aufgrund der parasitären Effekte, zumeist Streukapazitäten der Wicklungen, nicht mehr praktikabel. Die obere Grenzfrequenz, die bei einem idealen Leitungsübertrager in der Theorie nicht existiert, wird dadurch herabgesetzt. Ein Übersetzungsverhältnis von 4:1 wurde gewählt, da die Gesamtverstärkung des Systems bei 10 dB liegen soll. Dabei verstärkt die Verstärkerzelle als Stromverstärker die Leistung um knapp 4 dB. Der hier vorgestellte Leitungsübertrager transformiert die Spannung im Verhältnis 2:1, also um etwa 6 dB. Dadurch wird eine Gesamtverstärkung von etwa 10 dB erwartet.

Nach Laboruntersuchungen, bei denen zahlreiche Übertrager in verschiedenen Ausführungsformen gewickelt wurden, wurde festgestellt, daß die Hauptprobleme bei der Art der Leitung und bei dem Ferritmaterial des verwendeten Kerns liegen. Als ungeeignet stellten sich Doppelleitungen bzw. verdrehte Drahtleitungen heraus, da hier zum einen die Streukapazitäten der Wicklungen groß sind und zum anderen die Wellenabstrahlung bei hohen Frequenzen ($f > 500$ MHz) zu großen Einfluß zeigt. Die Verluste sind zu hoch, und somit kommen nur Koaxialleitungen zur Anwendung, die bei definiertem Wellenwiderstand geringe Verluste und gute Schirmwirkung aufweisen. Folgende Daten weist der verwendete 4:1-Guanella-Übertrager auf:



Ferritmaterial	: F100b (von NEOSID) $\mu_r = 10$, $\tan \delta = 400 \cdot 10^{-6}$ bei $f = 100$ MHz
Kernabmessungen	: Ringkern $D_a = 10$ mm, $D_i = 5$ mm, $h = 2,5$ mm
Leitung	: 50Ω -Koaxialleitung Schirmdurchmesser: $D_A = 1$ mm, Wellenwiderstand $Z_W = 50 \Omega$
Wicklungen	: 2×4 Windungen auf einem Kern

Dieser Leitungsübertrager wurde mit einem Netzwerkanalysator in einem 50Ω -System vermessen. Danach wurden die Meßergebnisse mit Hilfe des Simulationsprogramms „Serenade – Microwave Harmonica“ auf die korrekten Abschlußimpedanzen von $Z_{in} = 25 \Omega$ und $Z_{out} = 100 \Omega$ gerechnet und graphisch dargestellt:

Abbildung 5.9: $|S_{21}|$ des 4:1-Leitungsübertragers (40 MHz – 1 GHz)Abbildung 5.10: S_{11} des 4:1-Leitungsübertragers bei leerlaufendem Ausgang

Für die Beurteilung der Güte des Ferritmaterials wurde ur die S_{11} -Messung der Ausgang des Leitungsübertragers im Leerlauf betrieben. Weist der Übertrager keine Verluste auf, so ist $|S_{11}| = 1$. Die Untersuchungen ergaben, daß nur zwei Ferrite den Frequenzbereich bis 1 GHz ohne nennenswerte Verluste abdecken: Das Ferritmaterial U60 von SIEMENS und das Ferritmaterial F100b von NEOSID. Derzeit ist nur noch das Material F100b erhältlich, weswegen dieses hier verwendet wurde. Wie aus der Messung ersichtlich ist, steigen die Verluste erst ab etwa $f = 600$ MHz an und weisen bei $f = 1$ GHz noch gute Werte auf.

Die hervorragenden Übertragungseigenschaften dieses Leitungsübertragers gelten nur ur eingangs- **und** ausgangsseitig korrekten Impedanzabschluß [14]! Nach Abbildung 5.1 jedoch sind weder der Eingang noch der Ausgang mit der entsprechenden Impedanz abgeschlossen: Am Eingang ist eine Antenne angeschlossen, deren Impedanz von der Ausührungsform und der Frequenz stark abhängt, und am Ausgang wird die bekannte Verstärkerzelle angeschaltet, deren Eingangsimpedanz sehr hochohmig ist und mit etwa 3 pF kapazitiv wirkt. Trotzdem funktioniert dieses Prinzip, jedoch muß bezüglich der Bandbreite und eventueller Resonanzen mit Einschränkungen gerechnet werden [14].

5.2.2 Der nichtangepaßte Leitungsübertrager

Der zuvor vorgestellte Leitungsübertrager wird nun an die Verstärkerzelle geschaltet (s. Abb.5.11).

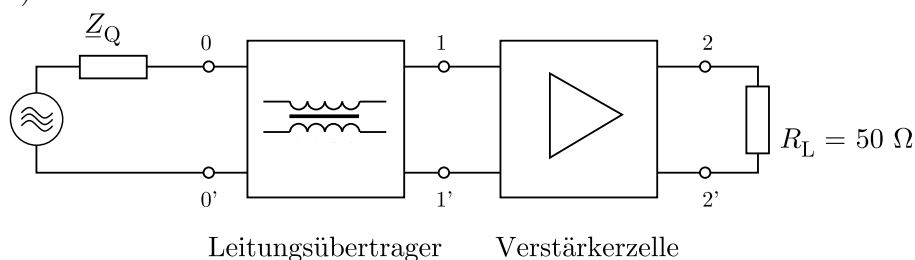


Abbildung 5.11: Blockschaltbild der Zusammenschaltung von Übertrager und Verstärker

In der Arbeit von Lampert [14] wurde gezeigt, daß bei einer idealen Leitung durch **einseitige** Fehlanpassung nur die Amplitude und nicht die Form der Ausgangsspannung verändert wird. Ist z. B. der Eingang des Übertragers widerstandsrichtig abgeschlossen, der Ausgang hingegen leerlaufend, so ist die Ausgangsspannung doppelt so hoch wie im beidseitig angepaßten Fall. Bei **beidseitiger** Fehlanpassung eines Leitungsübertragers konnte in [14] gezeigt werden, daß die Sprungantwort nicht nur verzögert sondern auch verformt wird. Diese Verformung ist umso geringer, je kürzer die ur den Leitungsübertrager verwendete Leitung ist. In Abbildung 5.12 sind die \underline{S}_{21} - und die \underline{S}_{11} -Messung zu sehen:

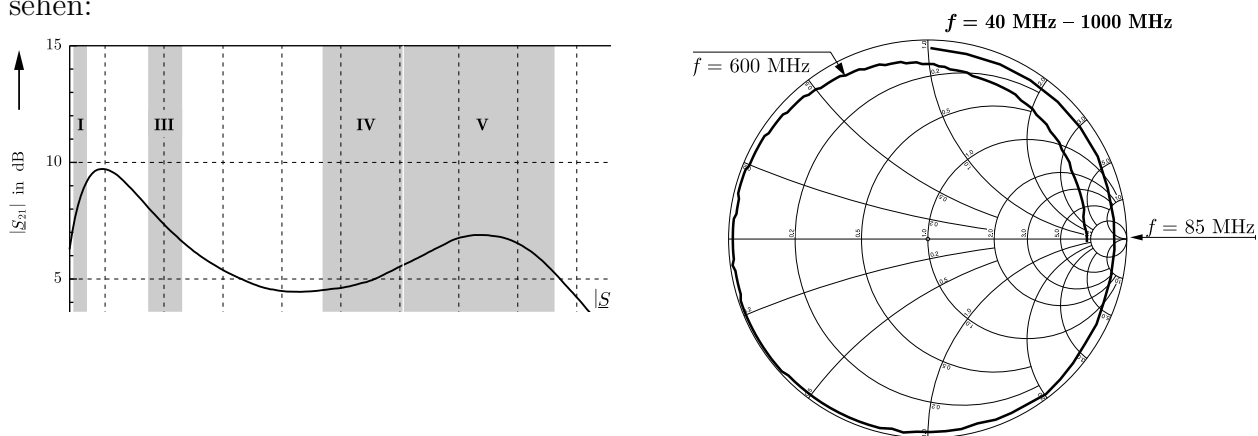


Abbildung 5.12: Gewinn G_{gesamt} und \underline{S}_{11} der Verstärkerschaltung

Wie erwartet, zeigt sich eine Verstärkung bei $f = 100$ MHz von knapp 10 dB. Deutlich ist hier die lineare Verzerrung des Frequenzgangs zu sehen, was auf den beidseitig fehlangepaßten Leitungsübertrager zurückzuführen ist. Der Gewinnrückgang bei 40 MHz ist durch die kurze Länge und somit der geringen Induktivität der auf den Ferritkern gewickelten Koaxialleitungen bedingt. Die Welligkeit bei etwa 750 MHz und der starke Abfall bei 1 GHz entstehen dadurch, daß der Eingang der Verstärkerzelle keinen idealen Leerlauf darstellt, sondern im wesentlichen eine Eingangskapazität von etwa $C = 3$ pF.

Die Eingangsimpedanz des Gesamtverstärkers ist im interessierenden Frequenzbereich genügend hochohmig. Hier ist eine Bandbreitenverringern im Gegensatz zum ideal leerlaufenden Leitungsübertrager zu beobachten. Dies ist ebenfalls auf die Eingangsimpedanz von etwa $C = 3$ pF der Verstärkerzelle zurückzuführen.

Hinsichtlich des Frequenzgangs des Gesamtverstärkers sollte eine verbesserte Lösung gefunden werden. Dies wird im nächsten Abschnitt behandelt.

5.2.3 Die Kompensation von den Leitungsübertrager

Um den Frequenzgang zu linearisieren, wird im folgenden eine Kompensation angestrebt, die die Wirkung der Eingangskapazität der Verstärkerzelle bei hohen Frequenzen mindert. Dies geschieht im einfachsten Fall mit einer Serieninduktivität. Da die Kompensation lediglich bei höheren Frequenzen notwendig ist, ist die Serieninduktivität klein. Die folgende Abbildung 5.13 zeigt die gesamte Schaltung.

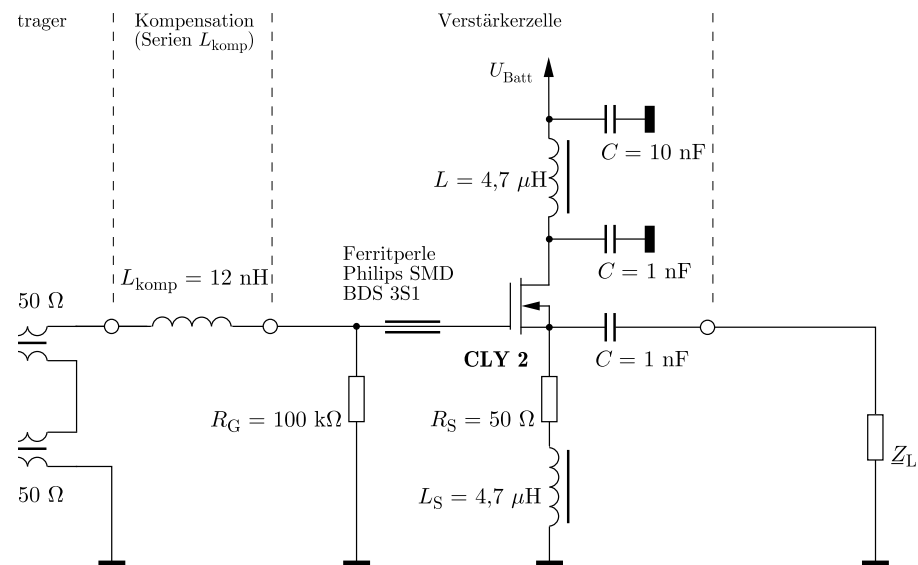


Abbildung 5.13: Blockschaltbild des kompensierten Gesamtverstärkers

Hier wird zwischen Leitungsübertrager und Verstärkerzelle eine Serieninduktivität L_{komp} geschaltet. Diese soll bei einer gewünschten Frequenz die Eingangskapazität $C_{\text{FET}} = 3$ pF des Feldeffekttransistors kompensieren. Als Frequenz wird etwa die höchste TV-Bandfrequenz von $f = 840$ MHz gewählt. Mit $L_{\text{komp}} = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot C_{\text{FET}}}$ ergibt sich mit diesen Angaben ein Wert von $L_{\text{komp}} = 12$ nH.

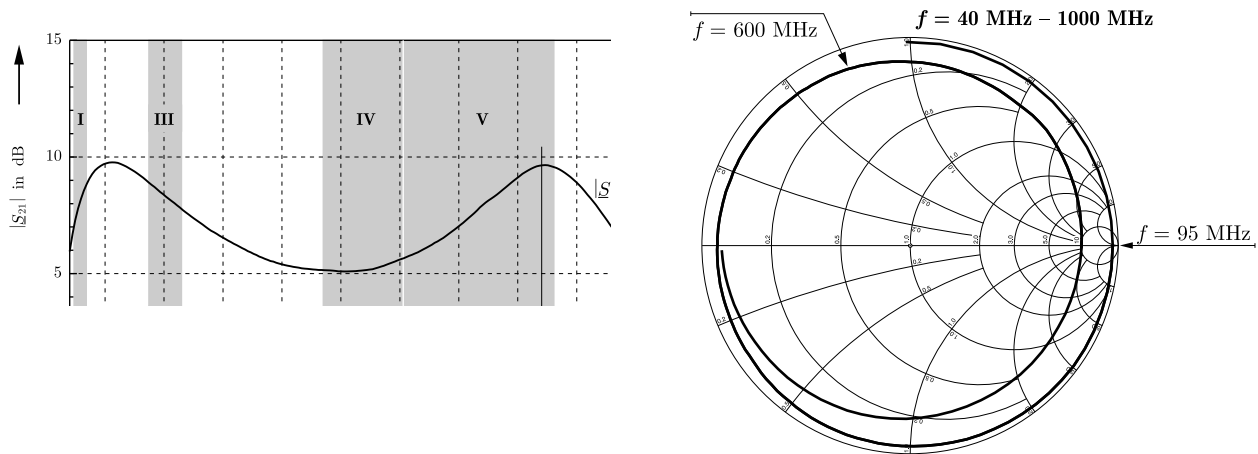


Abbildung 5.14: Gewinn G_{gesamt} und S_{11} des kompensierten Gesamtverstärkers

Anhand von Abbildung 5.14 ist zu sehen, daß durch diese Kompensation die Verstärkung auf über 5 dB im gesamten Frequenzbereich gehoben wurde. Im FM-Frequenzbereich (87,5 MHz – 108 MHz) wurde erwartungsgemäß eine Verstärkung von $G_{\text{gesamt}} = 9,5$ dB erzielt. Nachwievor weist der Frequenzgang eine Welligkeit auf, was sich auch in der Eingangsimpedanz widerspiegelt. Die hochohmige Eingangsimpedanz der gesamten Verstärkerschaltung wurde im FM-Bereich **nicht** wesentlich verschlechtert, wobei ohnehin auf diesen Frequenzbereich das Hauptaugenmerk zu legen ist. Der Verstärker wirkt im FM-Bereich sehr hochohmig (der Eingangswiderstand ist größer als 3 k Ω , die Eingangskapazität ist kleiner als 3 pF).

Bezüglich des Rauschens wird eine Erhöhung der Ausgangsrauschspannung erwartet. Dies wegen dem Übertrager, der das von der Quellimpedanz erzeugte Rauschen hochtransformiert. Weiterhin ist der Leitungsübertrager nicht verlustlos, weswegen keine wesentliche Verbesserung der Rauschzahl F zu erwarten ist. Bei hohen Frequenzen bewirken die Verluste ab etwa 400 MHz einen leichten Anstieg der Rauschzahl. In Abbildung 5.15 finden sich die Erwartungen bestätigt.

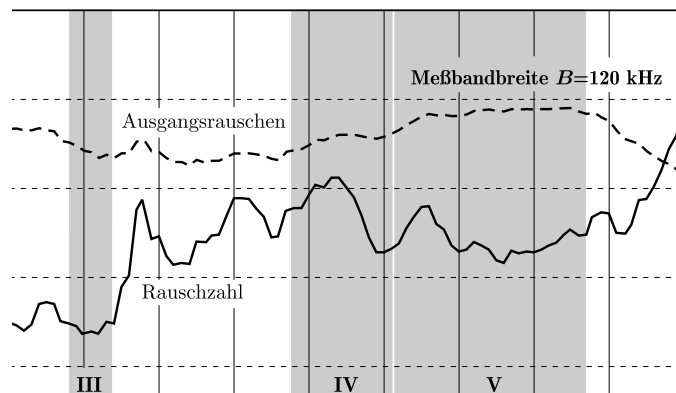


Abbildung 5.15: Rauschzahl F und Ausgangsrauschen

Bezüglich der nichtlinearen Verzerrungen wird eine leichte Verschlechterung der Intermodulationsabstände erwartet, da der Feldeffekttransistor wegen des Leitungsübertragers mit höherer Amplitude angesteuert wird. Aufgrund der Spannungsverstärkung von 6 dB durch den Leitungsübertrager wird eine Verschlechterung der Intermodulationsabstände um 6 dB erwartet. Die empfangenen maximalen Feldstärken führen zu keiner Sättigung der Ferritmaterialien und zu eventuell zusätzlichen Verzerrungen. Auch hier zeigen dies die in den Abbildungen 5.16(a) und 5.16(b) dargestellten Meßergebnisse.

(a) Intermodulation K2

(b) Intermodulation K3

Abbildung 5.16: Verzerrungen der Verstärkerzelle mit Leitungsübertrager

In die Diagramme der Abbildungen 5.16(a) und 5.16(b) eingezeichnet sind die Pegel folgender Frequenzen:

Signalfrequenzen:	$f_1 = 102 \text{ MHz}$ und $f_2 = 96 \text{ MHz}$
Intermodulationsprodukte K2:	$f_1 - f_2 = 6 \text{ MHz}$ und $f_1 + f_2 = 198 \text{ MHz}$
Intermodulationsprodukte K3:	$2 \cdot f_1 - f_2 = 108 \text{ MHz}$ und $2 \cdot f_2 - f_1 = 90 \text{ MHz}$

Der größere Intermodulationsabstand a_{K2} zur Frequenz $f_1 - f_2 = 6 \text{ MHz}$ ist durch den Verstärkungsabfall des Breitbandverstärkers zu niedrigen Frequenzen hin bedingt. Durch Extrapolieren der Meßwerte lassen sich die Input-Intercept-Punkte bestimmen. Diese sind:

Input-Intercept-Punkt $IPIP_2$: $154,6 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 47,6 \text{ dBm}$
Input-Intercept-Punkt $IPIP_3$: $140,3 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 33,3 \text{ dBm}$

Die Harmonischen $2 \cdot f_1 = 204 \text{ MHz}$ und $2 \cdot f_2 = 192 \text{ MHz}$ wurden ebenfalls gemessen.

Da diese aber kleinere Pegel aufweisen als die Intermodulationsprodukte, sind sie der Übersicht halber nicht in das Diagramm eingezeichnet.

Die Meßergebnisse zeigen, daß es möglich ist, mit Hilfe eines breitbandigen Leitungsübertragers am Eingang der Verstärkerzelle die Gesamtverstärkung zu erhöhen. Dabei werden die Forderungen nach Breitbandigkeit, niedrigem Rauschen und guter Linearität mit nur geringen Einschränkungen eingehalten. Diese Einschränkungen sind vor allem im TV-Empfangsbereich zu machen. Hier ist nur ein geringerer Gewinn bei etwa 500 MHz verfügbar, der aber immer größer als 5 dB beträgt. Ebenso ist die Hochohmigkeit im TV-Bereich nicht mehr gegeben. Dies ist insofern nicht von großer Bedeutung, da in diesem Frequenzbereich die Verkopplung der Fahrzeugantennen durch Belastung nicht drastisch ist. Im Frequenzbereich des FM-Rundfunkempfangs ist aber die Hochohmigkeit gegeben, und eine Verkopplung der Antennen wird minimal gehalten.

Bemerkung:

Wird dieser Breitbandverstärker an eine Antennenstruktur mit einer Antennenimpedanz angeschlossen, müssen die in Kapitel 5.1 erörterten Kriterien auch hier angewandt werden. Dies bedeutet, daß ein Gegenkopplungsfilter gefunden werden muß, welches die Bedingung des ebenen Frequenzgangs am Ausgang der Verstärkerzelle, der guten Linearität und des minimalen Rauschbeitrages durch die Verstärkerzelle erfüllt. Dabei ist die Gesamtstreuparametermatrix der Verstärkerzelle inklusiv des Leitungsübertragers anzusetzen.

5.3 Der symmetrische Verstärker

Bei Breitbandverstärkern wird angestrebt, vor allem die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung niedrig zu halten. Im Abschnitt 5.2 wurde gezeigt, daß die Verstärkerzelle mit eingangsseitigem Leitungsübertrager einen Intermodulationsabstand 2. Ordnung von $a_{K2} = 54,6$ dB bei dem Eingangspegel von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$ aufweist. Um diese Intermodulationsprodukte 2. Ordnung kleiner zu machen, wird die Ergänzung der Verstärkerzelle zu einem symmetrischen Verstärker untersucht. Der Kompensationseffekt der geradzahligen nichtlinearen Verzerrungen durch die symmetrische Ergänzung der Verstärkerzelle bewirkt eine deutliche Verbesserung der Intermodulationsabstände 2. Ordnung. Dies bedingt einen exakt symmetrischen Aufbau der Schaltung.

5.3.1 Symmetrischer Verstärker mit symmetrischer Ansteuerung

Rechnersimulation

Abbildung 5.17 zeigt das Schaltbild, welches den Schaltungssimulationen mit dem Rechnerprogramm *Microwave Harmonica*[®] zugrunde liegt. Die beiden Verstärkerzellen werden mit einem idealen 1:1-Übertrager angesteuert und auch am Ausgang mit einem idealen 1:1-Übertrager zusammengeschaltet. Für die Linearitätsuntersuchung wird ur den

Feldeffekttransistor das Modell von Materka-Kacprzak [21] verwendet. Dessen verfeinertes Modell, beschrieben durch die Gleichung 2.5 in Abschnitt 2.1, wird mit den optimierten intrinsischen Parametern simuliert, die in der folgenden Tabelle aufgelistet sind:

I_{dss}	Sättigungsstrom	=	0,45 A
E	Konstante in der Potenz	=	1,10
γ	Modellparameter	=	-0,020
U_{p0}	Abschnürspannung	=	-3,0 V
SS	$\Delta i_d / \Delta u_{ds}$ im linearen Bereich	=	-0,00464883 A/V

Dies sind auch diejenigen FET-Parameter, welche den größten Einfluß auf die Nicht-linearität haben. Der Gleichstrom im Arbeitspunkt eines jeden Transistors beträgt $I_{DS0} = 50$ mA.

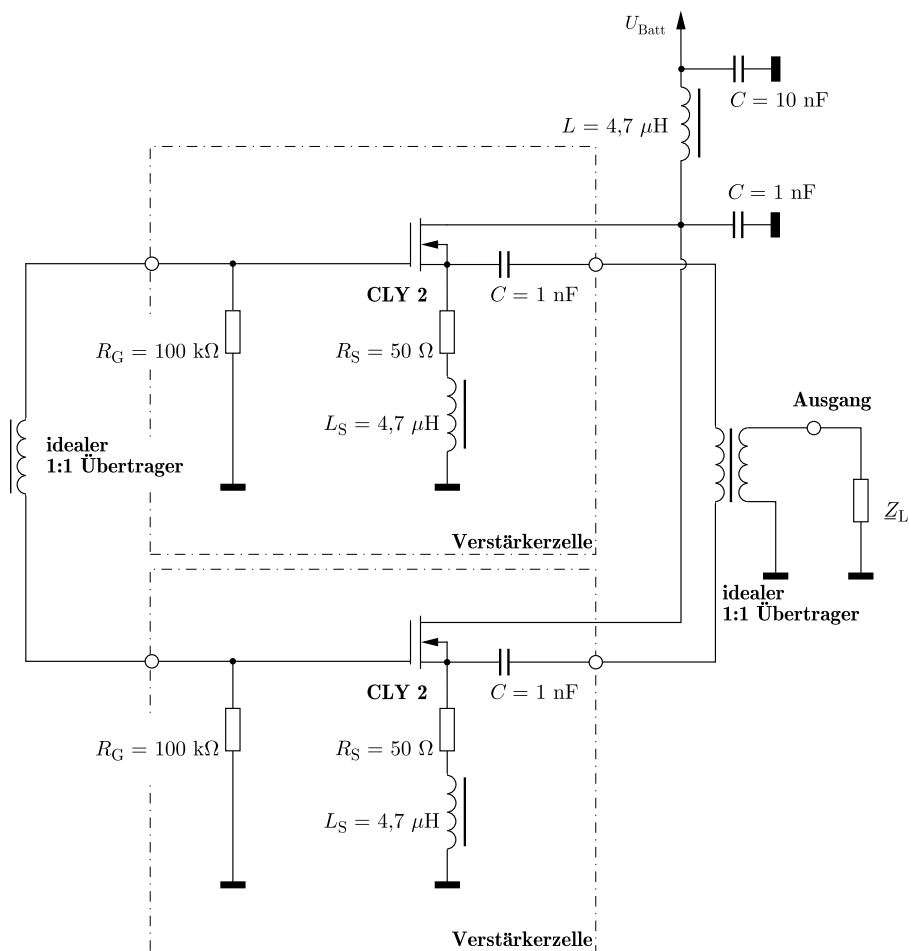


Abbildung 5.17: Schaltbild des symmetrischen Verstärkers mit symmetrischer Ansteuerung ur die Rechnersimulation

Mit Hilfe der Simulation wird gezeigt, welche FET-Parameter und welche Bauelemente mit ihrer Toleranz den größten Einfluß auf die Linearität haben. Zunächst wird die Beschaltung (R_G , R_S und L_S) der Verstärkerzellen untersucht. Die Werte einer Verstärkerzelle werden immer konstant gehalten, und jeweils die Werte der anderen Verstärkerzelle um 0% (ideale Symmetrie), $\pm 0,1\%$, $\pm 1\%$ und $\pm 10\%$ geändert.

Abbildung 5.18 zeigt die Ergebnisse der Simulation ur die Intermodulationsprodukte 2. und 3. Ordnung mit dem Gatewiderstand R_G als Parameter.

$$f_1 = 102 \text{ MHz}, f_2 = 96 \text{ MHz}$$

$\pm\Delta R_G$	a_{K2}	a_{K3}
0%	≈ 300 dB	100,6 dB
0,1%	155,8 dB	100,6 dB
1%	135,9 dB	100,6 dB
10%	116,6 dB	100,6 dB

Abbildung 5.18: Simulation der K2- und K3-Produkte mit R_G als Parameter

Hier zeigt sich deutlich, daß bereits bei einer geringen Abweichung von der Symmetrie der Intermodulationsabstand a_{K2} deutlich verschlechtert wird. Bei einer idealen Symmetrie beträgt der Abstand $a_{K2} \approx 300$ dB, was auf die begrenzte Rechengenauigkeit des Simulationsprogramms zurückzuführen ist. Bereits bei einer Abweichung von 0,1% verschlechtert sich der Intermodulationsabstand 2. Ordnung auf 155,8 dB. Dabei ist zu bemerken, daß Intermodulationsabstände von weniger als etwa 120 dB überhaupt meßbar sind. Erst solche Abstände zeigen Einfluß auf eine merkliche Verschlechterung der Symmetrie. Eine Änderung des Gatewiderstandes zeigt den gleichen Effekt wie eine Störung der symmetrischen Ansteuerung. Eine unsymmetrische Ausuhrungsform des eingangsseitigen Übertragers uhrt ebenso zu einer Reduzierung des Intermodulationsabstandes 2. Ordnung. Die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung zeigen keine Unterschiede hinsichtlich dieser Parametervariation, wie dies auch ur alle anderen Parametervariationen der Fall ist. Deswegen werden im folgenden nur noch die Produkte 2. Ordnung betrachtet.

Abbildung 5.19 zeigt die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung abhängig von dem Parameter R_S . Mit diesem Element wird der Arbeitspunkt des Feldeffekttransistors eingestellt.

$$f_1 = 102 \text{ MHz}, f_2 = 96 \text{ MHz}$$

$\pm\Delta R_S$	a_{K2}	a_{K3}
0%	≈ 300 dB	100,6 dB
0,1%	130,3 dB	100,6 dB
1%	110,3 dB	100,6 dB
10%	90,3 dB	100,6 dB

Abbildung 5.19: Simulation der K2-Produkte mit R_S als Parameter

Auch hier zeigt eine geringfügige Störung der Symmetrie eine erhebliche Reduzierung des Intermodulationsabstandes. Durch Selektion des Sourcewiderstandes R_S kann der Arbeitspunkt in der Praxis auf 1% genau eingestellt werden, was einen Abstand von $a_{K2} = 110$ dB zur Folge hat. Eine Variation der Spule L_S zeigt einen sehr geringen Einfluß. Bei einer Abweichung von 10% verschlechtert sich der Abstand a_{K2} auf lediglich 150 dB.

Hinsichtlich der intrinsischen Parameter des FET, zeigen den stärksten Einfluß auf die Linearität die Parameter E und U_{p0} . Alle anderen Parameter zeigen einen wesentlichen geringeren Einfluß. Die Abbildung 5.20 zeigt die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung einmal in Abhängigkeit vom Parameter E und einmal vom Parameter U_{p0} .

$$f_1 = 102 \text{ MHz}, f_2 = 96 \text{ MHz}$$

$\pm\Delta E$	a_{K2}	a_{K3}	$\pm\Delta U_{p0}$	a_{K2}	a_{K3}
0%	$\approx 300 \text{ dB}$	100,6 dB	0%	$\approx 300 \text{ dB}$	100,6 dB
0,1%	109,7 dB	100,6 dB	0,1%	109,3 dB	100,6 dB
1%	89,7 dB	100,6 dB	1%	90,0 dB	100,6 dB
10%	70,5 dB	100,6 dB	10%	87,7 dB	100,6 dB

Abbildung 5.20: Simulation der K2-Produkte mit E und U_{p0} als Parameter

Die Toleranz der intrinsischen Parameter des Transistors ist vom Herstellungsprozeß abhängig. Nach Auskunft von der Firma INFINEON betragen die Abweichungen in der Praxis maximal 3%. Berücksichtigt man die Toleranzen des Transistorherstellungsprozesses und der der Beschaltungselemente, so kann ein in der Praxis maximal erreichbarer Intermodulationsabstand abgeschätzt werden. Dieser beträgt bei einem Eingangsspegel des symmetrischen Verstärkers von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$ in etwa $a_{K2} = 85 \text{ dB}$.

Messung

Abbildung 5.21 zeigt das Schaltbild der symmetrischen Ergänzung der Verstärkerzelle. Dabei wird der symmetrische Verstärker mit Hilfe eines breitbandigen 1:1 Leitungübertragers symmetrisch angesteuert. Auch hier ist eine Kompensation durch die Induktivitäten L_{komp1} und L_{komp2} nötig, wie sie in Abschnitt 5.2.3 vorgestellt wurde.

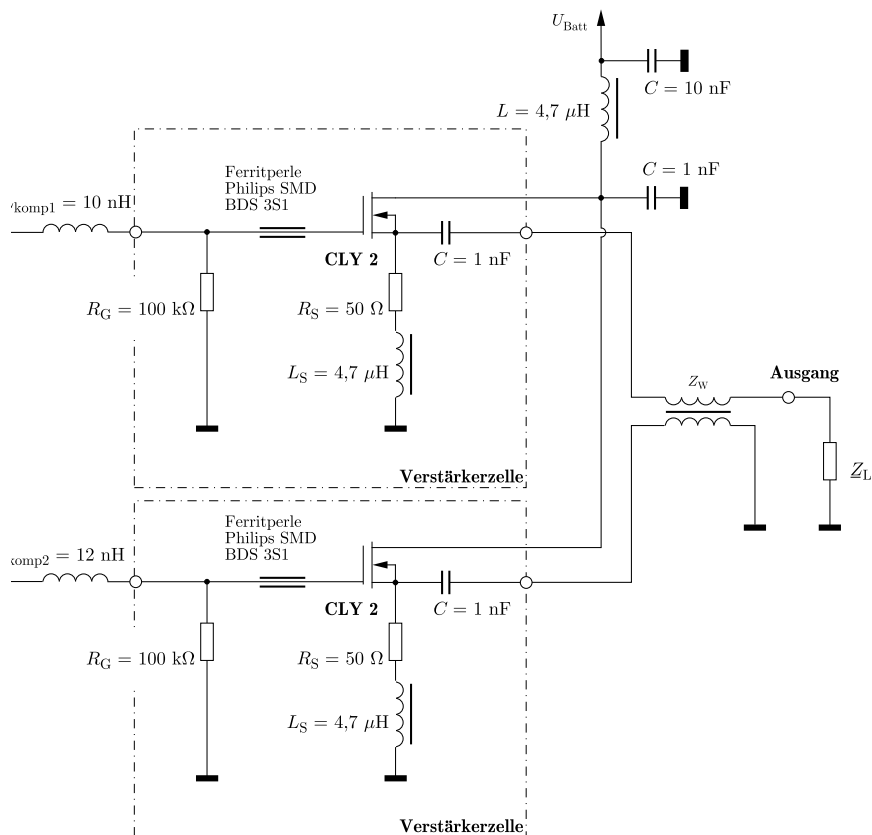


Abbildung 5.21: Schaltbild des symmetrischen Verstärkers mit symmetrischer Ansteuerung

Für eine gute Kompensation der Intermodulationsprodukte 2. Ordnung sind die Gate-Source-Gleichspannungen U_{GS0} auf den gleichen Wert einzustellen. Dies erreicht man durch das Anpassen des Sourcewiderstandes R_S , der zumeist um maximal 10% seines Wertes geändert werden muß. Größeren Einfluß zeigt die symmetrische Ansteuerung der Verstärkerzellen. Hierbei ist auf einen symmetrischen Aufbau des Leitungsübertragers, die Streuung der Werte der Kompensationsinduktivitäten L_{komp} und der der Ferritperlen zu achten. Wegen der besseren Übertragungseigenschaften bis zu hohen Frequenzen, ist auch hier der Leitungsübertrager mit einer auf einen Ferritringkern aufgewickelten Koaxialleitung realisiert. Die durch den Aufbau entstandene Unsymmetrie kann entweder durch die in Abbildung 5.21 gekennzeichneten Schaltungsarten **(a)** (verändern von L_{komp1}) oder **(b)** (C_{komp1}) kompensiert werden. In beiden Fällen ist der jeweilige Wert angegeben, bei dem sich jeweils ein maximaler Intermodulationsabstand 2. Ordnung einstellt. Dabei konnte durch die Kompensation **(a)**, mit dem Induktivitätswert $L_{komp1} = L_{komp2} - 2 \text{ nH}$, der beste Intermodulationsabstand 2. Ordnung erreicht werden. Für die Kompensationsvariante **(b)** ist ein Wert von $C_{komp1} = 1,8 \text{ pF}$ ermittelt worden. Abbildung 5.22 zeigt die Verstärkung und die Eingangsimpedanz dieses symmetrischen Breitbandverstärkers. Den Meßwerten liegt die Kompensation **(a)** zugrunde.

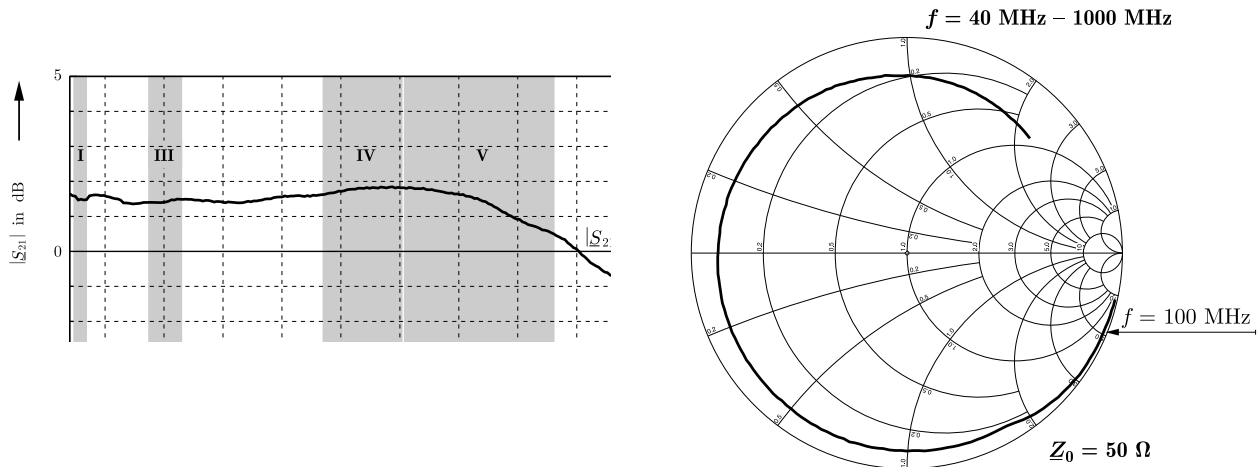


Abbildung 5.22: Verstärkung \underline{S}_{21} und \underline{S}_{11} des symmetrischen Verstärkers mit symmetrischer Ansteuerung

Die Verstärkung liegt bei etwa 1,5 dB. Reduziert wurde die Verstärkung durch die Einugungsdämpfung der ein- und ausgangsseitigen Übertrager. Nachwievor ist der symmetrische Verstärker sehr hochohmig. Abbildung 5.23 zeigt das Ergebnis der Rauschmessung. Die Ausgangsrauschspannung ist über den gesamten Frequenzbereich kleiner als $-9 \text{ dB}\mu\text{V}$ und somit ausreichend klein. Wegen der geringeren Verstärkung steigt die Rauschzahl F , ist aber immer kleiner als 5 dB.

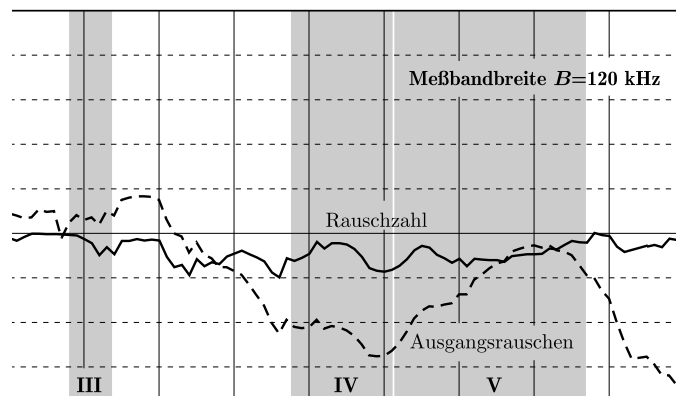


Abbildung 5.23: Rauschzahl F und Ausgangsrauschen

Bezüglich der nichtlinearen Verzerrungen wird eine erhebliche Verbesserung erwartet. Die Meßergebnisse sind in den Abbildungen 5.24(a) und 5.24(b) dargestellt. In die Diagramme eingezeichnet sind die Pegel folgender Frequenzen:

- | | |
|------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------|
| Signalfrequenzen: | $f_1 = 102 \text{ MHz}$ und $f_2 = 96 \text{ MHz}$ |
| Intermodulationsprodukte K2: | $f_1 - f_2 = 6 \text{ MHz}$ und $f_1 + f_2 = 198 \text{ MHz}$ |
| Intermodulationsprodukte K3: | $2 \cdot f_1 - f_2 = 108 \text{ MHz}$ und $2 \cdot f_2 - f_1 = 90 \text{ MHz}$ |

(a) Intermodulation K2

(b) Intermodulation K3

Abbildung 5.24: Verzerrungen der symmetrischen Verstärkerzelle mit symmetrischer Ansteuerung

Der Intermodulationsabstand a_{K2} um die Frequenz $f_1 - f_2 = 6$ MHz ist nicht relevant, da diese Frequenz unterhalb des Übertragungsbereichs des Breitbandverstärkers liegt. Durch Extrapolieren der Meßwerte lassen sich die Input-Intercept-Punkte bestimmen. Diese sind:

$$\begin{aligned} \text{Input-Intercept-Punkt } IPIP_2 & : \quad 177 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 70 \text{ dBm} \\ \text{Input-Intercept-Punkt } IPIP_3 & : \quad 146,2 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 39,2 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Der Vorteil dieser Schaltung sind die großen Intermodulationsabstände. Bei einem Eingangspegel von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$ werden Intermodulationsabstände von $a_{K2} \geq 77 \text{ dB}$ und $a_{K3} \geq 92,5 \text{ dB}$ erreicht. Hierbei ist aus den Meßkurven zu entnehmen, daß bis zu einem Eingangspegel von etwa $100 \text{ dB}\mu\text{V}$ die Störprodukte unterhalb der Meßgrenze des Meßsystems liegen. Die Signal- und Störpegel werden wieder in einem Pegeldiagramm (siehe Abb. 5.25) dargestellt. Es läßt sich nun ablesen, daß man mit dem symmetrischen Verstärker erheblich näher an einen leistungsstarken Sender heranfahren kann als mit einer einzelnen Verstärkerzelle, ohne daß sich die störenden Intermodulationsprodukte bemerkbar machen. In diesem Fall sind es etwa $0,85 \text{ km}$, die man an den FM-Sender heranfahren kann, ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung über dem Grenzpegel sind und somit den Hörrundfunk stören. Etwa $2,8 \text{ km}$ kann man an den FM-Sender heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung über der Grenzemfindlichkeitsschwelle $U_{g,TV}$ sind und somit den Fernsehfunk stören.

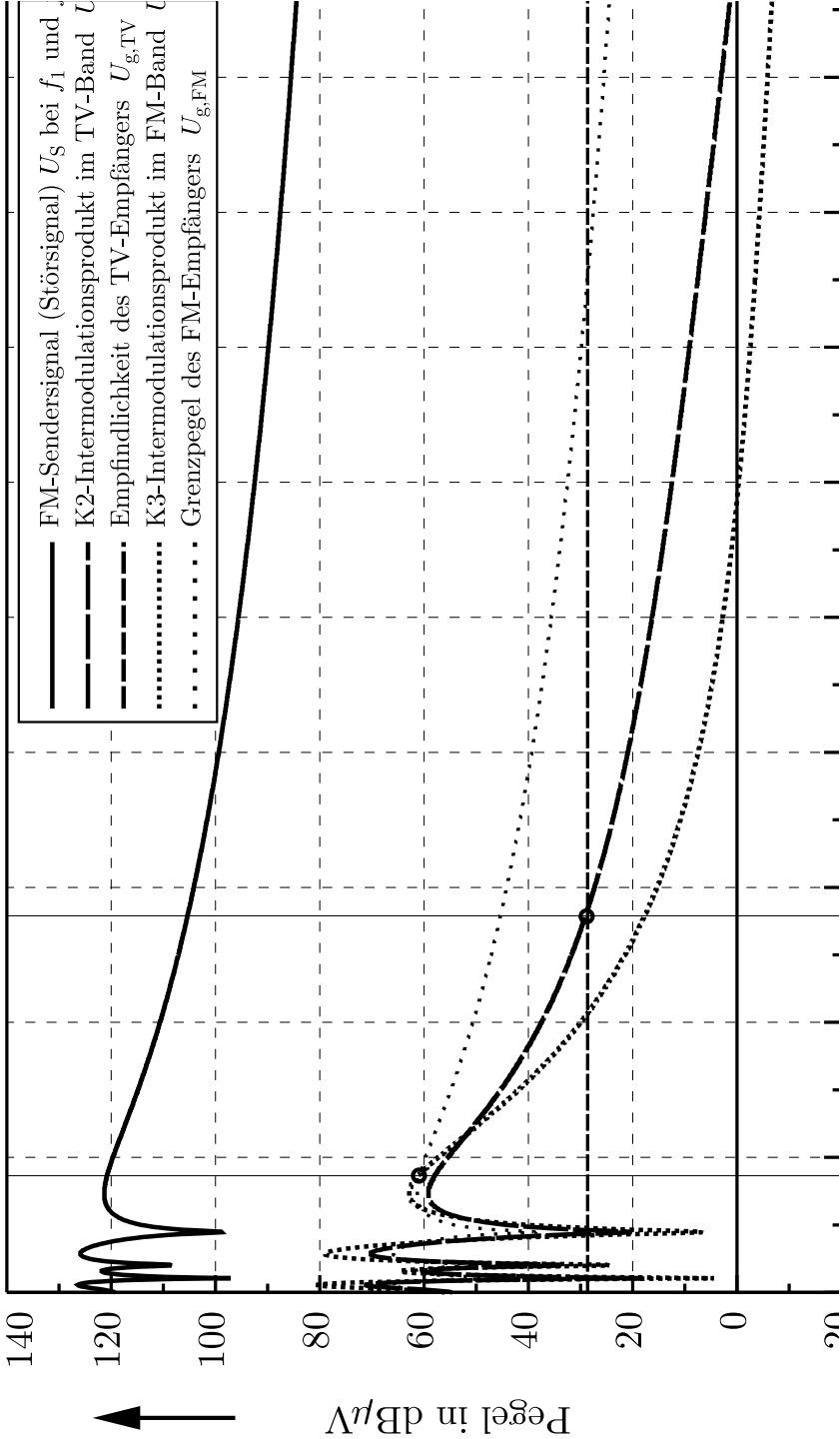


Abbildung 5.25: Pegeldiagramm des symmetrischen Verstärkers bei symmetrischer Ansteuerung

5.3.2 Symmetrischer Verstärker mit unsymmetrischer Ansteuerung

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie sich der symmetrische Breitbandverstärker bei unsymmetrischer Ansteuerung verhält. Während der Verstärker mit symmetrischer Ansteuerung für symmetrische Antennenstrukturen geeignet ist, ist der Verstärker mit unsymmetrischer Ansteuerung für unsymmetrische Antennenstrukturen geeignet. Abbildung 5.26 zeigt schematisch den symmetrischen Verstärker mit unsymmetrischer Ansteuerung. Dabei ist die einzelne Verstärkerzelle nur angedeutet.

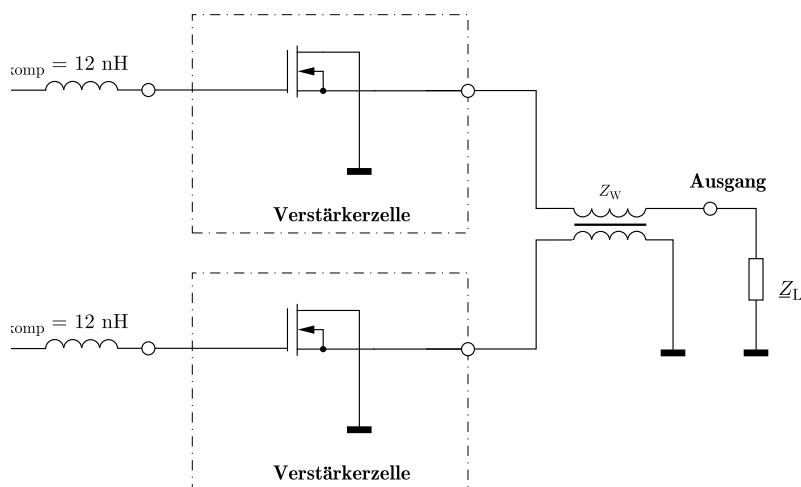


Abbildung 5.26: Schaltbild des symmetrischen Verstärkers mit unsymmetrischer Ansteuerung

Die Messergebnisse der Verstärkung, der Eingangsimpedanz und des Rauschens in den Abbildungen 5.27 und 5.28 zeigen fast identische Werte wie bei dem Breitbandverstärker mit symmetrischer Ansteuerung.

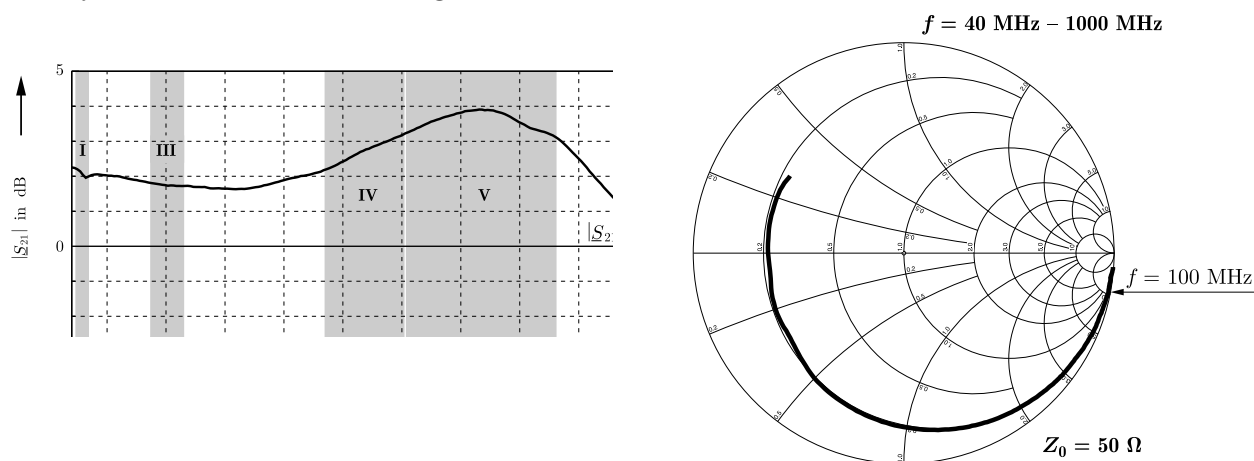
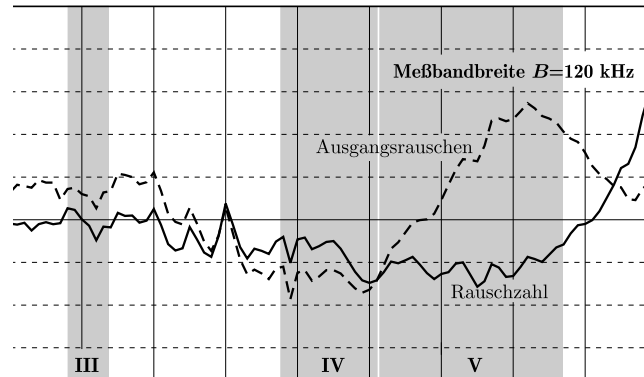


Abbildung 5.27: Verstärkung \underline{S}_{21} und \underline{S}_{11} des symmetrischen Verstärkers mit **u**nsymmetrischer Ansteuerung

Abbildung 5.28: Rauschzahl F und Ausgangsrauschen

Hinsichtlich der Intermodulationseigenschaften werden ähnlich gute Eigenschaften gemessen. Abbildungen 5.29(a) und 5.29(b) zeigen die Intermodulationsmessungen. In die Diagramme eingezeichnet sind die Pegel folgender Frequenzen:

- Signalfrequenzen: $f_1 = 102$ MHz und $f_2 = 96$ MHz
 Intermodulationsprodukte K2: $f_1 - f_2 = 6$ MHz und $f_1 + f_2 = 198$ MHz
 Intermodulationsprodukte K3: $2 \cdot f_1 - f_2 = 108$ MHz und $2 \cdot f_2 - f_1 = 90$ MHz

(a) Intermodulation K2

(b) Intermodulation K3

Abbildung 5.29: Verzerrungen bei **unsymmetrischer** Ansteuerung

Durch Extrapolieren der Meßwerte lassen sich wieder die Input-Intercept-Punkte bestimmen. Diese sind:

$$\begin{aligned} \text{Input-Intercept-Punkt } IPIP_2 & : 177 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 70 \text{ dBm} \\ \text{Input-Intercept-Punkt } IPIP_3 & : 145,5 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 38,5 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Da bei dem symmetrischen Verstärker mit unsymmetrischer Ansteuerung die gleichen Intermodulationsabstände gemessen wurden wie bei symmetrischer Ansteuerung, ist das Pegeldiagramm das gleiche.

5.3.3 Symmetrischer Verstärker mit symmetrischer Ansteuerung durch einen 1:2-Leitungsübertrager

Um die Verstärkung des symmetrischen Verstärkers zu erhöhen, besteht die Möglichkeit, eingangsseitig einen 1:2-Leitungsübertrager anzuschalten. Die Abbildung 5.30 zeigt die Schaltung dieser symmetrischen Verstärkervariante.

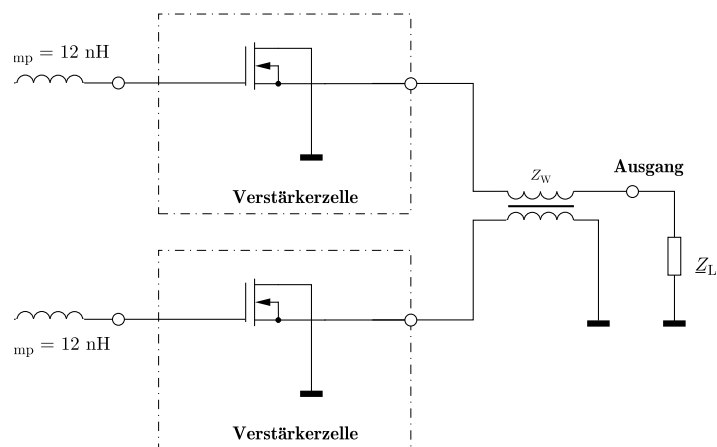


Abbildung 5.30: Schaltbild des symmetrischen Verstärkers mit 1:2-Übertrager

Der hier eingangsseitig eingesetzte Leitungsübertrager wird am Knoten der Serienschaltung auf Masse gelegt. Dies verbessert die symmetrische Ansteuerung erheblich, welche ur eine gute Kompensation der Intermodulationsprodukte 2. Ordnung wichtig ist.

Die Abbildung 5.31 zeigt Verstärkung und Eingangsimpedanz über der Frequenz. Wie erwartet steigt die Verstärkung im FM-Bereich auf 8 dB. Zu höheren Frequenzen hin weist der Verlauf der Verstärkung die gleiche Charakteristik auf wie die des in Abschnitt 5.2.3 behandelten Verstärkers. Die Eingangsimpedanz ist im FM-Bereich mit über $2,7 \text{ k}\Omega$ reel ausreichend hochohmig.

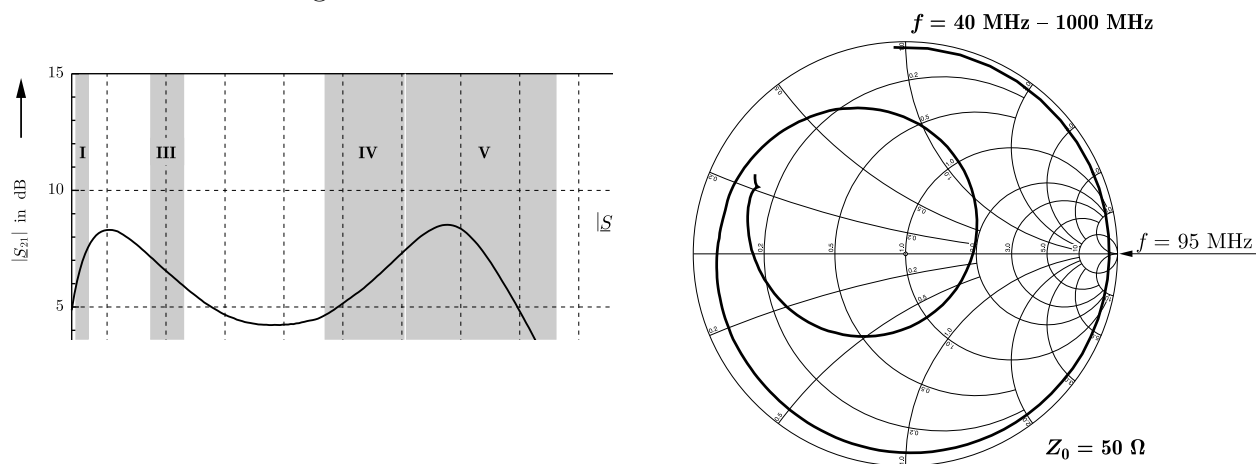


Abbildung 5.31: Verstärkung \underline{S}_{21} und \underline{S}_{11} des symmetrischen Verstärkers mit **unsymmetrischer** Ansteuerung

Durch den verlustarmen Leitungsübertrager wird die Rauschzahl verbessert. Im FM-Bereich liegt diese unter $2,5 \text{ dB}$ und im restlichen Frequenzbereich unter etwa 4 dB . Das Ausgangsrauschen hat sich etwas erhöht, ist aber immer kleiner als $-5 \text{ dB}\mu\text{V}$ und somit ausreichend klein. Abbildung 5.32 zeigt die Meßergebnisse der Rauschmessung.

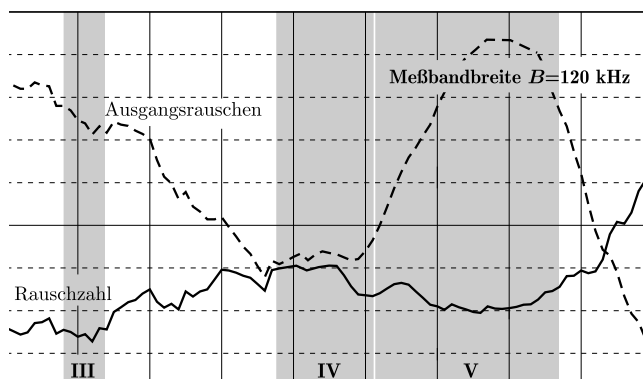


Abbildung 5.32: Rauschzahl F und Ausgangsrauschen

Die folgenden Intermodulationsmessungen zeigen einen leichten Rückgang der Intermodulationsabstände, bedingt durch die größere Aussteuerung der Feldeffekttransistoren durch den 1:2-Leitungsübertrager. Abbildungen 5.33(a) und 5.33(a) zeigen die Intermodulationsmessungen. In die Diagramme eingezeichnet sind die Pegel folgender Frequenzen:

Signalfrequenzen:	$f_1 = 102 \text{ MHz}$ und $f_2 = 96 \text{ MHz}$
Intermodulationsprodukte K2:	$f_1 - f_2 = 6 \text{ MHz}$ und $f_1 + f_2 = 198 \text{ MHz}$
Intermodulationsprodukte K3:	$2 \cdot f_1 - f_2 = 108 \text{ MHz}$ und $2 \cdot f_2 - f_1 = 90 \text{ MHz}$

(a) Intermodulation K2

(b) Intermodulation K3

Abbildung 5.33: Verzerrungen des symmetrischen Verstärkers mit 1:2-Leitungsübertrager

Durch Extrapolieren der Meßwerte lassen sich wieder die Input-Intercept-Punkte bestimmen. Diese sind:

$$\begin{aligned} \text{Input-Intercept-Punkt } IPIP_2 & : 173 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 66 \text{ dBm} \\ \text{Input-Intercept-Punkt } IPIP_3 & : 145 \text{ dB}\mu\text{V} \hat{=} + 38 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Die Signal- und Störpegel werden wieder in einem Pegeldiagramm (siehe Abb. 5.34) dargestellt. Es läßt sich nun ablesen, daß man mit dem symmetrischen Verstärker mit eingangsseitigem 1:2-Leitungsübertrager etwa 1,3 km an den FM-Sender heranfahren kann, ohne daß die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung über dem Grenzpegel sind und somit den Hörrundfunk stören. Etwa 3,3 km kann man an den FM-Sender heranfahren, ohne daß die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung über der Grenzempfindlichkeitsschwelle $U_{g,TV}$ sind und somit den Fernsehfunk stören.

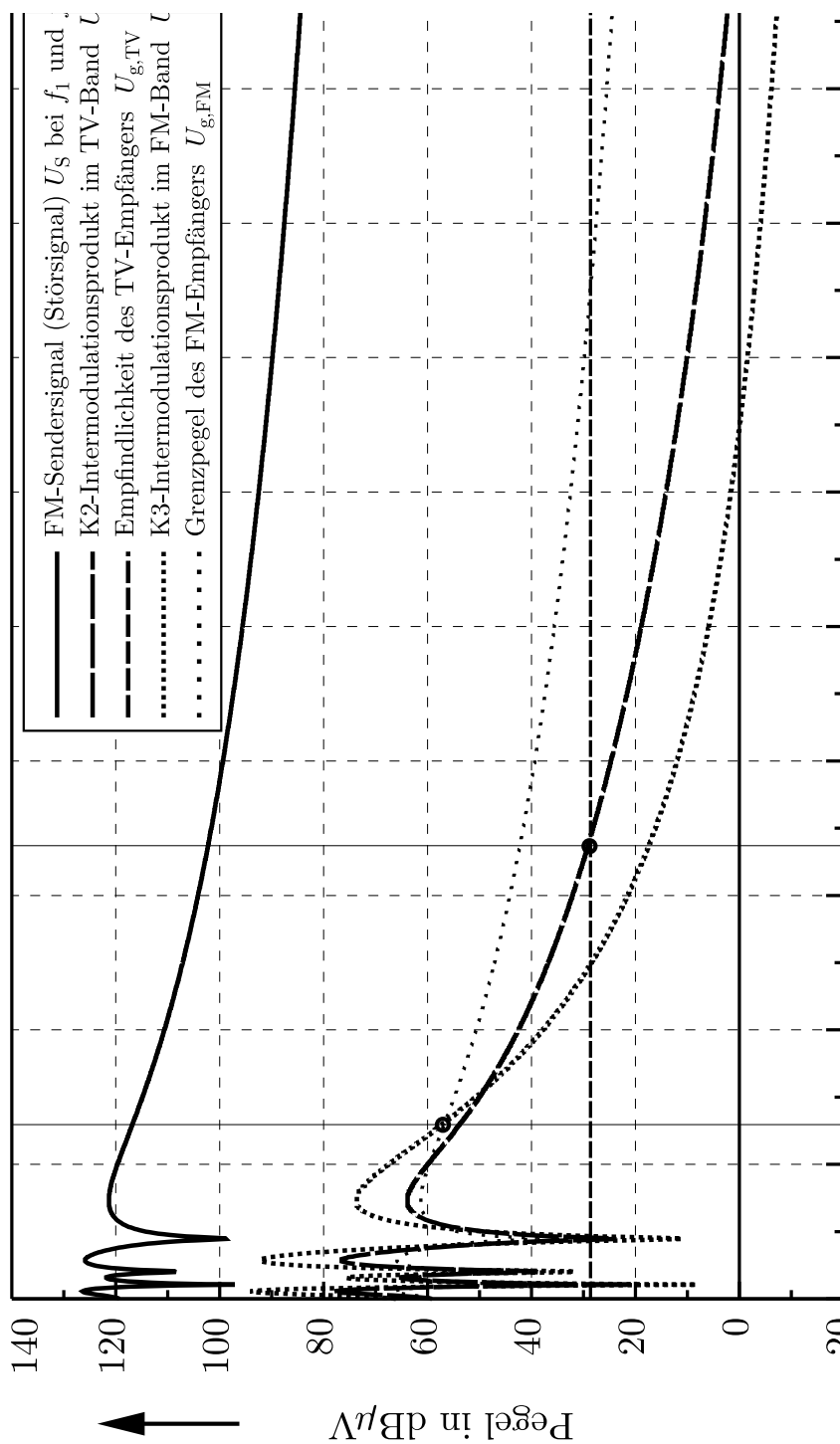


Abbildung 5.34: Pegeldiagramm des symmetrischen Verstärkers mit 1:2-Leitungsübertrager

Bewertung:

In diesem Abschnitt konnte gezeigt werden, daß durch eine symmetrische Ergänzung der Verstärkerzelle die Linearität erhöht worden ist. Vor allem die Intermodulationsabstände a_{K2} konnten um über 20 dB vergrößert werden. Somit kann wesentlich näher an einen leistungsstarken FM-Sender herangefahren werden, ohne daß der Fernsehempfang durch Intermodulation gestört wird. Auch hinsichtlich der Produkte 3. Ordnung konnten Verbesserungen erzielt werden. Dabei blieben die Rauschwerte des symmetrischen Verstärkers hinreichend klein.

Um hohe Intermodulationsabstände zu erreichen, empfiehlt sich folgende Vorgehensweise: In einem ersten Schritt werden die Gate-Source-Gleichspannungen auf den gleichen Wert eingestellt. Eine Genauigkeit von 2% ist in der Praxis ausreichend. Dabei soll zugunsten des Intermodulationsabstandes 3. Ordnung der Gleichstrom I_{DS0} eher größer eingestellt werden. Im weiteren ist die symmetrische Ansteuerung durch die beschriebenen Kompensationsmethoden einzustellen.

Die verschiedenen Ansteuerungsmöglichkeiten, symmetrisch – unsymmetrisch, lassen den Einsatz von sowohl symmetrischen als auch unsymmetrischen Antennen zu.

Da in einem Fahrzeug starke Temperaturschwankungen auftreten, wurde das Verhalten hinsichtlich der Linearität in Abhängigkeit der Temperatur untersucht. Die folgende Tabelle zeigt bei drei Temperaturen die Intermodulationsabstände 2. und 3. Ordnung des symmetrischen Verstärkers nach Abbildung 5.21 bei einem Eingangsspiegel von $100 \text{ dB}\mu\text{V}$.

Temperatur	a_{K2}	a_{K3}
-20°C	$\geq 77 \text{ dB}$	93,0 dB
$+20^\circ\text{C}$	$\geq 77 \text{ dB}$	92,5 dB
$+100^\circ\text{C}$	75 dB	90,0 dB

In einem weiten Temperaturbereich von -20°C bis etwa $+100^\circ\text{C}$ sind die Unterschiede mit etwa 3 dB sehr gering. Dies ist auf eine gute Symmetrie der einzelnen Komponenten über einen weiten Temperaturbereich zurückzuführen. Auch sind die einzelnen Bauteile auf einem engen Raum konzentriert, so daß sie immer auf gleicher Temperatur liegen. Damit genügt der Verstärker den Anforderungen für den Einsatz in Fahrzeugen.

Kapitel 6

Die Verstärkerzelle an Antennen – Ein Beispiel

In diesem Abschnitt wird als Beispiel die Verstärkerzelle in einem Empfangssystem eingesetzt. Es handelt sich um ein 4-Antennensystem, welches auf einem Fahrzeug in der Heckscheibe implementiert ist.

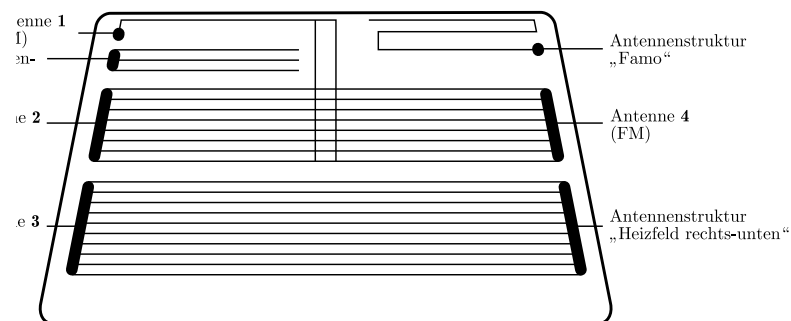


Abbildung 6.1: Antennensystem in einer Heckscheibe eines Fahrzeugs (Beispiel)

In Abbildung 6.1 ist die Heckscheibe des Fahrzeugs mit den vier ur das neue System verwendeten implementierten Antennenstrukturen zu sehen: Antennen **1** – **4**. Dies ist die Grundlage für ein 4-Antennen-Diversitysystem, wie es oft Verwendung findet [43, 18, 19, 37]. Die Antennenstrukturen sind am Rand der Fahrzeugscheibe kontaktierbar, und die Verstärkerzellen können dort in unmittelbarer Nähe der Antennen auf der Fahrzeugkarosserie montiert werden.

In den folgenden Abschnitten werden die ausgangsseitigen Gegenkopplungsnetzwerke nach Kapitel 5.1 ermittelt, diese angepassten Verstärkerzellen im Fahrzeug gemessen und anschließend die gewonnenen Ergebnisse diskutiert.

6.1 Berechnung der Gegenkopplungsnetzwerke

Für jede der vier Verstärkerzellen muß ein ausgangsseitiges Gegenkopplungsnetzwerk berechnet werden, um den Forderungen nach ebenem Frequenzgang der Ausgangsspannung, guter Linearität und geringem Rauschen gerecht zu werden (siehe Kapitel 5.1). Hierzu ist es notwendig, die jeweiligen Antennenimpedanzen zu messen, welche zusammen mit den gemessenen S-Parametern der Verstärkerzelle die Berechnungsgrundlage für die Anpassungsnetzwerke bilden. Beispielhaft wird anhand einer Antennenstruktur die Filtersynthese durchgeführt, mit den weiteren drei Antennen ist analog zu verfahren. In Abbildung 6.2 ist die Antennenimpedanz der Antenne **1** aus Abbildung 6.1 in einem Smith-Diagramm dargestellt.

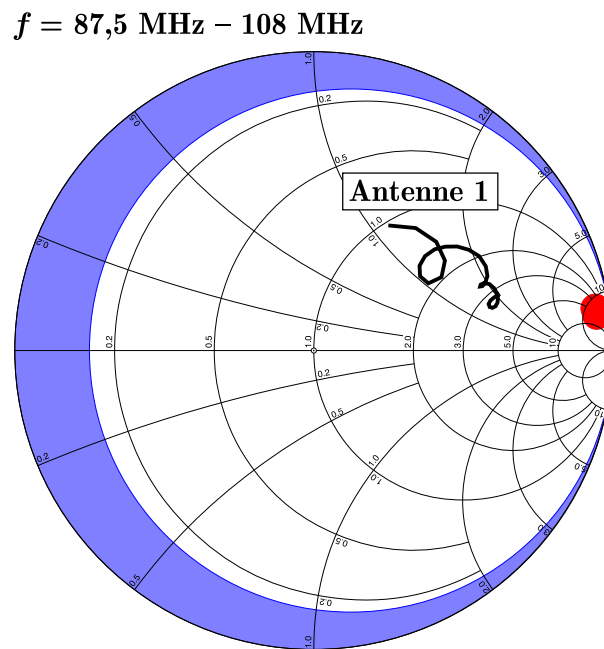
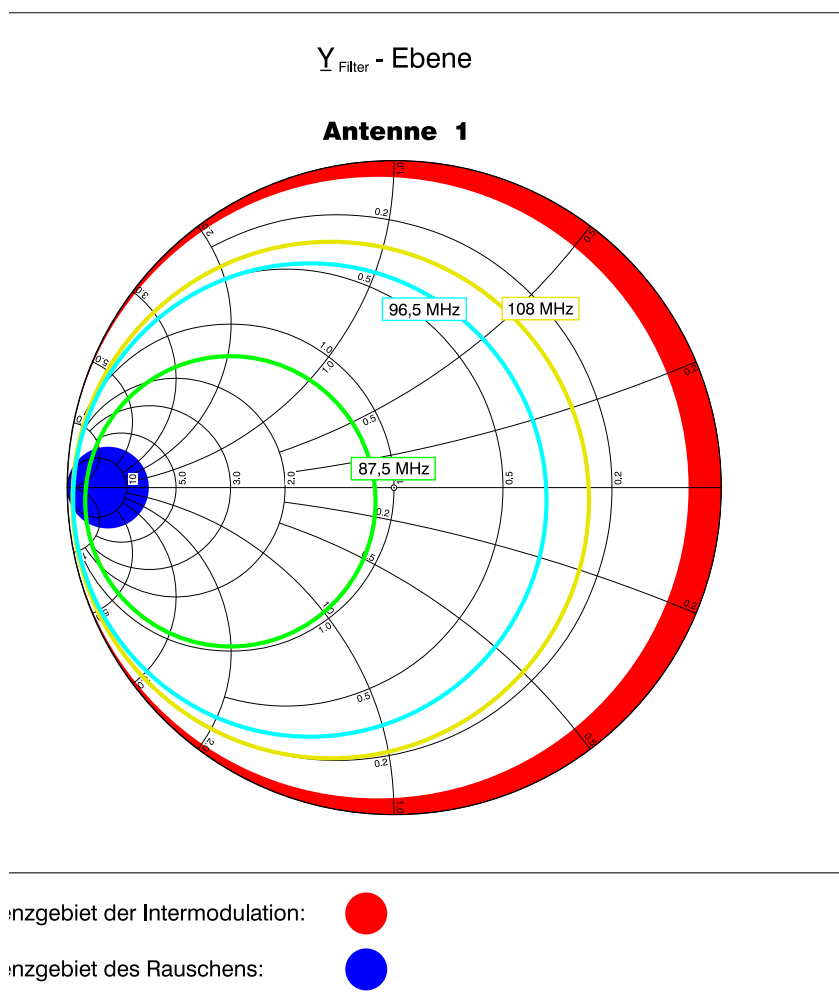


Abbildung 6.2: Messung der Antennenimpedanz **1** am Fahrzeug

Diese Antennenimpedanz liegt innerhalb des nach Abschnitt 5.1, Abbildung 5.7 erlaubten Gebietes im Smithdiagramm, welches die Forderungen nach geringem Rauschen und guter Linearität erfüllt. Folgender Gesamtgewinn wurde für die Berechnung der Admittanzkreise angesetzt, so daß die notwendigen Filteradmittanzen passiv bleiben:

Antenne **1**: Gesamtgewinn $G_{\text{gesamt}} = 5 \text{ dB}$

Mit Hilfe eines Rechnerprogramms werden nach Kapitel 5.1 die notwendigen Gegenkopplungsadmittanzen gerechnet. Diese liegen für jeweils eine Frequenz auf einem Kreis in der Admittanzebene. Für die Antenne **1** sind in Abbildung 6.3 drei Admittanzkreise mit der Frequenz als Parameter dargestellt.

Abbildung 6.3: Rechnung der Filteradmittanzen $Y_{\text{Filter1}}(f)$

Die Admittanz dieses Gegenkopplungsnetzwerkes soll bei jeweils den drei willkürlich gewählten Frequenzen $f = 87,5$ MHz, $f = 96,5$ MHz und $f = 108$ MHz auf dem entsprechenden Admittanzkreis liegen. Die drei Frequenzen wurden derart ausgewählt, daß die Bandgrenzen und eine Frequenz innerhalb des FM-Hörrundfunkfrequenzbandes gerechnet werden. Zwar müßte theoretisch das Filter bei allen Frequenzen gerechnet werden, jedoch ist dann ein solches Filter in der Praxis nicht realisierbar.

Ein Kriterium, die Filterstruktur zu definieren, ist, daß das Filter außerhalb des genutzten Frequenzbandes hochohmig werden muß. Dies hängt mit der Linearität der Verstärkerzelle zusammen. Diese soll aufgrund starker Signale außerhalb des Nutzfrequenzbandes keine nennenswerten nichtlinearen Verzerrungen produzieren. Eine Filterstruktur, die dieses Kriterium erfüllt, ist ein T-Filter mit Serienresonanzkreisen. Eine solche Filterstruktur wird in einem Simulationsprogramm zur Filtersynthese zugrunde gelegt. Ebenso soll der Filtergrad nicht zu groß gewählt werden, damit die Verluste durch die Bauelemente gering bleiben. Der maximale Filtergrad wurde hier deswegen auf 6 begrenzt.

Die Abbildungen 6.4 bis 6.6 zeigen die zur Antenne 1 zugehörige Gegenkopplungsschaltung, die Filterimpedanz und den Frequenzgang der Ausgangsspannung als Simulationsergebnis. Der Frequenzgang der Ausgangsspannung U_A wird ur die aktive Antenne zweimal dargestellt: einmal ur die Verstärkerzelle **ohne** Gegenkopplungsnetzwerk und einmal ur die Verstärkerzelle **mit** Gegenkopplungsnetzwerk.

Rechenergebnisse der Verstärkerzelle ur die Antenne 1:

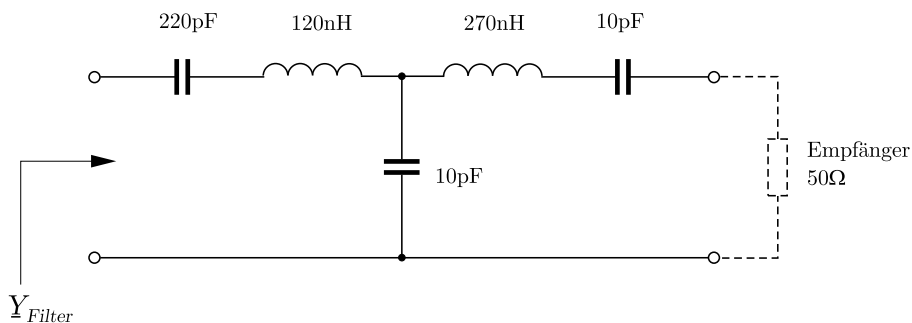


Abbildung 6.4: Schaltbild des Gegenkopplungsnetzwerkes ur die Antenne 1

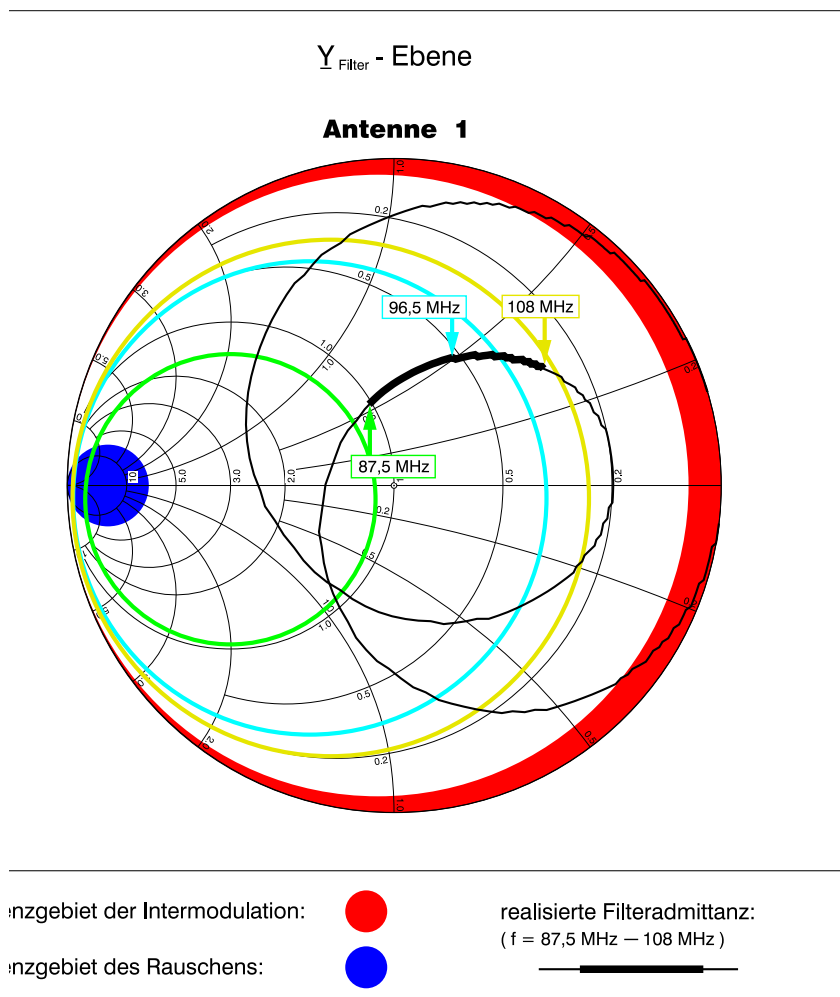


Abbildung 6.5: Admittanz Y_{Filter} des Gegenkopplungsnetzwerkes ur die Antenne 1

In Abbildung 6.5 ist nun der Verlauf der Admittanz $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ ur die Antenne **1** zu sehen. Trotz einer Abweichung von der errechneten Admittanz gilt diese mit der Schaltung aus Abbildung 6.4 erreichte Filteradmittanz als ausreichend approximiert. Dies bestätigt sich auch in dem Frequenzgang des Übertragungsgewinns in der Abbildung 6.6. Anhand der Admittanz $\underline{Y}_{\text{Filter}}$ ist ebenfalls zu erkennen, daß weit außerhalb des genutzten Frequenzbandes ($f = 0$ und $f \rightarrow \infty$) das Gegenkopplungsnetzwerk hochohmig wird, wie es auch diese Filterstruktur erzwingt.

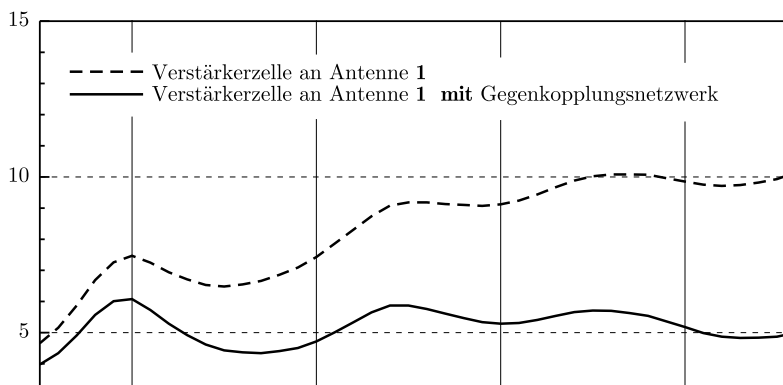


Abbildung 6.6: Gesamtgewinn G_{gesamt} der Verstärkerzelle mit Netzwerk und Antenne **1**

Durch das Gegenkopplungsnetzwerk ist der Frequenzgang der Ausgangsleistung nahezu eben. Der Gesamtgewinn liegt bei 5 dB und weicht davon nur um ± 1 dB ab. Die frequenzabhängige Antennenerregung ist hierbei nicht berücksichtigt worden.

Für die drei anderen Antennenstrukturen wurden ebenfalls die notwendigen Anpassungsschaltungen synthetisiert. Dabei wurde der Leitungsübertrager am Eingang der drei zugehörigen Verstärkerzellen eingesetzt, da sich die Ausgangspegel aufgrund der niederohmigen Antennenimpedanzen als zu gering erwiesen.

Im folgenden Abschnitt werden diese vier angepaßten Verstärkerzellen in das Fahrzeug eingebaut und gemessen.

6.2 Messung am Fahrzeug und Auswertung

Die jeweils angepaßten, in das Fahrzeug eingebauten Verstärkerzellen werden mit dem in Kapitel 1.1.4 beschriebenen Meßsystem an den Antennenstrukturen gemessen. Gemessen wird der Ausgangspegel einer jeden aktiven Antenne ur verschiedene Frequenzstützpunkte im FM-Frequenzbereich über der Frequenz und über den Drehwinkelbereich von 360° .

Um die Leistungsfähigkeit des neuen Systems zu bewerten und auch mit der eines bestehenden Systems zu vergleichen, werden im wesentlichen zwei Kriterien herangezogen: der Pegelverlauf über der Frequenz der einzelnen aktiven Antennen und die Diversityeffizienz des gesamten Systems.

Pegelverlauf der aktiven Antennen:

Der Pegelverlauf wird für jede Antenne geometrisch über den Drehwinkelbereich von 360° gemittelt. Unterschieden wird dabei zwischen den einzelnen Polarisationen: horizontal und vertikal. Die Werte für schräge Polarisation können aus diesen beiden Messungen berechnet werden. Die gemessenen Ergebnisse werden als relativer Pegel zu einer Stabantenne als Referenz in den Abbildungen 6.7 und 6.8 dargestellt.

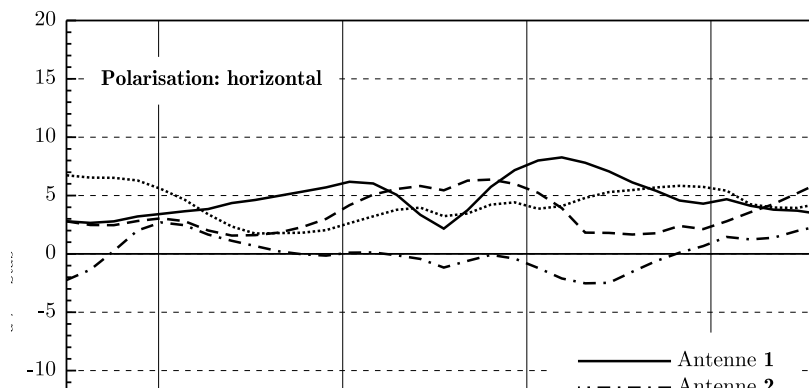


Abbildung 6.7: Mittlerer Pegelverlauf der aktiven Einzelantennen – horizontale Polarisation

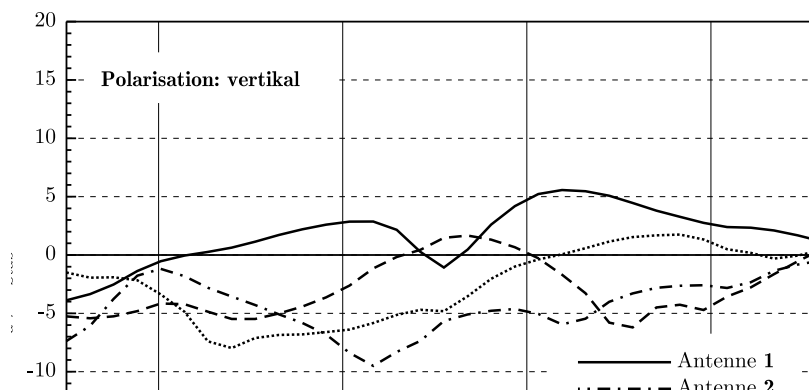


Abbildung 6.8: Mittlerer Pegelverlauf der aktiven Einzelantennen – vertikale Polarisation

Bei der in Europa vorherrschenden horizontalen Polarisation zeigt sich, daß die aktive Antenne **2** etwa den gleichen gemittelten Ausgangspegel liefert wie die Referenzantenne. Die weiteren drei Antennen liefern einen um etwa 3 dB höheren Ausgangspegel. Bei vertikaler Polarisation liegt der Pegel der aktiven Antenne **1** um etwa 2 dB über dem der Referenzantenne, und die weiteren Antennen liegen mit ihrem Pegel um etwa 3 dB unter dem der Referenz. Im Vergleich zu bestehenden Systemen zeigt sich eine gemittelte Empfindlichkeitssteigerung um etwa 3 dB. Die Frequenzgänge der aktiven Antennen bei horizontaler Polarisation weisen einen maximalen Pegelunterschied von 5 dB auf. Bei vertikaler Polarisation liegt der maximale Pegelunterschied bei 10 dB, was auf eine zur horizontalen Polarisation unterschiedlichen Antennenerregung zurückzuführen ist.

Diversityeffizienz des Systems:

Die Diversityeffizienz wurde bereits in [35] definiert und diskutiert. Diese ist als die Verbesserung der Qualität eines Empfangssignals durch mehrere Antennen gegenüber einer Einzelantenne zu interpretieren. Definiert wird eine (willkürlich) festgelegte Schwelle für Signalstörungen. Es wird zugelassen, daß eine Einzelantenne 24% der Zeit gestört wird, d. h. die Zeit, in der das Störsignal über dieser Schwelle liegt, darf gemessen an der gesamten Empfangszeit nicht mehr als $p_S = 24\%$ ausmachen. Dies läßt sich in eine die Empfangsqualität Q_S einer Einzelantenne umrechnen [35, 36]:

$$Q_S = 20 \cdot \log \frac{1}{p_S} = 20 \cdot \log \frac{1}{0,24} = 12,5 \text{ dB} \quad (6.1)$$

Für ein Empfangssystem mit N Antennen wird dann eine sogenannte Diversityeffizienz n definiert [36]. Sie ist das Verhältnis von der Empfangsqualität eines N -Antennensystems zur Empfangsqualität Q_S der Einzelantenne:

$$n = Q_D / Q_S \quad (6.2)$$

Im Falle von $N = 4$ Antennen und der festgelegten Schwelle von $p_S = 0,24$ ergibt sich eine maximale Signalqualität des Diversitysystems von $Q_D = 50$ dB, wenn diese N Antennen als vollkommen dekorreliert angenommen werden. Die Diversityeffizienz ist somit maximal $n = 4$. Sind die Empfangsantennen nicht mehr vollkommen dekorreliert, so ist die Diversityeffizienz kleiner und entspricht somit einer Anzahl vollkommen dekorrelierter Antennen kleiner als $N = 4$.

In den Abbildungen 6.9 und 6.10 sind die Diversityeffizienzen für horizontale und vertikale Polarisation über der Frequenz aufgetragen. Zum Vergleich sind jeweils die Diversityeffizienzen aufgetragen, wie sie für ein bestehendes System und für das System mit den neuen Verstärkerzellen erreicht wurden. Beide Systeme sind im gleichen Fahrzeug in der Heckscheibe nach Abbildung 6.1 implementiert.

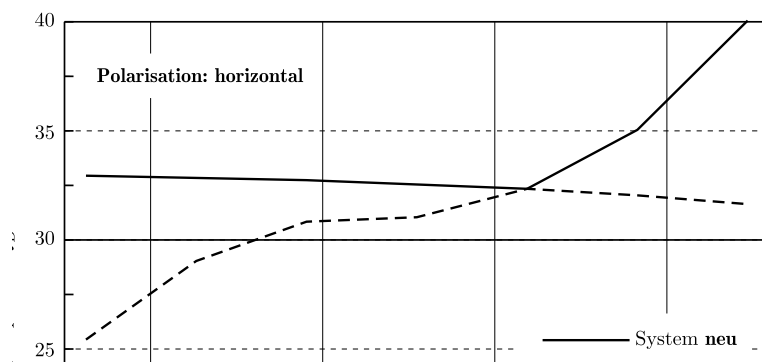


Abbildung 6.9: Diversityeffizienzen – horizontale Polarisation

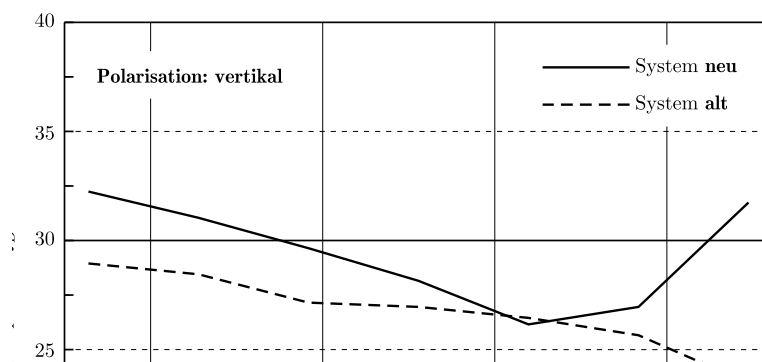


Abbildung 6.10: Diversityeffizienzen – vertikale Polarisation

Mit dem neuen System konnte die Diversityeffizienz im Vergleich zu einem bestehenden System im Mittel um 3 dB verbessert werden. Das heißt, daß die Antennen besser dekorreliert sind. Bei mittleren Frequenzen um 100 MHz liegen die Effizienzen beider Systeme auf gleichen Werten.

Entkopplung der Antennen durch hochohmige Verstärkerzellen:

Um zu zeigen, daß die Belastung und somit auch die Verkopplung der Antennen durch die neuartigen Verstärkerzellen gering ist, wurden Pegelmessungen an einer Antenne vorgenommen. Dabei wurden andere Antennen einmal mit einer Verstärkerzelle (hier ohne Leitungsübertrager) beschaltet und einmal im Leerlauf betrieben. Abbildung 6.11 zeigt als Beispiel die Pegelverläufe der Antenne **3** bei verschiedenen Beschaltungen der anderen Antennen.

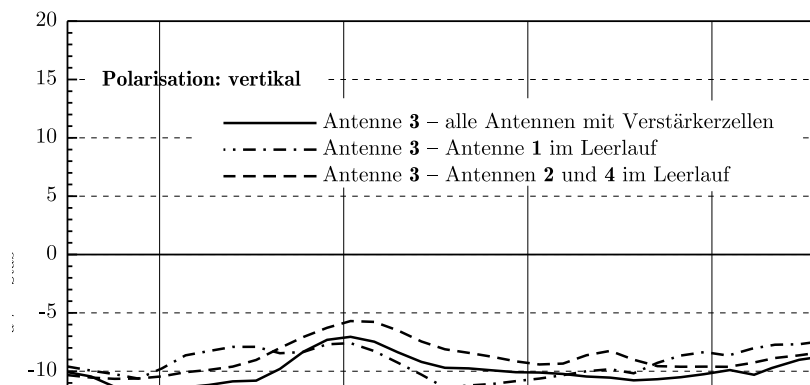


Abbildung 6.11: Pegelverläufe der Antenne **3** – vertikale Polarisierung

Die Verläufe der Pegel in Abbildung 6.11 zeigen eine sehr gute Übereinstimmung. Bei idealer Hochohmigkeit der Verstärkerzelle würden alle Verläufe identisch sein. Durch die vorhandene Eingangskapazität der Verstärkerzelle von etwa 3 pF gibt es kleine Abweichungen, welche aber vernachlässigbar sind.

Bewertung:

Anhand dieser Anwendung in einem Fahrzeug konnte gezeigt werden, daß es mit dem neuen Verstärkerkonzept möglich ist, die Eigenschaften eines mobilen Empfangssystems zu verbessern. Durch Verwendung eines rauscharmen Feldeffekttransistors in Sourceschaltung, konnte die Empfindlichkeit und die Intermodulationsfestigkeit verbessert werden. Die Systemdynamik wurde somit vergrößert.

Die Hochohmigkeit der neuen Verstärkerzelle hat eine geringere Verkopplung der Antennen im FM-Frequenzbereich zur Folge. Im Vergleich zu einem bestehenden 4-Antennen-Diversitysystem wurde mit dem neuen System eine bessere Diversityeffizienz erreicht. Weiterhin können durch die bessere Entkopplung der Antennenstrukturen diese weitgehend unabhängig voneinander in ihrer Struktur und der Platzierung in einer Fahrzeugscheibe gestaltet werden.

Die neuartige, ausgangsseitige Anpassung der Verstärkerzelle ebnet zum einen den Frequenzgang der Ausgangsspannung und sichert zum anderen, durch die entsprechende Gegenkopplung der Verstärkerzelle, die geforderte Intermodulationsfestigkeit.

Hinsichtlich der Breitbandigkeit ist folgendes festzuhalten: Im TV-Frequenzbereich ist die Verstärkung der Verstärkerzelle noch zu gering. Dies zeigt beispielhaft die Abbildung 6.12 für das TV-Band **IV**. Dabei ist der Ausgangspegel wieder auf eine auf das Band **IV** abgestimmte Stabantenne als Referenz normiert.

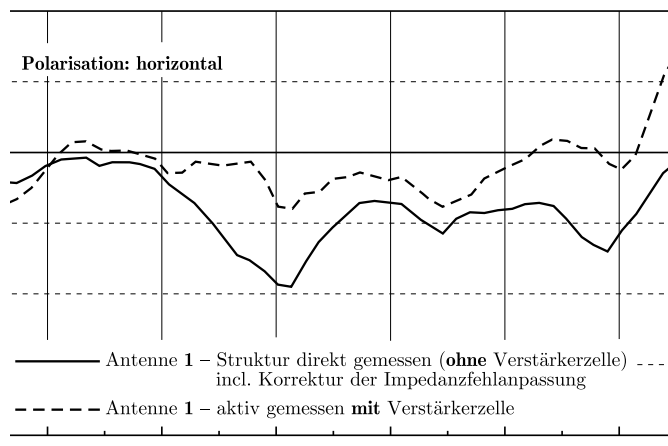
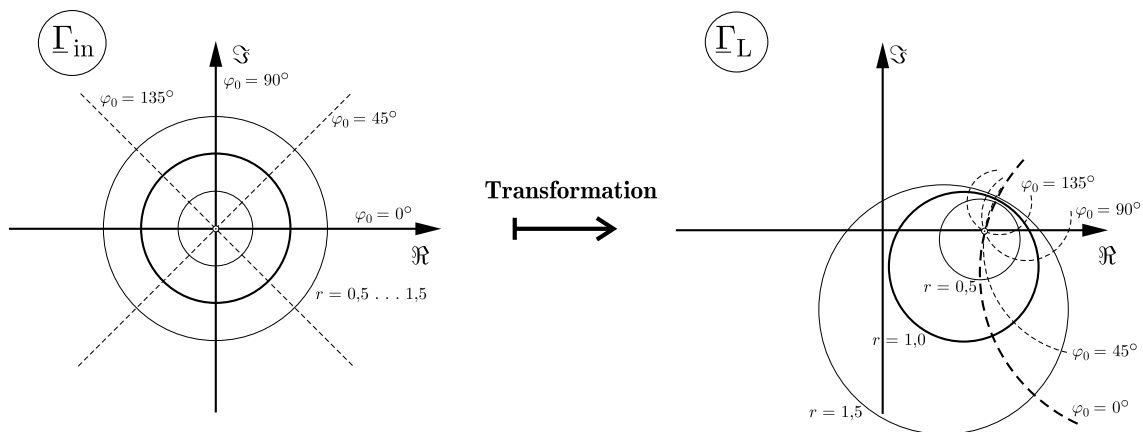


Abbildung 6.12: Ausgangspegel der Antenne 1 – mit und ohne Verstärkerzelle

Es ist zu sehen, daß der Ausgangspegel der Antennenstruktur mit Verstärkerzelle kaum höher ist als ohne Verstärkerzelle direkt an der Antenne gemessen. Gemittelt über die Frequenz ergibt sich ein Unterschied von 3 dB. Werden bei der passiven Antennenstruktur Verluste durch ein 2 m langes Koaxialkabel berücksichtigt, liegt der Ausgangspegel der Antenne mit Verstärkerzelle im Mittel um etwa 10 dB höher als der der passiven Antennenstruktur mit Kabel. Eine der Verstärkerzelle nachgeschaltete Verstärkerstufe ur den TV-Bereich ist vonnöten, um den Ausgangspegel über den der Referenzantenne zu heben.

Anhang

Abgebildet werden soll die Γ_{in} -Ebene in die Γ_{L} -Ebene bzw. die Γ_{out} -Ebene in die Γ_{S} -Ebene, was die folgende Abbildung als Beispiel verdeutlicht:



Der Rechenweg zur Γ_{L} -Ebene

Die Abbildungsvorschrift:

$$\Gamma_{\text{in}} = \frac{S_{11} - \Gamma_{\text{L}} \det \mathbf{S}}{1 - S_{22} \Gamma_{\text{L}}}$$

Eingesetzt in die komplexe Kreisgleichung:

$$\left(\frac{S_{11} - \Gamma_{\text{L}} \det \mathbf{S}}{1 - S_{22} \Gamma_{\text{L}}} - \underline{M} \right) \left(\frac{S_{11}^* - \Gamma_{\text{L}}^* \det \mathbf{S}^*}{1 - S_{22}^* \Gamma_{\text{L}}^*} - \underline{M}^* \right) = r^2$$

Dabei ist:

- \underline{M} : Mittelpunkte der Kreise $|\Gamma_{\text{in}}| = \text{const.}$ in der Γ_{in} -Ebene / hier $\underline{M} = 0$
- r : Radien der Kreise $|\Gamma_{\text{in}}| = \text{const.}$
- Γ_{L} : Danach wird in der Kreisgleichung aufgelöst.

Nach Auflösen und Umstellen nach $\underline{\Gamma}_L$ erhält man:

$$\left(\underline{\Gamma}_L - \frac{\underline{S}_{11} \det \mathbf{S}^* - \underline{S}_{22}^* r^2}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 r^2} \right) \left(\underline{\Gamma}_L^* - \frac{\underline{S}_{11}^* \det \mathbf{S} - \underline{S}_{22} r^2}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 r^2} \right) = \frac{r^2 |\underline{S}_{12} \underline{S}_{21}|^2}{(|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 r^2)^2}$$

Nach der Identifikation mit der komplexen Kreisgleichung können Mittelpunkt $\underline{M}_{\text{mag,in}}$ und Radius $R_{\text{mag,in}}$ in Abhängigkeit von $r = |\underline{\Gamma}_{\text{in}}| = \text{const.}$ ermittelt werden:

$$\underline{M}_{\text{mag,in}} = \frac{\underline{S}_{11} \det \mathbf{S}^* - \underline{S}_{22}^* r^2}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 r^2} \quad \text{und}$$

$$R_{\text{mag,in}} = \frac{r |\underline{S}_{12} \underline{S}_{21}|}{|\det \mathbf{S}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 r^2}$$

Für die Geraden $\angle \underline{\Gamma}_{\text{in}} = \text{const.}$ wird die komplexe Geradengleichung angesetzt. Da diese Geraden Ursprungsgeraden sind, kann der Punkt \underline{b} zu Null gesetzt werden. Die komplexe Geradengleichung lautet somit:

$$\frac{\underline{z} - \underline{a}}{\underline{b} - \underline{a}} = \frac{\underline{z}^* - \underline{a}^*}{\underline{b}^* - \underline{a}^*} \quad \xrightarrow{\underline{b}=0} \quad \underline{z} \underline{a}^* - \underline{z}^* \underline{a} = 0$$

Die Abbildungsvorschrift ur $\underline{\Gamma}_{\text{in}}$ wird in die komplexe Geradengleichung eingesetzt:

$$\frac{\underline{S}_{11} - \underline{\Gamma}_L \det \mathbf{S}}{1 - \underline{S}_{22} \underline{\Gamma}_L} \underline{a}^* - \frac{\underline{S}_{11}^* - \underline{\Gamma}_L^* \det \mathbf{S}^*}{1 - \underline{S}_{22}^* \underline{\Gamma}_L^*} \underline{a} = 0$$

Dabei ist:

- $\underline{\Gamma}_L$: Danach wird die Gleichung aufgelöst
- \underline{a} : Von diesem Punkt wird nur die Phaseninformation genutzt.
Somit kann gelten: $\underline{a} = |\underline{a}| e^{j\varphi_0}$ mit $|\underline{a}| = 1$

Nach Auflösen und Umstellen nach $\underline{\Gamma}_L$ erhält man:

$$\left(\underline{\Gamma}_L - \frac{e^{j\varphi_0} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{11} \underline{S}_{22}^*}{e^{j\varphi_0} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}} \right) \left(\underline{\Gamma}_L^* - \frac{e^{-j\varphi_0} \det \mathbf{S} - e^{j\varphi_0} \underline{S}_{11}^* \underline{S}_{22}}{e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S} - e^{j\varphi_0} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^*} \right) =$$

$$\frac{|\underline{S}_{11}|^2 |\underline{S}_{22}|^2 + |\det \mathbf{S}|^2 - (\underline{S}_{11}^* \underline{S}_{22} \det \mathbf{S} + \underline{S}_{11} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}^*)}{|e^{j\varphi_0} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}|^2}$$

Nach der Identifikation mit der komplexen Kreisgleichung können Mittelpunkt $\underline{M}_{\text{phi,in}}$ und Radius $R_{\text{phi,in}}$ in Abhängigkeit von $\varphi_0 = \angle \underline{\Gamma}_{\text{in}} = \text{const.}$ ermittelt werden:

$$\underline{M}_{\text{phi,in}} = \frac{e^{j\varphi_0} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{11} \underline{S}_{22}^*}{e^{j\varphi_0} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}} \quad \text{und}$$

$$R_{\text{phi,in}} = \frac{\sqrt{|\underline{S}_{11}|^2 |\underline{S}_{22}|^2 + |\det \mathbf{S}|^2 - (\underline{S}_{11}^* \underline{S}_{22} \det \mathbf{S} + \underline{S}_{11} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}^*)}}{|e^{j\varphi_0} \underline{S}_{22} \det \mathbf{S}^* - e^{-j\varphi_0} \underline{S}_{22}^* \det \mathbf{S}|}$$

Der Rechenweg ur die $\underline{\Gamma}_{\text{S}}$ -Ebene verläuft dito.

Literaturverzeichnis

- [1] „*Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*“. Springer Verlag, 4. Auflage, Berlin Heidelberg New York Tokyo, 1986.
- [2] Angermann, S.: „*Intermodulation von Breitbandverstärkern – Vergleich zwischen Computersimulation und Messung von K₂ und K₃-Produkten einer Verstärkerzelle mit dem Transistor CLY 2*“. Diplomarbeit, Universität der Bundeswehr München, 2000.
- [3] Böhme R.: „*Der Leitungstransformator und seine Dimensionierung unter Berücksichtigung der Kopplungen, Teil I & Teil II*“, Nachrichtentechnik, Dezember 1962, Heft 9 & 11, S.328–331 (Teil I) & S.435–440 (Teil II).
- [4] I. N. Bronštejn, K. A. Semendjajew: „*Taschenbuch der Mathematik*“, Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/Main 1989.
- [5] CCIR: „*Report 322*“. International Telecommunication Union, Documents of the Xth Plenary Assembly, Genua, 1963.
- [6] Chua L.O., Desoer Ch.A., Kuh E.S.: „*Linear And Nonlinear Circuits*“. McGraw-Hill, New York, 1987.
- [7] Fazal A., Bahl I., Gupta A. (editors): „*MICROWAVE and MILLIMETER-WAVE HETEROSTRUCTURE TRANSISTORS and their APPLICATIONS*“. Artech House, Boston London, 1989.
- [8] Fazal A., Gupta A.: „*HEMTs & HBTs: Devices, Fabrication, and Circuits*“. Artech House, Boston London, 1991.
- [9] Freyer U. (Funkschau, Telekom): „*Frequenztabelle Fernsehen und Satellitenempfang in Deutschland und Europa*“. Franzis-Verlag, Poing, 1995.
- [10] Gonzales G.: „*Microwave Transistor Amplifiers*“, Prentice-Hall, New Jersey 1984.
- [11] Guanella G.: „*Neuartige Anpassungs-Systeme für Hochfrequenz*“, Brown Boveri Mitteilungen, 1944, Vol.31, S.327–329.
- [12] Krömer H.: „*Heterostructure Bipolar Transistors and Integrated Circuits*“. Proc. IEEE 70, 1981, S.13–25.
- [13] Kronberger R.: „*Ein Verfahren zur Gestaltung von Gruppenantennen auf Fahrzeugen unter Einbeziehung des Strahlungsverhaltens des Fahrzeugkörpers*“. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1996.

- [14] Lampert E.: „*Analyse und Berechnung von Impulsübertragern aus homogenen Leitungsstücken*“, Dissertation, Technische Hochschule Stuttgart, 1967.
- [15] Landstorfer F., Graf H.: „*Rauschprobleme der Nachrichtentechnik*“. Oldenbourg Verlag, München Wien, 1981.
- [16] Lindenmeier, H.: „*Rauschen und Linearität transistorierter Empfangsantennen*“. Habilitation, Technische Universität München, 1971.
- [17] Lindenmeier, H., Meinke, H.H.: „*Aktive Antennen*“. Technische Universität München, 1977.
- [18] Lindenmeier H., Manner E., Sessink F.: „*FM Antenna Diversity Experiments in Philips Car Radios in Theory and Practice*“. SAE Technical Paper Series 850021, 1985.
- [19] Lindenmeier H., Reiter L., Hopf J.: „*Antenna Scanning Diversity System For Mobile TV And Audio Reception*“. Proceedings of the URSI International Symposium on Electromagnetic Theory, Sydney, Australia, August 1992.
- [20] Liu S. M., Das M. B., Kopp W., Morkoc H.: „*Low-frequency noise characteristics of modulation-doped FET's*“. Proc. Univ./Govt./Ind. Microelectronics Symp., Auburn Univ. Auburn, AL, 1985, S.202–207.
- [21] Materka A., Kacprzak T.: „*Computer Calculation of Large-Signal GaAs FET Amplifier Characteristics*“. IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-33, No.2, February 1985.
- [22] Matick R.E.: „*Transmission Line Pulse Transformers – Theory and Applications*“, Proceedings of the IEEE, January 1968, Vol.56, No.1, S.47–62.
- [23] Meinke H.: „*Das Rauschen nicht reziproker, verstärkender Empfangsantennen*“. Nachrichtentechnische Zeitschrift (ntz), Heft 6, 1968, S.322–329.
- [24] K. Meyberg, P. Vachenaer: „*Höhere Mathematik*“, Springer Verlag, Berlin Heidelberg 1991.
- [25] H.-J. Michel: „*Zweitor-Analyse mit Leistungswellen*“, Teubner Studienbücher, Stuttgart 1981.
- [26] Müller R.: „*Rauschen*“. Springer Verlag, Berlin Heidelberg NewYork Tokyo, 1990.
- [27] Müller R.: „*Grundlagen der Halbleiter-Elektronik*“. Springer Verlag, Berlin Heidelberg NewYork Tokyo, 1991.
- [28] Müller R.: „*Bauelemente der Halbleiter-Elektronik*“. Springer Verlag, Berlin Heidelberg NewYork Tokyo, 1991.
- [29] Norddeutscher Rundfunk: „*Hörfunk- und Fernsehsender in der Bundesrepublik Deutschland*“. Wedel, Holstein, 1988.

- [30] Patentschrift: „*Balun transformer with common mode coil*“, Veröffentlichungsnr.: US 5200718, Erfinder: Tatsuo Kato, 1993.
- [31] Patentschrift: „*Wideband transmission line balun*“, Veröffentlichungsnr.: US 5296823, Erfinder: Dietrich J., 1994.
- [32] Patentschrift: „*Microstrip DC-to-GHz field stacking balun*“, Veröffentlichungsnr.: US 5523728, Erfinder: McCorkle J.W., 1996.
- [33] Patentschrift: „*Printed guanella 1:4 balun*“, Veröffentlichungsnr.: US 5808518, Erfinder: Anderson T.L., Edward W., 1998.
- [34] D. M. Pozar: „*Microwave Engineering*“, Addison-Wesley, New York 1990.
- [35] Reiter L.: „*Mobile Rundfunkempfangstechnik*“. Habilitation, Universität der Bundeswehr München, 1995.
- [36] Reiter L., Lindenmeier H., Hopf J., Kronberger R.: „*Antenna-Diversity Techniques in Cars for FM-Radio, TV and Cellular Phone*“. 29th European Microwave Conference, Munich, 1999, S.147–150.
- [37] Reiter L., Lindenmeier H., Hopf J., Kronberger R.: „*Advances In FM- and TV-Antenna-Scanning-Diversity-Techniques in Cars*“. 33st ISATA, Dublin, Ireland, September 2000.
- [38] Rollett J.M.: „*Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports*“, IRE Transactions on Circuit Theory 1962, S.29–32.
- [39] Rotholz E.: „*Transmission-Line Transformers*“, IEEE Transactions MTT, April 1981, Vol. MTT-29, S.327–331.
- [40] Ruthroff C.L.: „*Some Broad-Band Transformers*“, Proceedings of the IRE, December 1959, Vol.47, S.1337–1342.
- [41] Stern A.P.: „*Stability and Power Gain of Tuned Transistor Amplifiers*“, Proceedings of the IRE 1957, S.335–343.
- [42] Super-Compact, Microwave Harmonica: „*Elements Library Version 7.x P.C.*“. Handbuch, NJ, 1997.
- [43] Haruhiko Toriyama, Junzo Ohe, Hiroshi Kondo, Hiroshi Yotsuya: „*Development Of Printed-On Glass TV Antenna System For Car*“. 37th IEEE Vehicular Technology Conference, Tampa, Florida, USA, June 1–3, 1987, pp. 334–342.
- [44] Tschimpke L.: „*Raumdiversity beim mobilen Empfang von Meterwellen in bebauten Gebieten*“. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1981.
- [45] Woods D.: „*Reappraisal of the Unconditional Stability Criteria for Active 2-Port Networks in Terms of S Parameters*“, IEEE Transactions on Circuits And Systems 1976, Vol. CAS-23, No.2, S.73–81.
- [46] Zisler S., Dubost G.: „*Breitband-Antennen; Theorie und Anwendung*“, Oldenbourg Verlag, 1. Auflage, München Wien, 1977.