

Universität der Bundeswehr München  
Fakultät für Elektrotechnik  
Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik

Gestaltung von Antennen–  
Diversity–Systemen  
für den  
mobilen FM–Rundfunkempfang

Gunther Bauer

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

Doktor-Ingenieurs  
(Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

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

Die Dissertation wurde am 11. November 2004 bei der  
Universität der Bundeswehr München  
D-85577 Neubiberg, Werner-Heisenberg-Weg 39  
eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik  
am 23. November 2004 angenommen.

Tag der Promotion: 7. April 2005



Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent am Institut für Hochfrequenztechnik und mobile Kommunikation 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 richtungweisende Ratschläge und fachliche Anregungen.

Ein herzliches Dankeschön auch an die Herren Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. L. Reiter und Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. J. Hopf für viele anregende Diskussionen, nützliche Ratschläge, unendlich viel Geduld bei den Testfahrten, für die kritische Durchsicht des Manuskriptes und der überaus guten Zusammenarbeit am Institut während der letzten Jahre.

Erinnern möchte ich auch an die gute Zusammenarbeit mit meinem Weggefährten Herrn Dr.-Ing. R. Shatara, der besonders außerhalb des Institutes für gute Laune sorgte.

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



# Inhaltsverzeichnis

<b>Einleitung und Zusammenfassung</b>	<b>7</b>
<b>1 Einführung</b>	<b>17</b>
1.1 Arbeitsweise eines Antennendiversity-Systems . . . . .	19
1.1.1 Prinzip der Störindikation bei FM . . . . .	20
1.1.2 Prinzipieller Aufbau eines schnellen Störungsdetektors . . . . .	21
1.1.3 Einfluss der verwendeten Antennenstrukturen . . . . .	22
<b>2 Schaltvorgänge zwischen FM-Signalen</b>	<b>27</b>
2.1 Schaltvorgänge bei Phasenunterschieden . . . . .	29
2.2 Schaltvorgänge bei Amplitudenunterschieden . . . . .	31
2.3 Reduktion der Schaltstörungen . . . . .	32
2.3.1 Verbesserungspotential der ASU . . . . .	34
2.4 Störungen in Folge von Prüfvorgängen . . . . .	34
2.5 Zusammenfassung . . . . .	37
<b>3 Störungsdetektor mit extrem kurzer Reaktionszeit</b>	<b>39</b>
3.1 Reaktionszeit bei Mehrwegeempfangsstörungen . . . . .	39
3.1.1 Verhalten im Rayleighfeld bei Schwachsignal . . . . .	40
3.2 Schalthäufigkeit . . . . .	42
3.3 Verhalten bei Empfang in gut versorgten Gebieten . . . . .	42
3.4 Verhalten bei Empfang in Schwachsignal Gebieten . . . . .	44
3.5 Verhalten bei Empfang von Signalen im Gebirge . . . . .	44
<b>4 Scanning-Diversity-System mit additiven Detektoren</b>	<b>45</b>
4.1 Bewertungskriterien für den FM-Empfang . . . . .	45
4.1.1 Detektor zur Feststellung des HF-Empfangspegels (Pegeldetektor) . . . . .	47
4.1.2 Detektor zur Feststellung störungsbedingter HF-Amplitudenmodulation (AM-Störungsdetektor) . . . . .	48
4.1.3 Erkennung störungsbedingter Basisbandsignale zwischen 15kHz und 23kHz (MPX-Detektor) . . . . .	51
4.1.4 Erkennung störungsbedingter Basisbandsignale oberhalb von 54kHz (Ultrasonic Noise Detektor (USN-Detektor)) . . . . .	53
4.1.5 Signaldetektor . . . . .	54
4.2 Multidetektorsystem zur Signalanalyse . . . . .	56
4.2.1 Aufbau . . . . .	56
4.3 Vorstellung verschiedener Diversitystrategien . . . . .	60

4.3.1	Schalthäufigkeit des schnellen Störungsdetektors als Kriterium zur Umschaltung zwischen unterschiedlichen Diversity-Strategien . . . . .	60
4.3.2	Antennenwahl nach einem HF-Pegelkriterium . . . . .	61
4.3.3	Antennenwahl nach einer dynamisch aktualisierten Priorität der Antennen . . . . .	62
4.3.4	Antennenwahl nach einem minimalen USN-Anteil (USN-Mode) . . . . .	63
4.3.5	Antennenwahl nach minimaler seetörungsbedingter AM des HF-Trägers (WAM-Mode) . . . . .	65
4.3.6	Optimales Mikrocontroller gesteuertes Scanning-Diversity-System . . . . .	67
<b>5</b>	<b>FM-Feldgenerator</b>	<b>69</b>
5.1	Theoretische Grundlagen . . . . .	70
5.1.1	Das Dateiformat „wav“ . . . . .	70
5.1.2	Digitale Filter . . . . .	71
5.1.3	Das Preemphasefilter . . . . .	73
5.1.4	Stereocoder . . . . .	75
5.1.5	Übertragungskanal . . . . .	76
5.1.6	Zeitdiskrete Beschreibung des Senders und des Übertragungskanals . . . . .	84
5.2	Programmbeschreibung . . . . .	86
5.3	Die einzelnen Programmelemente . . . . .	89
5.3.1	NF-Quelle . . . . .	89
5.3.2	Preemphase-Filter . . . . .	90
5.3.3	Stereocoder . . . . .	90
5.3.4	FM-Modulator . . . . .	91
5.3.5	Übertragungskanal . . . . .	92
<b>6</b>	<b>Messsystem zur Aufzeichnung und Wiedergabe</b>	<b>97</b>
6.1	Aufzeichnungs- und Wiedergabemedium . . . . .	99
6.1.1	Steuerungssoftware des digitalen Aufzeichnungsgerätes . . . . .	104
6.1.2	Hardware des digitalen Aufzeichnungsgerätes . . . . .	106
6.2	Aufnahme von FM-modulierten Signalen . . . . .	106
6.2.1	Grundlagen der FM . . . . .	106
6.2.2	IQ-Demodulation von FM-Signalen . . . . .	109
6.2.3	IQ-Modulation . . . . .	111
6.2.4	Aufzeichnungssystem . . . . .	115
6.2.5	FM-Empfänger mit 4 synchronisierten Empfangsteilen . . . . .	115
6.2.6	Ausgestaltung des Messsystems . . . . .	116
6.2.7	Rekorder-Programm . . . . .	117
6.3	Wiedergabe von FM-modulierten Signalen . . . . .	121
6.3.1	Gerät zur FM-Wiedergabe . . . . .	121
6.3.2	Gestaltung des digitalen Systems zur Wiedergabe der aufgezeichneten Signale . . . . .	122
6.3.3	Programm zur Wiedergabe der aufgezeichneten Signale . . . . .	122
6.4	Gesamtaufbau . . . . .	125
<b>A</b>	<b>Abbildungen</b>	<b>127</b>
<b>B</b>	<b>Variablen Definitionen</b>	<b>131</b>







# Einleitung und Zusammenfassung

Mit Beginn der Ausstrahlung von Rundfunksendungen in den zwanziger Jahren wurde die Forderung erhoben, den Rundfunkempfang auch in Kraftfahrzeugen zu ermöglichen. Dazu wurden seitens der Rundfunkanstalten und der Empfängerhersteller große Anstrengungen unternommen, um den Rundfunkempfang auch im fahrenden Kraftfahrzeug zu ermöglichen. Heutzutage kann das Autoradio als Standardausstattung in nahezu jedem Kraftfahrzeug angesehen werden.

Mit der Einführung der UKW-Ausstrahlung in den 50ziger Jahren und steigendem technischen Fortschritt in der Automobil-Entwicklung stiegen die Anforderungen an die Empfangsqualität im Kraftfahrzeug [21]. Da beim mobilen Rundfunkempfang die vielfach auftretenden Störungen im Gegensatz zum stationären Empfang nicht durch Ausrichten der Empfangsantenne zu beseitigen sind, wurden bald Antennendiversitysysteme entwickelt. Dabei kam es insbesondere darauf an, die Störerkennungszeiten so zu minimieren, dass Maßnahmen zur Beseitigung der Störungen eingeleitet werden, bevor diese vom Gehör wahrgenommen werden.

Dabei zeigte es sich, dass Scannig-Diversitysysteme auf der Grundlage eines schnellen Störungsdetektors, die seit nunmehr 15 Jahren eingesetzt werden, zu einer enormen Empfangsverbesserung führen. Insbesondere in Empfangssituationen mit starken Mehrwege- oder Nachbarkanalstörungen führt der Einsatz eines schnellen Störungsdetektors zu einem deutlichen Antennenaufschaltverhältnis zugunsten des besten Antennensignals.

In jüngerer Vergangenheit wurde Kritik an der Funktion der schnellen Störungsdetektoren geübt. Dabei wird insbesondere bemängelt, dass gelegentlich Schaltaktivitäten wahrnehmbar werden oder der schnelle Störungsdetektor in manchen Situationen zu spät auf Störungen reagiert. Dies hat mehrere Ursachen. Zum Einen konnten auf Grund des hohen technischen Fortschritts in der Automobil-Entwicklung die Fahrzeug-Innengeräusche enorm minimiert werden. Zum Anderen kommen immer häufiger Soundsysteme zum Einsatz, die in Kombination mit hochwertigen Lautsprechersystemen die Tonwiedergabe enorm verbessern. Insbesondere die Höhenwiedergabe wurde durch die Positionierung von Hochton-Lautsprechern in Ohrhöhe verbessert. Alle diese Maßnahmen führten dazu, dass Störungen im Empfangssignal und Schaltvorgänge heute wahrgenommen werden können, die früher unerkannt blieben.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Diversitystrategien entwickelt, die auf der Grundlage des schnellen Störungsdetektors in Kombination mit anderen Detektoren einen optimalen Rundfunkempfang ermöglichen.

Ziel dieser Arbeit ist es, das Ausmaß der möglichen Leistungssteigerung des bewährten Scanning-Diversitykonzeptes durch die Kombination von vielfachen Störungsdetektoren in mobilen Fahrzeugempfangssystemen für den UKW-Empfang aufzuzeigen. Das vorgegebene Konzept beruht darauf, die Einfachheit der bisher vorhandenen Schnittstellen zwischen dem Empfänger und dem Diversitysystem zu erhalten. Das heißt, zwischen Empfänger und Diversitysystem existieren lediglich zwei Signalverbindungen. Zum Einen wird das im Empfänger auf die ZF-Frequenz herunter gemischte HF-Signal dem Diversitysystem zur Auswertung zugeführt, zum Anderen wählt das Diversitysystem an Hand von Störkriterien das HF-Signal, welches den optimalen Empfang erwarten lässt und schaltet dieses zum Empfänger durch. Scanning-Diversitysysteme sind immer nur über den Zustand einer Antenne informiert, d.h. es wird nur ein Tuner benötigt. Somit besteht der Vorteil dieses Konzeptes darin, dass mit geringem technischen Aufwand enorme Empfangsverbesserungen möglich sind, wenn eine an die unterschiedlichen Empfangssituationen angepasste Diversitystrategie zur Anwendung kommt.

Abb. 1 zeigt ein Antennendiversitysystem basierend auf dem schnellen Störungsdetektor, welches aus einem Empfänger, der Diversityschaltung und dem Antennenschalter besteht. Das Scanning-Diversitysystem verharret dabei solange auf einer Antenne bis eine Störung erkannt wird und zur nächsten Antenne weiterschaltet. Im ungünstigsten Fall wird im Laufe des Suchvorganges jede Antenne für einen Prüfvorgang eingeschaltet.

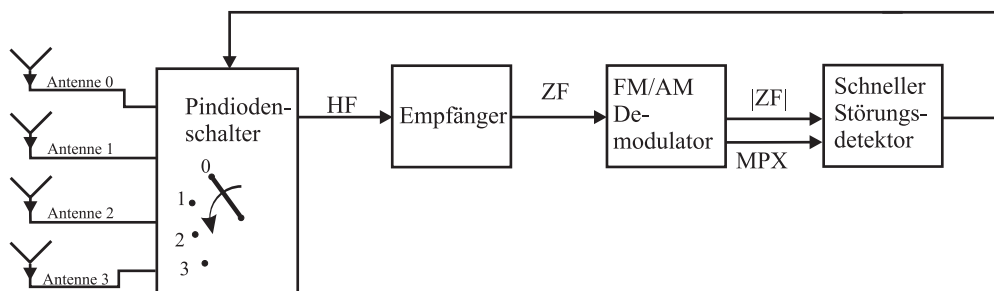


Abbildung 1: Aufbau eines Scanning-Combiners, aus [3]

Dieses Antennendiversitysystem wurde in dieser Arbeit zu dem in Abb. 2 dargestellten Diversitysystem weiterentwickelt. Dazu wurden dem schnellen Störungsdetektor die zusätzlichen Detektoren – Pegel-, WAM- und USN-Detektor – zur Bewertung der Empfangssituation beigelegt. Der Wideband-Amplitudendemodulation-Detektor (WAM) wertet das amplitudendemodulierte Signal im Frequenzbereich von 19kHz bis 23kHz aus. Der Ultra Sonic Noise-Detektor (USN) detektiert Spektralanteile von Störungen, die im Multiplexsignal oberhalb von 60kHz auftreten. In der Steuereinheit fließen alle Informationen zusammen, so dass an Hand der Detektor-Parameter die Diversitystrategie in jeder Empfangssituation entsprechend angepasst werden kann.

In **Kap. 4** wird die Entwicklung der Diversitystrategie vorgestellt. Grundsätzlich kann die Diversitystrategie, die in Abb.3 gezeigt wird, in die zwei Hauptzweige „Schneller Störungsdetektor“ und „Langsame Störungsdetektoren (USN, WAM)“ unterteilt werden. Dabei wird die vom schnellen Störungsdetektor gewählte Antenne solange als empfangswürdig angesehen, bis die vom schnellen Störungsdetektor erreichte Schaltäufigkeit unter einer vorgegebenen Schwelle liegt. Liegt die Schalthäufigkeit über dieser Schwelle, so wechselt die

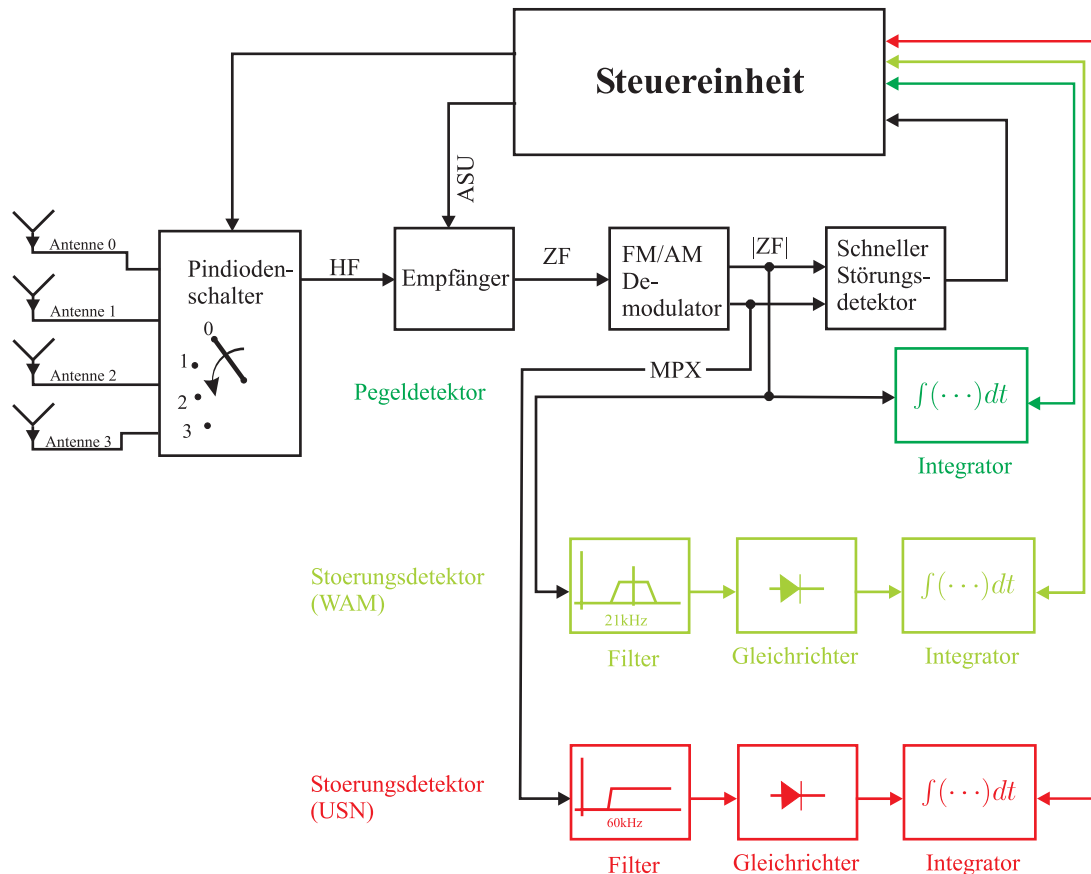


Abbildung 2: Blockschaltbild des um die Detektoren WAM, USN und Pegel erweiterten Scanning-Combiners

Strategie zu den langsamen Detektoren. Dabei wird für HF-Empfangspegel größer  $10dB\mu V$  der USN-Mode und für HF-Empfangspegel kleiner  $10dB\mu V$  der WAM-Mode aktiviert.

Im USN-Mode wird die Antenne eingeschaltet, die der schnelle Störungs-detektor im zeitlichen Mittel am längsten einschaltet. Dieser Mode bleibt solange aktiv, bis der USN-Detektor eine Abweichung um ein Delta vom Startwert nach oben bzw. unten anzeigt. Nach Verlassen des USN-Mode übernimmt der schnelle Störungs-detektor die Steuerung der Antennen.

Im WAM-Mode wird in Suchintervallen von  $250ms$  vom WAM-Detektor die Antenne mit den besten Empfangseigenschaften ermittelt. Dazu wird jede Antenne für die Zeitdauer von  $4ms$  eingeschaltet. Die in Folge des Suchvorganges ermittelte Antenne wird bis zum nächsten Suchintervall eingeschaltet. Der WAM-Mode bleibt solange aktiv, bis der HF-Empfangspegel  $15dB\mu V$  überschreitet. Nach Verlassen des WAM-Mode wird der schnelle Störungs-detektor aktiviert.

Die oben beschriebene Strategie aus der Kombination der langsamen Störungs-detektoren WAM und USN mit Pegeldetektor und dem schnellen Störungs-detektor führt zu einer deutlichen Reduktion der Schaltvorgänge und letztlich zu einer erheblichen Empfangsverbesserung und stellt damit, einen spürbaren Gewinn zu den bisher bekannten Systemen dar.

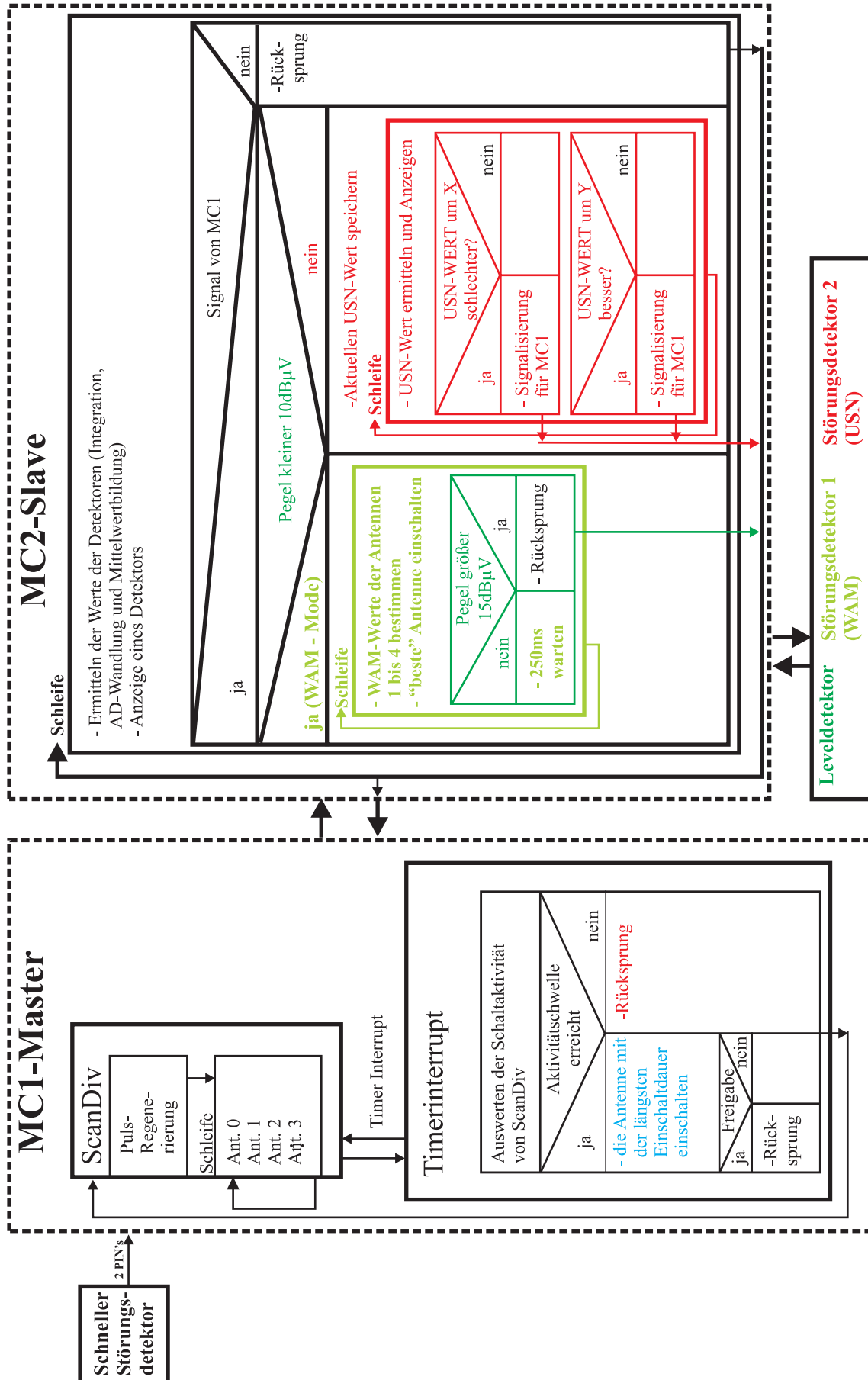


Abbildung 3: Blockdiagramm des optimalen Mikrocontroller gesteuerten Scanning Diversity Systems mit additiven Störungsdetektoren

Zunächst wird in **Kap. 1** der Aufbau und das Funktionsprinzip des schnellen Störungsdetektors vorgestellt. Die Störindikation im schnellen Störungsdetektor beruht auf der Tatsache, dass ein typisch gestörtes FM-Signal, wie es die Abb. 4 zeigt, bei allen Störungen unabhängig von der Art der Störung, Frequenzstörhubspitzen im Multiplexsignal bei gleichzeitiger Amplitudenmodulation aufweist. Im schnellen Störungsdetektor wurde an Hand dieses Effektes ein Störkriterium abgeleitet. Diese Art der Störindikation ist eine Momentanauswertung und lässt extrem kurze Indikationszeiten zu, welche nur noch von der Laufzeit im ZF-Filter abhängt.

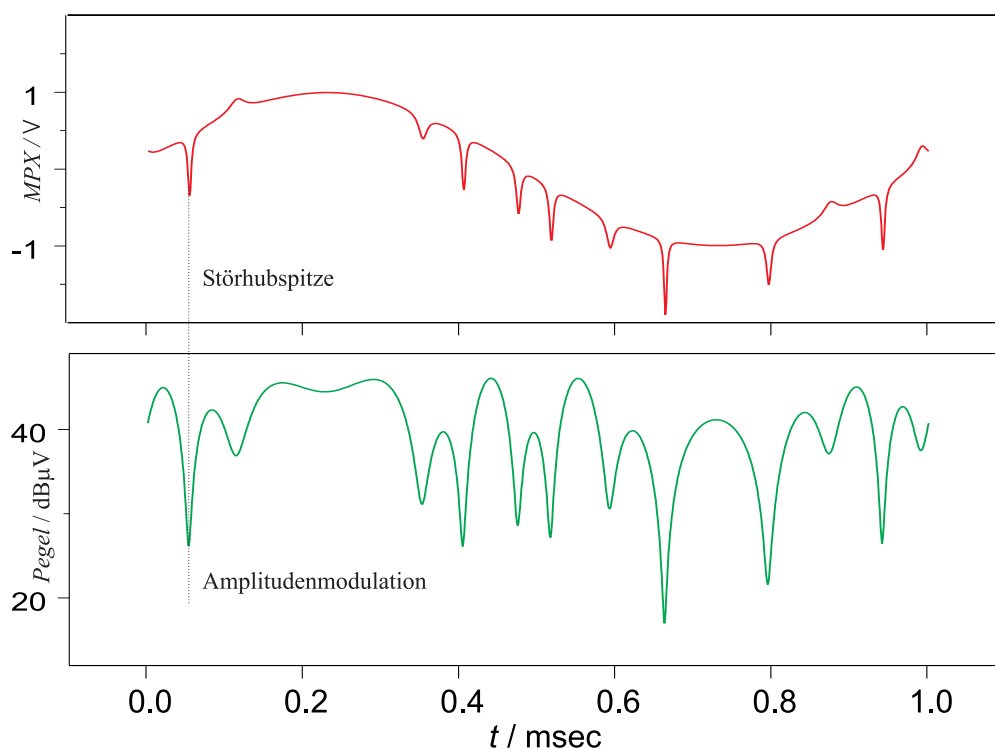


Abbildung 4: Verlauf der FM- und AM-demodulierten Signale eines typisch durch Mehrwegeempfang gestörten FM-Signals

Während der Arbeit mit dem schnellen Störungsdetektor fiel immer wieder auf, dass in Folge von Schaltvorgängen Knistergeräusche am Ausgang der Empfänger wahrnehmbar wurden, obwohl im zeitlichen Mittel die optimale Antenne gewählt wurde. Die Untersuchungen in **Kap. 2** ergaben, dass es bei jedem Schaltvorgang in Abhängigkeit vom Pegel- und Phasenunterschied zwischen den zu schaltenden Antennensignalen zu einem Störimpuls im Nutzsignal (siehe Abb. 5 a)) kommt. Dabei bleibt festzuhalten, dass im Wesentlichen die Phasenunterschiede zwischen den Antennensignalen den Grad der Störung beeinflussen. Die durch Amplitudenunterschiede hervorgerufenen Störgrade spielen nur eine untergeordnete Rolle.

Neben dem Effekt der auftretenden Störungen wurde untersucht, inwieweit die in Folge von Schaltvorgängen hervorgerufenen Störungen mit Hilfe von Störunterdrückungssystemen zu minimieren sind. Die Wirksamkeit der Störunterdrückung hängt dabei von der Unterdrückungsmethode und von der richtigen Triggerung ab. In dieser Arbeit wurden die seit langem zur Unterdrückung anderer Störungen z.B. Zündstörungen bekannte Methode des „Sample & Hold“ und eine Interpolation im Bereich der Störung untersucht.

Beide Verfahren haben dabei ihre Berechtigung und tragen zu einer Reduktion des Störeindrucks bei. Beim „Sample & Hold“ hängt das Verbesserungspotential stark vom Signalverlauf ab. Dies geht beispielsweise aus der Abb. 5 b) hervor. Ein „Hold“ im Wendepunkt des Sinussignal führt zu geringerer Verfälschung des Signals als ein „Hold“ um die Nullstelle. Im Gegensatz dazu hängt bei den Interpolationsverfahren (siehe Abb. 5 c)) das Verbesserungspotential von den verwendeten Algorithmen und von der realisierten Speichertiefe ab. Dieses verspricht insoweit ein größeres Verbesserungspotential, lässt sich jedoch nur in Digitalen Empfangssystemen realisieren.

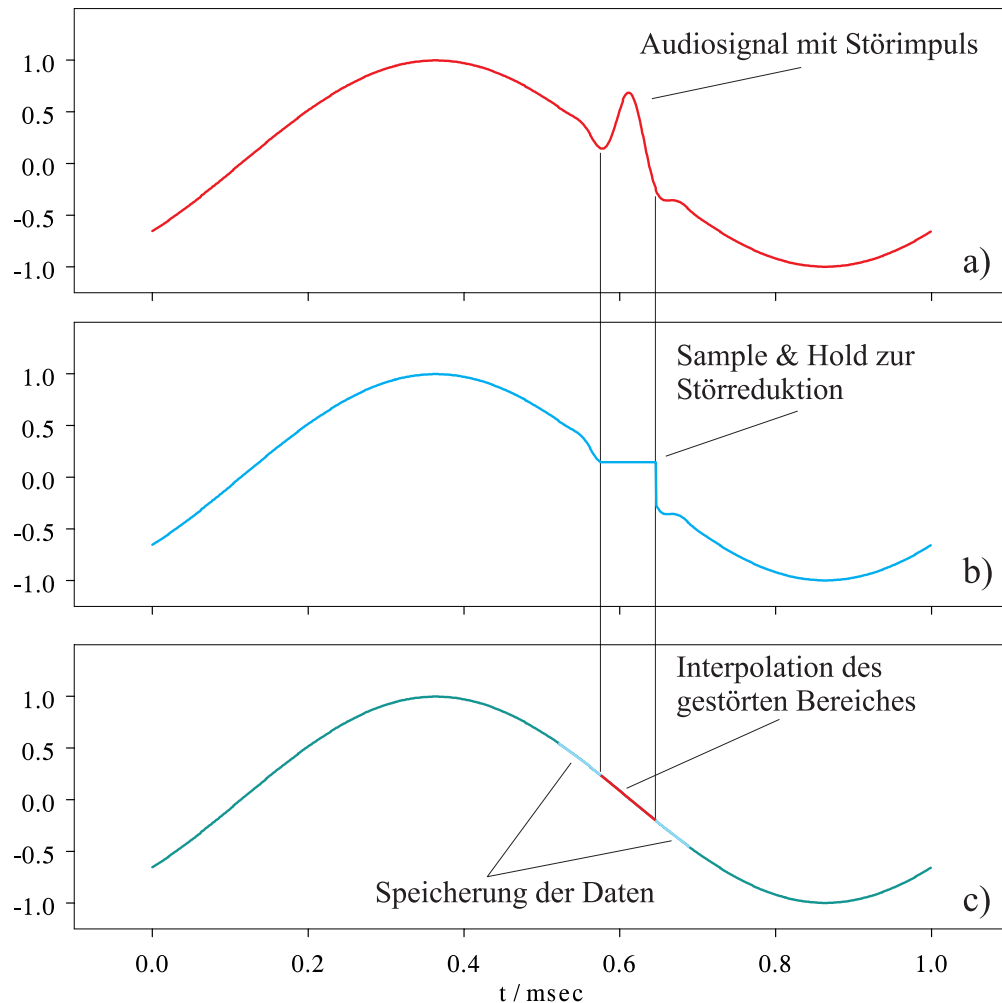


Abbildung 5: a) In Folge eines Schaltvorganges zwischen zwei HF-Signalen auftretender Störimpuls im demodulierten Audiosignal; Störreduktion durch: b) Sample and Hold, c) Interpolation

Um die im Kap. 4 beschriebene Strategie zu entwickeln, wurde im **Kap. 3** das Verhalten des schnellen Störungsdetektors in verschiedenen Empfangssituationen analysiert. Dabei galt es die Empfangssituationen zu ermitteln, in denen schnelle Störungsdetektoren noch verbesserungsfähig sind.

Bevor der schnelle Störungsdetektor praktischen Fahrttests unterzogen wurde, erfolgte zunächst eine Analyse im Labor. Die Analyse ergab eine Reaktionszeit auf Mehrwegeempfangsstörungen von ca.  $3\mu\text{sec}$ . Somit lassen sich durch Mehrwegeempfang gestörte Anten-

nensignale zuverlässig vermeiden bevor Störungen wahrgenommen werden.

Im Gegensatz dazu ergaben sich im Rayleighfeld in Schwachsignalgebieten deutlich größere Reaktionszeiten in Abhängigkeit von der Fahrzeuggeschwindigkeit im Bereich von 4–150 *msec*. Das heißt dass, der schnelle Störungsdetektor erst dann einen Schaltvorgang initiiert, wenn durch das Rauschen Störhubspitzen im MPX- und Pegelsignal auftreten. Dieses Verhalten ist durch das Störkriterium, welches das gleichzeitige Auftreten von Amplitudenmodulation im HF-Zweig auswertet, vorgegeben.

Die Auswertung von Fahrttests ergab, dass es beim Empfang mit mittleren Signalpegeln unterhalb von 40 *dBμV* zu einer deutlichen Anhebung der Schalthäufigkeit kommt. Dabei war zu beobachten, dass der schnelle Störungsdetektor zu Prüfzwecken von der „besten Antenne“ wegschaltet. Im zeitlichen Mittel wird zwar die „beste Antenne“ gewählt, jedoch ist in Folge der Prüfvorgänge ein Knistern wahrnehmbar.

Zur Charakterisierung von Empfangssystemen ist es unbedingt erforderlich, vielfältige komplexe Empfangssituationen zu testen. Um das Verbesserungspotential der Empfangssysteme darstellen zu können, ist es notwendig, das ungestörte NF-Signal, z.B. zur Berechnung des Signal-Rauschabstandes (S/N), zur Verfügung zu stellen. Nach dem heutigen Stand der Technik ist es nur möglich, wenige einfache stationäre Empfangssituationen nachzubilden, z.B. kann mit Hilfe von 2 HF-Generatoren eine Mehrwegeempfangssituation erzeugt werden und gleichzeitig das NF-Signal zur Verfügung gestellt werden. Diese einfachen stationären Empfangssituationen reichen in der Regel nicht aus, um das komplexe dynamische Verhalten von Antennendiversity-Systemen zu analysieren, weil beispielsweise Parameter wie Antennenrichtdiagramme, Fahrzeuggeschwindigkeit, Feldverlauf usw. nicht praxisgerecht nachgebildet werden können. Aus diesem Grund wurde in dieser Arbeit in **Kap. 5** ein Simulationsprogramm entsprechend Abb.6. entwickelt, welches es erlaubt, den orts- und zeitabhängigen Feldverlauf für 4 Antennensignale zu berechnen. Das neuartige an diesem Simulationsprogramm ist, dass hier erstmals ausgehend von der NF-Quelle simuliert wird.

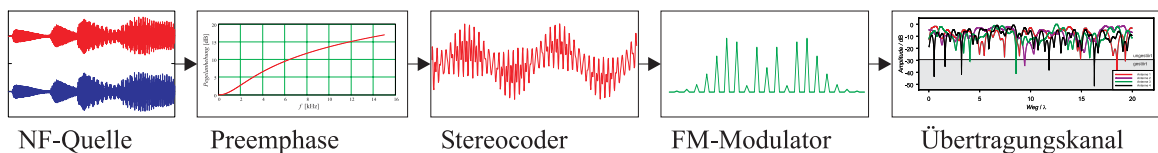


Abbildung 6: Prinzipieller Aufbau des FM-Feldgenerators

Mit Hilfe der Simulation wird im Gegensatz zu den aus der Literatur bekannten Systemen der FM-Sender und der Übertragungskanal, der die Empfangseigenschaften der Antennen mit einschließt, im Basisband nachgebildet.

Dazu war es notwendig, die für den Übertragungskanal erforderlichen Parameter wie HF-Gleichkanal, HF-Nachbarkanal, Mehrwegeempfang mit langen Laufzeitdifferenzen, die Streuung an Objekten in der Nähe des Empfängers und Rauschen in einer mathematischen Beschreibung entsprechend Abb. 7 zusammenzufassen (siehe Gleichung 5.25). Die sich somit ergebene orts- und zeitabhängige Gleichung für das empfangene Feld  $\underline{U}_{Empf}(t, x_0 + \Delta x)$  wurde im Folgenden für die digitale Weiterverarbeitung in eine zeitdiskrete Gleichung 5.34  $\underline{U}_{Empf}(n)$  überführt. Durch die Zuweisung einer Geschwindigkeit  $v$  konnte jeder Stützstelle  $n$  ein Ort  $x(n)$  zugeordnet werden. Somit ist es auch möglich, Empfangssignale für virtuelle Meßfahrten rechnerisch zu erzeugen und als elektrische Signale für die Untersuchung von Empfangssystemen unter Einbeziehung von Diversitysystemen zur Verfügung zu stellen. Die

Struktur der rechnerisch erzeugten Daten wurde der Art organisiert, dass sie mit dem im Kap.6 vorgestellten Aufzeichnungssystem kompatibel sind. Somit wird gewährleistet, dass ohne weitere Maßnahmen rechnerisch erzeugte Daten oder aufgezeichnete Daten wiedergegeben werden können.

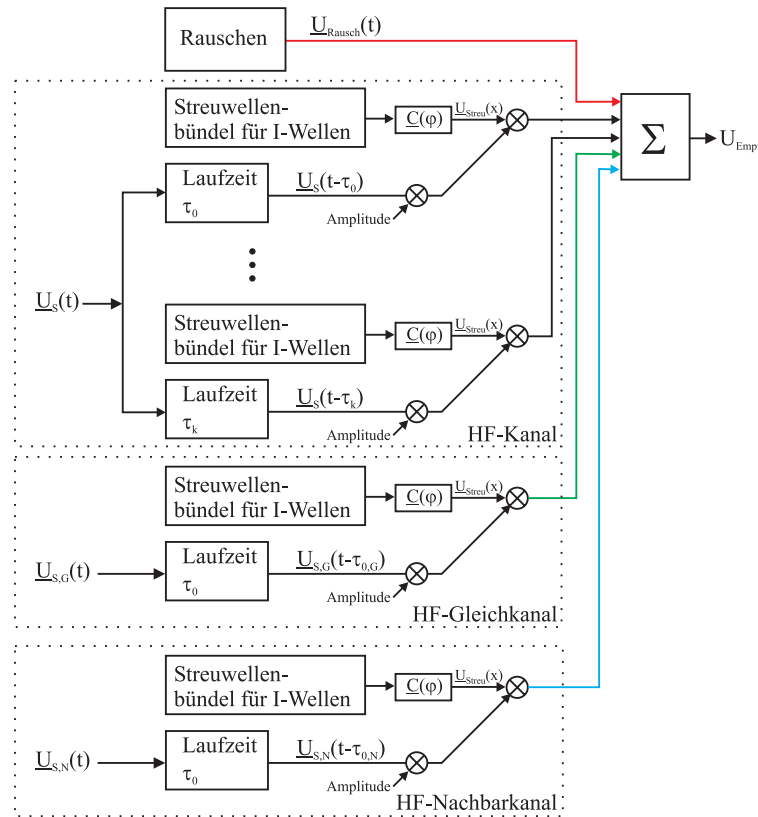


Abbildung 7: Modell für den Übertragungskanal

Zur fahrzeugunabhängigen Untersuchung von mobilen Rundfunkempfangssystemen unter Laborbedingungen wurde ein Messsystem zur zeitsynchronen Aufzeichnung und Wiedergabe von bis zu 4 FM-Signalen entwickelt, welches in **Kap. 6** beschrieben wird.

Mit einem solchen System werden die üblichen Nachteile einer Testfahrt vermieden, wie sie sich zum Beispiel durch sich ständig ändernde Empfangsbedingungen (Modulationsinhalt, Fahrtstrecke, Witterung, Fahrtgeräusch, Akustik im Fahrzeug usw.) ergeben. So lassen sich nach Aufzeichnungsfahrten an unterschiedlichen Orten vielfältige Empfangsbedingungen im Labor reproduzieren. Dadurch wird es möglich, die Qualität von verschiedenen Rundfunkempfangssystemen reproduzierbar zu untersuchen und zu vergleichen.

Abb. 8 zeigt den prinzipiellen Aufbau dieses Systems. Die Empfangseinheit besteht aus 4 synchronisierten Empfängern, wodurch sichergestellt ist, dass alle Empfangssignale die gleiche Phase haben. Um weiterhin die Phaseninformation zu erhalten, wurde mit Hilfe von I/Q-Demodulatoren das FM-Signal in das Basisband ( $ZF=0\text{Hz}$ ) gemischt. Dort steht das Signal nach erfolgter Analog-Digital-Wandlung zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Aus der Digitalen-Signalverarbeitung ergeben sich enorme Vorteile. So können beispielsweise Datenssegmente ohne Minderung der Signalqualität gezielt ausgeschnitten werden oder es können mit den realen Empfangsdaten Diversitystrategien simuliert werden.



Zur Wiedergabe wird das Signal nach der Digital–Analog–Wandlung mit I/Q–Modulatoren auf die gewünschte HF-Frequenz umgesetzt. Somit stehen bis zu 4 FM–Signale zur Untersuchung von Rundfunkempfangssystemen zur Verfügung.

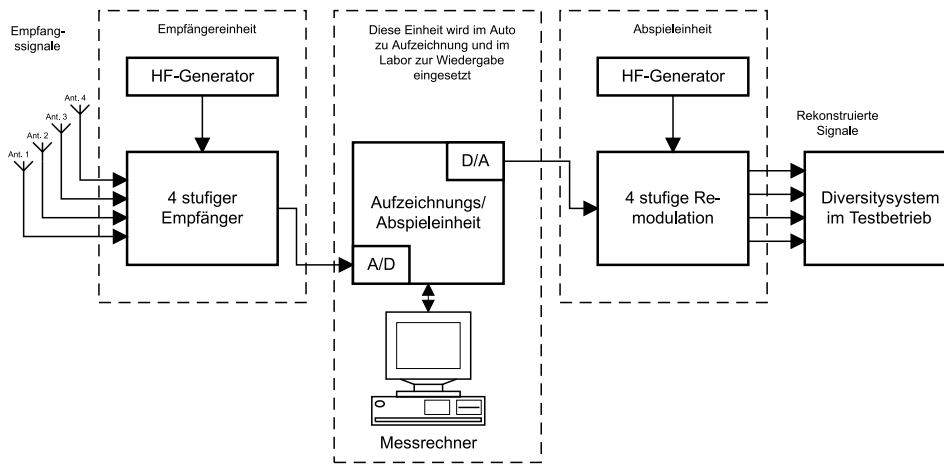


Abbildung 8: Messsystem zur zeitsynchronen Aufzeichnung und Wiedergabe



# Kapitel 1

## Einführung

Schon kurz nach dem Beginn der Ausstrahlung regelmäßiger Rundfunksendungen wurde die Forderung erhoben, den Rundfunkempfang auch in mobilen Kraftfahrzeugen zu ermöglichen. Die drahtlose Rundfunkversorgung für den ortsfesten Heimempfang ist nahezu überall sichergestellt und für die öffentlich rechtlichen Rundfunkanstalten gilt, dass diese die Versorgung garantieren müssen. Als versorgt gilt ein Gebiet, wenn in 10m Höhe über Grund und mit einer Richtantenne von  $4dB$ -Gewinn ein Ausgangspegel von  $54dB\mu V$  (stereophone Übertragung) gegeben ist [18, 22]. Dies bedeutet in der Regel auch Sichtkontakt zum Sender. Beim mobilen Rundfunkempfang, z.B. mit Autoradio, ist meist kein Sichtkontakt zum Sender gegeben, die Feldstärke in Bodennähe ist deutlich kleiner im Vergleich zu Antennen auf Hausdächern und eine Richtantenne kann auch nicht verwendet werden. Daher kommt es selbst in gut versorgten Empfangsgebieten zu Störungen, welche den Klangeindruck für den Zuhörer stark verschlechtern. Die Ursachen dafür werden nach [5] im Folgenden aufgelistet und in der Abb.1.1 dargestellt:

- Mehrwegeempfang durch Reflexion, Streuung und Beugung durch die Morphographie in der Umgebung der Empfangsstation mit kurzen Laufzeitdifferenzen der Teilwellen untereinander führen zu Pegelschwankungen
- Mehrwegeempfang von Teilwellen mit großen Laufzeitdifferenzen ( $\tau > 3\mu s$ ) führen zu Verzerrungen des Audiosignals
- Gleichkanalstörungen im Versorgungsgebiet führen zu kurzzeitigem Übersprechen in Rayleighfeldern
- Nachbarkanalstörungen bei dichter Senderbelegung, z.B. in Großstädten mit vielen Lokalsendern führen ebenfalls zu kurzzeitigem Übersprechen
- Intermodulationsstörungen in der Nähe von Sendern führen zu kurzzeitigen harten Störungen

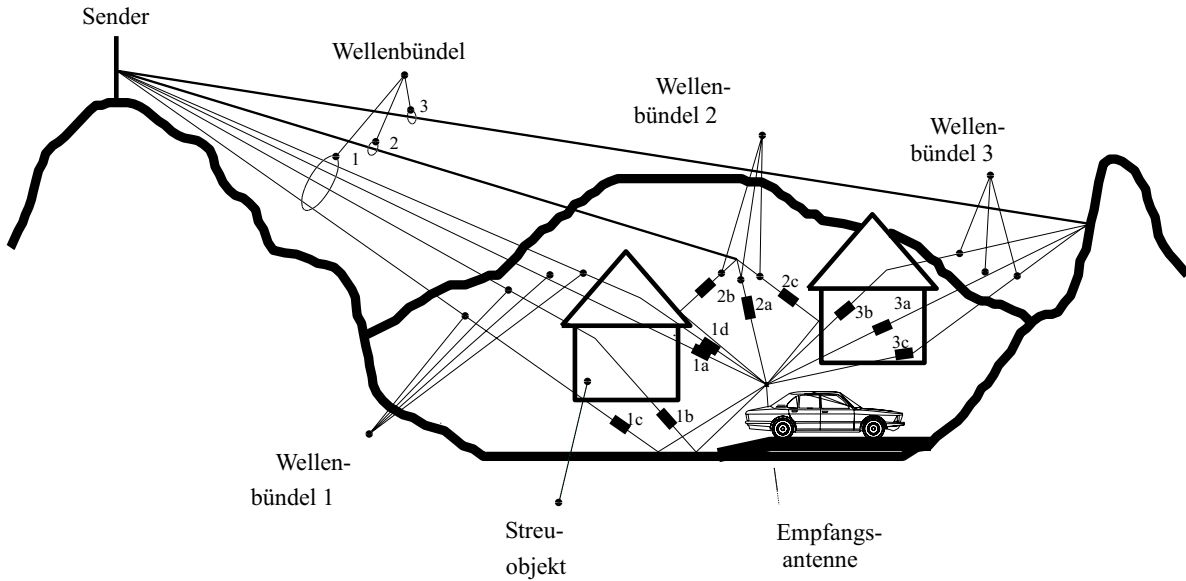


Abbildung 1.1: Mehrwegeempfang mit 3 Wellenbündeln, aus [5]

Diese Empfangsstörungen überlagern sich dem Nutz-Empfangssignal der Empfangsanlage und verfälschen dieses, indem sie seinen Pegel und seine Frequenzlage verzerren. Durch diese Störungen verschlechtert sich der Klangeindruck für den Hörer erheblich. Im Gegensatz zum Heimempfang können im Kraftfahrzeug die Störungen nicht durch Ausrichten der Empfangsantenne eliminiert werden. Empfangssysteme, die auf einer einzelnen Antenne mit zeitlich unveränderlicher Richtcharakteristik basieren, können grundsätzlich gegen Störungen dieser Art keine Abhilfe schaffen. Somit genügen diese Empfangssysteme den steigenden Ansprüchen beim mobilen Rundfunkempfang immer weniger.

Aus diesem Grund wurden in der Vergangenheit Systeme entwickelt, die diese Art von Störungen vermindern. An erster Stelle sind in diesem Zusammenhang Antennendiversitysysteme zu nennen. Diese stellen eine sehr effektive Gegenmaßnahme dar. Alle Antennendiversitysysteme unterscheiden sich von herkömmlichen Empfangsanlagen darin, dass sie nicht nur eine, sondern mehrere Empfangsantennen haben. Nach [5, 6, 10, 13] lassen sich alle bekannten Antennendiversity-Verfahren in vier Gruppen einordnen: m

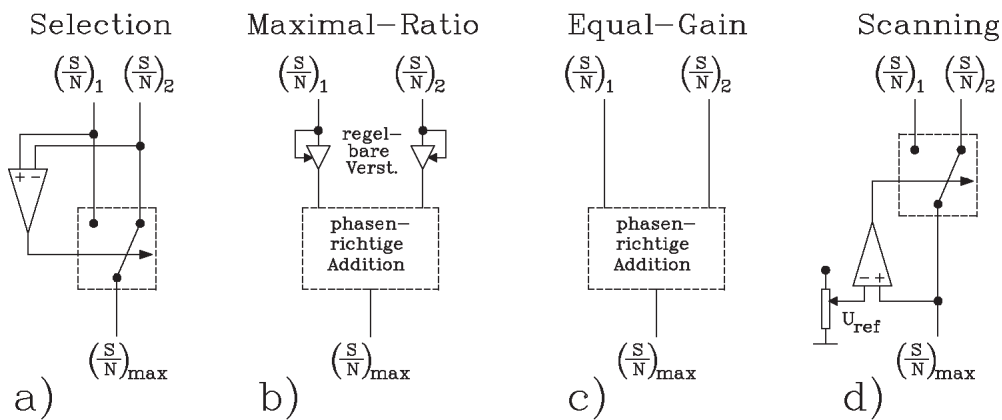


Abbildung 1.2: Blockschaltbild verschiedener Diversity-Combiner; [6]

1. **Selection-Combiner:** Hier wird zu jedem Zeitpunkt der Kanal mit dem besten Signal-Rauschabstand zum Ausgang durchgeschaltet. Die Anzahl der Tuner ist gleich der Anzahl der Antennen.
2. **Maximum-Ratio-Combiner:** Dieser Combiner bewertet jeden Kanal entsprechend seinem Signal-Rauschabstand. Danach wird eine phasenrichtige Addition der einzelnen Kanäle durchgeführt. Die Anzahl der Tuner muss gleich der Anzahl der Antennen sein.
3. **Equal-Gain-Combiner:** Dieser Combiner ist eine vereinfachte Variante des Maximal-Ratio-Combiners. Er führt nur eine phasenrichtige Addition der einzelnen Kanäle durch.
4. **Scanning-Combiner:** Dieser Combiner ist immer nur über den Zustand eines Kanals informiert, d.h. es wird nur ein Tuner benötigt. Durch gezielte Suchvorgänge wird wie beim Selection-Combiner der Kanal mit dem besten Signal-Rauschabstand zum Ausgang durchgeschaltet.

Mit Hilfe der oben beschriebenen Systeme wird bewirkt, dass aus den zur Verfügung stehenden Antennensignalen die Antennensignale zum Empfänger durchgeschaltet werden, die am wenigsten gestört sind. Durch die ständige dynamische Anpassung wird den sich ständig ändernden Empfangsbedingungen Rechnung getragen. Dadurch wird eine wirksame Reduzierung der verschiedenen auftretenden Störungen gegenüber herkömmlichen Ein-Antennensystemen ermöglicht [1, 2, 3, 7].

In der Vergangenheit wurde versucht die oben beschriebenen Diversitysysteme einem Massenmarkt zugänglich zu machen. Dabei spielt das Preis-Leistungsverhältnis solcher Systeme eine maßgebliche Rolle. Betrachtet man die Systeme 1 bis 3, so stellt man fest, dass jeweils mehrere Antennensignale gleichzeitig zur Auswertung und Kombination zur Verfügung stehen müssen. Der damit einhergehende Aufwand stellt im Gegensatz zu Scanning-Diversitysystemen einen erheblichen Kostenfaktor dar. Somit ist nicht verwunderlich, dass heutzutage in großem Umfang die kostengünstigeren Scanning-Diversitysysteme eingesetzt werden, auch weil sie bereits eine deutliche Verbesserung bei minimalem Aufwand ermöglichen, wenn ein verfügbarer extrem schneller Störungsdetektor verwendet wird.

## 1.1 Arbeitsweise eines Antennendiversity-Systems mit Antennenumschalter (Scanning-Diversity)

Die Diversityempfangsanlage (Abb. 1.3) besteht aus mehreren Antennen, einem Antennenumschalter, in der Regel einem PIN-Diodenschalter, einem Empfänger, einem FM/AM-Demodulator und einem Diversityprozessor, dessen Kernstück ein Störungsindikator ist. Die Aufgabe des Diversityprozessors besteht darin, in Abhängigkeit von auftretenden Störungen den Antennenumschalter so zu steuern, dass nach Möglichkeit die Antenne mit dem besten Signal eingeschaltet wird. Die Schwierigkeit besteht hierbei darin, dass der Diversityprozessor zu jedem Zeitpunkt nur über den Zustand eines Kanals informiert ist. Dieser Kanal wird

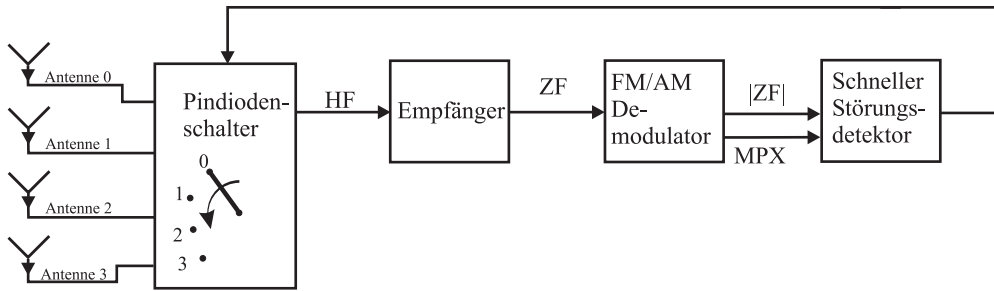


Abbildung 1.3: Aufbau eines Scanning-Combiners, aus [3]

solange als ausreichend angesehen, bis eine vorgegebene Schaltschwelle unterschritten wird. Wird also auf einem Kanal eine Störung erkannt, so wird nach einer fest vorgegebenen Reihenfolge die nächste Antenne eingeschaltet. Das Weiterschalten wird so oft wiederholt, bis die Schaltschwelle wieder überschritten ist. Zur Störindikation wird nach [3] das Auftreten von Frequenzstörhubspitzen im Demodulationssignal und das gleichzeitige Auftreten von Amplitudenmodulation genutzt. Dabei müssen so kurze Reaktionszeiten auf Störungen realisiert werden, dass keine Störungen wahrgenommen werden.

### 1.1.1 Prinzip der Störindikation bei FM

Betrachtet man das Multiplexsignal und den Amplitudenverlauf eines typisch gestörten FM-Signals, wie in Abb.1.4 dargestellt, so stellt man fest, dass bei allen Störungen unabhängig von der Art der Störung, Frequenzstörhubspitzen im Multiplexsignal bei gleichzeitiger Amplitudenmodulation auftreten. Dieser Effekt des gleichzeitigen Auftretens von Frequenzstörhubspitzen und Amplitudeneinbrüchen wird bei oben angesprochenen

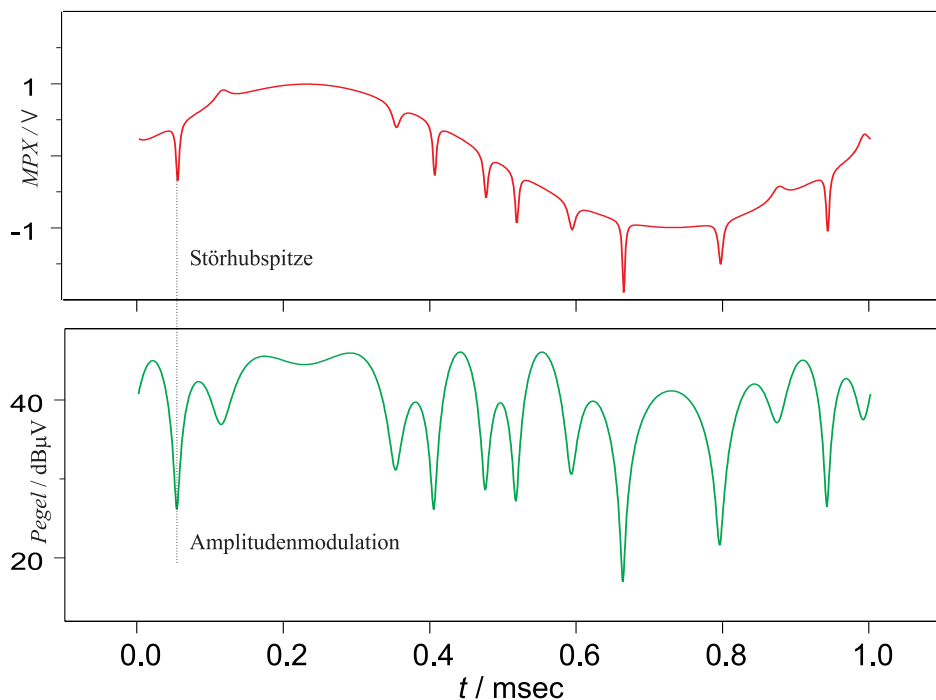


Abbildung 1.4: Verlauf der FM- und AM-demodulierten Signale eines typisch durch Mehrwegeempfang gestörten FM-Signals

Scanning-Diversity-Verfahren ausgenutzt. Diese Art der Störindikation ist eine Momentanauswertung und lässt somit extrem kurze Indikationszeiten zu. Die Indikationszeit hängt unmittelbar von der ZF-Laufzeit des Signals ab und ergibt sich somit umgekehrt proportional zur Bandbreite des ZF-Filters. Somit sind also Indikationszeiten in der Größenordnung von  $20\mu s$  realisierbar. Dies erlaubt ein rasches Durchprüfen sämtlicher Antennensignale und damit sehr kurze Reaktionszeiten auf Störungen. Diese Aufgabe wird daher auch bei hohen Geschwindigkeiten des Kraftfahrzeuges zuverlässig erfüllt. Dadurch hat man im Gegensatz zu Störindikatoren, die das S/N eines Signals auswerten, und dafür einige ms benötigen, eine extrem kurze Detektionszeit. Die wesentliche längere Detektionszeit von Systemen, die das S/N eines Signals bewerten, rührt in der Regel daher, dass bei diesen Systemen die Signale durch Integration bewertet werden. Praktische Empfangstests in den 80er Jahren haben ergeben, dass mit solchen Systemen die Störungen sicher erkannt werden und somit sicher umgeschaltet werden kann, dass aber die Störungen aufgrund der längeren Detektionszeit vor dem Umschalten wahrnehmbar waren.

### 1.1.2 Prinzipieller Aufbau eines schnellen Störungsdetektors

Das durch Frequenzumsetzung im Tunerausgang gebildete ZF-Signal wird in einem Demodulator sowohl in der Frequenz als auch in der Amplitude demoduliert. Zusätzlich wird das amplitudendemodulierte Signal logarithmiert. Dieses Signal wird im Folgenden immer mit Pegel-Signal bezeichnet. Die somit gewonnenen Signale MPX (frequenzdemoduliertes Signal) und Pegel werden dem in Abb.1.5 prinzipiell dargestellten schnellen Störungsdetektor zugeführt. Dort wird in getrennten Zweigen eine Analyse der MPX- und Pegelsignale

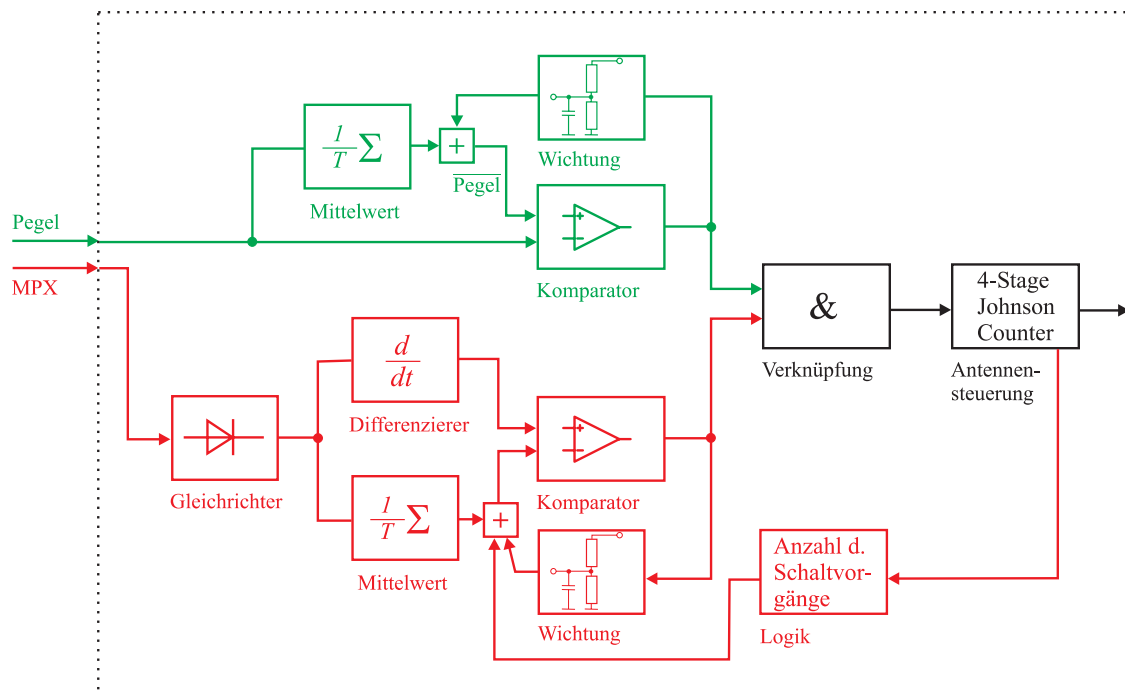


Abbildung 1.5: Prinzipieller Aufbau eines schnellen Störungsdetektors

vorgenommen. Das momentane Pegelsignal, in Abb.1.5 mit Pegel bezeichnet, wird einem Komparator zugeführt. Dem invertierenden Eingang des Komparators wird das zeitlich gemittelte Pegelsignal  $\overline{\text{Pegel}}$  zugeleitet.

Das aktuelle MPX-Signal, in Abb.1.5 mit MPX bezeichnet, wird zuerst gleichgerichtet. Die Gleichrichtung erfolgt, um bei der nachfolgenden Mittelwertbildung mit der Zeitkonstante  $\tau = 20\text{ms}$  einen von Null abweichenden Wert zu erhalten. Da Audio-Signale typischerweise ständig starken Schwankungen unterworfen sind, erfolgt zum Hervorheben von Störhuben eine Differenzierung des gleichgerichteten MPX-Signals. Das zeitlich gemittelte und das zeitlich differenzierte Signal werden in einem Komparator verglichen.

Die Ausgangssignale beider Komparatoren werden UND-verknüpft, wodurch das gleichzeitige Auftreten von Amplitudenmodulation und Störhubspitzen als Störung erkannt wird.

Die nachgeschaltete Binär Logik schaltet den Antennenschalter im Falle einer Störung solange weiter bis eine weniger gestörte Antenne gefunden wurde.

Um zu gewährleisten, dass nur das beste Empfangssignal eingeschaltet wird, werden dynamische Schwellen für den tolerierbaren FM-Hub und den tolerierbaren AM-Einbruch festgelegt.

Mittels einer geeigneten Rückkopplung erfolgt sowohl im Pegel-Störindikator als auch im MPX-Störindikator eine dynamische Adaption an die jeweilige Empfangssituation. Dabei werden die Schwellen so angepasst, dass nur das beste Empfangssignal die gerade aktuellen Schwellenwerte nicht überschreitet. Die Höhe der Schwellen werden automatisch in Abhängigkeit vom zeitlich gemittelten Störgrad, der mittleren Amplitude und der Umschalthäufigkeit nachgeregelt. Da auch nach Umschaltvorgängen immer die Steuergrößen dem System zugeführt werden, ergibt sich in Abhängigkeit von der Aufschaltzeit der einzelnen Antennen ein direktes Abbild der zur Verfügung stehenden Signale. Die Mittelwertbildung über diese Signale mit einer Zeitkonstante (ca. 100ms) führt zu einer Speicherung der Qualität der zuletzt aufgeschalteten Antennen. Das Nachführen der Schwellen in Abhängigkeit von der Umschalthäufigkeit sorgt bei guten Empfangssignalen, welche sich durch eine geringe Schaltaktivität auszeichnen, für ein Absenken der Schwellen. Somit steigt die Anforderung an die Signalqualität an und das System wird empfindlicher gegenüber neuen Störungen. Im Gegensatz dazu wird die Schwelle bei sinkender Signalqualität angehoben, was zu einer Beruhigung des Systems führt. Dadurch wird die Schalthäufigkeit optimal an die Empfangssituation in dem jeweiligen Empfangsgebiet angepasst.

### 1.1.3 Einfluss der verwendeten Antennenstrukturen

Die Leistungsfähigkeit von Antennen-Diversitysystemen hängt neben einer geeigneten Diversitystrategie stark von den zur Verfügung stehenden Antennensignalen ab. Zur Gewinnung der Antennensignale werden typischer Weise in der Heckscheibe der Kraftzeuge, wie in Abb.1.6 gezeigt, bis zu vier Antennen integriert. Je mehr dekorrelierte Antennensignale zur Verfügung stehen, desto größer ist die Effektivität eines Diversitysystems. Dabei tritt mit zunehmend besseren Antennensignalen die Diversitystrategie in den Vordergrund. Um die Leistungsfähigkeit der Antennenstrukturen quantifizieren zu können, wurden in der Vergangenheit die Begriffe „Verbesserungsfaktor“  $q_{dB}$  und „Diversityeffizienz“  $n$  eingeführt [2, 3, 4].

Legt man beispielsweise den Pegelverlauf einer Antenne aus Abb.1.7 zugrunde und legt in Gedanken einen Referenzpegel fest, bei dessen Unterschreitung eine Störung vorliegt, so ergibt sich ein prozentualer Zeitanteil  $p_s$  in der eine so definierte Störung auftritt. Somit



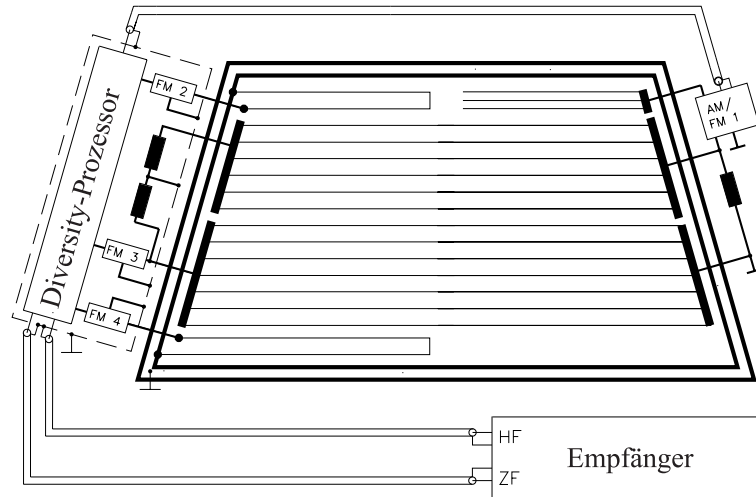


Abbildung 1.6: 4-Antennenanordnung in der Heckscheibe [6]

kann die Signalqualität  $Q_{SE}$  der Einzelantenne zu

$$Q_{SE} = 20 \cdot \log(1/p_s) \quad (1.1)$$

definiert werden. Aus den gemessenen Richtdiagrammen, wie in Abb.1.9 dargestellt, kann man durch eine Feldsimulation die prozentualen Zeitanteile  $p$ , in der die einzelnen Antennen gestört sind, ableiten.

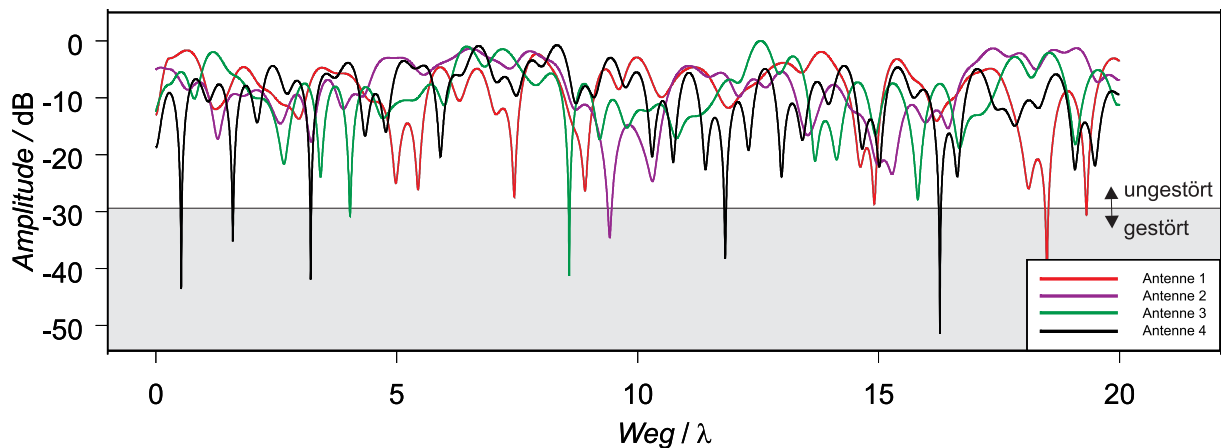


Abbildung 1.7: Feldsimulation für das Antennensystem nach Abb.1.9

Bildet man die Verbundwahrscheinlichkeit

$$p_d = \prod_{i=1}^N p_i \quad (1.2)$$

für die Antennenzahl  $N$ , so kann die Wahrscheinlichkeit  $p_d$  angegeben werden, bei der alle Antennen gleichzeitig gestört sind, wenn die Antennensignale dekorreliert sind. Mit den Gleichungen 1.1 und 1.2 kann nun der Verbesserungsfaktor  $q_{dB}$

$$q_{dB} = Q_d - Q_{SE}$$

$$\begin{aligned}
&= 20 \cdot \log(1/p_d) - 20 \cdot \log(1/p_s) \\
&= 20 \cdot \log\left(1/p_s^N\right) - 20 \cdot \log(1/p_s) \text{ mit } N = N_Z + 1 \\
&= N_Z \cdot Q_{SE}
\end{aligned} \tag{1.3}$$

definiert werden, wobei  $N_Z$  die zusätzliche Zahl dekorrelierter Antennen bezeichnet. Gleichung 1.3 zeigt, dass mit jeder zusätzlichen Antenne der Verbesserungsfaktor  $q_{dB}$  linear wächst, was jedoch bedeutet, dass der Zeitanteil mit gestörtem Empfang exponentiell mit der Zahl der eingesetzten Antennen abnimmt.

Die vorangestellten Betrachtungen gelten, wie schon gesagt, unter der Bedingung, dass alle verwendeten Antennen dekorreliert sind. In der Praxis ergibt sich immer eine Korrelation zwischen den verwendeten Antennen. Oftmals werden aus Kostengründen und Praktikabilitätsgründen Linearkombinationen von Antennen genutzt. Die dadurch realisierte Anzahl äquivalenter dekorrelierter Antennen wird durch die „Diversityeffizienz“  $n$  beschrieben. Diese kann nach [8] aus dem Verhältnis der prozentualen Störzeiten

$$p_d/p_s = 10^{-(q_{dB}/20)} \tag{1.4}$$

gewonnen werden, indem man Gleichung 1.4 nach der Antennenzahl auflöst. Das Ergebnis ist die Diversityeffizienz:

$$n = Q_d/Q_{SE}. \tag{1.5}$$

Die Anzahl dekorrelierter virtueller Antennen  $n$  aus  $N$  realen Antennensignalen entspricht  $n$ .  $n$  ist demnach immer kleiner oder höchstens gleich  $N$ .

### Messung der Antennenstruktur

Die Abb.1.8 zeigt den Messplatz des Institutes 5 der UniBw zur Bestimmung der Richtdiagramme von Antennenstrukturen in Kraftfahrzeugen. Der Messplatz besteht dabei aus

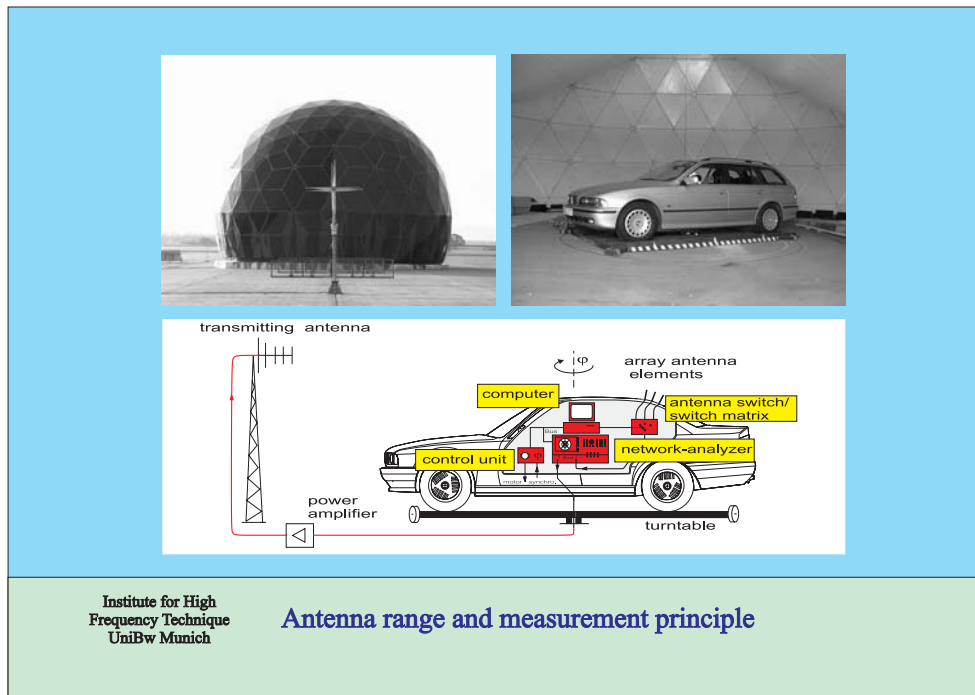


Abbildung 1.8: Messeinrichtung zur Messung von Antennenrichtdiagrammen [33]

einer Sendeantenne, einer Steuereinrichtung mit integriertem Computer und einem Netzwerkanalysator. Das Fahrzeug wird zur Messung auf einem Drehteller positioniert. Zum Schutz vor Witterungseinflüssen befindet sich der Drehteller in einem Radom. Die Messung erfolgt vollautomatisch. Dabei wird der Drehteller und der Netzwerkanalysator so gesteuert, dass in 5 Grad Schritten jeweils eine Transmissionsmessung von der Sendeantenne zur Fahrzeugantenne nach Betrag und Phase erfolgt. Bei einer Messung werden jeweils 51 Frequenzstützpunkte gemessen. In der Abb.1.9 ist das Ergebnis einer solchen Messung für eine Frequenz und 4 Antennen dargestellt.

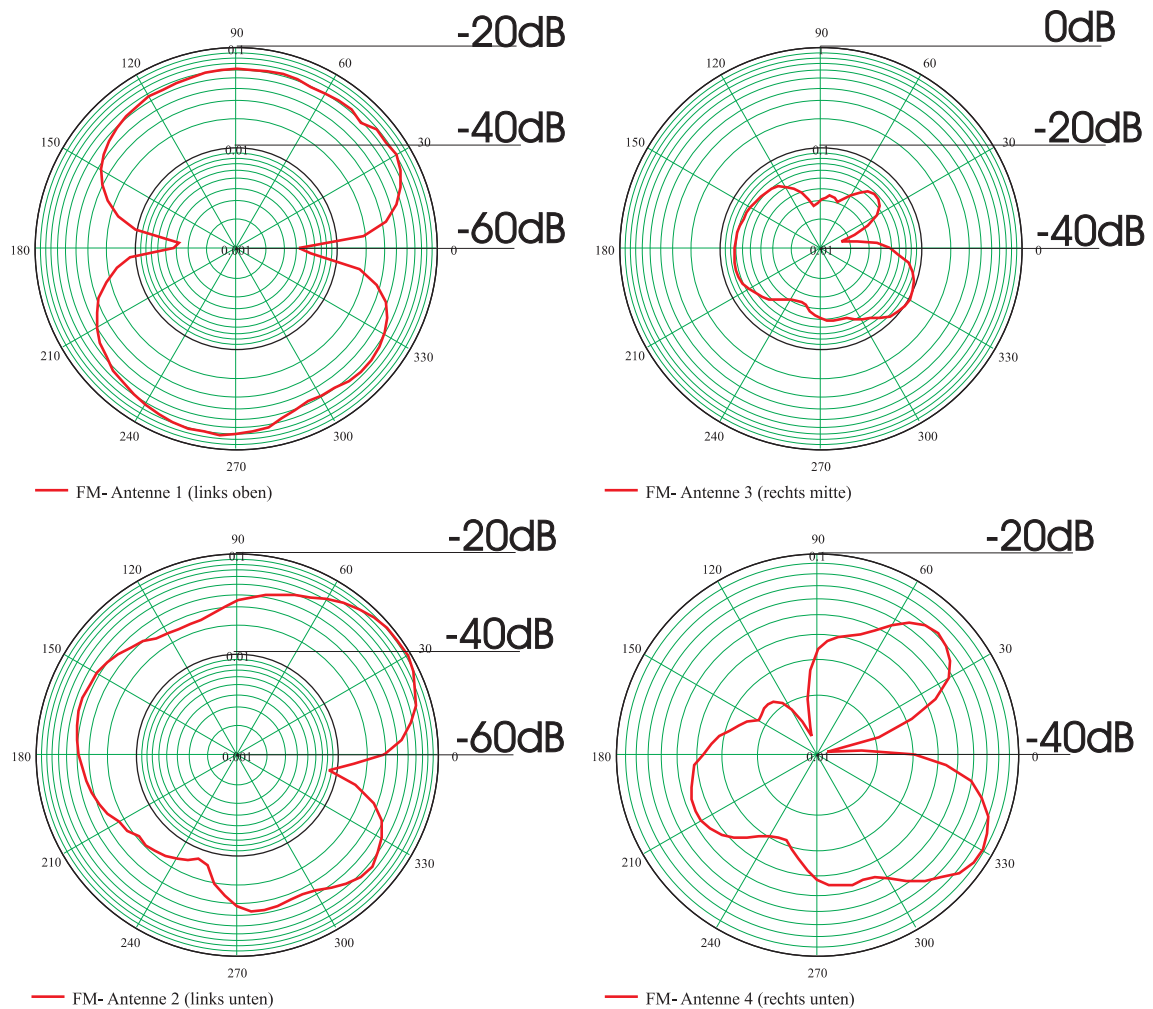


Abbildung 1.9: Betrag der Richtdiagramme, horizontale Polarisation, eine Frequenz  $f = 103,32\text{MHz}$ , Antennenanordnung nach Abb.1.6



# Kapitel 2

## Analyse von Schaltvorgängen zwischen FM-Signalen

Allen Scanning-Diversitysystemen ist gemein, dass immer nur eine Antenne zum Empfänger durchgeschaltet ist. Nach der Detektion einer Störung wird zur nächsten Antenne weitergeschaltet. Es stellt sich nun die Frage, welche Auswirkung ein Umschaltvorgang auf das demodulierte Signal hat.

Die Untersuchung erfolgte mit einem erstellten Simulationsprogramm (siehe Kap.5). Die Simulationsergebnisse wurden mit dem in Abb.2.1 dargestellten Messaufbau überprüft. Kernstück des Aufbaus ist das in Kap. 6 beschriebene Aufzeichnungssystem, mit dessen Hilfe zwei FM-modulierte Signale gleicher Phase generiert werden können. Die Phase, die Amplitude und der FM-Hub beider FM-Signale können über den Rechner eingestellt werden. Der Rechner steuert den HF-Schalter, der hier als PIN-Diodenschalter realisiert wurde. Zur Demodulation kamen zum einen ein Autoradio und zum anderen ein typisches FM-Demodulator IC zum Einsatz. Beide wurden parallel betrieben, wodurch ein Vergleich zwischen vollständigen MPX-Signal und 15kHz Tiefpass gefilterten NF-Signal (Autoradio) ermöglicht wurde.

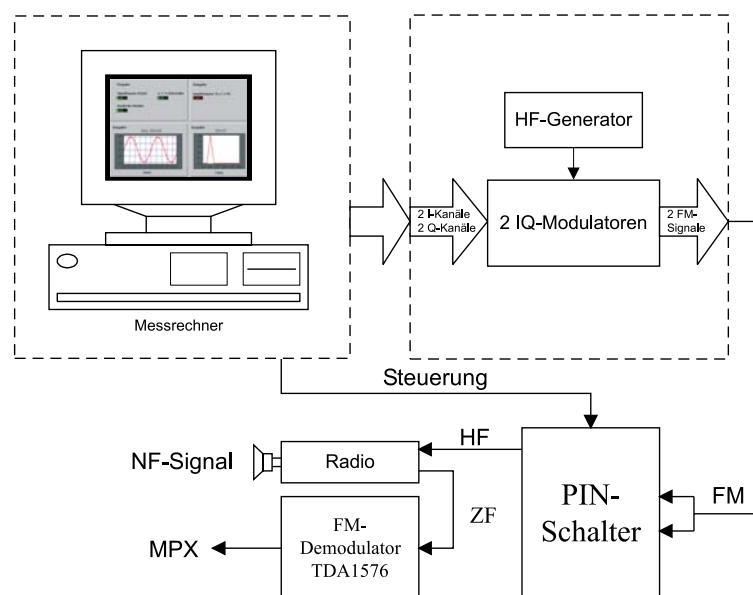


Abbildung 2.1: Messaufbau zur Untersuchung von Schaltvorgängen in FM-Signalen

Als NF-Signal wurde ein Sinussignal mit einer Frequenz  $f_{NF} = 1\text{kHz}$  gewählt. Dadurch wurde gewährleistet, dass durch den Schaltvorgang entstehende Störungen eindeutig zugeordnet werden konnten. Die Schaltzeitpunkte sind variabel und wurden auf das NF-Signal getriggert, so dass immer zum gleichen Zeitpunkt des NF-Signals geschaltet wurde. Dabei wurde mit einer Umschaltfrequenz von  $f_{Schalt} = 100\text{Hz}$  von einem ungestörten FM-Signal zum anderen ebenfalls ungestörten FM-Signal geschaltet. Nachdem die Messung die Simulationsergebnisse bestätigte, erfolgte die weitere Untersuchung mit Hilfe des Simulationsprogramms.

Als Ergebnis der Untersuchung ist fest zu halten, dass es durch den Schaltvorgang zu einer Störung im Demodulationssignal kommt, wenn zwischen FM-Signalen unterschiedlicher Amplitude oder Phase geschaltet wird. Die Störungen treten in Form von Störhubspitzen, wie das MPX-Signal in Abb.2.2 zeigt, auf. Die hohen Frequenzanteile der Störhubspitzen werden durch den im Stereodecoder integrierten  $15\text{kHz}$  Tiefpass herausgefiltert. Durch die Einschwingzeit des Filters verlängert sich die Störzeit und die Höhe der Störhubspitzen verringert (siehe Abb.2.2) sich. Der Unterschied des Zeitpunktes in der Störung und der Versatz der Kurven resultiert aus der Laufzeit der Signale im Tiefpassfilter.

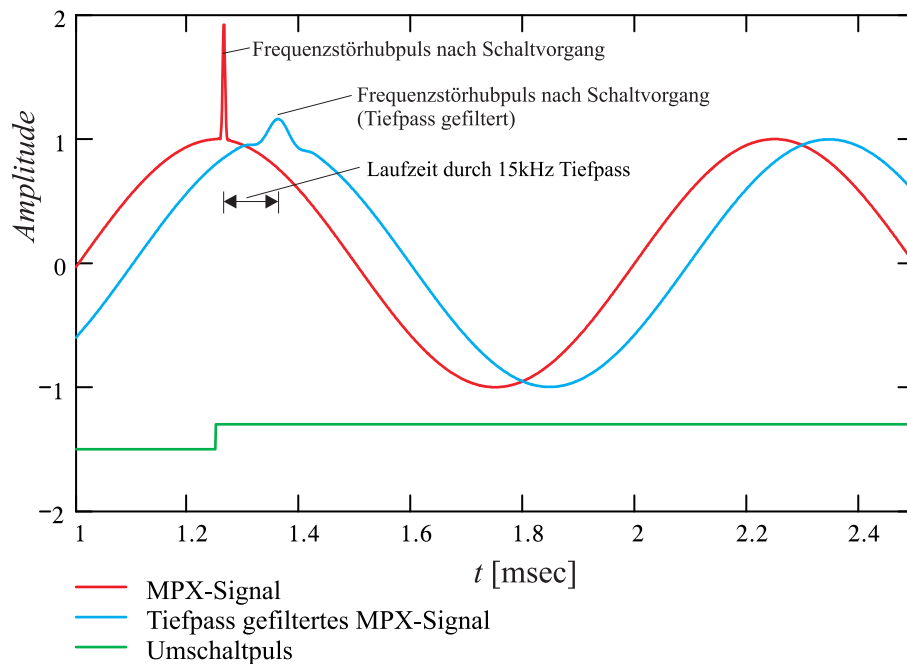


Abbildung 2.2: Ergebnis eines Schaltvorganges: Phase zwischen den HF-Trägern  $\Phi = 40\text{Grad}$ , Hub  $25\text{kHz}$ ,  $f_{NF} = 1\text{kHz}$ , gleiche Amplitude

Der aus einem Schaltvorgang resultierende Störgrad (Energie der Störhubspitzen) hängt von den Phasenverhältnissen und den Amplituden der beiden FM-Signale, zwischen denen geschaltet wird, ab. Je größer der daraus resultierende Phasensprung ist, desto größer ist der Störgrad. Der Störgrad der sich bei einer Umschaltung pro Periode des NF-Signals ergibt, wurde dabei als gemittelte Differenz der Beträge zwischen gestörtem und ungestörtem Signal definiert:

$$U_{effst.} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (U_{stoer}(t) - U_{Nutz}(t))^2 \cdot dt} \quad (2.1)$$

$$\text{Störgrad} = \frac{U_{effst.}}{U_{Nutz}/\sqrt{2}} \quad (2.2)$$

Auf Grund der dichten räumlichen Anordnung der Antennen an einem Kraftfahrzeug ergeben sich für den FM-Empfang ( $\lambda = 3m$ ) einer aus einer Richtung einfallenden ebenen Welle Phasenunterschiede des HF-Trägers von 0- bis maximal 360-Grad. Deutlich größere Phasenunterschiede sind dann denkbar, wenn beispielsweise auf Grund der unterschiedlichen Richtcharakteristiken der Antennen im gestörten Wellenfeld unterschiedliche Echos empfangen werden. Dies würde einer Mehrwegeempfangssituation mit großen Laufzeitunterschieden  $\tau > 3\mu s$  entsprechen.

Neben den Phasenunterschieden  $0^\circ - 360^\circ$  werden im darauffolgenden Abschnitt die Amplitudenverhältnisse der Signale betrachtet.

## 2.1 Schaltvorgänge bei Phasenunterschieden 0- 360-Grad und gleicher Amplitude

An dieser Stelle werden Schaltvorgänge zwischen Antennensignalen mit Phasenunterschieden von  $0^\circ$ - $360^\circ$  analysiert. Die Amplituden zwischen den zu schaltenden Signalen FM1 und FM2 sind gleich.

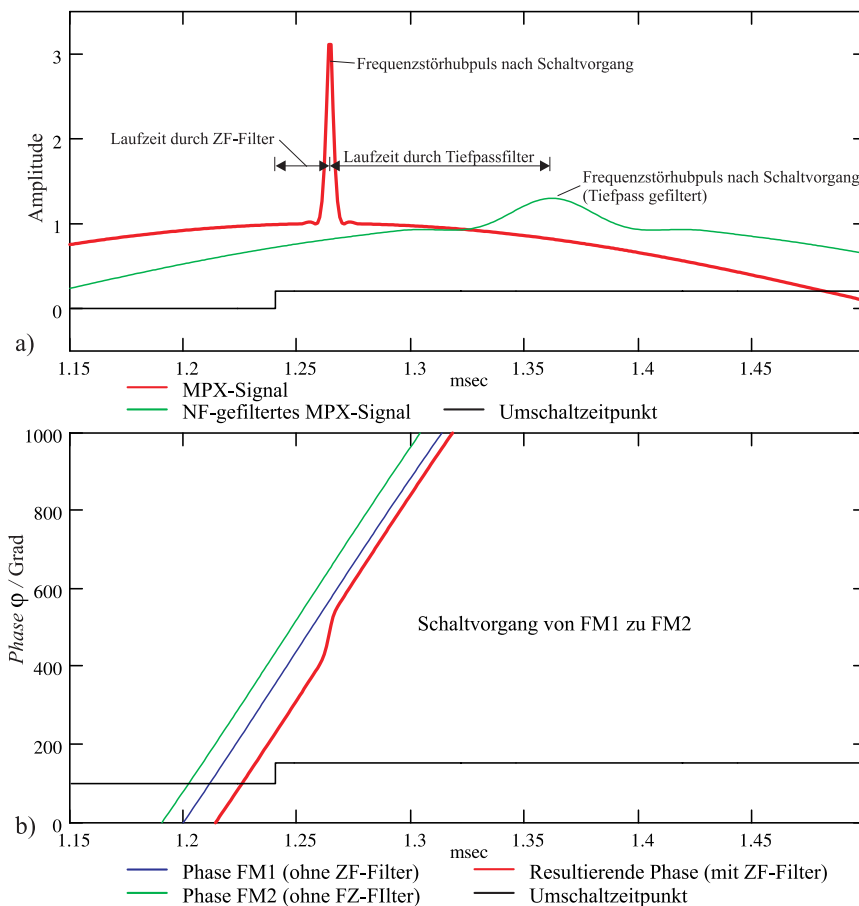


Abbildung 2.3: Ergebnis eines Schaltvorganges: a) Verlauf der NF-Signale b) HF-Phasen; Parameter:  $\Phi = 80$ -Grad, Hub 25kHz; Resultierende Phase durch ZF-Filter verzögert

In der Abb. 2.3 ist beispielhaft für die folgenden Untersuchungen der Schaltvorgänge der Verlauf der FM-Phasen und das aus dem Schaltvorgang resultierende gestörte MPX-Signal und NF-Signal dargestellt.

Abb. 2.3 b) zeigt den Verlauf der FM-Phasen der zu schaltenden Signale FM1 und FM2 vor dem ZF-Filter im Basisband. Die Darstellung vor dem ZF-Filter wurde der Übersicht wegen gewählt, so dass die aus dem Schaltvorgang resultierende Phase nicht abgedeckt wird. Der sich somit in der Darstellung ergebende zeitliche Versatz zwischen den Signalen FM1, FM2 und der resultierenden Phase, ergibt sich somit aus der Laufzeit durch das ZF-Filter.

In Folge des Schaltvorganges vom Signal FM1 zu Signal FM2 kommt es zu einem Phasensprung aus dem im FM-demodulierten Signal (MPX-Signal) ein Störhubpuls resultiert (s. Abb.2.3 a). Durch die Bandbegrenzung des geschalteten FM-Signals im ZF-Filter, kommt es hier jedoch zu einem verzögerten Phasenübergang (siehe resultierende Phase Abb.2.3b). Dadurch wird der maximale Frequenzhub im FM-Modulator begrenzt, wodurch die maximale Höhe des Störhubpulses im MPX-Signal begrenzt wird und sich gleichzeitig die Breite des Störhubpulses vergrößert.

Durch den Einsatz von Tiefpassfiltern in den Empfängern wird die Höhe des Störhubpulses nochmals reduziert (siehe 2.3 a). Somit ist der Störgrad des NF-Signals deutlich geringer als der des MPX-Signals.

Neben den Phasenunterschieden, die durch die räumliche Anordnung der Antennen hervorgerufen wird, wurde der Einfluss des Modulationssignals untersucht. Dazu wurde, bezogen auf die Periode  $T_{NF}$  des Sinussignals, der Umschaltzeitpunkt im Bereich von  $t=0$  bis  $T_{NF}/2$  variiert. Dabei ergab sich je nach Umschaltzeitpunkt, aufgrund der unterschiedlichen Momentanphase des FM-Signals, ein unterschiedlicher Störgrad. Die Abb.2.4 zeigt jedoch, dass die Störgradunterschiede sehr gering sind und daher vernachlässigt werden können.

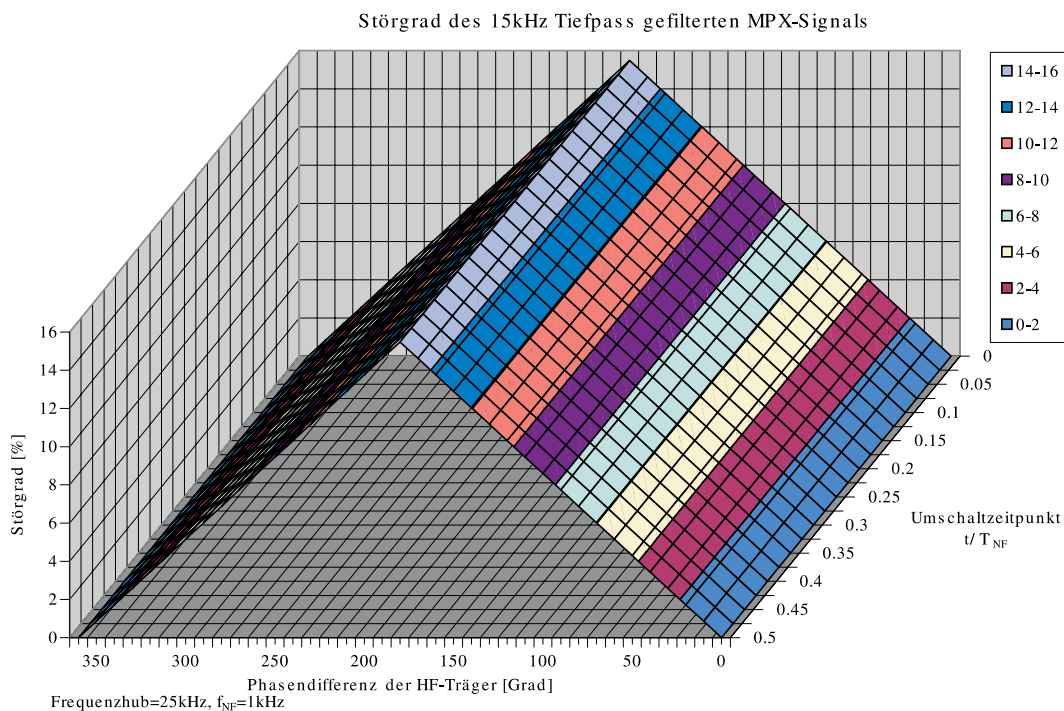


Abbildung 2.4: Berechneter Verlauf des phasenabhängigen Störgrades; Parameter: Tiefpassfilter 15 kHz



Neben den Umschaltzeitpunkten wurden die Phasenunterschiede zwischen den HF-Trägern im Bereich von  $0 - 360^\circ$  variiert. Die Untersuchung zeigte, dass mit steigenden Phasenunterschieden von  $\Phi = 0 - 180^\circ$  zwischen den HF-Trägern der Störgrad zunimmt, wobei sich ein Maximum bei  $180^\circ$  von 15,5% ergibt (s. Abb.2.4). Im Bereich von  $\Phi = 180 - 360^\circ$  nimmt der Störgrad wieder ab.

Bei den bisherigen Untersuchungen wurde jeweils von einem Schaltvorgang je Sinusschwingung ausgegangen. Somit ist auch der erhebliche Störgrad mit Maximalwerten von 15,5% zu erklären. Bezieht man den Störgrad allerdings auf die tatsächliche Aktivität eines realen Scanning-Diversitysystems ergeben sich deutlich geringere Werte. Die Untersuchungen in den nachfolgenden Abschnitten ergaben eine mittlere Schaltaktivität im Bereich von 20 bis 100Hz. Bezieht man diese Werte auf die Periode der untersuchten Sinusschwingung der Frequenz  $f_{NF} = 1\text{kHz}$ , so kann der Störgrad um den Faktor 50 (20Hz) bzw. um den Faktor (100Hz) 10 nach unten korrigiert werden. Der sich nun ergebene Störgrad von 0,3% bzw 1,5% fällt somit deutlich geringer aus.

## 2.2 Schaltvorgänge zwischen Signalen unterschiedlicher Amplitude aber gleicher Phase

Hier wurden, abweichend vom vorangestellten Abschnitt, die Amplituden der HF-Träger variiert. Die Phasenunterschiede zwischen den HF-Trägern wurden zu  $0^\circ$  gewählt. Der Einfluß des Modulationssignals wurde wie im vorangestellten Abschnitt untersucht.

Da der FM-Empfang unabhängig von der Amplitude des HF-Trägers ist, solange ein ausreichender Empfangspegel zur Verfügung steht, sollten Amplitudensprünge des HF-Trägers keinen Einfluss auf die Signalqualität haben. Aufgrund des in jedem FM-Empfänger verwendeten ZF-Filters kommt es jedoch auf Grund von Einschwingvorgängen des ZF-Filters zu einer sogenannten AM-FM-Konversion, die sich hier in einem Störhubpuls im demodulierten MPX-Signal äussert. Betrachtet man das MPX-Signal in Abb.2.5, so erkennt man deutlich das Einschwingverhalten.

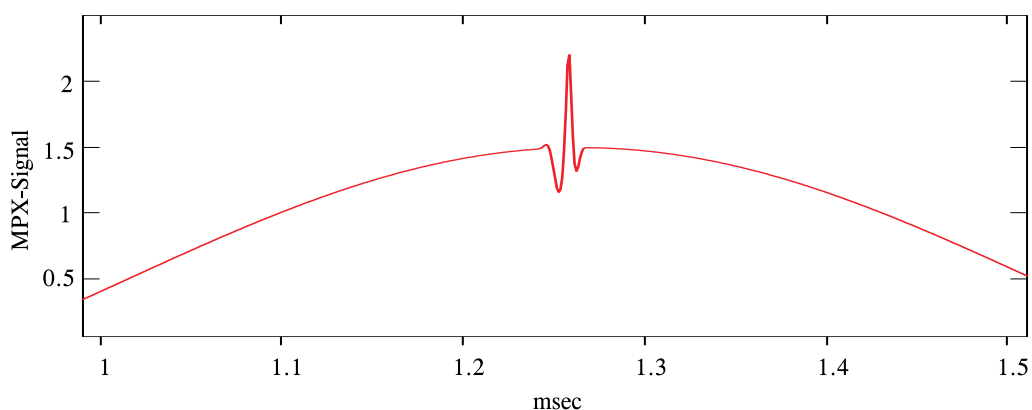


Abbildung 2.5: Berechneter Verlauf des MPX-Signals nach einem Schaltvorgang; Parameter: Amplitudenunterschied 15dB, FM-Hub 25kHz, NF:Sinus  $f = 1\text{kHz}$ , ohne 15kHz TP-Filter

Das Ergebnis der Untersuchung ist in Abb. 2.6 dargestellt. Es zeigte sich, dass mit steigender Amplitudendifferenz zwischen den HF-Trägern der Störgrad zunimmt. Im Gegensatz

zur vorhergehenden Untersuchung gilt, dass der Störgrad vom Modulationsinhalt abhängt. Je größer die Momentanfrequenz des FM-Signals zum Umschaltzeitpunkt ist, umso größer ist der resultierende Störgrad. Trägt man beispielsweise, wie in Abb.2.6, den Störgrad über eine halbe Periode einer Sinusschwingung auf, so sieht man, dass sich an den Stellen mit der höchsten Momentanfrequenzauslenkung der größte Störgrad ergibt.

Ein Vergleich der Abbildungen 2.4 und 2.6 (man beachte die Skalierung der y-Achsen) zeigt deutlich, dass die Störungen durch Umschaltvorgänge mit Amplitudenunterschieden nur eine untergeordnete Rolle gegenüber Umschaltvorgängen mit Phasenunterschieden spielen.

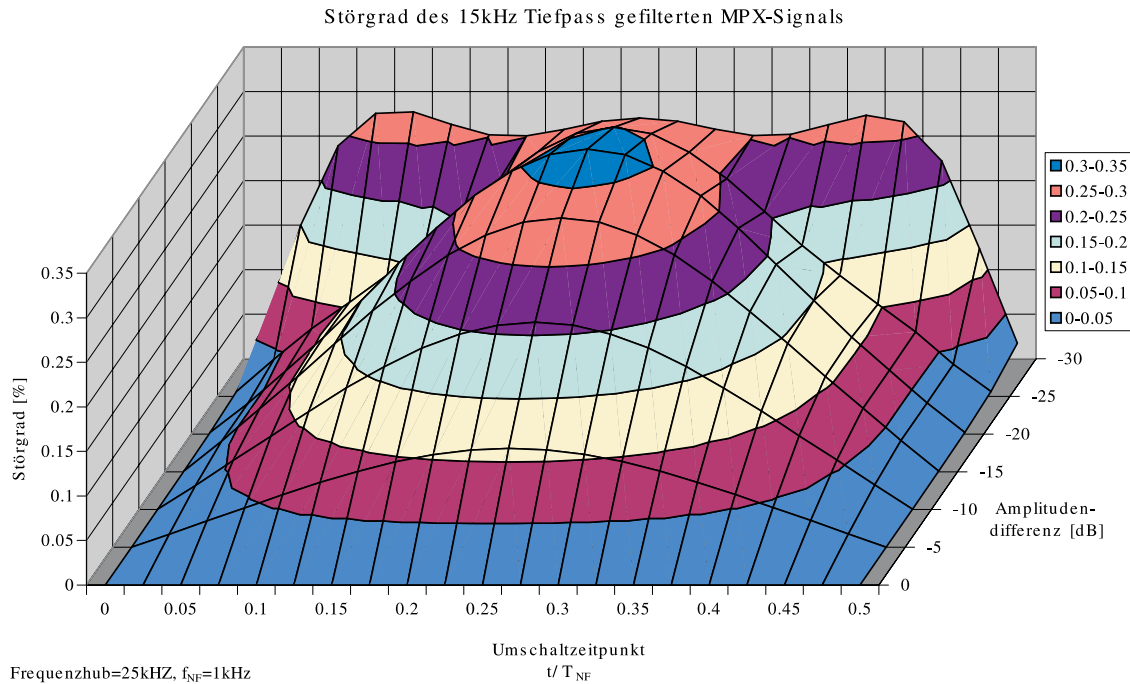


Abbildung 2.6: Berechneter Verlauf des Störgrades in Abhängigkeit der Signalamplituden und des Umschaltzeitpunktes; Parameter: FM-Hub: 25kHz, NF:Sinus  $f = 1\text{kHz}$

## 2.3 Reduktion der Schaltstörungen

Zur Reduktion von Störeinflüssen in Kraftfahrzeugen wurden in der Vergangenheit so genannte Automatische Stör Unterdrückungen (ASU) in Autoradios eingesetzt. Die Vorteile, die mit einer ASU erreicht werden können, sind erheblich. Ursprünglich war die ASU dazu gedacht, um Zündstörungen aus dem eigenen Kraftfahrzeug zu unterdrücken. Natürlich hilft die ASU nicht nur bei Störimpulsen aus dem eigenen Kraftfahrzeug, sondern es werden auch solche von anderen Störquellen unterdrückt. Der Wirkungsbereich der ASU ist also universell auf viele Störquellen ausgerichtet.

Die ASU greift dazu direkt in den Nutzsignal-Zweig ein und unterbricht diesen für die Dauer einer Störung. Es wird sozusagen der Störimpuls aus dem Nutzsignal heraus geschnitten. Die ASU darf daher nicht mit Stummschaltungen (Muting) verwechselt werden, die lediglich die Lautstärke reduzieren.

Grundsätzlich könnte die ASU in allen Stufen eines Autoradios eingefügt werden. Sinnvollerweise erfolgt der Einsatz in der Regel hinter dem Stereodecoder, da hier nur noch

niederfrequente Signale verarbeitet werden.

Zur Beseitigung der Störungen sind verschiedene Strategien denkbar. In der Vergangenheit kamen so genannte „Sample and Hold“ Schaltungen zum Einsatz. Dabei erfolgt nach Triggerung der ASU ein Festhalten des Signals, wie in Abb.2.7 b) dargestellt.

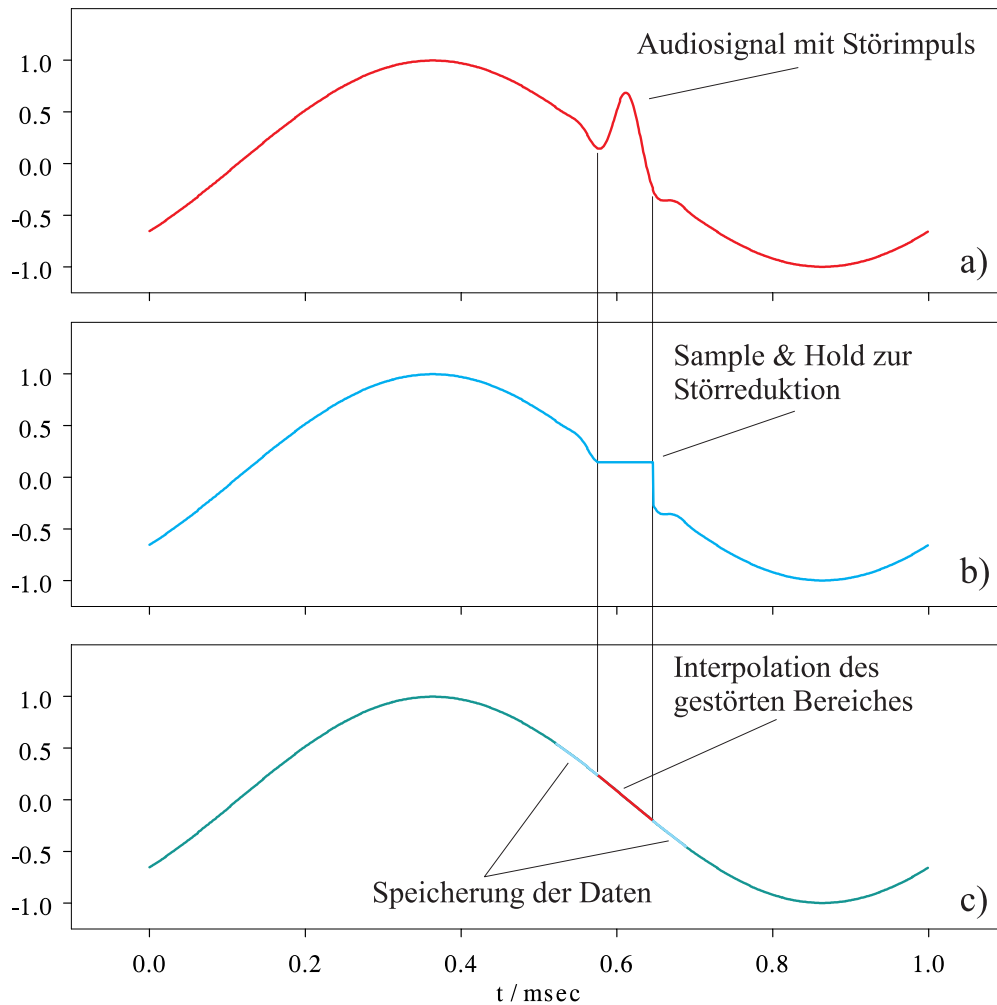


Abbildung 2.7: a) gestörtes Signal; Störreduktion durch: b) Sample and Hold, c) Interpolation

Die Haltedauer sollte je nach Art der Störung variabel sein. Führt man ein „Sample and Hold“ bei einem ungestörten Signal durch, so ergeben sich in Abhängigkeit von der Lautstärke und vom Inhalt des Signals (Musik, Sprache usw.) maximale Haltezeiten, bis zu denen keine Störung wahrgenommen werden kann. Für ein Sinussignal der Frequenz  $f = 1\text{kHz}$  ergibt sich eine maximale Haltezeit von  $15\mu\text{sec}$  [34], dies entspricht einem Störgrad von 0,5 %. Für Musik ergibt sich eine maximale Haltedauer von  $40\mu\text{sec}$ . Um optimale Ergebnisse zu erzielen, muss der Samplezeitpunkt auf die Signallaufzeit optimiert werden. Auf diese Art und Weise ist eine deutliche Reduzierung der Störenergie möglich.

Mit dem Einzug der Digitaltechnik in die Empfängertechnik sind andere ASU-Strategien möglich. Hier sind beispielsweise Interpolationen des Signals während der Dauer der Störung realisierbar. Dazu muss allerdings eine Speicherung des Signals erfolgen. Da der Bereich vor und nach der Störung bekannt ist, lässt sich der Bereich der Störung interpolieren (Abb.2.7 c).

Die Praxis zeigt nun, dass Störungen, die durch Umschaltvorgänge zwischen Antennensignalen hervorgerufen werden durch den Einsatz der ASU minimiert werden können. Dabei ist es von großer Bedeutung die Schaltstörung richtig zu detektieren und die ASU richtig zu triggern. Dies geschieht meist dadurch, dass Energieanteile im über dem Basisband liegenden Frequenzbereichen ausgewertet werden und damit die ASU getriggert wird.

Die Auswertesicherheit reduziert sich jedoch bei Eingangssignalen mit niedrigen HF-Pegeln, also in Schwachsignalgebieten, da die schon etwas verrauschten Eingangssignale und die damit verbundenen Spektralanteile ebenfalls die ASU triggern. Es ist daher hilfreich, die ASU gezielt zu triggern, damit bei Antennenumschaltvorgängen stets eine geeignete Störaustastung ausgelöst wird.

### 2.3.1 Verbesserungspotential der ASU

In Abschnitt 2.1 und 2.2 wurde der sich ergebende Störgrad in Folge von Schaltvorgängen untersucht. Dabei ergaben sich zum Teil erhebliche Störgrade. Im Folgenden soll nun das Verbesserungspotential der ASU am Beispiel der Schaltvorgänge aus Abschnitt 2.1 gezeigt werden. Dazu wurden die Rechenmodelle um 2 mögliche ASU-Varianten „Sample and Hold“ und „Interpolation“ erweitert. Bei der Berechnung wurde immer vom optimalen Triggerzeitpunkt der ASU ausgegangen.

#### „Sample and Hold“

Abb.2.8 zeigt den sich ergebenden Störgrad mit dem „Sample and Hold“-Verfahren. Ein Vergleich mit Abb.2.4 zeigt, dass der Störgrad weniger abhängig vom Phasenverhältnis der HF-Träger, zwischen denen geschaltet wird, ist. Vielmehr hängt jetzt der Störgrad vom Umschaltzeitpunkt bezogen auf das sinusförmige Modulationssignal ab. Betrachtet man das verwendete Sinussignal, so wird der Zusammenhang schnell klar. Erfolgt beispielsweise ein „Sample and Hold“ im Scheitelpunkt des Sinussignals, so fällt die Abweichung zum ungestörten Signal gegenüber einem „Sample and Hold“ im Nulldurchgang des Sinussignals deutlich geringer aus. Zusätzlich kann festgestellt werden, dass der maximale Störgrad mit 11% deutlich gesenkt werden konnte.

Abschließend bleibt festzuhalten, dass der Einsatz eines „Sample and Hold“ zu einer Reduktion der Schaltstörungen führt. Der Gewinn hängt jedoch vom Verlauf des NF-Signals ab.

#### Interpolation:

Abb. 2.9 zeigt den sich ergebenden Störgrad, wenn während der Stördauer das Signal interpoliert wird. Hier ergibt sich ein maximaler Störgrad von 0,33% für einen Schaltvorgang. Gegenüber der Entstörung mit dem „Sample and Hold“-Verfahren stellt dies einen derart großen Gewinn dar, dass Schaltstörungen praktisch ausgeblendet werden. Somit ist es unnötig die Abhängigkeit des Störgrades von der HF-Phase und Signalinhalt zu diskutieren.

## 2.4 Störungen in Folge von Prüfvorgängen

Bei den vorangestellten Untersuchungen wurde nur der Schaltvorgang an sich betrachtet. Dazu wurde zwischen 2 ungestörten Signalen umgeschaltet. Im Diversitybetrieb wird ein

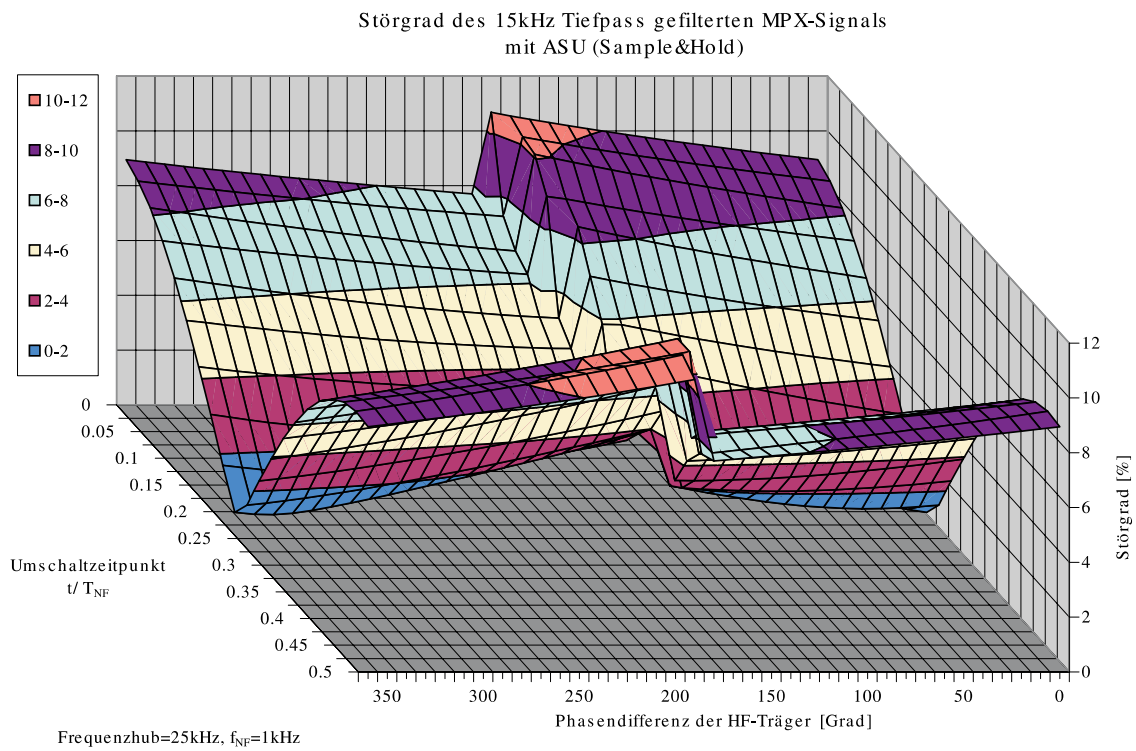


Abbildung 2.8: Berechneter Verlauf des phasenabhängigen Störgrades; Parameter: ZF-Bandbreite 150kHz, Hub 25kHz, optimaler Zeitpunkt und Haltedauer

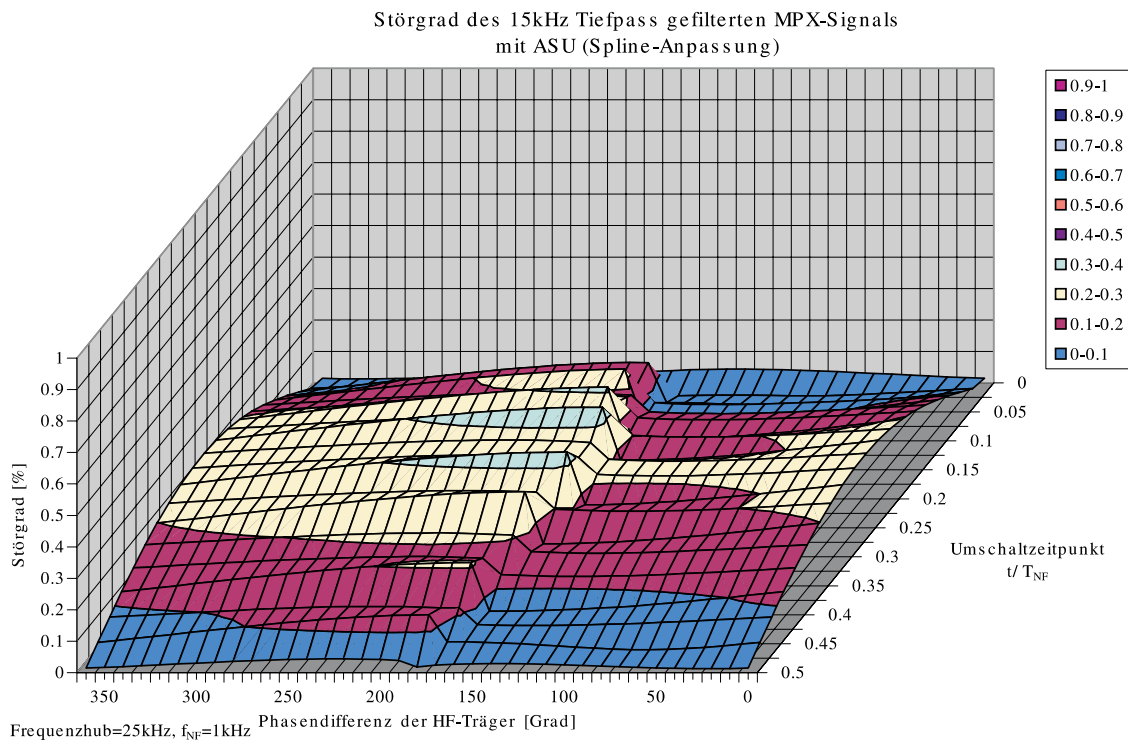


Abbildung 2.9: Berechneter Verlauf des Phasenabhängigen Störgrades; Parameter: ZF-Bandbreite 150kHz, Hub 25kHz

Schaltvorgang nur in Folge einer aufkommenden Störung initiiert. Im Idealfall ist das Signal, auf das umgeschaltet wird, weniger gestört. Davon kann jedoch nicht immer ausgegangen werden. So entstehen neben den Störungen, die vom Schaltvorgang an sich herrühren additiv Störungen, wenn z.B. von einem wenig gestörten Signal zu einem stärker gestörten Signal geschaltet wird. In der Regel wird dann zwar sofort weiter geschaltet, allerdings verweilt das System für die Prüfzeit auf der schlechteren Antenne, bis das System die schlechte Signalqualität erkennt. Im ungünstigsten Fall werden alle Antennen durchgeprüft, so dass also für die Prüfzeit auch schlechtere Antennen gewählt werden. Durch den Einsatz einer ASU kann nur die durch den Schaltvorgang an sich hervorgerufene Störung eliminiert werden, weil die Stördauer nur einige  $\mu s$  besträgt. Die Abb. 2.10 zeigt beispielhaft einen solchen Suchvorgang nach der besten Antennen. Man erkennt deutlich zu Beginn des Suchvorganges das von einem ungestörten Signal zu einem gestörten Signal geschaltet wird. Um in der Darstellung die Störung sichtbar zu machen, wurde die Antennensignale 2, 3 und 4 mit einem Rauschen mit jeweils unterschiedlicher Amplitude überlagert, so dass in dem dargestellten demodulierten Signal eine Rauschstörung sichtbar wird. Um die Störung optisch hervorzuheben verbleibt das System in diesem Beispiel für die Dauer von  $T_{Pruef} = 100\mu sec$  auf der gestörten Antenne. Da in realen Systemen Prüfzeiten von nur  $T_{Pruef} = 25\mu sec$  erforderlich sind, sind die Störzeiten entsprechend kürzer. Die verbleibenden Reststörungen müssen allerdings bei Scanning-Diversitysystemen in Kauf genommen werden. Aus diesem Grund ist es unter anderem von großer Bedeutung die Diversitystrategien so zu gestalten, dass eine minimale Zahl von Suchvorgängen nach der besten Antenne erreicht wird.

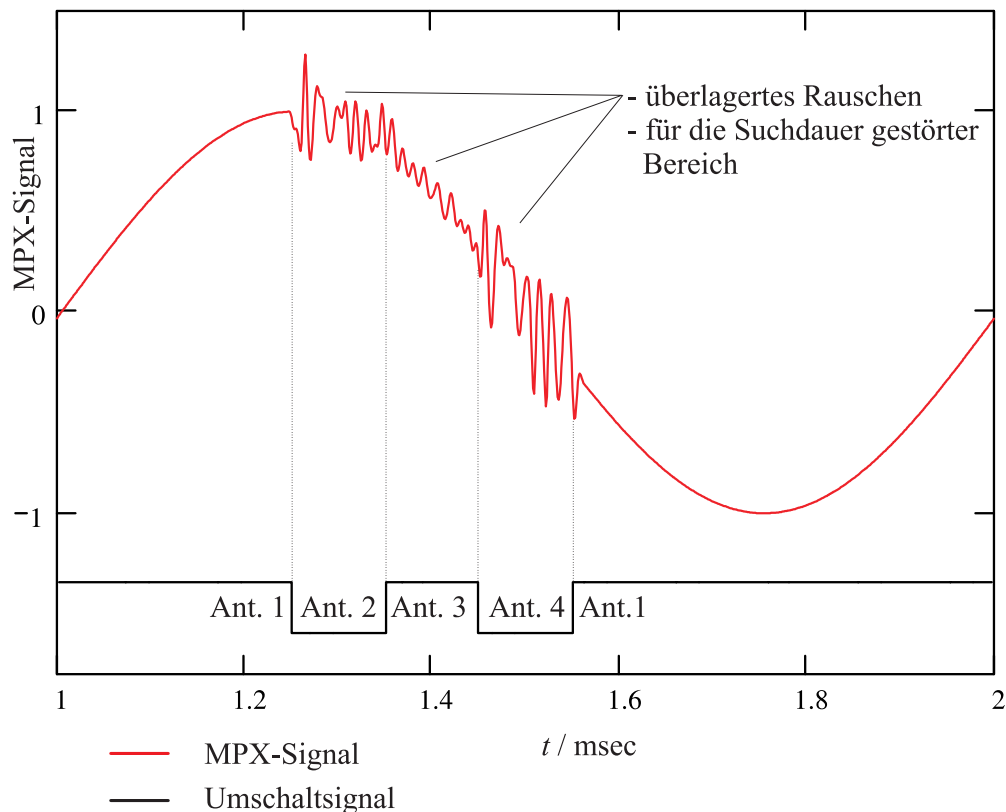


Abbildung 2.10: Berechneter Suchvorgang nach der besten Antenne; Parameter: FM-Hub: 25kHz, NF:Sinus  $f = 1\text{kHz}$ ; Überlagerung der Antennensignale 2, 3 und 4 mit einem Rauschen

## 2.5 Zusammenfassung

Abschließend ist anzumerken, dass Schaltstörungen wie sie in Scanning-Diversitysystemen auftreten wirksam durch den Einsatz einer ASU minimiert werden können. Dabei ist zu beachten, dass neben der geeigneten ASU-Strategie die maximal mögliche Verbesserung durch die ASU nur dann erreicht werden kann, wenn diese zum richtigen Zeitpunkt getriggert wird. Dies setzt allerdings einen geeigneten Störungsdetektor voraus. Da die ASU, wie Eingang schon ausgeführt, universell alle Störungen beseitigen soll, ist die ASU in der jetzigen Ausführungsform nur bedingt geeignet, Störungen durch Schaltvorgänge zu reduzieren. Insbesondere in Pegelbereichen kleiner  $20dB\mu V$  kommt es in Schaltdiversitysystemen, zu einer erhöhten Schaltaktivität. Da in diesem Pegelbereich die ASU durch Rauschen oder andere Störungen getriggert wird, werden Störungen durch Schaltvorgänge nicht optimal ausgeblendet. Hier wäre eine Kopplung zwischen Diversitysystem und Radio wünschenswert.

Einschränkend muss noch angeführt werden, dass nur die Störung durch den Schaltvorgang an sich minimiert werden kann, nicht aber Störungen, die durch Einschalten einer Antenne mit im Umschaltmoment gestörten Empfangssignalen hervorgerufen werden.





# Kapitel 3

## Eigenschaftanalyse eines Störungsdetektors mit extrem kurzer Reaktionszeit

Im Folgenden wird das Verhalten der schnellen Störungsdetektoren in verschiedenen Empfangssituationen analysiert, um heraus zu finden, wann schnelle Störungsdetektoren noch verbesserungsfähig sind. Die für die verschiedenen Empfangssituationen erforderlichen Testsignale werden mit Hilfe des unter Kap. 5 erstellten Simulationsprogramms generiert. Die Analyse bezüglich

- der Reaktionszeit auf eine Störung,
- der Schalthäufigkeit,
- der Zeit zwischen den Schaltvorgängen,
- und der Anzahl der „Scanvorgänge“

erfolgt mit Hilfe des unter Kap. 6 vorgestellten Messsystems. Als Scanvorgang wird dabei der Vorgang bezeichnet, bei dem innerhalb von 1 msec alle Antennen nacheinander eingeschaltet werden und im Ergebnis wieder die Startantenne gewählt wird und somit keine neue Entscheidung getroffen wurde. Die Analyse erfolgte sowohl im Labor als auch auf Testfahrten in einem Kraftfahrzeug, wozu als Testfahrzeug ein Fahrzeug einer gehobenen Baureihe mit excellentem Soundsystem zur Verfügung stand. Neben den oben genannten Parametern wurde auch der subjektive Klangeindruck bewertet.

Als Ergebnis der Analyse wurde das Verhalten der schnellen Störungsdetektoren in verschiedenen Empfangssituationen bewertet.

### 3.1 Reaktionszeit bei Mehrwegeempfangsstörungen

Zu Beginn der Untersuchungen wurde die Reaktionszeit des Schaltdiversitys auf Mehrwegeempfangsstörungen untersucht. Dazu wurde dem Schaltdiversity ein ungestörtes FM-Signal zugeführt. Als Modulationssignal diente ein Sinussignal der Frequenz  $f_{NF} = 1\text{kHz}$ . Der Modulationshub betrug 25kHz. Dieses ungestörte FM-Signal wurde durch ein Mehrwegeempfangs gestörtes Signal gleicher Modulation ersetzt, so dass ein sprungartiger Übergang

zwischen ungestörtem und gestörtem Signal erfolgte. Das Mehrwegesignal wurde durch Überlagerung von zwei FM-Signalen mit einer Laufzeitdifferenz von  $\tau = 40\mu\text{sec}$  und einem Amplitudenverhältnis von 1 generiert. Auf diese Art wurde ein Schaltvorgang durch das Schaltdiversitysystem provoziert. Die Zeit zwischen aufkommender Störung und Reaktion wurde gemessen und kann mit  $3\mu\text{sec}$  angegeben werden. Die kurze Reaktionszeit macht es sehr wahrscheinlich, dass derart gestörte Antennen vermieden werden.

Abb.3.1 zeigt das Oszillogramm des oben beschriebenen Vorganges. Es wurden das demodulierte NF-Signal (roter Graph), das Pegel-Signal (grüner Graph) und der Umschaltimpuls (schwarzer Graph) des Schaltdiversitysystems aufgezeichnet. Im oberen Teil des Oszillogramms ist der gesamte zeitliche Verlauf von aufkommender Störung über die Reaktion des Schaltdiversitysystems bis zum ungestörten Signal dargestellt. Im unteren Teil wird ein Bildausschnitt mit einbrechendem Pegelsignal und Störhubspitze im MPX-Signal gezeigt. Die steigende Flanke des schwarzen Graphen kennzeichnet den Zeitpunkt des Umschaltens des Schaltdiversitysystems. Misst man den zeitlichen Abstand zwischen der steigenden Flanke des Umschaltimpulses und Beginn des Störhubpulses im MPX-Signal, so kann man die Reaktionszeit des Schaltdiversitysystems angeben.

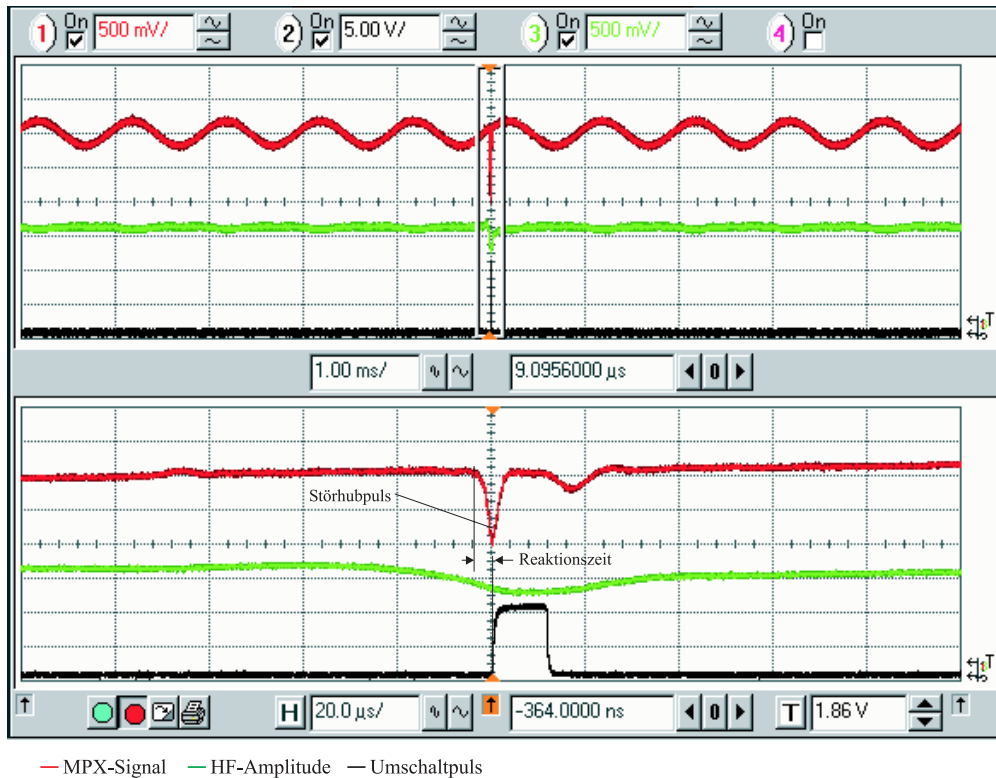


Abbildung 3.1: Reaktion des Schaltdiversity auf eine Mehrwegeempfangsstörung

### 3.1.1 Verhalten im Rayleighfeld bei Schwachsignal

Im bewegten Fahrzeug ergeben sich auf Grund von Rayleigh-Fading HF-Pegeleinbrüche bis zu 40dB. In diesen Einbrüchen kann es bei nicht ausreichendem mittleren Pegel bedingt durch das Außenrauschen und das Empfängerrauschen zum aufrauschen oder zum Unterschreiten der Detektionsschwelle des Empfängers kommen. Die Pegelbruchgeschwindigkeit hängt dabei unmittelbar von der Fahrzeuggeschwindigkeit ab.

Im Folgenden wird untersucht, ob ein reales schnell reagierendes Schaltdiversitysystem Störungen dieser Art vermeidet. Dazu wurde dem Schaltdiversitysystem ein FM-Signal mit Rayleigh-Verlauf zugeführt. Als Modulationssignal diente ein Sinussignal der Frequenz  $f_{NF} = 1\text{kHz}$ . Der Modulationshub betrug  $30\text{kHz}$ . Die Fahrzeuggeschwindigkeit  $v$  wurde variiert. Es wurden Untersuchungen bei  $v = 10, 30, 50$  und  $100\text{km/h}$  durchgeführt.

Die Abb.3.2 wurde beispielhaft ausgewählt, um das prinzipielle Verhalten des schnellen Störungsdetektors zu zeigen. Der obere Ausschnitt des Oszillogramms zeigt den gesamten zeitlichen Ablauf der aufkommenden Störung. Aufgrund der großen zeitlichen Ablenkung im Oszillographen ist hier nur die Einhüllende des MPX-Signals zu erkennen. Man erkennt aber dennoch deutlich dass es mit fallendem HF-Pegel des Antennensignals (grüner Graph) zu einem aufrauschen des MPX-Signals kommt. Dies wird auch durch den vergrößerten unteren Bildausschnitt deutlich in dem eindeutig das MPX-Signal von einem Rauschen überlagert ist.

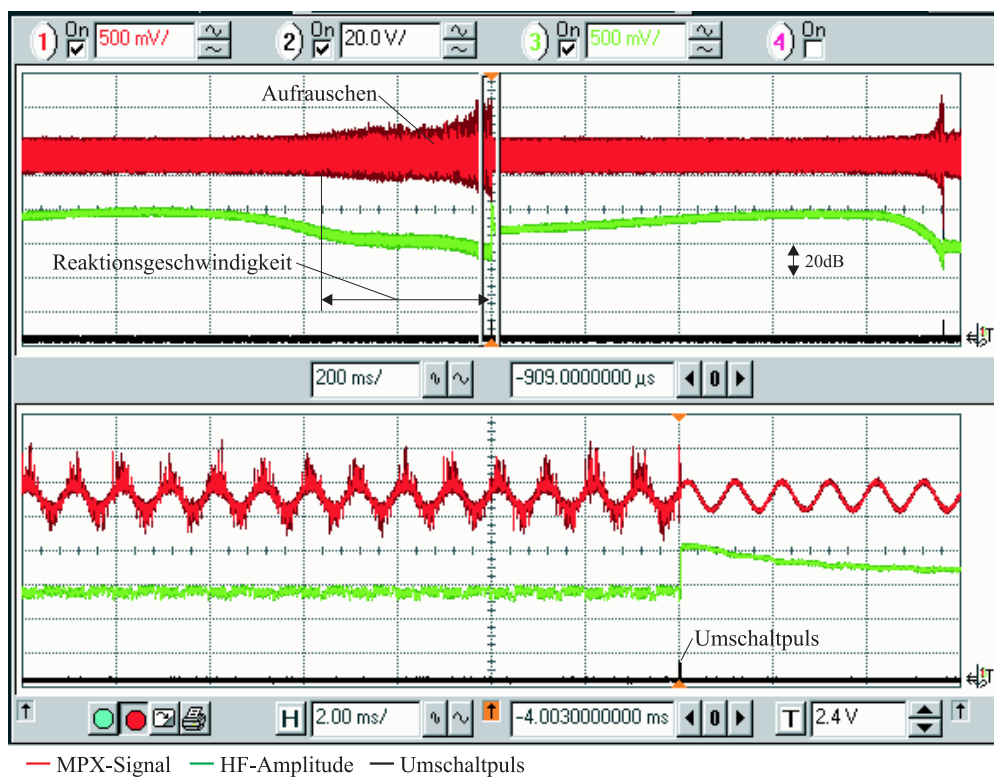


Abbildung 3.2: Reaktion des Schaltdiversity auf Rayleigh-Fading; Parameter: Fahrzeuggeschwindigkeit  $10\text{km/h}$

Aus der Abbildung geht weiter hervor, dass der Umschaltvorgang bei einer solchen Störung durch ein schnelles Schaltdiversity erst dann erfolgt, wenn durch das Rauschen Störhubspitzen im MPX- und Pegelsignal auftreten. Dieses Verhalten ist durch das Störkriterium, welches das gleichzeitige auftreten von Amplitudenmodulation im HF-Zweig und Störhubspitzen im NF-Zweig auswertet, vorgegeben. Liegt also keine weitere Störung vor, die dieses Kriterium erfüllt, so wird es in solchen Empfangssituationen immer zu einem wahrnehmbaren aufrauschen im Empfänger kommen.

Die Reaktionsgeschwindigkeit des schnellen Störungsdetektors hängt dabei unmittelbar von der Einbruchgeschwindigkeit des Pegels und damit von der Fahrzeuggeschwindigkeit

ab und liegt im Bereich von  $4 - 150\text{msec}$ . Dies liegt daran, dass bei höheren Fahrzeuggeschwindigkeiten bei einer Fahrt durch ein Rayleighfeld der HF-Pegel schneller einbricht. In Folge dessen kommt es schneller zu dem oben beschriebenen Aufrauschen und der schnelle Störungsdetektor schaltet eher. Der schnelle Störungsdetektor schaltet also bei der gleichen Rauschschwelle, welche aber bei den unterschiedlichen Fahrzeuggeschwindigkeiten zu einem anderen Zeitpunkt erreicht wird.

## 3.2 Schalthäufigkeit

Zur Ermittlung des Schaltverhaltens eines schnellen Störungsdetektors wurden zahlreiche Messfahrten durchgeführt. Dazu wurden während der Messfahrten die Schaltzustände der einzelnen Antennen mit dem Aufzeichnungssystem aus Kap.6 aufgezeichnet. Abb.3.3 zeigt repräsentativ für eine große Anzahl von Messfahrten die statistische Auswertung für zwei Empfangsfrequenzen. Die Abbildungen zeigen die Verteilung der Schalthäufigkeit als Funktion vom Abstand zwischen 2 Schaltvorgängen. Der minimale Abstand ist durch die Reaktionszeit des Schaltdiversity gegeben und beträgt  $20\mu\text{s}$ . Zusätzlich wurde aus den vorliegenden Daten die Scanaktivität berechnet, welche die Anzahl unnötiger Schaltvorgänge beschreibt.

Um die Störhäufigkeit, die bei dieser Fahrzeuggeschwindigkeit durch Rayleigh-Fading hervorgerufen würde, zu kennzeichnen, wurde an der entsprechenden Stelle eine Linie mit der Bezeichnung  $\lambda/2$  eingefügt.

Für Empfangspegel größer  $40\text{dB}\mu\text{V}$  (Abb.3.3 b)) verhält sich der schnelle Störungsdetektor entsprechend den Erwartungen. Unnötige Schaltvorgänge liegen in der Größenordnung kleiner 10%. Gestörte Antennensignale werden zielsicher vermieden.

Im Gegensatz dazu kommt es bei Empfangspegeln kleiner  $20\text{dB}\mu\text{V}$  (Abb.3.3 b)) zu einer Vielzahl unnötiger Schaltvorgänge. Diese können mit größer 40% beziffert werden. Die erhöhte Schaltaktivität kann zum Teil in Form von Knistern wahrgenommen werden. Dennoch führt der Einsatz des schnellen Störungsdetektors zu einem Aufschaltverhalten zu Gunsten der besten Antenne.

## 3.3 Verhalten bei Empfang in gut versorgten Gebieten

Der Empfang in gut versorgten Gebieten meint den Empfang von Signalen mit einem mittleren Empfangspegel von größer  $40\text{dB}\mu\text{V}$ . Im Fall kleiner Laufzeitdifferenzen ( $\tau < 1\mu\text{s}$ ) werden nach [3] keine Modulationsverzerrungen verursacht. Es dürfte somit zu keiner Empfangsstörung kommen. Aufgrund von Rayleigh-Fading kommt es im bewegten Fahrzeug zu Pegeleinbrüchen bis zu  $40\text{dB}$ . Führt der Pegeleinbruch zum Unterschreiten der FM-Detektionsschwelle, die durch das Außenrauschen und das Empfängerrauschen bedingt ist, so äußert sich dies durch Aufrauschen des Empfängers.

Das grundsätzliche Verhalten eines schnellen Störungsdetektor in solchen Empfangssituationen wurde im Abschnitt 3.1.1 untersucht. Die dort gemachten Erfahrungen konnten hier bestätigt werden.

Der Klangeindruck kann als brilliant bezeichnet werden. Der schnelle Störungsdetektor wählt sicher die beste Antenne. Dies wird durch den prozentualen Anteil der Scanvorgänge an den Schaltvorgängen, der hier bei 10 Prozent liegt, unterstrichen. Die mittlere Schaltfrequenz wurde kleiner 20Hz gemessen. Schaltgeräusche waren somit nicht wahrnehmbar. Die Reaktionszeit auf einzelne Störungen (Mehrwege) liegt in der Größenordnung von  $30\mu\text{sec}$ .

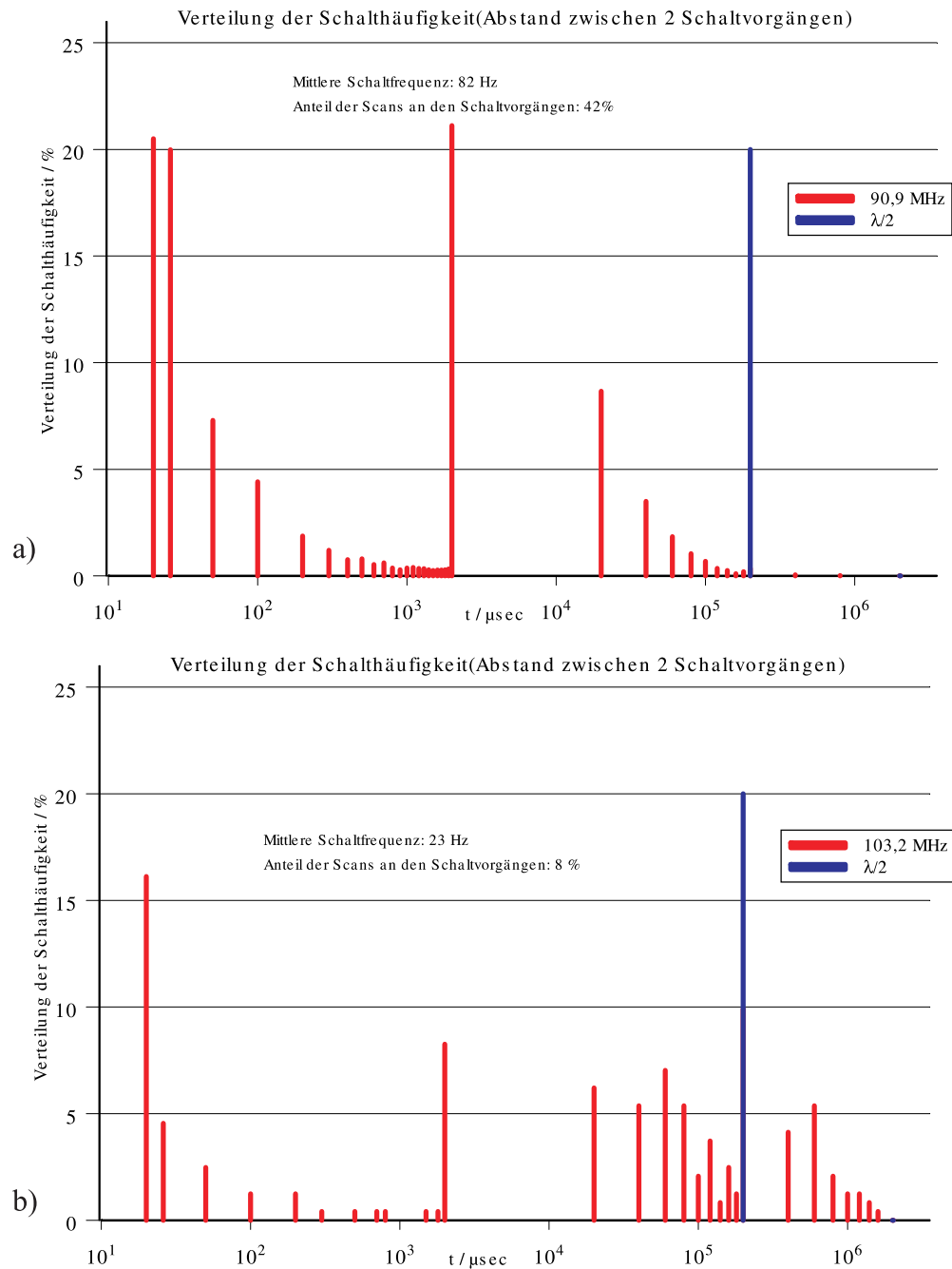


Abbildung 3.3: Verteilung der Schalthäufigkeit; Fahrzeuggeschwindigkeit  $v = 30 \text{ km/h}$ , Ort-Universität der Bundeswehr in München

Wie oben schon erwähnt, kommt es in Folge von Pegelbrüchen zum Aufrauschen. Dabei konnten Pegelbrüche von bis zu 30dB gemessen werden, ohne dass eine Reaktion des schnellen Störungsdetektors sichtbar wurde. Anzumerken ist allerdings, dass Störungen durch Aufrauschen in solchen Gebieten nur sehr selten zu beobachten sind.

### 3.4 Verhalten bei Empfang in Schwachsignal Gebieten

Hier soll der Empfang von Signalen, deren mittlerer Empfangspegel unterhalb von  $40dB\mu V$  liegt untersucht werden. In diesen Gebieten sind als Störursache Nachbarkanal- und Gleichkanalstörungen hervorzuheben. Diese führen nach [3] zu erheblichen Verzerrungen im Empfangssignal.

Besonders in diesen Empfangsgebieten führt der Einsatz des schnellen Störungsdetektors zu einer enormen Verbesserung. So konnten Sender empfangen werden, die mit einer Einzelantenne als nicht empfangswürdig einzustufen waren.

Auf Grund der größeren Störung der Signale kam es zu einer deutlichen Anhebung der Schaltaktivität des schnellen Störungsdetektors auf Schaltfrequenzen von bis zu 100Hz. Kritisch anzumerken ist, dass sich die Scanaktivität auf Werte von 40 Prozent erhöht hat. So ist immer wieder zu beobachten, dass der schnelle Störungsdetektor von der „besten Antenne“ zu Prüfzwecken wegschaltet. Im zeitlichen Mittel wird zwar die „beste Antenne“ gewählt, jedoch ist als Folge der Prüfvorgänge ein Knistern wahrnehmbar. Dieses ist um so deutlicher wahrnehmbar, je besser die Höhenwiedergabe in den Fahrzeugen ist. Abschließend ist zu sagen, dass der schnelle Störungsdetektor auf jede Störung reagiert. In diesen Empfangssituationen hat es jedoch den Anschein, dass die Dynamik der Schwellen nicht ausreicht, die „beste Antenne“ dauerhaft zu wählen. Im Kap.1.1 wird beschrieben das im schnellen Störungsdetektor eine dynamische Adaption der Schwellen an die jeweilige Empfangssituation erfolgt. Beim Schwachsignalempfang scheint es, dass diese Adaption, aufgrund von sehr kleinen Störhubpulsen, zu schnell erfolgt und zu einer erhöhten Empfindlichkeit des schnellen Störungsdetektors gegenüber den Rauschstörungen führt. Somit kommt es zu einer Vielzahl von unnötigen Prüfvorgängen, die kein neues Ergebnis liefern und zu Störungen durch die damit verbundenen Schaltvorgänge führen.

### 3.5 Verhalten bei Empfang von Signalen im Gebirge

Die Empfangssituationen im Gebirge sind durch Mehrwegeempfang mit langen Laufzeitdifferenzen ( $\tau > 30\mu s$ ) gekennzeichnet. In Folge der Mehrwegeechos kommt es nach [3] zu erheblichen Verzerrungen im Empfangssignal. Diese Störungen werden als sehr unangenehm empfunden. Vom Schaltverhalten verhält sich der schnelle Störungsdetektor identisch mit dem im Schwachsignal Gebiet. Jedoch wird bei 4 gestörten Antennen die Empfangsqualität der „besten Antenne“ häufig als noch unzureichend empfunden. Dies liegt allerdings an den Signalen und nicht am Verhalten des schnellen Störungsdetektors.

# Kapitel 4

## Scanning-Diversity-System mit additiven Störungsdetektoren

In diesem Kapitel wird ein Multidetektorsystem vorgestellt, auf dessen Grundlage Strategien zur Verbesserung des FM-Empfangs durch Kombination des schnellen Störungsdetektors mit einem zusätzlich beigestellten Störungsdetektor erarbeitet wurden.

Dabei kam es im Besonderen darauf an, Strategien und Detektoren zu finden, mit deren Hilfe die im voran gestellten Kapitel analysierten Schwächen des schnellen Störungsdetektors abzustellen sind. Das Augenmerk lag dabei besonders auf der Minimierung von unnötigen Schaltvorgängen in Schwachsignalgebieten, die zu Knistergeräuschen an den NF-Ausgängen der Empfänger führen.

Als wichtige Forderung galt es, die Einfachheit eines Scanning-Diversitysystems zu erhalten, d.h. das Diversitysystem sollte weiterhin mit nur einem Tuner auskommen.

Das Multidetektorsystem wurde so konzipiert, dass es für den mobilen Einsatz im Kraftfahrzeug geeignet ist. Eine der Schwierigkeiten bestand hierbei darin, die Störstrahlung des Gerätes so zu minimieren, dass diese im Kraftfahrzeug zu keiner Beeinträchtigung der zu empfangenden FM-Signale führte. Eine wichtige Forderung an das Multidetektorsystem bestand darin, eine Vielzahl von Störungsdetektoren parallel betreiben zu können. Dabei sollten möglichst unterschiedliche Strategien manuell einstellbar sein. Die Messwerte der Detektoren sollten zur Anzeige gebracht werden können.

### 4.1 Bewertungskriterien für den FM-Empfang

Die bisher vorgestellten schnellen Störungsdetektoren, die Störungen innerhalb weniger  $\mu s$  anzeigen, können den Grad der Störung nicht quantifizieren. Am Ausgang eines solchen Detektors wird also nur zwischen gestört und ungestört unterschieden.

Die im Folgenden vorgestellten Störungsdetektoren wurden daraufhin untersucht, ob sich das subjektive Hörempfinden mit Hilfe eines oder der Kombination von mehreren Störungsdetektoren quantifizieren lässt. Dazu muss man wissen, dass beispielsweise Störungen durch Rauschen eher vom Zuhörer toleriert werden als Störungen (starke Verzerrungen, Knacken), wie sie in Folge von Mehrwegempfang mit großen Störhubspitzen entstehen. Neben der sicheren Unterscheidung der unterschiedlichen Störungen kam es bei der Entwicklung der Störungsdetektoren darauf an, die Detektionszeiten so kurz wie möglich zu gestalten.

Abb.4.1 zeigt die prinzipielle Vorgehensweise. Hochfrequente FM-Testsignale werden im Radio auf die Zwischenfrequenz (ZF=10,7MHz) umgesetzt. Weiterhin erfolgt mit Hilfe des

Radios die akustische Kontrolle der Empfangssignale. Das ZF-Signal des Radios wird einem zusätzlichen FM-De-Modulator zugeführt und in der Frequenz und Amplitude demoduliert. Diese beiden Signale stehen zum Einen akustisch und zum Anderen als Störanzeige zur Bewertung der Störungen zur Verfügung. Am Ausgang der Störungsdetektoren ergibt sich eine der Störung proportionale Spannung  $U$ . Diese wird mit Hilfe eines AD-Wandlers zur Anzeige gebracht.

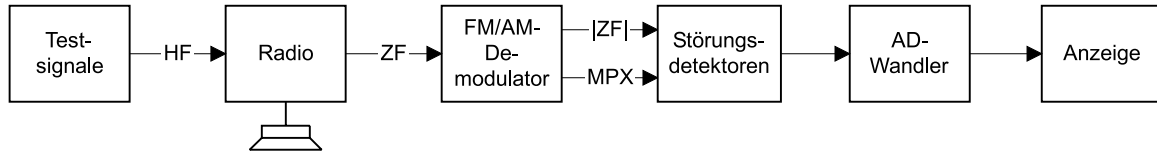


Abbildung 4.1: Prinzip der Störererkennung

Zur Störauswertung durch Vergleich der angezeigten Störungsdetektorwerte stehen somit prinzipiell zwei Pfade zur Verfügung. Zum Einen das Pegel-Signal, welches sich aus der Amplitudendemodulation des HF-Signals ergibt. Zum Anderen das MPX-Signal, welches das frequenzdemodulierte Signal beschreibt. Beide Signale sind durch das ZF-Filter auf eine Bandbreite von 180kHz begrenzt.

Das ZF-Pegel-Signal ist bei störungsfreiem Empfang frei von jeglicher Amplitudenmodulation, im gestörten Empfangsfeld ist das ZF-Pegel-Signal jedoch amplitudenmoduliert. Diese Amplitudenmodulation des ZF-Empfangssignals darf nicht im Radio durch Signalbegrenzung z.B. durch die in Empfängern häufig bevorzugte elektronische Abregelung des HF- bzw. ZF-Signals zum Schutz vor nichtlinearen Verzerrungen in der Vor- und Mischstufe bei großen mittleren Empfangsfeldstärken verfälscht werden, wenn es zur Störungsdetektion heran gezogen werden soll.

Das MPX-Signal enthält mehrere Nutzsinalbereiche. Diese sind in der Abb. 4.2 gekennzeichnet (siehe auch Kap. 5.1.4). Somit verbleiben zur Störererkennung im MPX-Signal die von Nutzsinalen freien Bereiche zwischen 15kHz und 23kHz und der Frequenzbereich oberhalb von 60kHz.

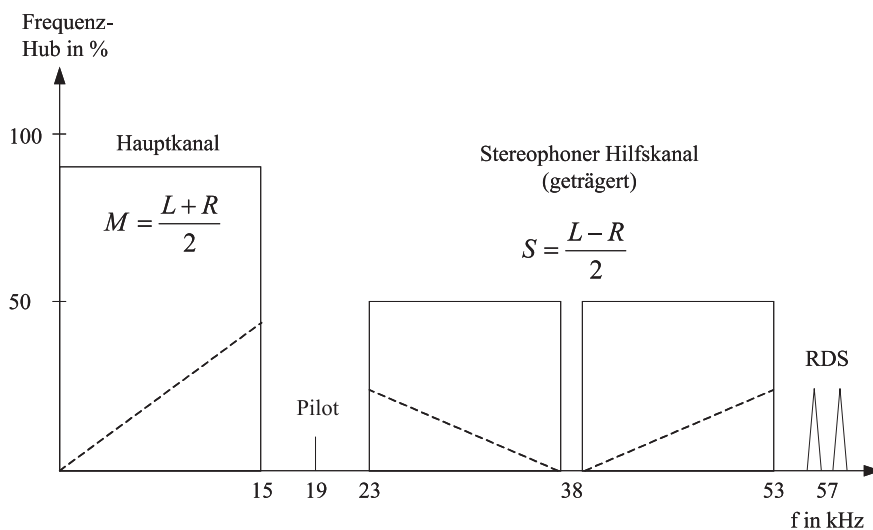


Abbildung 4.2: Spektrum des Multiplexsignals, [15]



Um eine Vielzahl unterschiedlicher Empfangssituationen effizient untersuchen zu können, erfolgte neben der oben beschriebenen Untersuchung an der Hardware auch eine Simulation mit Hilfe des unter Kap.5 beschriebenen Programms. Durch Vergleich der Messergebnisse mit den Simulationsergebnissen an relevanten Punkten wurde die Richtigkeit der Simulation nachgewiesen.

#### 4.1.1 Detektor zur Feststellung des HF-Empfangspegels (Pegeldetektor)

Aufgabe des Pegeldetektors ist es, die momentane Amplitude  $U_{HF}$  des HF-Empfangssignals zu ermitteln. Dazu nutzt man das im Radio auf die ZF umgesetzte Signal  $U_{ZF}$ , welches direkt der Spannung  $U_{HF}$  folgt. Im verwendeten Amplitudendemodulator - integriert z.B. im FM-Demodulator-IC TDA 1576 - wird das ZF-Empfangssignal  $U_{ZF}$  gleichgerichtet und logarithmiert, so dass am Ausgang des Demodulators eine der ZF-Eingangsspannung  $U_{ZF}$  korrespondierende Gleichspannung  $U_P$  liegt.

Um den Dynamikbereich dieses Demodulators zu bestimmen, wurde in einem ersten Schritt dessen Kennlinie mit Hilfe eines Signalgenerators in Abhängigkeit von der ZF-Spannung  $U_{ZF}$  aufgenommen. Aus der Abb. 4.3 a) geht hervor, dass dieser AM-Demodulator einen Dynamikbereich von ca.  $90\text{dB}$  aufweist. Üblicherweise wird diesem Demodulator jedoch das ZF-Signal aus einem Radio zugeführt, so dass der Dynamikbereich, wie die Abb.4.3 b) zeigt, nicht in vollem Umfang nutzbar ist. Dies rührt daher, dass bei Verwendung von Radios mit unterschiedlicher Empfindlichkeit eine ZF-Verstärkerstufe dazwischen geschaltet wird. Somit steht ein Pegelbereich zwischen  $U_{HF} = -10\text{dB}\mu\text{V}$  bis  $60\text{dB}\mu\text{V}$  zur Auswertung zur Verfügung.

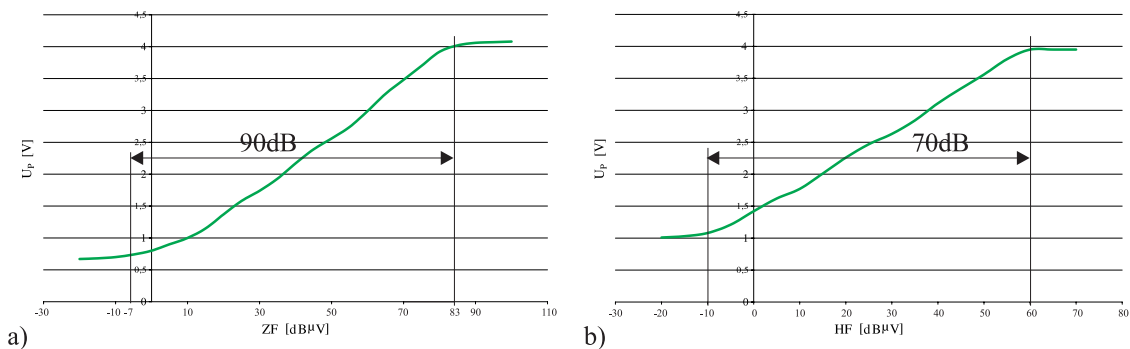


Abbildung 4.3: Messung der AM-Demodulatorkennlinie mit verschiedenen ZF-Quellen; a) Signal-Generator b) ZF-Ausgang eines Radios

Die am Ausgang des AM-Demodulators stehende Spannung  $U_P$  wird dem in Abb.4.4 dargestellten Pegeldetektor zugeleitet. Dieser besteht im Wesentlichen aus einem Integrator, welcher den zeitlichen Mittelwert über die Integrationszeit  $T$  bestimmt. Die zeitliche Mittelung ist erforderlich, um Pegelschwankungen durch Rauschen zu kompensieren und somit eine vorgegebene Auswertegenauigkeit zu erzielen. Hierbei hat sich in der Praxis gezeigt, dass bereits innerhalb von  $10\mu\text{s}$  eine Auswertegenauigkeit des Pegels von  $\pm 2\text{dB}$  erreicht werden kann. Bei einer Integrationszeitkonstanten von  $1\text{ms}$  beträgt die Pegel-Auflösegenauigkeit  $1\text{dB}$  in einem Bereich für die HF-Spannung von  $U_{HF} = -5\text{dB}\mu\text{V}$  bis  $60\text{dB}\mu\text{V}$ . Dies wird auch

durch Abb. 4.5 nochmals verdeutlicht, die zeigt, wie sich ein HF-Pegelsprung am Empfängerereingang am Pegeldetektorausgang auswirkt. Dazu wurde hier zwischen zwei HF-Signalen mit einem Pegelunterschied von 10dB umgeschaltet. Die Umschaltzeit betrug dabei  $20\mu s$ . Die Flanke der gelben Kennlinie kennzeichnet dabei jeweils den Schaltvorgang. Die Verzögerung von ca.  $17\mu s$  im Pegelsignal bezogen auf den Schaltzeitpunkt ergibt sich durch die Laufzeit im ZF-Filter.

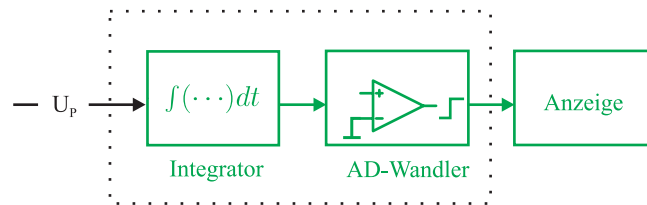


Abbildung 4.4: Pegeldetektor

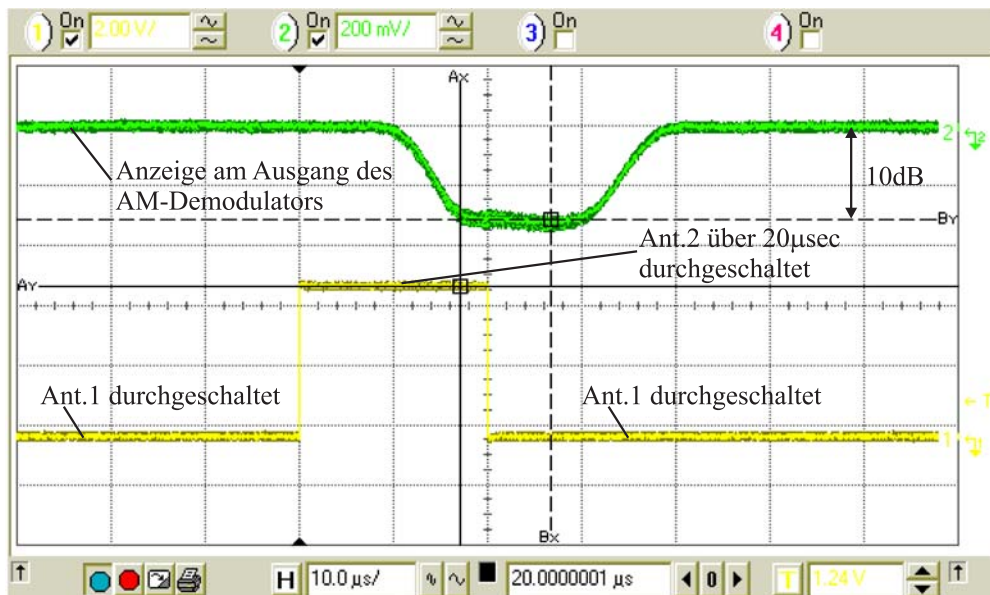


Abbildung 4.5: Anzeige des AM-Demodulators nach HF-Pegelsprung von 10dB nach Umschaltvorgang von Ant.1 zu Ant.2

### 4.1.2 Detektor zur Feststellung störungsbedingter HF-Amplitudenmodulation (AM-Störungsdetektor)

Beim Mehrwegeempfang mit Teilwellen mit großen Laufzeitunterschieden wird je nach Empfangsszenario eine ausgeprägte Amplitudenmodulation des HF-Signals (s. Abb.1.4) festgestellt. Die so entstandene, schnelle Amplitudenänderung ist bestens zur Störerkennung geeignet. Die so hervorgerufene Amplitudenmodulation des Empfangssignals gilt es jedoch zu unterscheiden von derjenigen, die durch die Bewegung des Fahrzeugs im Rayleigh-Empfangsfeld entsteht und welche nicht zu Empfangsstörungen führt, so lange der Empfangspegel die Begrenzerschwelle des FM-Demodulators übersteigt.

In der Praxis hat es sich gezeigt, dass eine Auswertung der Amplitudenstörmodulation mittels Bandbegrenzung von 19kHz bis 23kHz vorteilhaft ist. So wird nach [35] ein solcher Detektor zur Bewertung der Signalqualität eingesetzt. Je nach Signalqualität wird dann beispielsweise die Stereo–Mono Überblendung durchgeführt. Ein weiteres Einsatzgebiet ist die Bewertung der Signalqualität auf alternativen Empfangsfrequenzen (AF–Check). So wird in Kombination mit dem RDS–System (siehe Kap. 5.1.4) ein Frequenzdiversity realisiert.

Häufig wird ein solcher Amplitudenstörungsdetektor als Breitband-Amplitudendemodulation-Detektor (WAM) bezeichnet. Einem auf diesem Verfahren basierenden Störungsdetektor haftet jedoch der Mangel an, die Störungsursache nicht eindeutig zuordnen zu können, wie im Folgenden gezeigt wird.

Abb. 4.6 zeigt den prinzipiellen Aufbau. Als Eingangssignal dient hier wieder die Spannung  $U_p$ . Nach der oben beschriebenen Bandpassfilterung schließt sich eine Gleichrichtung des Signals an. Dies ist erforderlich, da das bandpassgefilterte Signal Mittelwert frei ist. Der sich anschließende Integrator trägt wieder zur Steigerung der Auswertegenauigkeit bei. Nach [35] sind hierzu Zeitkonstanten von ca. 5ms erforderlich.

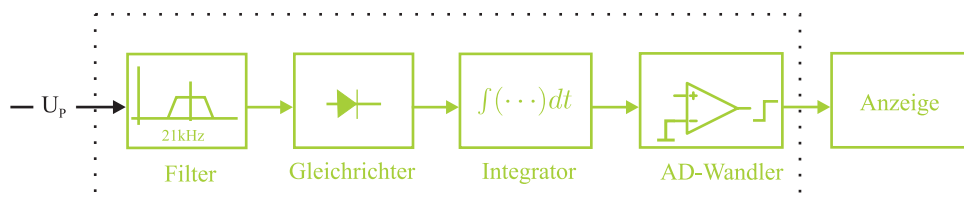


Abbildung 4.6: Prinzipieller Aufbau des WAM-Detektors

Die Abbildungen 4.7 a) und b) zeigen das Ergebnis der Simulation des WAM-Detektors in unterschiedlichen Empfangssituationen. Ziel der Untersuchung war es, heraus zu finden, ob der WAM-Detektor in der Lage ist, Empfangssituationen mit Mehrwegeempfangsstörungen von Empfangssituationen mit Rauschstörungen, wie sie durch schwachen Empfangspegel hervorgerufen werden, zu unterscheiden. Da Mehrwegeempfangsstörungen stark vom Modulationsspektrum abhängen, erfolgte die Analyse des Detektors sowohl für monophone als auch stereophone Signale. Die auftretenden Rauschstörungen sind direkt proportional zum Empfangspegel. Als Detektionsgrenze des FM-Demodulators wurden hier  $-5dB\mu V$  angenommen. Der Grad der Mehrwegeempfangsstörung mit langen Laufzeitdifferenzen wurde aus dem Verhältnis der Amplitude  $A_{direkt}$  des direkten Empfangssignals zur Amplitude  $A_{echo}$  eines laufzeitverzögerten Empfangssignals gebildet. Nach [3] ist der Störgrad des demodulierten Signals direkt proportional den Amplitudenverhältnissen von  $A_{direkt}/A_{echo}$ .

Die Auswertung zeigt, dass der WAM-Detektor bei einem Empfangspegel oberhalb von  $15dB\mu V$  den Grad einer Mehrwegeempfangsstörung proportional zum Störgrad anzeigt. Dabei ist es unerheblich, welches S/N das Signal aufweist, d.h. Mehrwegeempfangsstörungen sind eindeutig von Rauschstörungen zu unterscheiden. Für stereophone Signale (siehe Abb. 4.7 b)) zeigt sich dies besonders durch den linearen Verlauf des Graphen.

Für Empfangspegel zwischen  $15dB\mu V$  und  $5dB\mu V$  wird das Verhalten des WAM-Detektors stärker vom Modulationsspektrum bestimmt. Für monophone Signale sind Mehrwegeempfangsstörungen nahezu nicht mehr von Rauschstörungen zu unterscheiden. Für stereophone Signale bleibt die Unterscheidbarkeit zwar erhalten, jedoch wird diese deutlich herabgesetzt.

Abschließend ist also festzustellen, dass eine eindeutige Zuordnung über den gesamten möglichen „Störraum“ nicht möglich ist. Unter Zuhilfenahme z.B. eines ZF-Pegeldetektors ist eine Vergrößerung des Eindeutigkeitsbereiches der Störungen denkbar. Nimmt man z.B. den Störgrad 1000 aus der Abb. 4.7 b) so kann man, wenn der Pegel  $45dB\mu V$  beträgt, eindeutig eine Mehrwegeempfangsstörung zuordnen.

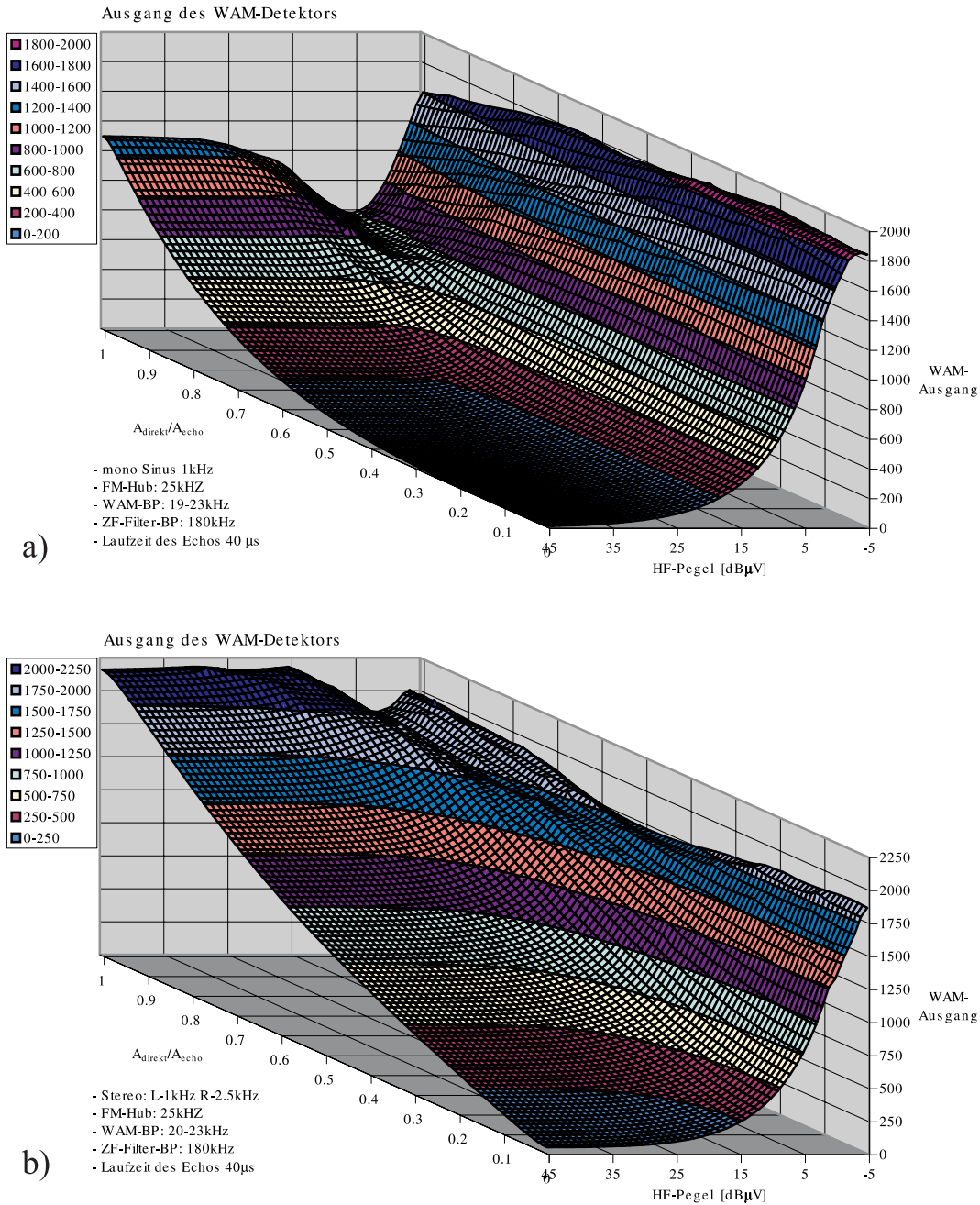


Abbildung 4.7: Anzeige des WAM-Detektors; a) mono, b) stereo

### 4.1.3 Erkennung störungsbedingter Basisbandsignale zwischen 15kHz und 23kHz (MPX-Detektor)

Mit Hilfe des MPX-Detektors wird die Signallücke im MPX-Signal im Bereich von 15kHz bis 23kHz unter Ausschluss des Pilotsignals zur Erkennung von Störungen herangezogen. Die Nähe zu den Audio-Nutzsignalen legt einen Zusammenhang zwischen Störung und Hörempfinden nahe. Dabei wird davon ausgegangen, dass Verzerrungen im Nutzsignal höherfrequente Störanteile hervorrufen, die unmittelbar in das benachbarte Band fallen.

Eine Analyse des Mehrwegeempfangs mit großen Laufzeitunterschieden der beteiligten Teilwellen (s. [3]) belegt die Auffüllung dieser MPX-Lücke mit Spektralanteilen.

Abb.4.8 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Detektors. Der Detektor wurde derart konzipiert, dass das auszuwertende Band von 15kHz bis 23kHz mit Hilfe eines Bandpasses vom Nutzsignal getrennt wird und zur weiteren Auswertung ins Basisband umgesetzt wird. Zum Mischen ins Basisband wird der in den auszuwertenden Frequenzbereich fallende Pilotton 19kHz genutzt. Der Pilotton wird mittels einer PLL aus dem MPX-Signal gewonnen. Das dem Mischer folgende Bandpassfilter 200Hz bis 2,2kHz eliminiert den nun ins Basisband fallenden Pilotton und verbleibende Nutzsignalanteile. Die am Ausgang des nachfolgenden Integrators liegende Spannung ist somit proportional der Energie des Störsignals innerhalb der Frequenzlücke von ca. 15kHz bis 23kHz. Bei kleinen Empfangspegeln wird bei nicht ein-

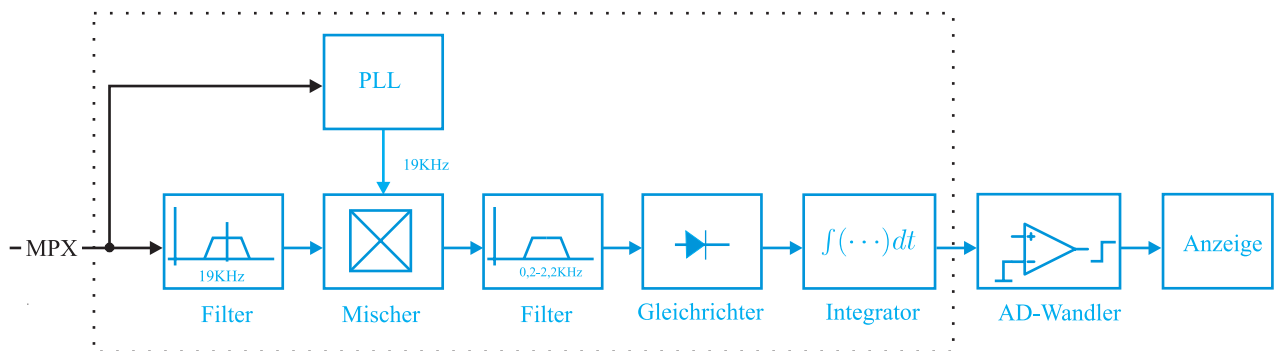


Abbildung 4.8: Prinzipieller Aufbau des MPX-Detektors

gerasteter PLL die Frequenz des Pilottons verfälscht. Bei der nach Abb. 4.8 dargestellten Ausgestaltung des MPX-Detektors wirkt sich dies aber nicht auf die Störungsanzeige aus.

Praktische Erfahrungen haben gezeigt, dass der MPX-Störungsdetektor bei Überschreitung des zulässigen Frequenzhubs von 75 kHz ebenfalls anspricht. Solche Hubüberschreitungen sind bei privaten Rundfunkanstalten öfters festgestellt worden.

Analog zur Untersuchung des WAM-Detektors wurde das Ansprechverhalten des MPX-Detektors auf Mehrwege- und Rauschstörungen untersucht. Die Abb. 4.9 a,b) zeigen das Ergebnis der Analyse.

Dabei wird deutlich, dass der MPX-Detektor Rauschstörungen stärker anzeigt als Mehrwegeempfangsstörungen. Jedoch ist hier darauf hinzuweisen, dass dies in stärkerem Maße als beim WAM-Detektor vom Modulationsspektrum abhängt. Führt man die Untersuchung beispielsweise für ein Stereosignal durch (siehe Abb.4.9 b)), so stellt man fest, dass Mehrwegeempfangsstörungen deutlich besser zu detektieren sind. Legt man für die Auswertung der

Stereosignale eine Schwelle für den Empfangspegel fest, unterhalb der Mehrwegeempfangsstörungen nicht mehr eindeutig von Rauschstörungen unterschieden werden können, so liegt diese bei  $5dB\mu V$ .

Als Ergebnis ist also ein ähnliches Verhalten wie beim WAM-Detektor festzustellen. Jedoch wird der Detektorausgang für Empfangspegel unterhalb von  $5dB\mu V$  von Rauschstörungen dominiert. Somit erreicht man auch hier ohne Beistellung eines zusätzlichen HF-Pegeldetektors keine eindeutige Aussage über die Empfangssituation. Als nachteilig erweist sich gegenüber dem WAM-Detektor der erhöhte schaltungstechnische Aufwand.

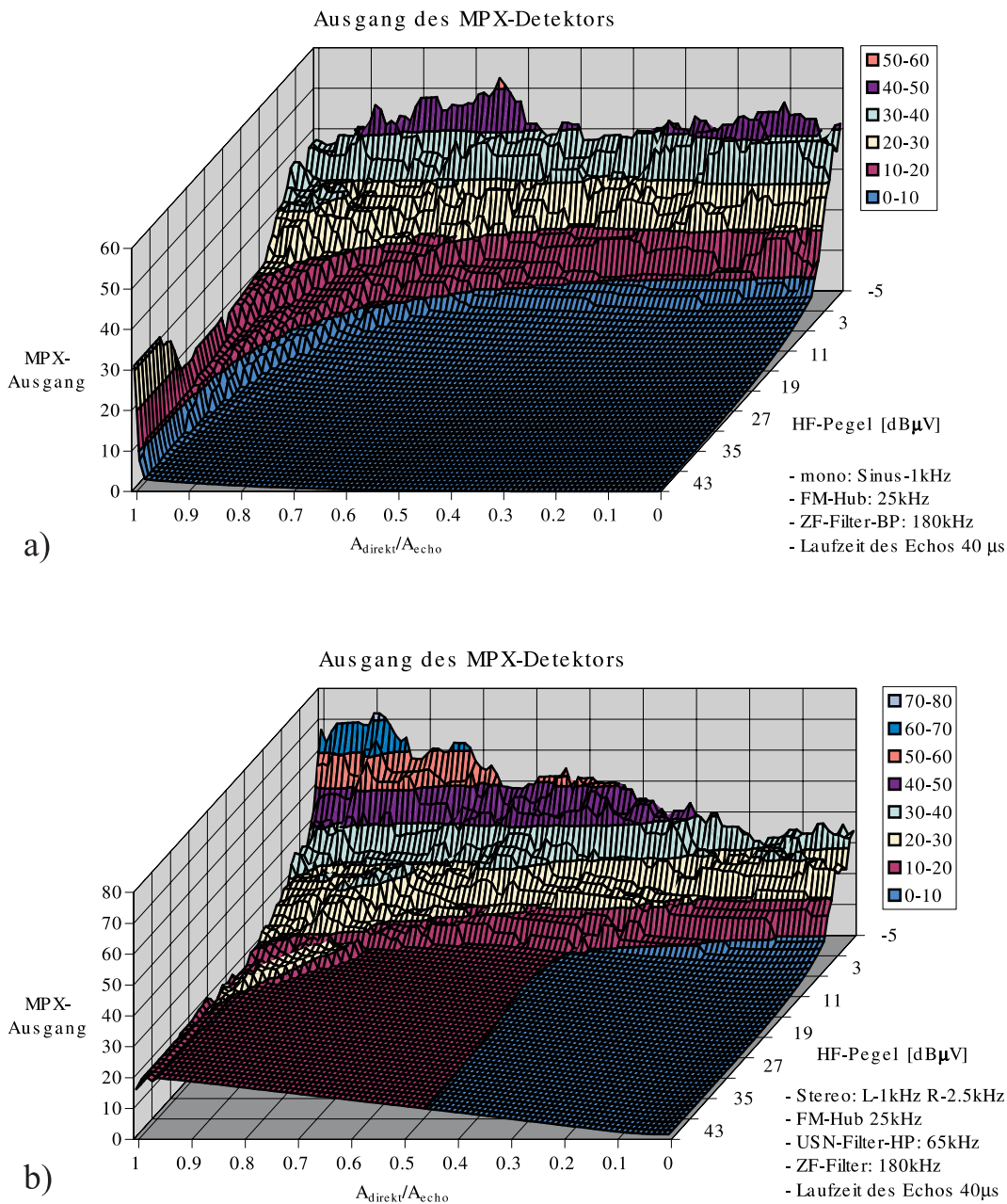


Abbildung 4.9: Anzeige des MPX-Detektors

#### 4.1.4 Erkennung störungsbedingter Basisbandsignale oberhalb von 54kHz (Ultrasonic Noise Detektor (USN-Detektor))

Der USN-Detektor ist ein aus der Literatur [31] bekannter Detektor, der Mehrwegeempfangsstörungen und Nachbarkanalstörungen anzeigt. Zur Erkennung von Störungen werden im USN-Detektor Vielfache des linear verzerrten Nutzsignals im Frequenzbereich oberhalb von 60kHz ausgewertet. Der USN-Detektor (siehe Abb.4.10) besteht also aus einem Hochpassfilter mit nachgeschaltetem Gleichrichter und Integrator. Somit ergibt sich am Ausgang eine Spannung, die proportional der Energie des Störsignals oberhalb von 60kHz ist.

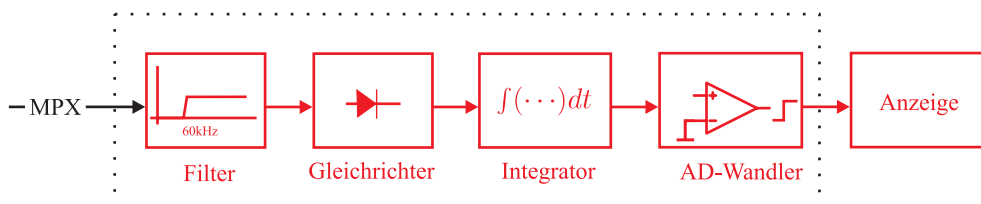


Abbildung 4.10: Prinzipieller Aufbau des USN-Detektors

Die Abbildungen 4.11 und 4.12 verdeutlichen, dass ein nach diesem Prinzip aufgebauter Störungsdetektor in der Lage ist, ganz schwache, also verrauschte HF-Signale zu unterscheiden. Praktische Untersuchungen mit diesem Detektor zeigten, dass eine Auswertegenauigkeit von  $1dB$  für HF-Signale im Pegelbereich von  $-10dB\mu V$  bis  $10dB\mu V$  erreicht werden kann. Hierzu wird eine Integrationszeitkonstante von ca. 4 ms benötigt.

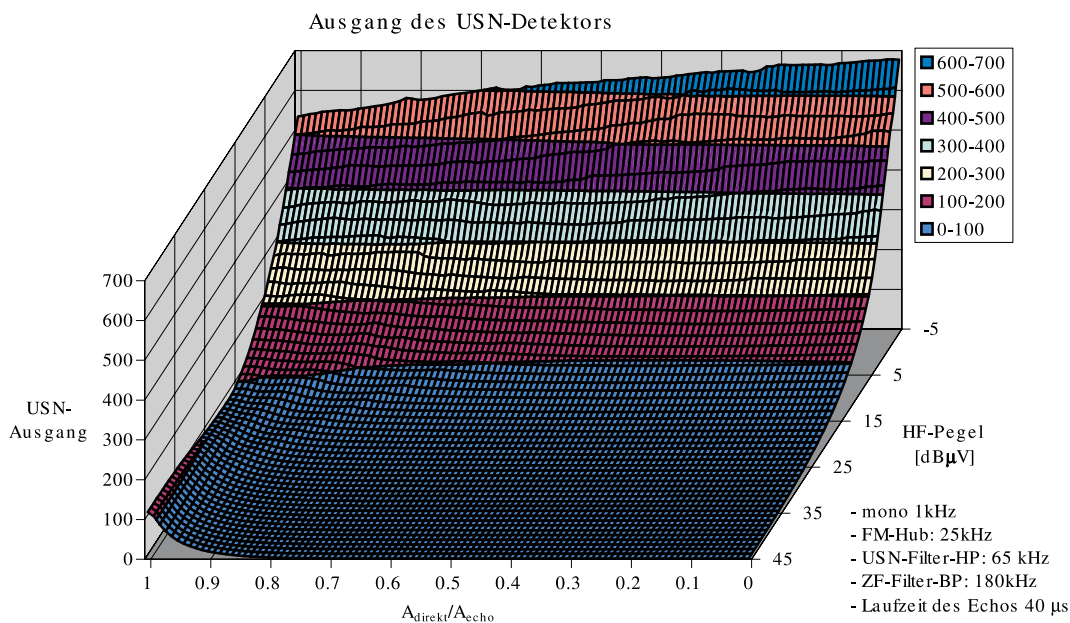


Abbildung 4.11: Anzeige des USN-Detektors

Auf Grund des differenzierenden Charakters des Hochpasses entstehen bei Mehrwegeempfangsstörungen sehr schmale Impulse im Bereich einiger  $\mu s$ , die aber zur Bildung des ausgewerteten Mittelwerts wenig beitragen, so dass mit einem solchen USN-Detektor sehr

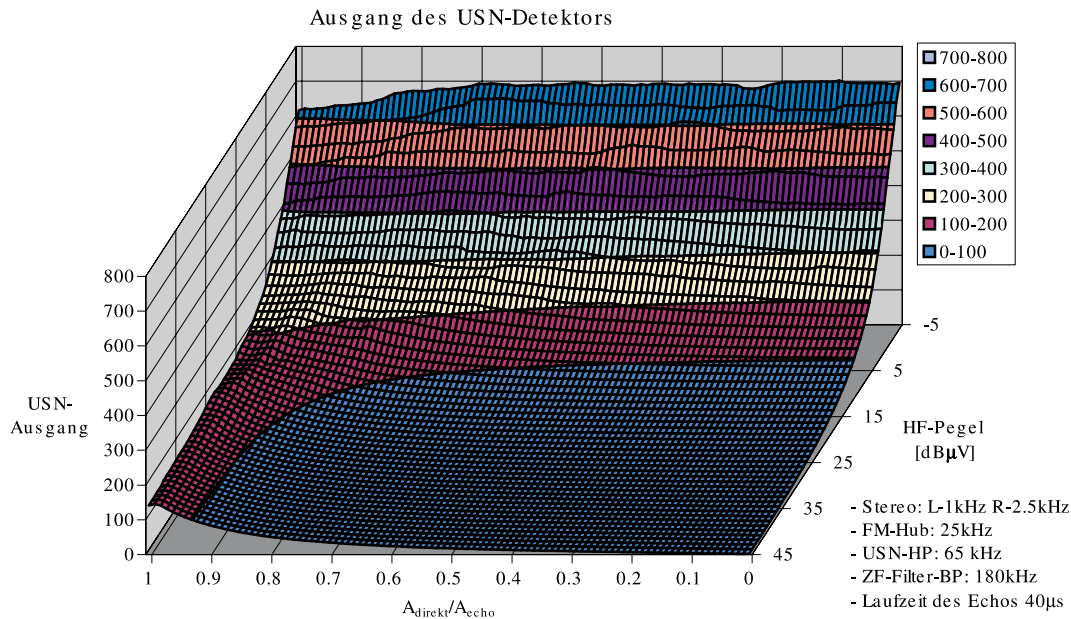


Abbildung 4.12: Anzeige des USN-Detektors

gut Rauschstörungen detektiert werden können, Mehrwegeempfangsstörungen mit großen Laufzeitdifferenzen das Messergebnis aber nur wenig beeinflussen.

Vielmehr entspricht die Zahl der registrierbaren Impulse in etwa der Intensität der Mehrwegeempfangsstörung, so dass damit ein weiteres Störerkennungskriterium gebildet werden könnte.

Die vorangestellten Betrachtungen werden durch die in den Abb. 4.11 und 4.12 gezeigten Ergebnisse bestätigt. Wie beim MPX-Detektor ist auch hier eine starke Abhängigkeit vom Modulationsspektrum zu verzeichnen. Des Weiteren kann man auch bei diesem Detektor für Stereosignale eine Schwelle für die Empfangsspannung bestimmen, unterhalb der Rauschstörungen nicht von Mehrwegeempfangsstörungen unterschieden werden können. Diese kann hier mit  $15\text{dB}\mu\text{V}$  angegeben werden. Wie schon bei den vorangestellten Detektoren ist also ohne Einsatz eines zusätzlichen HF-Pegeldetektors keine eindeutige Zuordnung der Störung möglich. Als Vorteilhaft ist beim USN-Detektor dessen einfache Realisierbarkeit hervorzuheben.

### 4.1.5 Signaldetektor

Zur Ermittlung des Signal-Störabstands wird ein Signaldetektor zur Feststellung der Intensität des Nutzsignals im Audibereich benötigt, der ein dem Nutzsignal im NF-Frequenzbereich von 30 Hz bis 15 kHz proportionales Ausgangssignal liefert (s. Abb. 4.13). Hierbei wird das NF-Signal (Summensignal des MPX-Signals) einem Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 12 kHz zugeführt. Dieses Signal wird nun einem Integrator mit einer Integrationszeitkonstanten von 4 ms zugeleitet, anschließend gleichgerichtet und zur Anzeige gebracht. Bei im Programmablauf vorkommenden Modulationspausen oder sehr leisen Musikpassagen versagt naturgemäß die Ermittlung eines Signal-Störabstands mit Hilfe des NF-Nutzsignals, da Empfangsstörungen nicht zwingend an ein vorhandenes Nutzsignal gekoppelt sind. In diesem Fall oder ganz allgemein ist es daher zweckmäßig, die Größe des Nutzsignals durch den gemittelten HF- bzw. ZF-Pegel vorzugeben und damit das Signal-



Störabstandskriterium zu bilden.

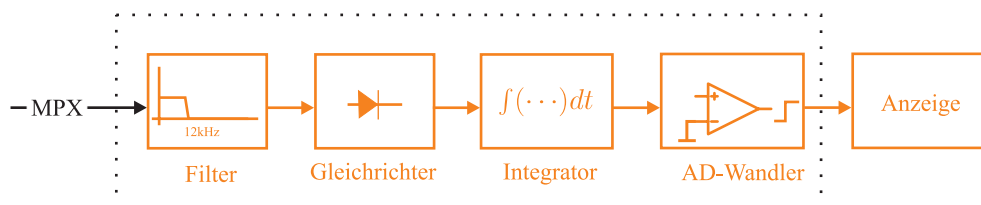


Abbildung 4.13: Signaldetektor

Analog zu den vorangestellten Untersuchungen wurde das Ansprechverhalten des Signal-Detektors auf Mehrwege- und Rauschstörungen untersucht. Die Abbildungen 4.14 und 4.15 zeigen das Verhalten des Detektors. Eine Analyse der Graphen ergibt dabei, dass die Ausgangskennlinie des Signal-Detektors der Signalkennlinie eines FM-Demodulators entspricht. Ab der FM-Detektionsschwelle nimmt der Signalgewinn nichtlinear zu bis er einen konstanten Wert erreicht. Somit ist der Signaldetektor ungeeignet, um Rückschlüsse auf die Empfangssituation zu ziehen. Es lässt sich lediglich feststellen ob der HF-Pegel des Empfangssignals oberhalb oder unterhalb der Detektionsschwelle des FM-Demodulators liegt.

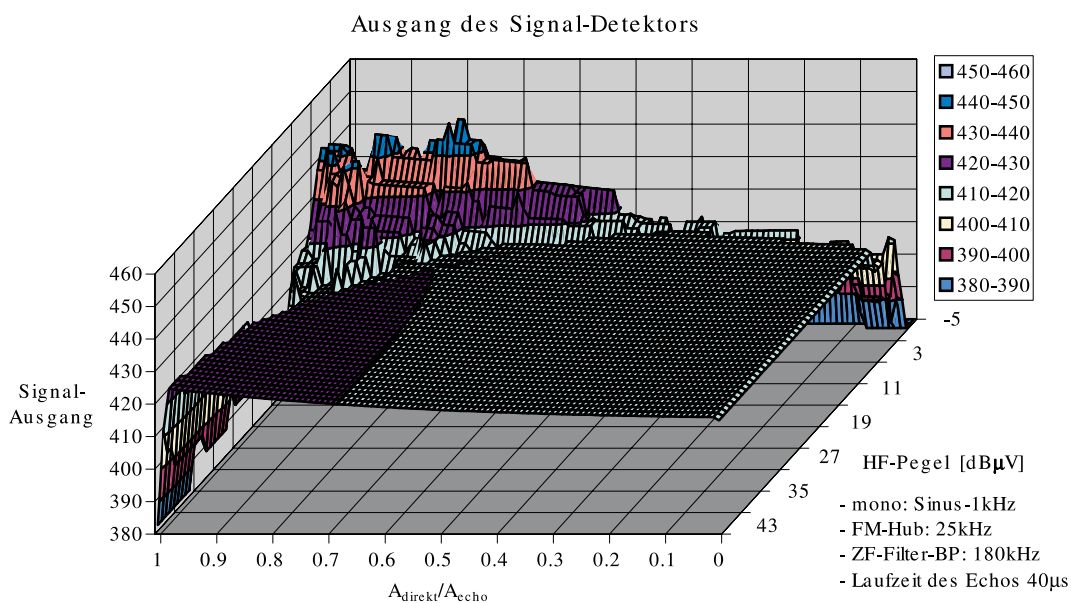


Abbildung 4.14: Anzeige des Signal-Detektors

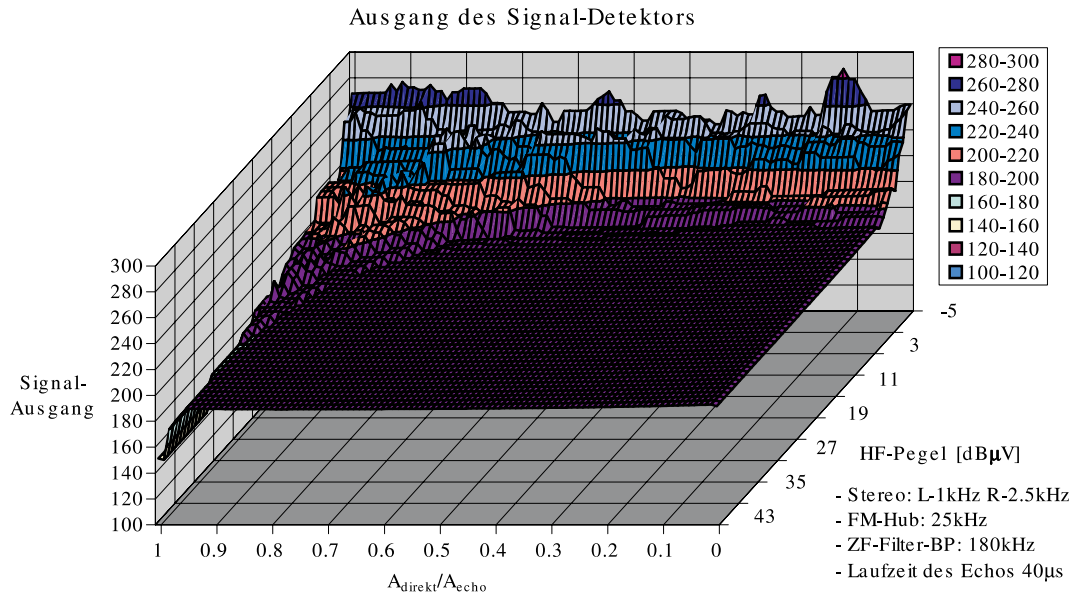


Abbildung 4.15: Anzeige des Signal-Detektors

## 4.2 Realisierung eines Multidetektorsystem zur Signalanalyse im Fahrzeug

Im Folgenden wird ein Multidetektorsystem vorgestellt, welches die Verknüpfung eines schnellen Störungsdetektors mit den vorgestellten langsamer arbeitenden Störungsdetektoren WAM, MPX, USN, Signal ermöglicht.

Das Multidetektorsystem wurde derart konzipiert, dass es beim mobilen Einsatz im Kraftfahrzeug sowohl Messergebnisse des schnellen Störungsdetektors als auch der langsamen Störungsdetektoren zur Anzeige bringen kann. Neben der Anzeige der Parameter, kam es darauf an mit Hilfe von einfachen Bedienelementen zwischen verschiedenen Diversitystrategien umzuschalten.

### 4.2.1 Aufbau

Um größtmögliche Flexibilität des Systems zu erreichen, erfolgte der Aufbau modular. Jedes Modul wurde in einem separaten Gehäuse aufgebaut. So musste zum Einen die elektrische Entkopplung der Module sichergestellt werden und zum Anderen sollte jedes Modul unabhängig von den anderen eingesetzt werden können. Abb. 4.16 zeigt die Unterteilung des Multidetektorsystems in die Module:

1. Steuerungs- und Anzeigeeinheit & schneller Störungsdetektor
2. Detektormodul
3. Antennenschalter

Abb.4.17 zeigt das Multidetektorsystems im Testbetrieb mit zwei verschiedenen Rundfunkempfängern. Dabei ist zwischen den Rundfunkempfängern das Steuerungs- und Anzeigenmodul zu erkennen. Das Detektormodul und der Antennenschalter sind in der Abbildung

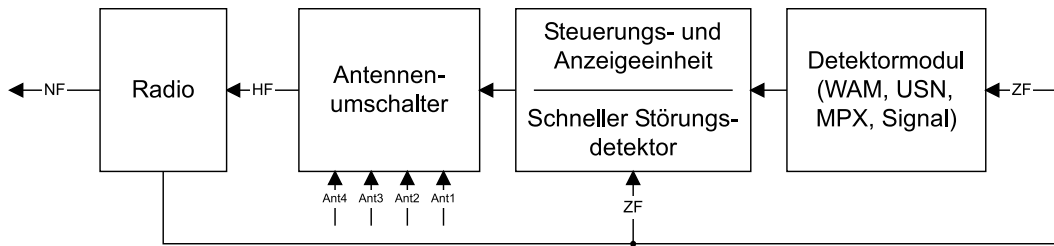


Abbildung 4.16: Module des Multidetektorsystems

nicht sichtbar, weil diese von dem Steuerungs- und Anzeigenmodul verdeckt werden. Links und rechts vom Multidetektorsystem sind zwei Lautsprecher zur akustischen Kontrolle angeordnet.



Abbildung 4.17: Multidetektorsystem im Testbetrieb mit zwei Rundfunkempfängern

### 1. Steuerungs- und Anzeigeeinheit & schneller Störungs-detektor

Abb. 4.18 zeigt das Blockschaltbild der Steuerungs- und Anzeigeeinheit mit integriertem schnellem Störungs-detektor. Das Kernstück dieses Moduls ist die Steuereinheit, welche aus zwei Microcontrollern (MC) aufgebaut ist. Ein MC übernimmt dabei einen Großteil der Rechenaufgaben, steuert die Anzeigeelemente und steuert parallel bis zu 4 Integratoren. Über den im MC integrierten AD-Wandler werden die Ergebnisse der Integration eingelesen.

Der zweite MC wurde notwendig, um die Aktivität des schnellen Störungs-detektors zu überwachen. So soll beispielsweise nach einem Umschaltimpuls des schnellen Störungs-detektors

innerhalb von  $1\mu s$  umgeschaltet werden.

Da beide MC miteinander verknüpft sind, stehen zu jedem Zeitpunkt die Informationen aller Detektoreingänge zur Auswertung zur Verfügung. Somit steht ein frei programmierbares System zur Erprobung von Diversitystrategien zur Verfügung.

Neben den MC'ern ist auf diesem Modul ein schneller Störungsdetektor integriert worden. Somit kann unabhängig von anderen Detektoren (WAM,USN,MPX) das Verhalten des schnellen Störungsdetektors untersucht werden.

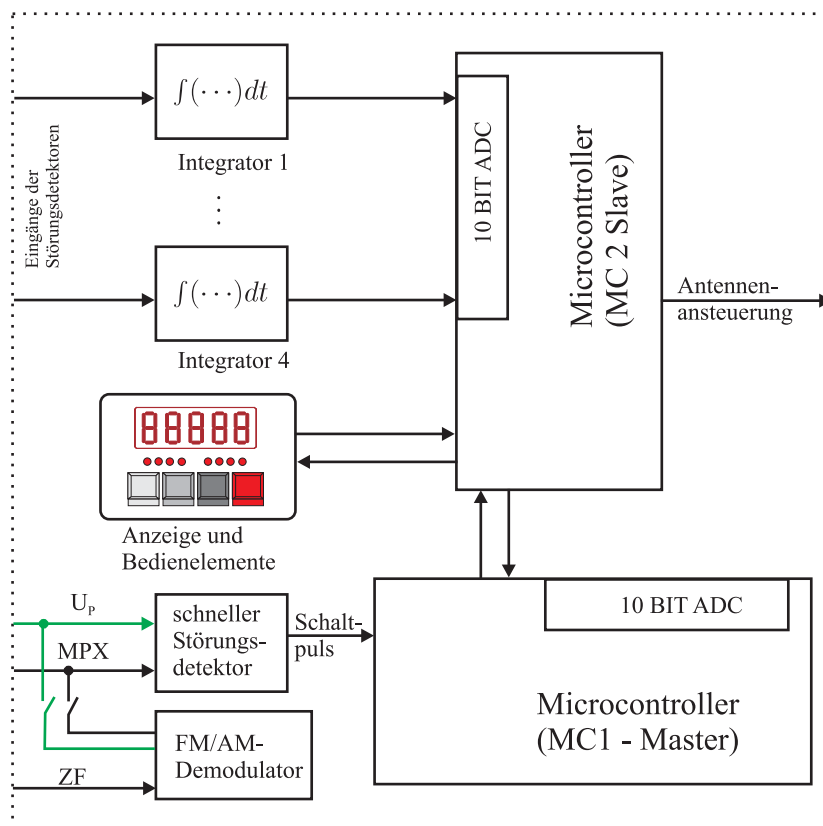


Abbildung 4.18: Blockschaltbild der Steuerungs- und Anzeigeeinheit & schneller Störungsdetektor

## 2. Detektormodul – WAM, MPX, USN und Signal

Abb. 4.19 zeigt das Blockschaltbild des Detektormoduls. Dieses Modul enthält die in den vorangestellten Abschnitten untersuchten Detektoren WAM, USN, MPX und Signal. Um die Anzahl der Auswertemöglichkeiten zu erhöhen, wurden die Integratoren der Detektoren in das 1. Modul Steuerungs- und Anzeigeeinheit integriert. Somit lassen sich flexible Integrationszeiten realisieren. Auch kann die Integrationszeit in Abhängigkeit vom Ansprechverhalten anderer Detektoren eingestellt werden.

Neben diesen Vorteilen ergibt sich auch die Möglichkeit, die Detektoren unabhängig vom Modul 1 an andere Auswerteeinstrumente, z.B. Voltmeter, anzuschließen. Somit kann, wenn das ZF-Signal zur Verfügung steht, auf einfache Weise das Verhalten der Detektoren untersucht werden.

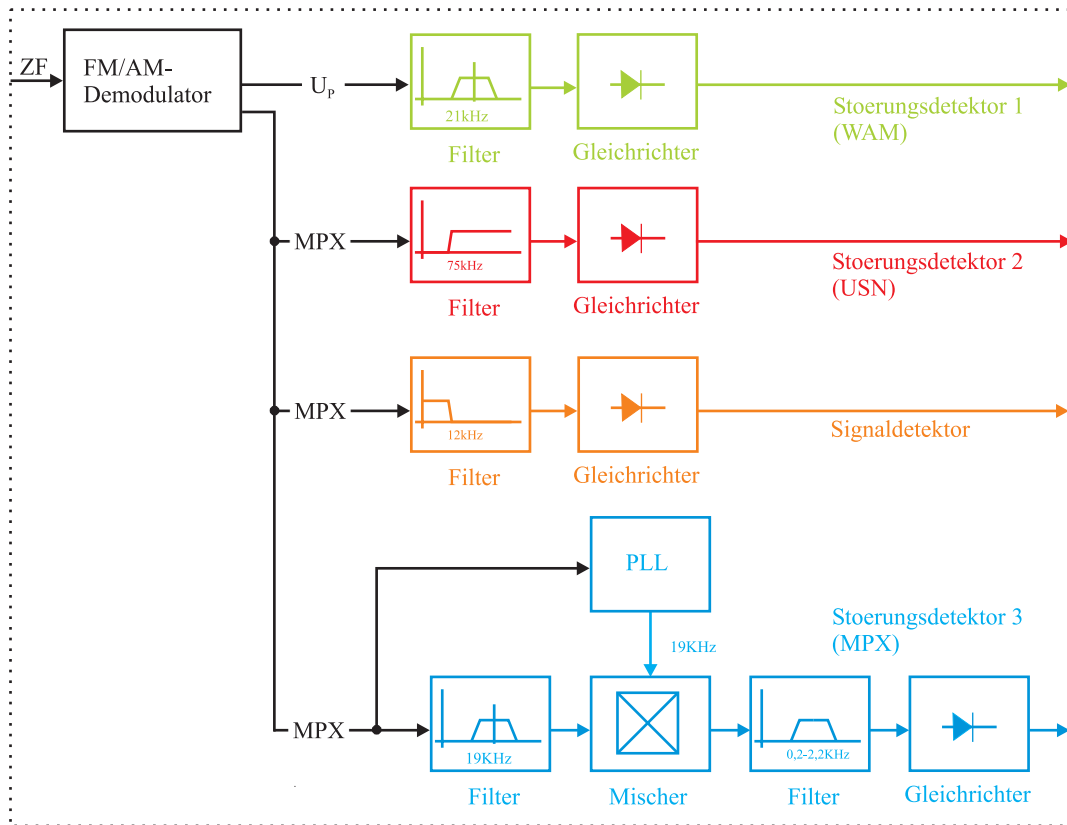


Abbildung 4.19: Blockschaltbild des Detektormoduls

### 3. Antennenschalter

Abb 4.20 zeigt das Blockschaltbild des Antennenschalters. Der Antennenschalter ist als PIN-Diodenschalter ausgeführt. Mit der realisierten Schaltung können im ausgeschalteten Zustand die Eingänge mit 28dB vom Ausgang entkoppelt werden. Im eingeschalteten Zustand beträgt die Dämpfung zwischen Eingang und Ausgang 0,3dB. Jeder HF-Eingang kann separat angesteuert werden. Somit können auch mehrere Antennen gleichzeitig eingeschaltet werden.

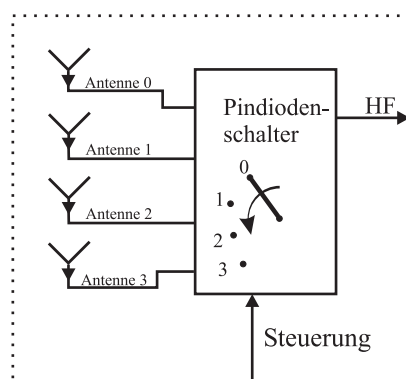


Abbildung 4.20: Antennenschalter

### 4.3 Vorstellung verschiedener Prozessor gesteuerter Diversitystrategien

Nachdem in den vorangestellten Abschnitten eine Vielzahl von Detektoren zur Bewertung von FM-Signalen charakterisiert wurden, werden im Folgenden Strategien vorgestellt, die mit Hilfe des Multidetektorsystems erarbeitet wurden und immer eine Kombination aus schnellem Störungsdetektor und beigegebenen Detektoren (WAM, USN, MPX...) bilden. Im Mittelpunkt aller Strategien steht immer der schnelle Störungsdetektor der permanent vom Multidetektorsystem überwacht wird und im Bedarfsfall mit anderen Detektoren kombiniert oder abgeschaltet wird.

#### 4.3.1 Schalthäufigkeit des schnellen Störungsdetektors als Kriterium zur Umschaltung zwischen unterschiedlichen Diversity-Strategien

Da die im Folgenden vorgestellten Strategien bezüglich der Überwachung des schnellen Störungsdetektors identisch sind und immer eine Kombination aus Aktivitätsüberwachung mit anderen Strategien darstellen, wird an dieser Stelle das Prinzip der Aktivitätsüberwachung erläutert. Dabei ist der Begriff der Aktivitätsüberwachung so zu verstehen, dass ununterbrochen die Schalthäufigkeit des schnellen Störungsdetektors ermittelt wird. Die Schalthäufigkeit soll im Folgenden als Qualitätsmaßstab für das Verhalten des schnellen Störungsdetektors dienen.

Ohne das Multidetektorsystem steuert der schnelle Störungsdetektor unmittelbar die Antennen in der Art, dass nach Erkennung einer Störung zur nächsten Antenne zyklisch weitergeschaltet wird. Dabei wird innerhalb eines Umlaufes jede Antenne einmal eingeschaltet. Dieses Prinzip wurde auch beim Einsatz des Multidetektorsystems beibehalten. In dem hier verwendeten System kommen vier Antennen zum Einsatz.

Abb. 4.21 zeigt die prinzipielle Vorgehensweise zur Bestimmung der Schalthäufigkeit. Aus den Ausgängen des schnellen Störungsdetektors wird mit Hilfe des MC1 ein „Schaltpuls“ generiert und es wird unmittelbar die folgende Antenne eingeschaltet. Die Anzahl der Schaltpulse wird im Aktivitätszähler gezählt. Der Aktivitätszähler wird mit Hilfe eines Timers in festen Zeitabständen (alle  $65\text{ms}$ ) ausgewertet und zurückgesetzt. Somit ergibt sich die Anzahl der Schaltvorgänge pro Sekunde. Nun kann eine Schwelle für die Schalthäufigkeit als Aktivitätsschwelle festgelegt werden, oberhalb der das Verhalten des schnellen Störungsdetektors als nicht optimal bezeichnet werden muss. Diese Schwelle stellt somit den Qualitätsmaßstab für den schnellen Störungsdetektor dar und dient im Folgenden der Aktivierung der verschiedenen Diversitystrategien. Als Aktivitätsschwelle wurden 6 Schaltvorgänge für den Überwachungszeitraum von  $65\text{ms}$  in zahlreichen Messfahrten als angemessen ermittelt. Dies entspricht einer Schaltfrequenz des schnellen Störungsdetektors von ca. 90Hz.

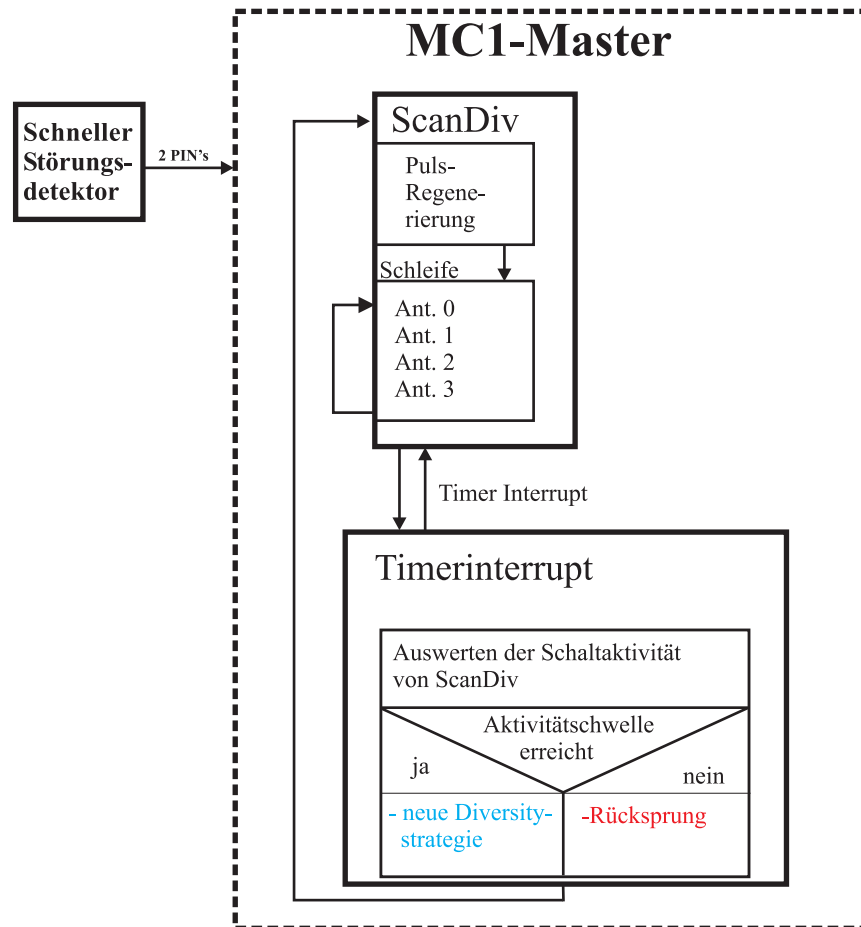


Abbildung 4.21: Prinzip der Bestimmung der Schalthäufigkeit des schnellen Störungsdetektors

### 4.3.2 Antennenwahl nach einem HF-Pegelkriterium

Da es in der Regel in Schwachsignalgebieten mit Empfangspegeln kleiner  $25dB\mu V$  zum Überschreiten der Aktivitätsschwelle kommt, bestand die Aussicht mit Hilfe eines Pegelkriteriums eine Verbesserung des Schaltverhaltens zu erzielen. Das Pegelkriterium wurde für erste einfache Voruntersuchungen so gestaltet, dass bei Überschreiten der Aktivitätsschwelle die Antenne mit dem größtem Empfangspegel eingeschaltet wurde. Da jedoch bei FM-Empfang oberhalb der Detektionsschwelle des FM-Demodulators der Pegel eine untergeordnete Rolle für die Empfangsqualität darstellt, wurde schnell klar, dass ein solches Kriterium nur selten zu der gewünschten Empfangsverbesserung beitragen kann. So sind beispielsweise Mehrwegeempfangsstörungen unabhängig vom Empfangspegel.

Die oben gemachten Erfahrungen konnten durch manuelles Einschalten der einzelnen Antennen, bei gleichzeitiger Beobachtung des Empfangspegels und akustischer Kontrolle des Empfangssignal, bestätigt werden. Somit ist das Pegelkriterium zur direkten Anzeige und Wahl der Antennen ungeeignet.

### 4.3.3 Antennenwahl nach einer dynamisch aktualisierten Priorität der Antennen

Während der Testfahrten mit dem Multidetektorsystem wurden zahlreiche Beobachtungen zum Schaltverhalten des schnellen Störungsdetektors gemacht. So fiel besonders auf, dass der schnelle Störungsdetektor in vielen Empfangssituationen, in denen die Aktivitätsschwelle überschritten wird, eine größte Verweildauer auf der Antenne mit den besten Empfangseigenschaften zeigt. Im Folgenden wurde untersucht, unter welchen Bedingungen sich aus diesem Verhalten neue Diversitystrategien ableiten lassen.

In einem ersten Schritt wurde entsprechend Abb.4.22 das Programm der Aktivitätsüberwachung um die Ermittlung der Einschaltdauer der einzelnen Antennen erweitert. Dazu wurde jeder Antenne ein Zähler zugeordnet, aus dessen Zählerstand die Einschaltdauer abzulesen ist. Dabei wird die Antenne mit der größten Einschaltdauer als Prioritätsantenne bezeichnet.

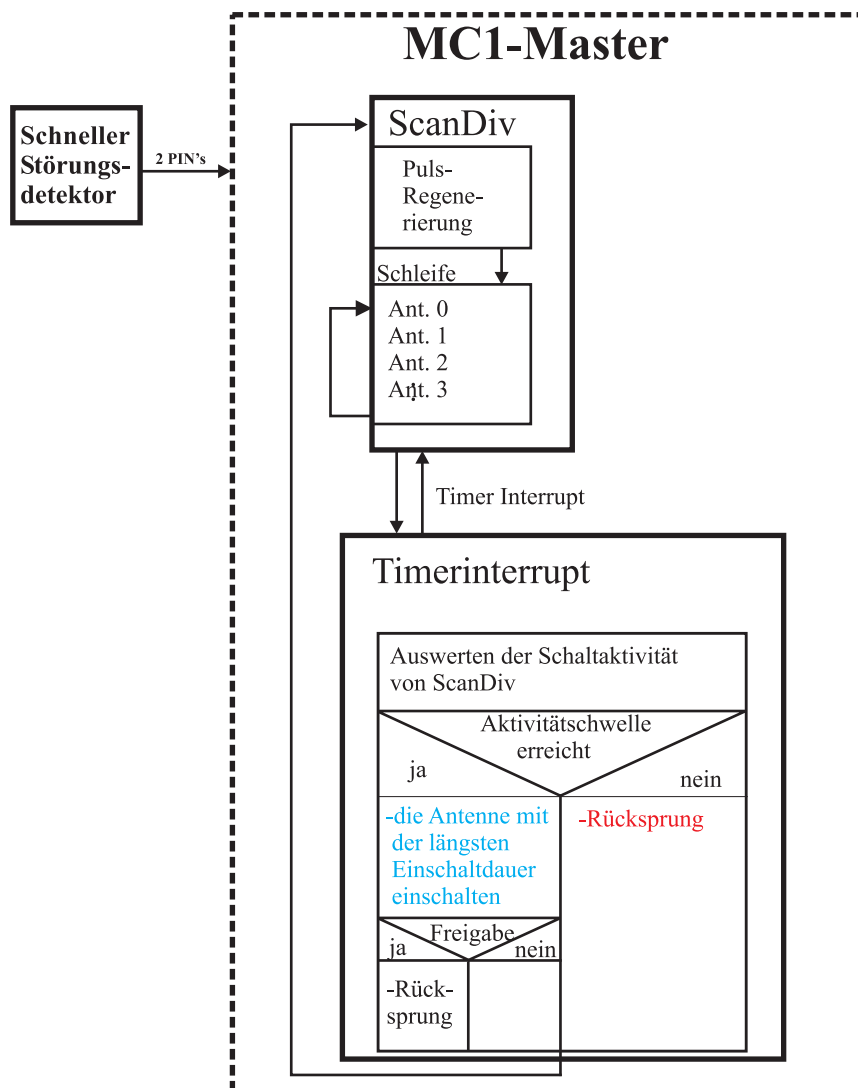


Abbildung 4.22: Prinzip der Bestimmung der Prioritätsantenne

Somit standen jetzt erstmals zwei Diversitymodi zur Verfügung. Der im Folgenden als „ScanDiv“ bezeichnete Mode ermittelt mit Hilfe des schnellen Störungsdetektors die Antenne mit den besten Empfangseigenschaften. Wird die Aktivitätsschwelle überschritten, verlässt



das System automatisch den ScanDiv-Mode und wechselt zum „Prio-Mode“. Der Prio-Mode wurde so gestaltet, dass nach Aufrufen dieses Modes die Prioritätsantenne eingeschaltet wird. Das Verlassen des Prio-Modes und Rücksprung zum ScanDiv-Mode wurde so realisiert, dass das System solange im Prio-Mode verharrt, bis vom Bediener über die Tastatur eine Rücksprunganweisung erfolgt. Auf diese Weise konnten die Empfangssituationen ermittelt werden, in denen der schnelle Störungsdetektor ein Umschaltverhalten zugunsten der Antenne mit den besten Empfangseigenschaften zeigt. Dies konnte selbstverständlich nur im stehenden Fahrzeug untersucht werden.

Als Ergebnis von zahlreichen Versuchen bleibt festzuhalten, dass oberhalb von  $10dB\mu V$  die vom schnellen Störungsdetektor ermittelte Prioritätsantenne die Antenne mit den besten Empfangseigenschaften ist. Unterhalb von  $10dB\mu V$  funktionierte die Ermittlung der Prioritätsantenne nicht ausreichend genau.

Die hier gefundene Diversitystrategie als Kombination von ScanDiv-Mode und Prio-Mode führt im stehenden Fahrzeug zu einer enormen Empfangsverbesserung, weil die Knistergeräusche verursachenden Schaltvorgänge vermieden wurden. Im Folgenden galt es Kriterien zu finden, die ein automatisches Verlassen des Prio-Modes ermöglichen. Dabei galt es heraus zu finden, unter welchen Bedingungen der Prio-Mode im bewegten Kraftfahrzeug eine Empfangsverbesserung ermöglicht.

#### 4.3.4 Antennenwahl nach einem minimalen USN-Anteil (USN-Mode)

In diesem Abschnitt wird eine Strategie vorgestellt, die es unter Zuhilfenahme des USN-Detektors ermöglicht, den Prio-Mode automatisch zu verlassen. Dabei musste zunächst untersucht werden, unter welchen Bedingungen der Prio-Mode im bewegten Fahrzeug zu Empfangsverbesserungen führt.

Abb. 4.23 zeigt die prinzipielle Vorgehensweise. Nach Überschreiten der Aktivitätsschwelle wird, wie im Abschnitt 4.3.3 beschrieben, die Prioritätsantenne eingeschaltet. Dies geschieht an dieser Stelle ungeachtet vom Empfangspegel. Die eingeschaltete Prioritätsantenne wird nun ständig überwacht. Dazu wird nach Aktivierung dieses Modes der aktuelle Wert, den der USN-Detektor liefert, als Referenzwert gespeichert. Im Folgenden wird ständig die Abweichung zum Referenzwert ermittelt. Dies erfolgt in zeitlichen wiederkehrenden Zyklen. Die Dauer der Zyklen wird durch die Integrationszeit des USN-Detektors bestimmt, welche sich mit  $4ms$  als optimal herausstellte. Da das Ausgangssignal des USN-Detektors in Abhängigkeit von der Modulation starken Schwankungen unterliegt, wird zur Auswertung der Mittelwert der letzten 10 USN-Werte gebildet.

Kommt es zu einer Verschlechterung der Empfangssituation, welches sich durch Vergrößerung des Ausgangswertes des USN-Detektors um den Wert X (siehe Abb. 4.23) bemerkbar macht, wird der Prio-Mode verlassen und der schnelle Störungsdetektor übernimmt die Ansteuerung der Antennen. Verbessert sich die Empfangssituation (Y wird kleiner, siehe Abb. 4.23), so dass davon auszugehen ist, dass der schnelle Störungsdetektor wieder optimal arbeitet, wird ebenfalls der Prio-Mode verlassen und der schnelle Störungsdetektor aktiviert.

Um die oben vorgestellte Strategie zum Erfolg zu führen, wurden im Labor und auf zahlreichen realen Testfahrten sowohl die Werte X, Y und die Integrationskennlinie des USN-Detektor empirisch eingestellt.

Nach der erfolgreichen Optimierung der USN-Parameter konnten enorme Verbesserungen, über den stationären Empfang des stehenden Fahrzeuges hinaus, erzielt werden.

So führte das Festhalten des Systems auf der Prioritätsantenne bis zu Geschwindigkeiten von  $50\text{km/h}$  zu einer Verminderung der Knistergeräusche bei gleichzeitig optimal gewählter Antenne.

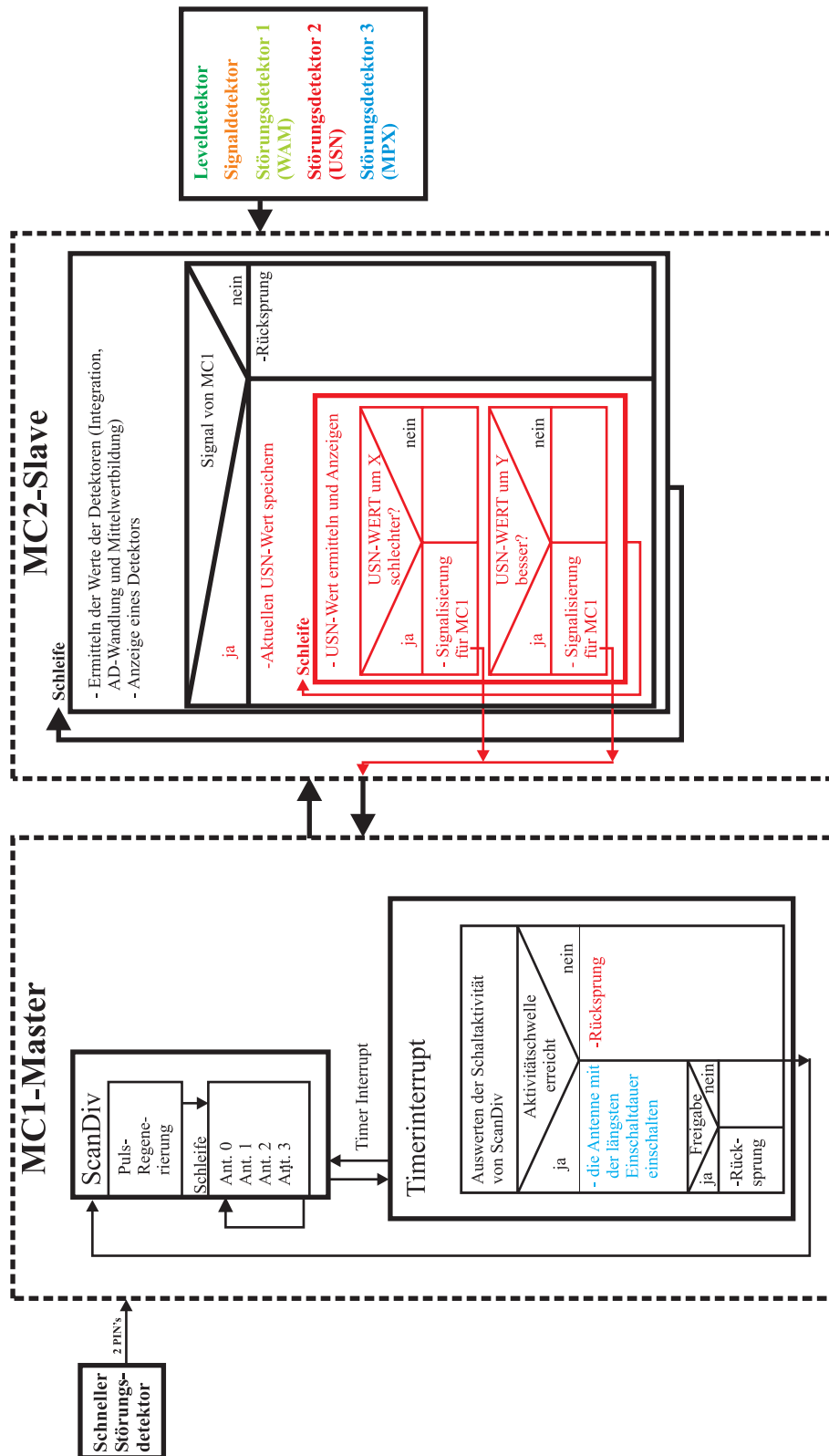


Abbildung 4.23: Prinzip des automatischen Rücksprung aus dem Prio-Mode

### 4.3.5 Antennenwahl nach minimaler seetörungsbedingter AM des HF-Trägers (WAM-Mode)

In den vorangestellten Abschnitten wurden die Empfangspegelbereiche unterhalb von  $10dB\mu V$  nur untergeordnet betrachtet. Im Folgenden kam es darauf an, auch für diese Empfangspegel Detektoren und Strategien zu finden, die den bestmöglichen Empfang gewährleisten. Dazu wurde der im Abschnitt 4.3.3 vorgestellte Prio-Mode, der einen automatischen Rücksprung mit Hilfe des USN-Detektors ermöglicht, um ein WAM- und Pegelkriterium erweitert. Abb. 4.24 zeigt die Struktur der verknüpften Kriterien USN, Pegel und WAM.

Nach Überschreiten der Aktivitätsschwelle wird in Abhängigkeit vom Empfangspegel die Diversitystrategie gewählt. Oberhalb von  $10dB\mu V$  wird der oben beschriebene USN-Mode aktiviert. Unterhalb von  $10dB\mu V$  wird der im Folgenden beschriebene WAM-Mode aktiviert. Im WAM-Mode wird erstmals unabhängig vom schnellen Störungsdetektor die Antenne mit den besten Empfangseigenschaften ermittelt. Dazu wird alle  $250ms$  ein Suchvorgang initiiert. Während des Suchvorganges wird jede Antenne für die Zeitdauer von  $4ms$  eingeschaltet und der Störgrad mit Hilfe des WAM-Detektors ermittelt. Für 4 Antennen ergibt sich somit eine Suchdauer von  $16ms$ , an deren Ende die Antenne mit den besten Empfangseigenschaften ermittelt ist.

Da nur ein Tuner zur Verfügung steht, ist jeder Suchvorgang mit einer Störung des Empfangssignals verbunden. Jedoch muss für Empfangspegel unterhalb von  $10dB\mu V$  angefügt werden, dass die Signalqualität bereits soweit herab gesetzt ist, dass Störungen durch den Suchvorgang tolerierbar sind.

Das Verlassen des WAM-Mode erfolgt in Abhängigkeit vom Empfangspegel. Der Rücksprung erfolgt, wenn der Empfangspegel  $15dB\mu V$  überschreitet. Die hier realisierte Hysterese von  $5dB$  wurde eingeführt, um ein ständiges Hin- und Herschalten zwischen den verschiedenen Modi zu vermeiden.

Die hier gewählten Suchintervalle von  $250ms$  gestatten nur Fahrzeuggeschwindigkeiten bis zu  $30km/h$ . Dabei wurde davon ausgegangen, dass alle  $\lambda/2$  durch die Rayleighfeldverteilung eine Störung wahrscheinlich ist.

Abschließend bleibt festzuhalten, dass der WAM-Detektor nicht in allen Empfangssituationen zuverlässig in der Lage ist, die Antenne mit den besten Empfangseigenschaften zu ermitteln. So kommt es immer mal wieder vor, dass für die Dauer von  $250ms$  nicht die optimale Antenne bestimmt wird. Dies liegt vor allem an der kurzen zur Verfügung gestellten Detektionszeit von  $4ms$  für die Stördetektion im WAM-Detektor. Längere Detektionszeiten sind aber in dem hier verwendeten Eintunersystem auf Grund der sonst hörbaren Störungen beim Suchvorgang nicht tolerabel.

Die Kombination der langsamen Störungsdetektoren WAM und USN mit dem Pegeldetektor und dem schnellen Störungsdetektor führt zu einer deutlichen Empfangsverbesserung im Empfangsbereich mit schwachen Signalpegeln und stellt einen deutlichen Gewinn zu bisher bekannten Systemen dar.

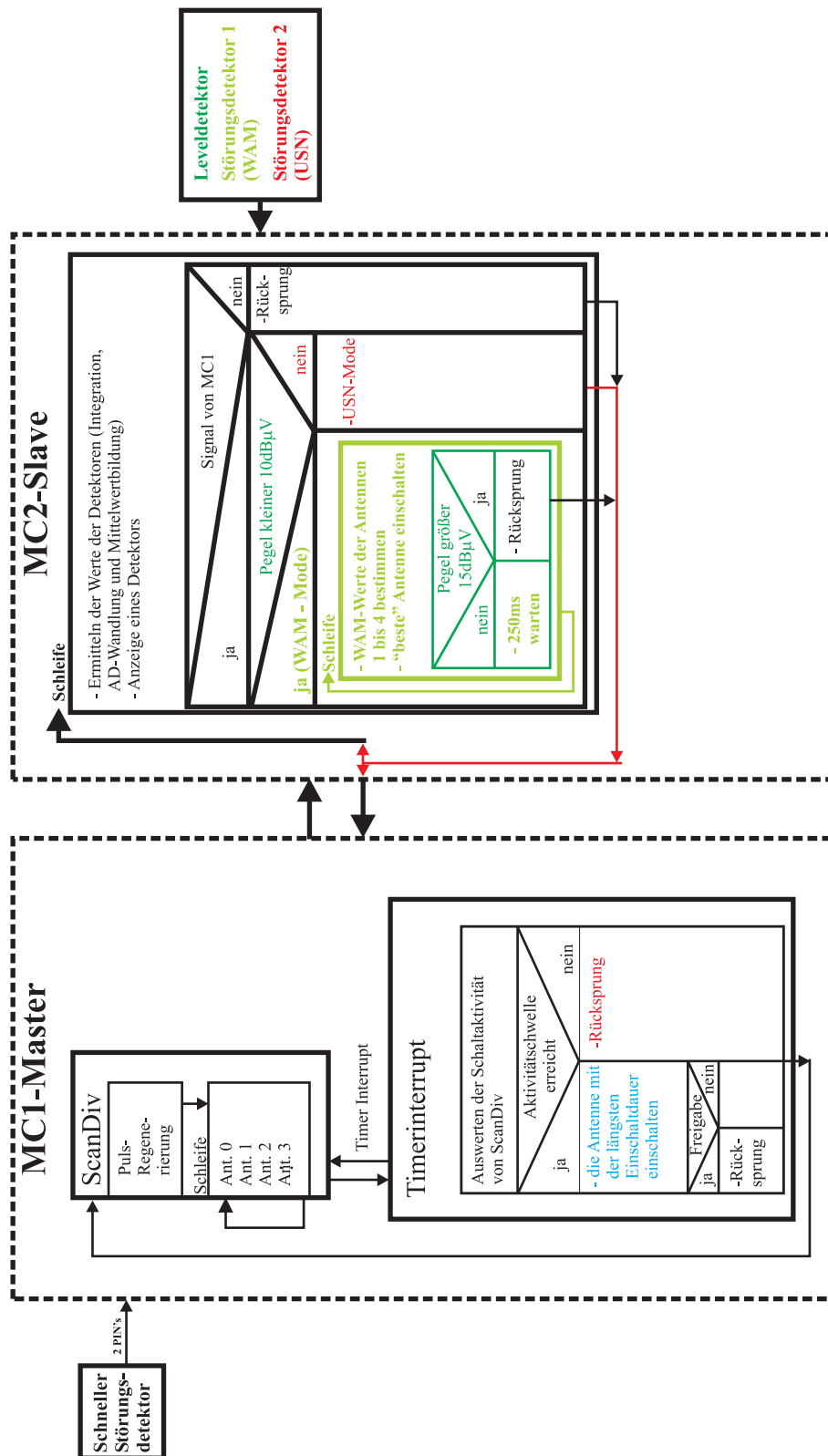


Abbildung 4.24: Kombination der langsamen Störungsdetektoren WAM, USN und Pegel mit dem schnellen Störungsdetektor

### 4.3.6 Optimales Mikrocontroller gesteuertes Scanning–Diversity–System

Nachdem in den vorangestellten Abschnitten der Einsatz der unterschiedlichen Detektoren beschrieben wurde, wird an dieser Stelle eine sinnvolle Kombination der unterschiedlichen Detektoren vorgestellt. Abb. 4.25 zeigt das Blockdiagramm, welches die optimale Scanning–Diversity–Strategie beschreibt.

Der schnelle Störungsdetektor bestimmt bei diesem Mikrocontroller gesteuerten Scanning–Diversity–System solange die Empfangsantenne wie seine Schaltaktivität unterhalb der Aktivitätsschwelle liegt. Das System befindet sich also im „ScanDiv–Mode“. Die Aktivitätsschwelle wurde in Abschnitt 4.3.3 auf 6 Schaltvorgänge für einen Zeitraum von  $65ms$  festgelegt. Wird die vom System ermittelte Schaltaktivität größer 6, wird die nachfolgende Diversity–Strategie in Abhängigkeit vom HF–Pegel bestimmt.

**Für HF–Pegel größer  $10dB\mu V$**  wird vom MC–System die Empfangsantenne eingeschaltet, die vom schnellen Störungsdetektor im vorhergehenden Beobachtungszeitraum von  $65ms$  im zeitlichen Mittel am längsten eingeschaltet wurde. Das System verharrt solange in diesem Mode und auf dieser Antenne, bis vom USN–Detektor (rote Darstellung in Abb.4.25) eine Veränderung der Empfangssituation festgestellt wird. Dabei wird sowohl einer Verschlechterung (X–Werte) als auch einer Verbesserung (Y–Werte) der Empfangssituation Rechnung getragen. Nach Verlassen des USN–Mode wechselt das System zurück zum ScanDiv–Mode.

**Für HF–Pegel kleiner  $10dB\mu V$**  wird der WAM–Mode aktiviert. In diesem Mode wird die optimale Empfangsantenne unmittelbar mit Hilfe des WAM–Detektors ermittelt. Dazu wird in Zeitintervallen von  $250ms$  ein Scanvorgang initiiert, während dessen das Empfangssignal jeder Antenne für die Zeitdauer von  $4ms$  zum Empfänger durchgeschaltet wird und bezüglich des Störgrades bewertet wird. Die somit ermittelte Empfangsantenne mit den für diese Empfangssituation optimalen Empfangseigenschaften wird bis zum nächsten Suchintervall zum Empfänger durchgeschaltet. Als Rücksprungkriterium aus dem WAM–Mode dient hier der HF–Empfangspegel. D.h. das System bleibt solange im WAM–Mode bis der HF–Pegel Werte von größer  $15dB\mu V$  annimmt. Danach wechselt das System zurück zum ScanDiv–Mode.

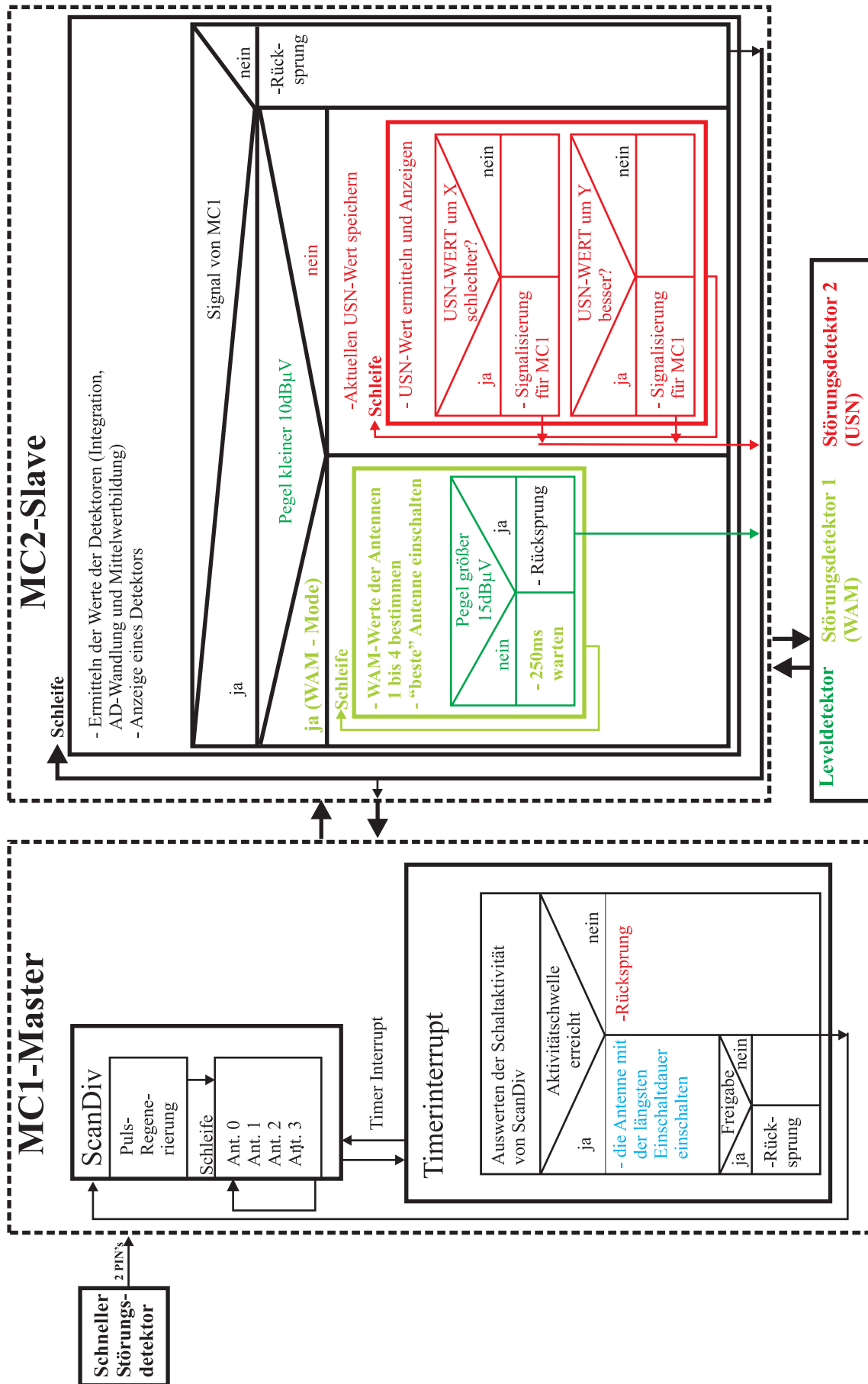


Abbildung 4.25: Blockdiagramm des optimalen Mikrocontroller gesteuerten Scanning Diversity Systems mit additiven Störungsdetektoren

# Kapitel 5

## FM-Feldgenerator

Systeme zur Aufzeichnung und Wiedergabe von FM-modulierten Signalen wie im nachfolgenden Kap.6 beschrieben bieten vielfältige Möglichkeiten zur Untersuchung und Entwicklung von FM-Empfangssystemen. Neben den vielen Vorteilen, die sich aus der Arbeit mit dem System ergeben, muss man jedoch den Nachteil in Kauf nehmen, dass das ungestörte Empfangssignal nicht für Vergleichszwecke zur Verfügung steht. Dies hat mehrere Gründe:

Zum Einen ist die Antennenzahl auf 4 begrenzt, so dass ein normaler Antennenkanal zugunsten einer ungestörten Aufzeichnung verloren gehen würde. Zum Anderen müsste man das ungestörte Signal z.B. über eine stationär installierte und störungsfreie Empfangsantenne empfangen, was eine Aufzeichnung im bewegten Fahrzeug unmöglich machen würde. Alternativ könnte ein weiteres Aufzeichnungssystem zur störungsfreien Aufzeichnung eingesetzt werden, was allerdings eine spätere Synchronisation im Labor erfordern würde.

Mit Hilfe des ungestörten Signals könnte man beispielsweise das S/N eines empfangenen Signals berechnen. Somit hätte man ein wirkungsvolles Werkzeug, mit dessen Hilfe die Entwicklung von neuen Störungsdetektoren für den FM-Empfang möglich wäre. Als Alternative wurde ein FM-Feldgenerator erstellt, mit dessen Hilfe der von Ort und Geschwindigkeit abhängige Empfang einer bewegten Antenne simuliert wird. Dabei fließen die gemessenen Richtdiagramme der Antennen in die Simulation mit ein, so dass für unterschiedliche Fahrzeugtypen virtuelle Fahrten simuliert werden können. Als Audioquelle können Testsignale oder auch z.B. Signale von CD's verwendet werden.

Der prinzipielle Aufbau des hier vorgestellten FM-Feldgenerators ist in Abb.5.1 dargestellt. Das Neuartige an diesem Generator ist im Gegensatz zu den aus der Literatur bekannten Systemen, dass hier ausgehend von der NF-Quelle simuliert wird.

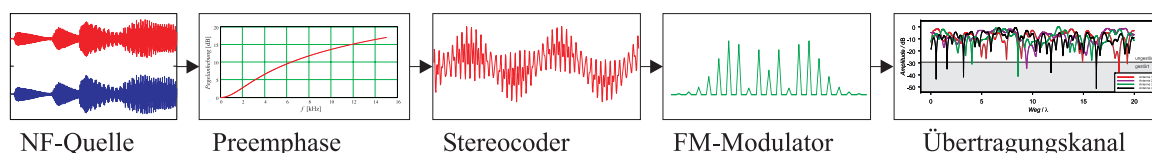


Abbildung 5.1: Prinzipieller Aufbau des FM-Feldgenerators

Mit Hilfe der Simulation werden somit der FM-Sender und der Übertragungskanal, der die Empfangseigenschaften der Antennen mit einschließt, im Basisband nachgebildet. Mit Hilfe der im Kap.6 vorgestellten Hardware können die Simulationsdaten auf die gewünschte Empfangsfrequenz gemischt werden.

Die Möglichkeit, den kompletten Übertragungskanal ausgehend von der NF-Quelle zu simulieren, zu speichern und beliebig oft zu reproduzieren, hat folgende Vorteile:

- Der Nachrichteninhalte kann selbst bestimmt werden.
- Die Eigenschaften des Übertragungskanals können beliebig verändert werden.
- Empfangssysteme können gezielt optimiert werden.
- Durch die Kenntnis über den Nachrichteninhalte lässt sich das S/N direkt bestimmen.
- Empfangssysteme können unter Extrembedingungen getestet werden (Übertragung eines Sinussignals)

Die Simulation erfolgt mit Hilfe der Programmieroberfläche *LabView* (siehe Kap.6.1.1). Die Datenstruktur wurde so gewählt, dass sie kompatibel mit den unter Kap.6 aufgezeichneten Daten ist.

## 5.1 Theoretische Grundlagen

### 5.1.1 Das Dateiformat „wav“

Tonsignale lassen sich durch den Einsatz von Rechnern in vielfältigen Formaten erzeugen und abspeichern. Dabei werden die Tonsignale zum Teil komprimiert und in der Qualität gemindert. Ein in der „Windowswelt“ weit verbreiteter Standard ist das Dateiformat „wav“. Im Dateiformat „wav“ wird zwischen den folgenden Qualitätsmerkmalen unterschieden:

- Stereo/Mono
- Abtastrate [Hz]: 44100, 22050, 11025, 8000
- Bit's pro Abtastung: 16 oder 8

Will man beispielsweise CD-Qualität erreichen, so müssen die Merkmale Stereo, Abtastrate 44,1kHz und 16bit pro Abtastung gegeben sein.

Die Dateimerkmale sind im Datei-Header gespeichert. Die Headerlänge für Wav-Dateien beträgt 44 Bytes. Jede Wav-Datei beginnt mit den ASCII-Zeichen *RIFF*. Daran schließen sich die Zeichen für die Dateilänge an. Nach der Dateilängen-Angabe schließen sich die ASCII-Zeichen *WAVEfmt* an. Die folgenden Zeichen geben an, ob es sich um eine Mono- oder Stereodatei handelt. Daran schließt sich die Information über die Abtastrate an. Die folgenden 2 Zeichengruppen stellen eine Kombination der vorangestellten Merkmale dar. Die Kombination 1 ergibt sich wie folgt:

[Abtastrate (z.B.44100)] × [Bit's+1 (0-8Bit oder 1-16Bit)] × [Soundqualität+1 (0-mono oder 1-stereo)]

Die Kombination 2 ergibt sich zu:

[Bit's+1 (0-8Bit oder 1-16Bit)] × [Soundqualität+1 (0-mono oder 1-stereo)]

Daran schließt sich das Wort *data* an, wodurch der Datei-Header beendet wird. Die nun folgenden Daten beinhalten die eigentliche Toninformation.

In der sich nun anschließenden Tabelle 5.1 wird nochmals ausführlich auf die eben beschriebene Headerstruktur eingegangen.



Nr.	Funktion	Beispiele	Anzahl der Zeichen (byte)
1	Dateitypidentifikation	„RIFF“	4
2	Dateilänge [byte]	-	4
3	Dateitypidentifikation	„WAVfmt“	8
4	Soundqualität	Mono/Stereo	8
5	Abtastrate	8000, 11025, 22050, 44100	4
6	Kombination 1	-	4
7	Kombination 2	-	2
8	Bit's pro Abtastung	8 oder 16	2
9	Headerende	„data“	4
10	Informationsfeld	-	-

Tabelle 5.1: Struktur des Headers einer wav-Datei

Der sich nach dem Wort *data* anschließende Teil der Datei, der die Toninformation enthält, ist wie folgt strukturiert. Sowohl für Stereo- als auch für Mono-Dateien sind die einzelnen Werte für die Toninformation in binärer Form hintereinander angeordnet. Mit der Information über die Bit's pro Abtastung ist jedem Tonwert eine entsprechende Anzahl an Zeichen zugeordnet. Für Stereodateien gilt, dass jeweils linker und rechter Kanal abwechselnd angeordnet sind. Die folgende Tabelle listet die pro Tonwert erforderliche Zeichenzahl auf. Die Tonwerte sind vom Typ „Signed Integer“

bit's pro Abtastung	mono	stereo	
		L	R
8	1byte	1byte	1byte
16	2byte	2byte	2byte

Tabelle 5.2: Erforderliche Zeichenzahl pro Tonwert

### 5.1.2 Digitale Filter

Die im späteren Programm realisierten digitalen Filter werden als symmetrische FIR-Filter (Finite Impulse Response) ausgeführt. Die Wahl dieses Filtertyps lässt sich hier mit der Verarbeitung von Audiosignalen begründen, aus der sich die Forderung eines linearen Amplituden- und Phasengangs ableiten lässt. Neben diesen Eigenschaften der FIR-Filter ist auf die endliche Impulsantwort hinzuweisen, aus der sich die Stabilität ergibt. Als nachteilig erweist sich die große Anzahl an Filterkoeffizienten  $N$  mit entsprechend hohem Rechenaufwand. Die Filterordnung  $Q$  wird mit  $Q = N - 1$  angegeben. Aus der Anzahl der Filterkoeffizienten  $N$  lässt sich die Gruppenlaufzeit mit  $\frac{N}{2}$ -Takte ableiten. Die Filterfunktion  $y[t]$  wird als Summe der Produkte der Eingangswerte  $x$  mit den Filterkoeffizienten  $h$  berechnet:

$$y[t] = \sum_{i=0}^{N-1} x[t-i] \cdot h[i] \quad (5.1)$$

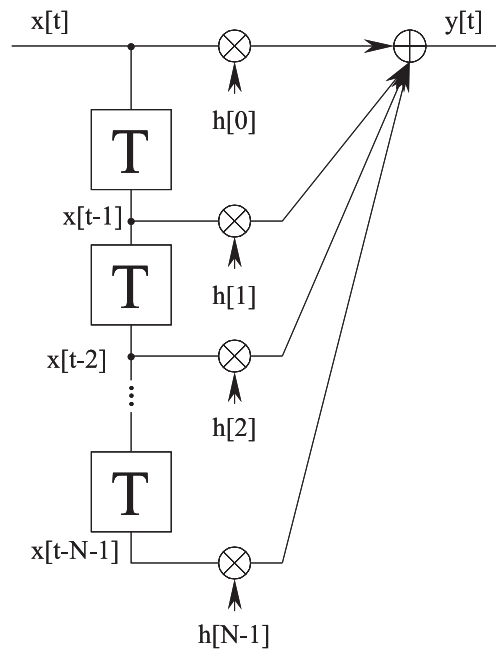


Abbildung 5.2: Blockdiagramm des FIR-Filters

Die Übertragungsfunktion des FIR-Filters wird aus der Fourierrücktransformierten der Impulsantwort berechnet. Die Impulsantwort ergibt sich beim FIR-Filter als chronologische Auflistung der Filterkoeffizienten.

$$|H(f)| \bullet - \circ h(t) \quad (5.2)$$

Der Nachteil der digitalen Filter ist, dass diese nicht universell einsetzbar sind. Für jede Abtastfrequenz  $f_A$  müssen die Filterkoeffizienten berechnet werden. Die höchste zu verarbeitende Frequenz ist durch das Abtasttheorem von Shannon mit  $\frac{1}{2} f_A$  gegeben.

Für den Entwurf digitaler Filter sind je nach Anforderung unterschiedliche Vorgehensweisen denkbar. Ein gängige Methode ist es, den gewünschten Frequenzgang durch eine Fourierreihe zu approximieren. Der Vergleich mit Gleichung 5.2 zeigt, dass die Fourierkoeffizienten gleich den gesuchten Filterkoeffizienten sind. Die Anzahl der Fourierkoeffizienten bestimmt dabei die Ordnung  $Q$  des Filters. Der durch den Abbruch der Fourierreihe verursachte Fehler wird durch den Einsatz einer Fensterfunktion verringert. Dabei wird jeder Filterkoeffizient mit einem Faktor multipliziert, wodurch die Übertragungsfunktion im Durch- bzw. Sperrbereich optimiert wird.

$$h[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \underline{H}(\omega) e^{j\omega n T} d\omega \quad \text{mit } T = \frac{1}{f_A} \quad (5.3)$$

Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Übertragungsfunktion in äquidistanten Intervallen  $F = \frac{1}{NT}$  abzutasten. Die Ordnung des Filters und die Abtastfrequenz  $f_A = 1/T$  bestimmen die Spektrale Auflösung  $F$ . Aus den abgetasteten Werten  $H[l]$  der Übertragungsfunktion lassen sich die Koeffizienten berechnen:

$$h[n] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H[l] e^{j\frac{2\pi n l}{N}} \quad (5.4)$$

### 5.1.3 Das Preemphasefilter

Um den bei der Frequenzmodulation mit höheren Modulationsfrequenzen abnehmenden niederfrequenten Signalstörabstand zu kompensieren, werden so genannte „Preemphasefilter“ eingesetzt. Das Preemphasefilter hebt senderseitig die Amplituden der höheren Frequenzanteile an, um ein besseres S/N-Verhältnis zu erhalten. Im Empfänger erfolgt der umgekehrte Vorgang, also das Absenken der Amplituden der höheren Frequenzanteile im so genannten Deemphasefilter.

Die Entstehung der Störung zeigt die Abb.5.3. Dem Nutzträger  $U_T$ , der mit  $\omega_T$  rotiert, wird ein Störträger überlagert. Dabei wird für den Störträger ein sinusförmiger hochfrequenter Störverlauf der Form  $U_{St} \cdot \sin(\omega_{St} t)$  angenommen. Die dadurch entstehende Amplitudenmodulation hat keinen Einfluss auf die Störung, da die Information bei der FM in der Phase  $\phi$  enthalten ist und die Amplitudenmodulation sowieso durch die nachfolgende Amplitudenbegrenzung im ZF-Verstärker unterdrückt wird. Von größerer Bedeutung ist somit die resultierende Phasenänderung  $\Delta\varphi(t)$  aus der sich der Frequenzstörhub ableiten lässt.

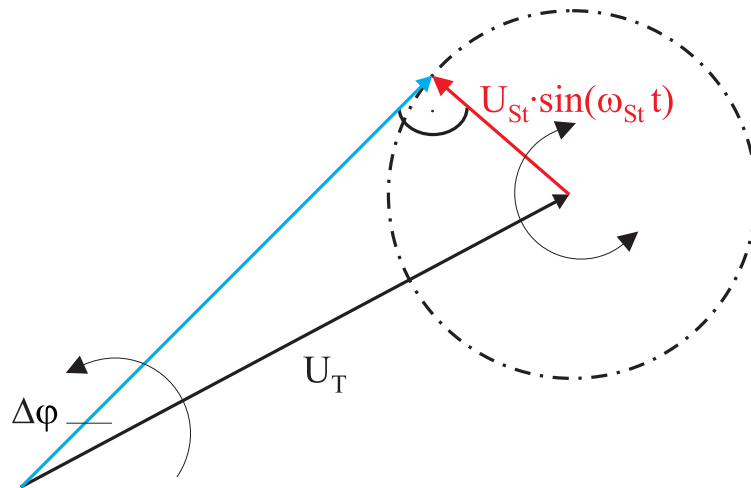


Abbildung 5.3: Entstehung des Störhubs bei angenommener sinusförmiger hochfrequenter Störspannung mit der Stördifferenzfrequenz  $\Delta f_{St}$

$$\begin{aligned} \sin \Delta\varphi(t) &= \frac{U_{St} \cdot \sin \omega_{St} t}{U_T} && \text{mit } \sin \Delta\varphi = \Delta\varphi, \text{ für kleine } \Delta\varphi \text{ folgt} \\ \Delta\varphi(t) &= \frac{U_{St} \cdot \sin \omega_{St} t}{U_T} \\ \Delta f_{St}(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} = \underbrace{\frac{\omega_{St} U_{St}}{2\pi U_T}}_{f_{SH}} \cos \omega_{St} t \\ f_{SH} &= f_{St} \frac{U_{St}}{U_T} && f_{SH} \dots \text{Störfrequenzhub} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Das NF-Signal wird im Demodulator durch Umsetzung der Frequenzänderungen in Spannungsänderungen gewonnen. Die Spannungsänderungen sind proportional zum Frequenzhub.

Mit Gleichung 5.5 lässt sich der Signal-Störabstand  $a_{NF}$  ableiten:

$$\begin{aligned} a_{NF} &= 10 \log \frac{P_{Signal}}{P_{St}} = 20 \log \frac{U_{Signal}}{U_{St}} = 20 \log \frac{f_H}{f_{SH}} = 20 \log \frac{f_H}{f_{St}} \frac{U_T}{U_{St}} \\ &= 20 \log \frac{f_H}{f_{St}} + a_{NF}|_{AM} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Aus Gleichung 5.6 ergibt sich, dass der niederfrequente Signal-Störabstand bei FM um  $20 \log f_H/f_{St}$  größer ist als bei einer amplituden modulierten Übertragung. Die Darstellung der Gleichung 5.6 in Abb. 5.4 zeigt, dass mit wachsender Stördifferenzfrequenz  $f_{St}$  sich ein schlechterer Signal-Störabstand ergibt. Durch die Amplitudenanhebung der hochfrequenten Signalanteile im Preemphasefilter wird dieser Effekt zum Teil kompensiert. Der frequenzab-

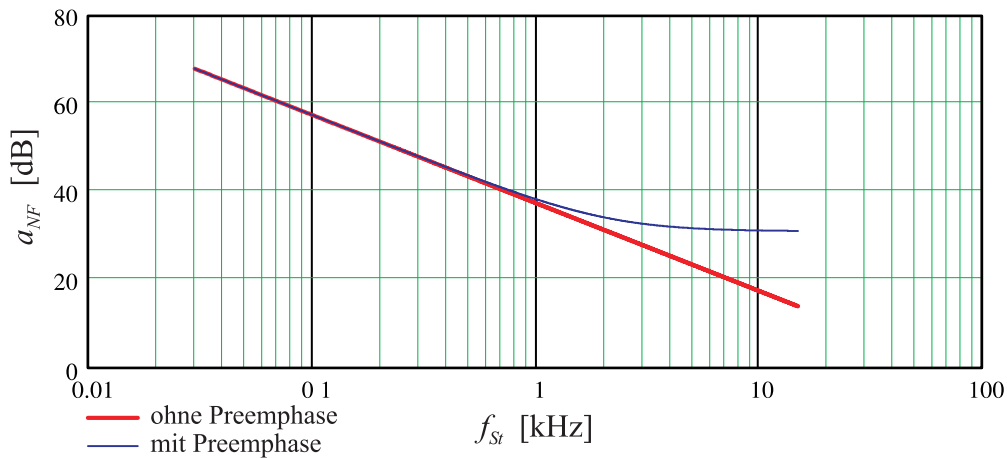


Abbildung 5.4: Verlauf des Signal-Störabstandes eines FM-Modulierten Signals mit und ohne Preemphasefilter

hängige Pegel  $\Delta p$  des Preemphasefilters wird durch die folgende Gleichung beschrieben:

$$\Delta p = 10 \log \left( 1 + \left( 2 \frac{\tau}{\mu s} \frac{f_m}{kHz} \right)^2 10^{-5} \right) \quad \text{mit } \tau = 75 \mu s \quad (5.7)$$

Abb. 5.5 zeigt den dazugehörigen Frequenzgang. Aus dem Diagramm kann man bei der für den Ton-Rundfunk maximal zulässigen Signalfrequenz von 15kHz eine Amplitudenanhebung von 17,12dB ablesen.

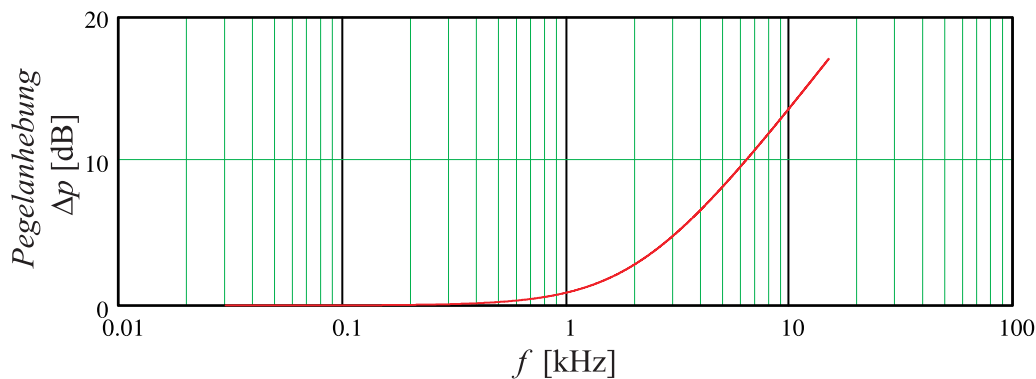


Abbildung 5.5: Frequenzgang des Preemphasefilters für  $\tau = 75 \mu s$

### 5.1.4 Stereocoder

Mit der Einführung der stereophonen Übertragung musste ein Signalformat gefunden werden, das gegenüber monophonen Empfängern kompatibel ist. Diese Forderung erfüllt das so genannte Pilottonverfahren, welches 1961 eingeführt wurde. Am Pilotton erkennt der Empfänger, ob eine stereophone Übertragung vorliegt. Durch Frequenzverdopplung des Pilottones wird der Hilfsträger von 38kHz zurück gewonnen, der zur Decodierung des rechten und linken Audio-Kanals benötigt wird.

Das Spektrum eines MPX-Signals ist in Abb.5.6 dargestellt. Die Informationen des Hauptkanals sind ausreichend, um eine monophone Wiedergabe durchzuführen. Die Zusatzinformationen für den Stereobetrieb stecken im Hilfskanal. Aus Haupt- und Hilfskanal werden im Stereodecoder die Signale für den rechten und linken Kanal gewonnen.

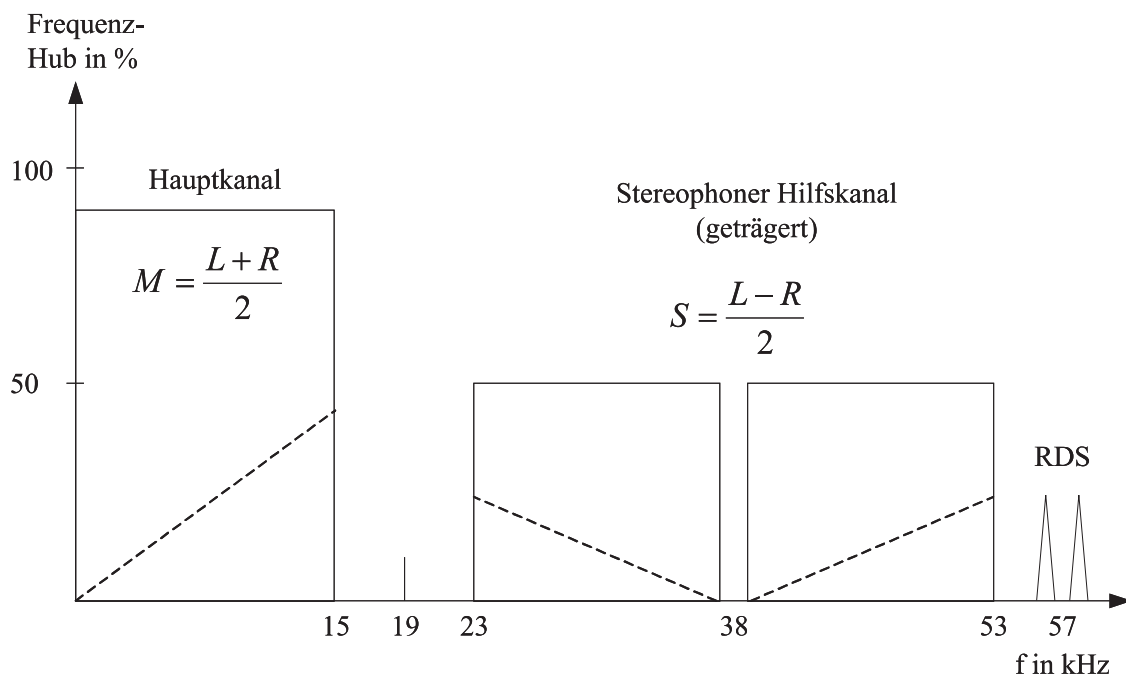


Abbildung 5.6: Spektrum des Multiplexsignals, [15]

Das RDS-Signal (Radiodatensystem) beinhaltet Zusatzinformationen, die auf dem Display des Empfängers angezeigt oder zu Steuerungsaufgaben genutzt werden, dazu gehören Sendername, Programmkettenkennung, Liste alternativer Frequenzen, Verkehrsfunk-Senderkennung, Durchsagekennung u.v.a.. Der digitale Datenstrom wird in Gruppen zu vier Blöcken organisiert nachfolgend differential und biphasen codiert und anschließend cos-förmig bandbegrenzt. Die RDS-Signale werden durch Zweiseitenamplitudenmodulation mit unterdrücktem 57kHz-Träger gewonnen. Die Bandbreite im Basisband beträgt 2,4kHz. Damit wird ein kontinuierlicher Datenstrom von 1,187kBit/s erreicht [15, 16].

Zur Codierung des Multiplexsignals sind zwei verschiedene Methoden bekannt:

- Matrixverfahren
- Zeitmultiplexverfahren

Die codierten Signale beider Verfahren sind äquivalent. Da im Programm der Stereocoder

nach dem Matrixverfahren realisiert wurde, wird im folgenden auf die Beschreibung des Zeitmultiplexverfahrens verzichtet.

#### 5.1.4.1 Das Matrixverfahren

Das Blockschaltbild einer Codierung nach dem Matrixverfahren ist in Abbildung 5.7 zu sehen und kann mit Gleichung 5.8 beschrieben werden [15]. Der Hauptkanal wird durch die Addition des rechten und linken Signals gewonnen. Für den Hilfskanal wird die Differenz der Signale zweiseiten amplitudenmoduliert. Der Träger wird dabei unterdrückt. Nach Addition des  $19\text{kHz}$  Pilotons ist das MPX-Signal gebildet.

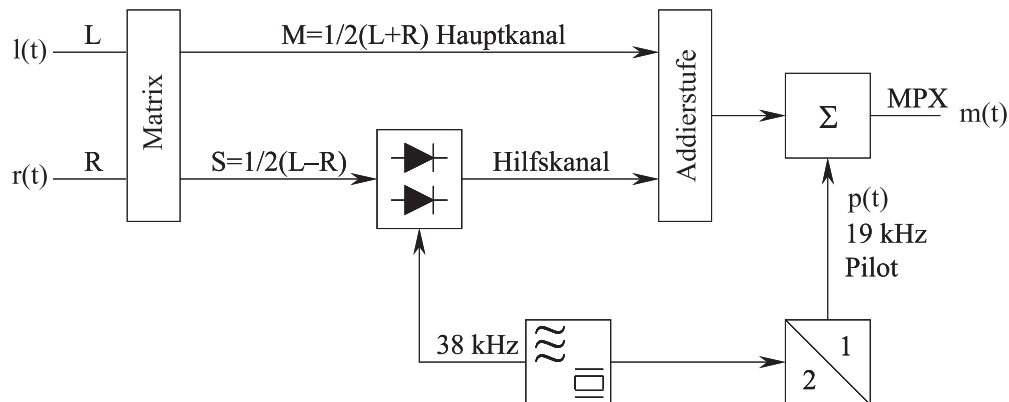


Abbildung 5.7: Stereocoder nach dem Matrixverfahren nach [15]

$$\begin{aligned}
 m(t) &= l(t) + r(t) && \text{(M-Signal)} \\
 &+ p(t) && \text{(Pilot)} \\
 &+ [l(t) - r(t)] \cdot \sin(2 \cdot \omega_p t) && \text{(getragertes S-Signal)}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

### 5.1.5 Übertragungskanal

Während der Übertragung des Signals vom Sender zum Empfänger über die Luftschnittstelle unterliegt das Signal einer Vielzahl von Störungen. Als Ursache für Störungen sind Empfangssituationen mit Echos mit geringen Laufzeiten, Echos mit großen Laufzeiten, Gleichkanal- und Nachbarkanalstörungen und Rauschen zu nennen. Diese für die Simulation relevanten Empfangssituationen werden in den folgenden Abschnitten diskutiert.

#### 5.1.5.1 Echos mit geringen Laufzeiten

Beim mobilen Rundfunkempfang ist die Antenne infolge der geringen Höhe des Anbringungsortes von einer Vielzahl von verschiedenartigen Streukörpern umgeben.

Jeder Streukörper kann dabei als Quelle einer ungerichteten Welle angesehen werden. Aufgrund der Ausbreitungsbedingung  $E \sim r^{-\alpha}$  nimmt die elektrische Feldstärke mit zunehmendem Abstand  $r$  zwischen Streukörper und Empfangsantenne ab. Hierbei gibt der Exponent  $\alpha$  die Dämpfung an und liegt nach [9, 14] im Bereich zwischen  $\alpha = 1,5 - 2$  für eine bebaute Umgebung, im freien Raum bei Ausbreitung einer direkten Welle ist  $\alpha = 1$ .

Aufgrund der Unterschiedlichkeit der Streukörper bezüglich ihrer Abmessungen, Anordnung und Materialeigenschaften, kann man keine Angabe machen, bis zu welchem Abstand ihr Einfluss zu berücksichtigen ist. In der Literatur [9, 10, 12] werden Werte im Bereich von  $25\lambda_0$  bis  $100\lambda_0$  ( $\lambda_0$ =Freiraumwellenlänge) angegeben.

Aufgrund des Vorhandenseins der Streukörper wird das einfallende Wellenbündel (siehe Abb.1.1) gestreut, so dass es an der Empfangsantenne zur Überlagerung von einer Vielzahl von Einzelwellen kommt. Die exakte Empfangssituation ist auf Grund der Unterschiedlichkeit der einzelnen Streukörper bezüglich der Anzahl, der Anordnung und der Reflexionsfaktoren nicht vorhersagbar, sondern lässt sich nur mittels statistischer Methoden beschreiben.

Zur Berechnung der ortsabhängigen Empfangsspannung  $\underline{U}(x)$  wird in dieser Arbeit ein Modell nach [9] verwendet, wie es die Abb.5.8 zeigt. Mit diesem Modell können Empfangssituationen nachgebildet werden, wie sie in bebauten Gebieten vorkommen, d.h dieses Modell ist besonders geeignet, Mehrwegeempfang mit kleinen Laufzeitdifferenzen nachzubilden.

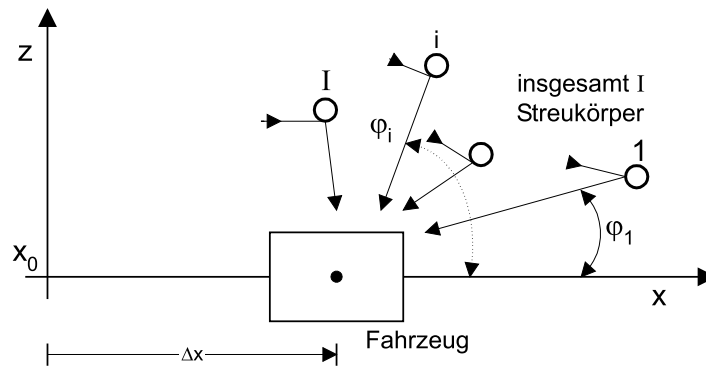


Abbildung 5.8: Modell zur Berechnung der Ortsabhängigkeit der Empfangsspannung  $\underline{U}_{Streu}$ , [9]

Das Modell berücksichtigt dabei, dass der bewegliche Empfänger (Fahrzeug) von einer größeren Anzahl von Streukörpern, die sich in einer Entfernung  $\leq 100\lambda_0$  befinden, umgeben ist. Die Summe aller von den Streukörpern reflektierten Wellen  $i$ , die unter dem Winkel  $\varphi_i$  mit der Amplitude  $U_i$  einfallen, ergibt die an den Klemmen der Antenne messbare Spannung  $\underline{U}(x)$ . Den Beitrag  $\underline{U}_i$  der Einzelwelle  $i$  zur resultierenden Empfangsspannung  $\underline{U}_{Streu}$  am Empfangsort  $x_0 + \Delta x$  beschreibt die Gleichung 5.9, [9]:

$$\underline{U}_i(x_0 + \Delta x) = \underline{U}_i e^{-j\beta_{0x} \cdot (x_0 + \Delta x)} \quad (5.9)$$

Hierbei steht  $\beta_{0x}$  für den sich in x-Richtung aus dem Einfallswinkel  $\varphi_i$  ergebenden wirksamen Anteil der Phasenkonstanten  $\beta_0 = 2\pi/\lambda_0$ , also  $\beta_{0x} = \beta_0 \cdot \cos \varphi_i$ .

Mit Gleichung 5.10 kann die resultierende Gesamtspannung als Summe aller Einzelwellen  $i$  angegeben werden [9]:

$$\underline{U}_{Streu}(x_0 + \Delta x) = \sum_{i=1}^I U_i \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot (x_0 + \Delta x) \cdot \cos \varphi_i} \quad (5.10)$$

Bei der Berechnung der Gesamtspannung nach Gleichung 5.10 wird jede einfallende Welle unabhängig vom Einfallswinkel bewertet. Dies entspricht einem Empfang mit einer

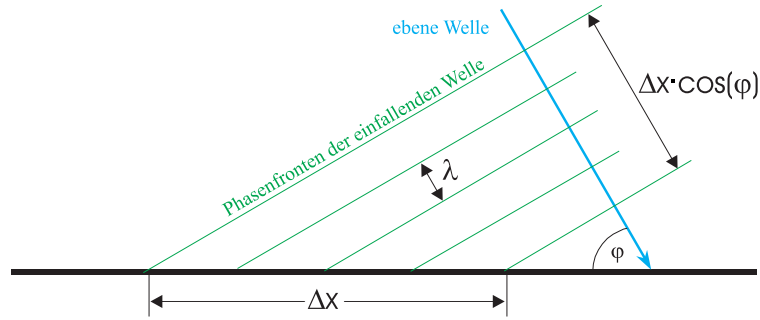


Abbildung 5.9: Durchfahrene Wegstrecke bezogen auf die Wellenlänge

Antenne mit Runddiagramm. Um also den Empfang mit beliebigen Antennen nachzubilden, muss jede einfallende Welle entsprechend dem Einfallswinkel bewertet werden. Dies geschieht durch Erweiterung der Gleichung 5.10 um die Richtfunktion  $\underline{C}(\varphi)$  der Antenne:

$$\underline{U}_{Streu}(x_0 + \Delta x) = \sum_{i=1}^I \underline{U}_i \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot (x_0 + \Delta x) \cdot \cos \varphi_i} \cdot \underline{C}(\varphi_i) \quad (5.11)$$

Dabei ist z.B. zu berücksichtigen, dass  $\underline{C}(\varphi)$  für die gleiche Antenne für unterschiedliche Polarisierungen verschieden ist.

Eine Vorhersage des Amplitudenverlaufes für das hier vorgestellte Empfangsmodell ist nur über die statistische Verteilung möglich. Führt man diese statistische Auswertung durch, so ergibt sich nach [9] für die Verteilung der Amplituden die im Folgenden beschriebene Rayleighverteilung.

### 5.1.5.2 Rayleighverteilung

Misst man die Antennenspannung an einem von Streukörpern umgebenen Ort, die proportional zum elektrischen Feld ist, so stellt man fest, dass die örtlich entstehenden Amplitudenspannungen  $U$  Rayleighverteilt sind, so lange der Mittelwert konstant bleibt. Somit gibt die Wahrscheinlichkeitsdichte der Rayleighverteilung nach Gleichung 5.12 an, mit welcher Wahrscheinlichkeit eine Amplitude auftritt.

$$p(U) = \frac{2U}{\overline{U}^2} \cdot e^{-U^2/\overline{U}^2} \quad \text{für } U \geq 0 \quad (5.12)$$

Das Maximum der Dichtefunktion Abb.5.10 a) liegt bei dem Argument  $\sqrt{\overline{U}^2}/\sqrt{2}$  und kann mit  $0,8577 \cdot \sqrt{\overline{U}^2}$  beziffert werden. Die Integration der Dichtefunktion  $p(U)$  ergibt die Wahrscheinlichkeitsfunktion  $P(U_{min})$ , siehe Abb.5.10 b). Mit Hilfe von  $P(U_{min})$  kann man die Wahrscheinlichkeit angeben, mit der eine Amplitude  $U_{min}$  unterschritten wird [9, 10, 11].

$$P(U_{min}) = \int_0^{U_{min}} p(U) dU = 1 - \exp \left\{ -\frac{U_{min}^2}{\overline{U}^2} \right\} \quad (5.13)$$

Aus Gleichung 5.13 folgt unmittelbar die Überschreitungswahrscheinlichkeit:

$$1 - P(U_{min}) = \int_0^{U_{min}} p(U) dU = \exp \left\{ -\frac{U_{min}^2}{\overline{U}^2} \right\} \quad (5.14)$$



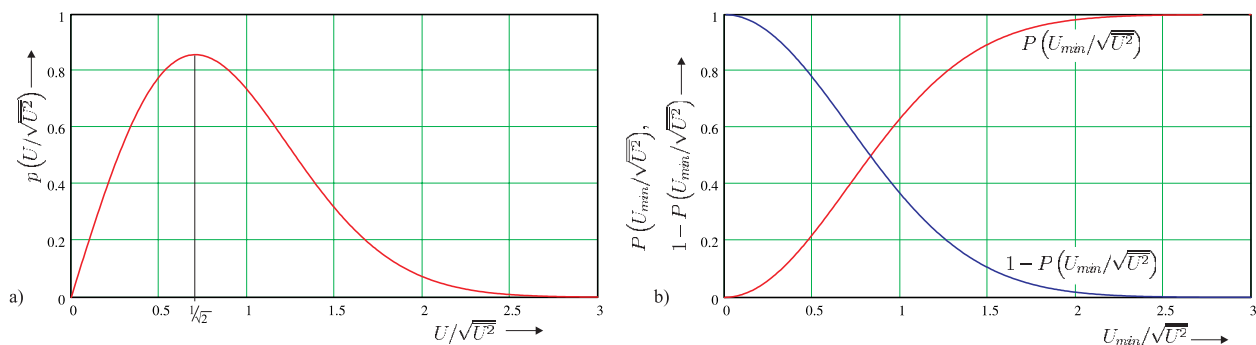


Abbildung 5.10: a) Wahrscheinlichkeitsdichte  $p(U)$  der Rayleigh-Verteilung; b) Unterschreitungswahrscheinlichkeit  $P(U_{min})$  und Überschreitungswahrscheinlichkeit  $1 - P(U_{min})$  der Rayleigh-Verteilung

### 5.1.5.3 Echos mit großen Laufzeiten

Aufgrund von Reflexionen an weit entfernten Objekten kommt es zu Mehrwegeempfang mit großen Laufzeitunterschieden mit  $\tau_k \approx 1/f_{NF}$  zwischen den einzelnen Wellen. Zu solchen Empfangssituationen kommt es in der Regel in gebirgigem Gebiet. Am Ort der Empfangsantenne treffen Wellenbündel ein wie es die Abb. 1.1 zeigt. Aus der Abb. 1.1 geht hervor, dass jedes Wellenbündel sich dabei aufgrund der Streuung einer Welle des  $k$ -ten Wellenbündels ergibt. Jedem Wellenbündel  $k$  kann eine mittlere Laufzeit  $\tau_k$  bezogen auf ein Referenzwellenbündel zugeordnet werden. Somit ist die Anzahl der empfangenen Wellen bei Mehrwegeempfang mit großen Laufzeitdifferenzen größer als bei Mehrwegeempfang mit kleinen Laufzeiten. Die im Folgenden beschriebenen Untersuchungen und Modelle beziehen sich somit auf die mittleren Laufzeiten und Amplituden innerhalb der Wellenbündel.

Die Untersuchungen von [3] ergaben für gebirgiges Gebiet 1-2 reflektierte Wellen, vereinzelt auch bis zu 4 Wellen. Im Mittel liegen die Laufzeitunterschiede im Bereich von  $30\mu s$  und es wurden maximal Werte von  $65\mu s$  gemessen. Die in [3] ermittelten Wahrscheinlichkeiten für die Anzahl der Echowellen sowie deren Laufzeitdifferenzen und Amplitudenverhältnissen im Gebirge und im flachen Land zeigt die Abb. 5.11.

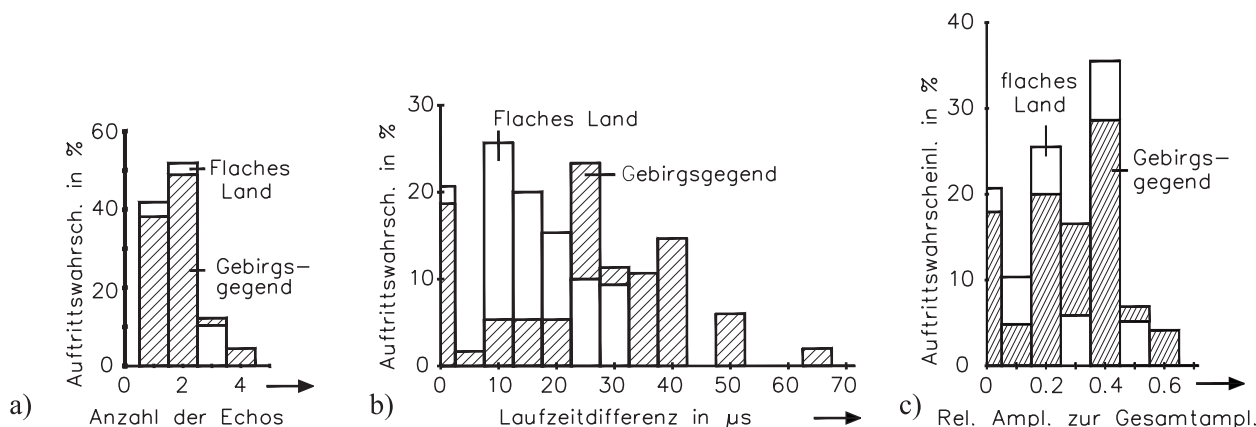


Abbildung 5.11: a,b) Wahrscheinlichkeit für die Anzahl der auftretenden Echowellen sowie deren Laufzeitdifferenzen; c) Wahrscheinlichkeit für das Auftreten einer Echoamplitude nach [3]

Mit diesen Erkenntnissen lässt sich das in Abb.5.12 dargestellte Mehrwegeempfangsmodell ableiten. Jeder reflektierten Welle wird eine Laufzeit  $\tau$  und eine Amplitude  $A$  zugeordnet. Aus der Summe aller Wellen folgt die an der Antenne anliegende Empfangsspannung  $\underline{U}_M(t)$ . Die mathematische Beschreibung des Modells liefert die Gleichung 5.15:

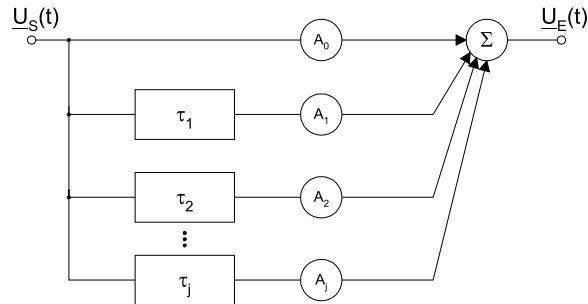


Abbildung 5.12: Mehrwegeempfangsmodell nach [3]

$$\underline{U}_M(t) = A_0 \cdot \underline{U}_S(t) \cdot \underline{C}(\varphi_0) + \sum_{k=1}^K A_k \cdot \underline{U}_S(t - \tau_k) \cdot \underline{C}(\varphi_k) \quad (5.15)$$

#### 5.1.5.4 Gleich- und Nachbarkanalstörungen

Zu einer Gleichkanalstörung kommt es, wenn im Empfangsgebiet zwei Sender auf der gleichen Empfangsfrequenz zu empfangen sind. Abb.5.13b) zeigt die sich überlagernden Spektralannteile beider Sender. Durch die Überlagerung kommt es zu Verzerrungen im Empfangssignal. Störungen dieser Art sollten eigentlich durch die Funknetzplanung verhindert werden. Dennoch kommt es auf Grund vom Wetter abhängigen Überreichweiten zu Störungen dieser Art.

Auch bei Nachbarkanalstörungen fallen Spektralanteile eines Nachbarkanalsenders auf die des Nutzkanals. Allerdings fällt hier nur ein Teil des Spektrum des Nachbarkanals auf die Empfangsfrequenz, wie in Abb.5.13a) gezeigt. Die Ursache hierfür ist häufig die Übermodulation des Nachbarkanals. Ein anderer Grund ist die fehlende Frequenzselektivität des Empfängers. In Folge der Überlagerung kommt es wieder zu Verzerrungen im Empfangssignal.

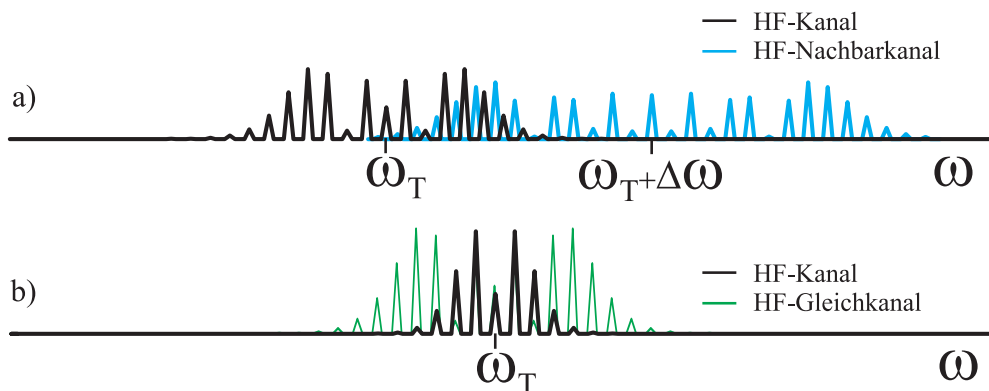


Abbildung 5.13: Überlagerung der Spektrum: a) Nachbarkanalstörung, b) Gleichkanalstörung

### 5.1.5.5 Rauschen

Jedem Empfangssignal ist ein Rauschen überlagert. Für das Rauschen sind im wesentlichen drei Entstehungsursachen zu nennen:

- atmosphärisches und
- galaktisches Rauschen, sowie
- industrielles Rauschen (Man-made-noise).

Für den Empfang ist das Verhältnis der Amplituden zwischen Signal und Rauschen maßgebend und wird als Signal-Rauschabstand bezeichnet. Anzustreben ist ein möglichst großer Signal-Rauschabstand. Der Signal-Rauschabstand beim UKW-Empfang wird als ausreichend angesehen, wenn das Verhältnis größer 40dB ist. Um dies zu erreichen, wird in Deutschland für eine Empfangsantenne die in 10m Höhe errichtet wird, eine Mindestfeldstärke bei monophoner Übertragung von  $48dB\mu V/m$  und bei stereophoner Übertragung von  $54dB\mu V/m$  gefordert [18]. Nach [17] gelten die eben angeführten Feldstärken für ländliches Gebiet. In bebauten Gebieten wird eine Mindestfeldstärke von  $70dB\mu V/m$  für monophone Übertragung und  $74dB\mu V/m$  für stereophone Übertragung gefordert.

Als Rauschen wird ein kontinuierliches Signal bezeichnet, welches sich nur mit Hilfe statistischer Größen beschreiben lässt. In der Regel geht man von weißem Rauschen aus, das eine konstante Amplitudenverteilung über der Frequenz zeigt, wie die rote Linie in Abb.5.14.

Zur Modellierung eines solchen Rauschsignals kann das folgende Modell verwendet werden. Es werden  $Z$ -Träger im Abstand  $\Delta\omega$  erzeugt. Die Amplitude der Träger ist konstant und die Zufallsphasen sind gleichverteilt. Das Rauschsignal  $\underline{U}_{Rausch}$  ergibt sich durch Summation aller Träger zu jedem Zeitpunkt  $t$ . Da die Bandbreite des zu empfangenden FM-Signals sende- und empfangsseitig begrenzt ist, kann hier eine untere und obere Grenzfrequenz ( $-f_{ob}, +f_{ob}$ ) definiert werden, wodurch sich die Trägerzahl  $Z$  ergibt.

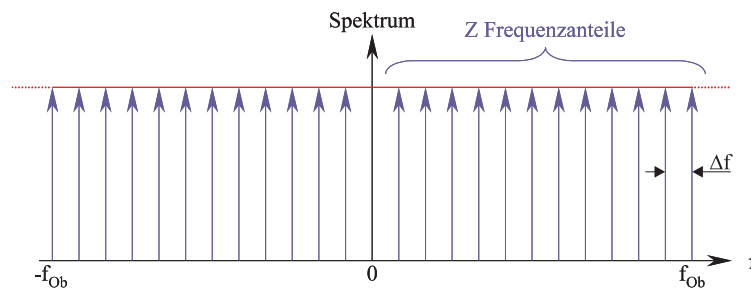


Abbildung 5.14: Spektrum des quantisierten bandbegrenzten Rauschens

Die Gleichung 5.16 beschreibt das Rauschmodell. Für die Amplitude  $U_R = 1V$  ergibt sich ein quadratischer Mittelwert von 1 für  $\underline{U}_{Rausch}$  und ein Mittelwert von 0. Den reellen zeitlichen Verlauf eines Rauschsignals zeigt die Abb. 5.15.

$$\underline{U}_{Rausch}(t) = U_R \cdot \frac{1}{\sqrt{2Z}} \cdot \sum_{z=1}^Z (e^{j(\Delta\omega \cdot z \cdot t + \psi_{z+})} + e^{-j(\Delta\omega \cdot z \cdot t + \psi_{z-})}) \quad (5.16)$$

Abb. 5.16 zeigt die Graphen der geforderten Gaußverteilung und der Amplitudenverteilung des Signals  $\underline{U}_{Rausch}$ . Der Vergleich beider Graphen zeigt, dass das erzeugte Rauschsignal

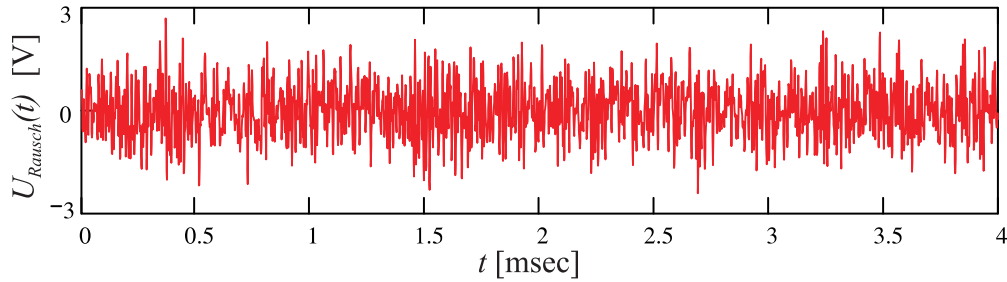


Abbildung 5.15: Berechnetes Rauschsignal

eine gaußverteilte Momentanwertverteilung hat. Die Abweichungen von der Gaußverteilungsfunktion sind hier mit der geringen Stützstellenzahl zu erklären.

Eine Zufallsgröße wird als gaußverteilt bezeichnet [20, 23], wenn sie eine Dichte der Form hat:

$$p(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2} \frac{U^2}{\sigma^2}} \quad (5.17)$$

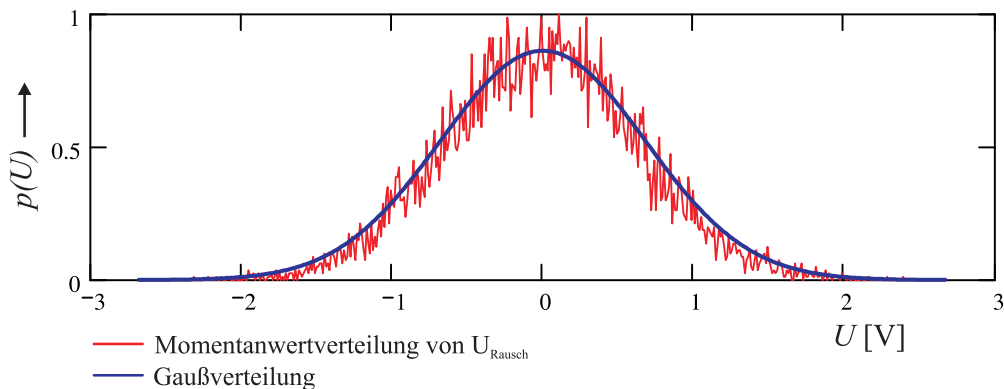


Abbildung 5.16: Wahrscheinlichkeitsdichte der Gaußfunktion, Amplitudenverteilung von  $\underline{U}_{Rausch}(t)$

### 5.1.5.6 Zusammenfassung-Übertragungskanal

Auf der Grundlage der in den vorangestellten Abschnitten diskutierten Einflussgrößen für den Rundfunkempfang wurde ein umfassendes Empfangsmodell entwickelt. Abb.5.17 zeigt dieses Modell für einen Kanal. Im Folgenden schließt sich die mathematische Beschreibung des Modells an.

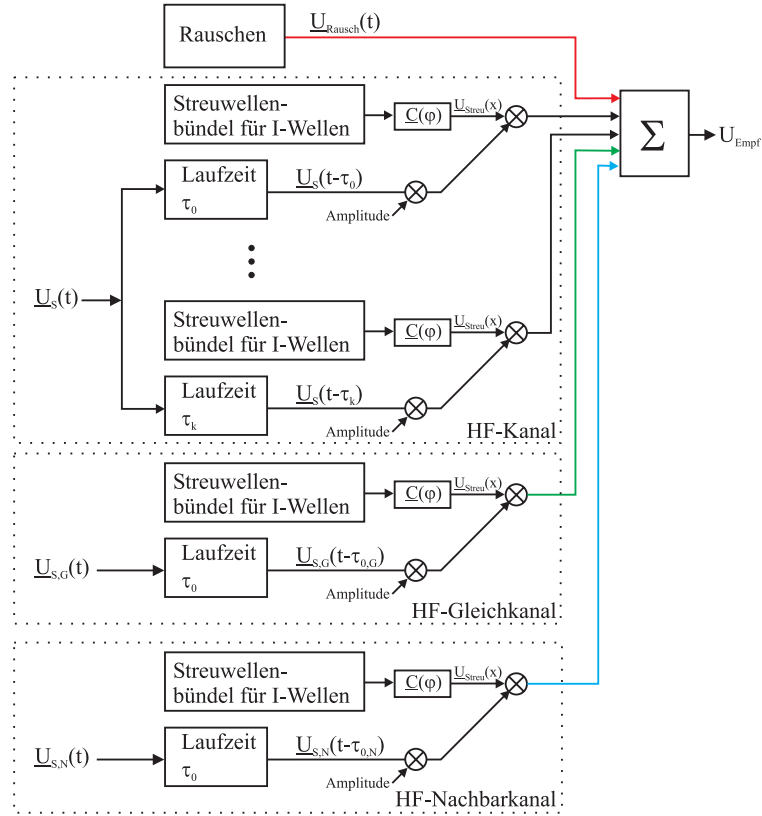


Abbildung 5.17: Modell für den Übertragungskanal

Abgestrahltes Nutzsignal:

$$\text{HF-Kanal:} \quad \underline{U}_S(t) = U_S \cdot e^{j\phi(t)} \cdot e^{j\omega_T t} \quad (5.18)$$

$$(5.19)$$

Abgestrahlte Störsignale:

$$\text{HF-Gleichkanal:} \quad \underline{U}_{S,G}(t) = U_{S,G} \cdot e^{j\phi_G(t)} \cdot e^{j\omega_T t} \quad (5.20)$$

$$\text{HF-Nachbarkanal:} \quad \underline{U}_{S,N}(t) = U_{S,N} \cdot e^{j\phi_N(t)} \cdot e^{j(\omega_T + \Delta\omega)t} \quad (5.21)$$

Im Folgenden erfolgt die Berechnung der Signale im Basisband, d.h. der Term  $e^{j\omega_T t}$  kann entfallen.

Mehrwegeempfang (siehe Gl. 5.15):

$$\underline{U}_M(t) = A_0 \cdot \underline{U}_S(t) \cdot \underline{C}(\varphi_0) + \sum_{k=1}^K A_k \cdot \underline{U}_S(t - \tau_k) \cdot \underline{C}(\varphi_k) \quad (5.22)$$

Streufeld (siehe Gl. 5.11):

$$\underline{U}_{\text{streu}}(x_0 + \Delta x) = \sum_{i=1}^I \underline{U}_i \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot (x_0 + \Delta x) \cdot \cos \varphi_i} \cdot \underline{C}(\varphi_i) \quad (5.23)$$

Rauschen (siehe Gl. 5.16):

$$\underline{U}_{\text{Rausch}}(t) = U_R \cdot \frac{1}{\sqrt{2Z}} \cdot \sum_{z=1}^Z (e^{j(\Delta\omega_R \cdot z \cdot t + \psi_{z+})} + e^{-j(\Delta\omega_R \cdot z \cdot t + \psi_{z-})}) \quad (5.24)$$

Empfangenes Feld:

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{Empf}(t, x_0 + \Delta x) = & \underbrace{A_0 \cdot \underline{U}_S(t) \cdot \sum_{i=1}^I a_i \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (x_0 + \Delta x) \cdot \cos \varphi_i \cdot \underline{C}(\varphi_i)}_{\text{HF-Kanal}} \quad (5.25) \\
 & + \underbrace{\sum_{k=1}^K A_k \cdot \underline{U}_S(t - \tau_k) \cdot \sum_{i=1}^I a_{i,k} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (x_0 + \Delta x) \cdot \cos \varphi_i \cdot \underline{C}(\varphi_i)}_{\text{Echos des HF-Kanals}} \\
 & + \underbrace{A_{0,G} \cdot \underline{U}_{S,G}(t) \cdot \sum_{i=1}^I a_{i,G} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (x_0 + \Delta x) \cdot \cos \varphi_i \cdot \underline{C}(\varphi_i)}_{\text{HF-Gleichkanal}} \\
 & + \underbrace{A_{0,N} \cdot \underline{U}_{S,N}(t) \cdot e^{j \Delta \omega_N \cdot t} \cdot \sum_{i=1}^I a_{i,N} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (x_0 + \Delta x) \cdot \cos \varphi_i \cdot \underline{C}(\varphi_i)}_{\text{HF-Nachbarkanal}} \\
 & + \underbrace{U_R \cdot \frac{1}{\sqrt{2Z}} \cdot \sum_{z=1}^Z \left( e^{j(\Delta \omega_R \cdot z \cdot t + \psi_{z+})} + e^{-j(\Delta \omega_R \cdot z \cdot t + \psi_{z-})} \right)}_{\text{Rauschen}}
 \end{aligned}$$

### 5.1.6 Zeitdiskrete Beschreibung des Senders und des Übertragungskanals

Nachdem in den vorigen Abschnitten alle für die Simulation des Empfangs von frequenzmodulierten Signalen einer bewegten Antenne erforderlichen Größen in Abhängigkeit vom Ort und der Zeit beschrieben wurden, wird im Folgenden der Übergang zu zeitdiskreten Signalen erklärt.

Die zeitdiskreten Stützstellen werden im Folgenden mit  $n$  bezeichnet. Wobei  $n$  die Werte annehmen kann:  $n = 0, 1, 2, 3 \dots \infty$

Der Abstand  $\Delta T$  zwischen den Stützstellen ist durch die Abtastrate  $f_A$  gegeben:

$$\Delta T = \frac{1}{f_A}$$

Geht man davon aus, dass die Signalquelle in zeitdiskreter Form, z.B. als eine „wav-Datei“ vorliegt, so ergibt sich für das Preemphase gefilterte Signal:

$$\begin{aligned}
 l(n) &= \sum_{q=0}^{Q-1} L(n-q) \cdot h(q) \\
 r(n) &= \sum_{q=0}^{Q-1} R(n-q) \cdot h(q)
 \end{aligned} \quad (5.26)$$

Aus den nun vorliegenden Signalen  $l(n)$  und  $r(n)$  kann das am Ausgang des Stereocoders vorliegende MPX-Signal berechnet werden:

$$mpx(n) = l(n) + r(n) + \sin\left(2\pi \frac{19kHz}{f_A} \cdot n\right) + [l(n) - r(n)] \cdot \sin\left(2\pi \frac{38kHz}{f_A} \cdot n\right) \quad (5.27)$$

Das FM modulierte Signal wird in Anlehnung an Gleichung 6.18 berechnet:

$$\underline{U}_{FM}(n) = e^{j \cdot 2\pi \cdot f_{Hub} \sum_{m=0}^n mp_x(m) \cdot \Delta T} \quad (5.28)$$

Fasst man die Gleichungen 5.26, 5.27 und 5.28 zusammen, so lässt sich das senderseitig abgestrahlte Signal wie folgt beschreiben:

$$\begin{aligned} \underline{U}_S(n) = U_S \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_{Hub} \sum_{m=0}^n \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L(m-q) + R(m-q)] \cdot h(q) + \sin \left( 2\pi \cdot \frac{19kH_z}{f_A} (m-q) \right) \right.} \\ \left. + \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L(m-q) - R(m-q)] \cdot h(q) \right] \cdot \sin \left( 2\pi \cdot \frac{38kH_z}{f_A} (m-q) \right) \right]} \cdot \frac{1}{f_A} \end{aligned} \quad (5.29)$$

Nachdem nun das senderseitige Signal  $\underline{U}_S(n)$  beschrieben wurde, werden im Folgenden die relevanten Größen des Übertragungskanals diskutiert. Die Größen des Übertragungskanals hängen im Gegensatz zu den senderseitigen Signalen nicht nur von der Zeit sondern auch vom Ort  $x(t)$  ab. Somit müssen die ortsabhängigen Signale in zeitabhängige Signale transformiert werden. Der Ort  $x(t)$  an dem sich die Antenne befindet kann nach Einführung einer Geschwindigkeit  $v$  der Antenne durch die Gleichung beschrieben werden:

$$\Delta x(n) = v \cdot n \cdot \Delta T \quad \text{mit} \quad x(t) = v \cdot t \quad (5.30)$$

Für das zeitdiskrete Mehrwegeempfangssignal, welches durch die Laufzeit bestimmt wird, ergibt sich:

$$\underline{U}_M(n) = \sum_{k=0}^K A_k \cdot \underline{U}_S(n - \tau_k) \cdot \underline{C}(\varphi_k) \quad (5.31)$$

Für das zeitdiskrete Streufeld folgt:

$$\underline{U}_{streu}(n) = \sum_{i=1}^I \underline{U}_i \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (v \cdot n \cdot \Delta T) \cdot \cos \varphi_i} \cdot \underline{C}(\varphi_i) \quad (5.32)$$

Für Rauschen ist folgendes anzusetzen:

$$\underline{U}_{Rausch}(n) = U_R \cdot \frac{1}{\sqrt{2Z}} \cdot \sum_{z=1}^Z (e^{j(\Delta\omega \cdot z \cdot n + \psi_{z+})} + e^{-j(\Delta\omega \cdot z \cdot n + \psi_{z-})}) \quad (5.33)$$

Fasst man die Gleichungen für den Übertragungskanal 5.31, 5.32 und 5.33 zusammen und setzt das senderseitige Signal  $\underline{U}_S(n)$  ein, so lässt sich die komplette Gleichung für die Empfangsspannung  $\underline{U}_{Empf}(n)$  einer Antenne angeben.

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{Empf}(n) = & \sum_{k=0}^K \left[ A_k \cdot U_S \cdot e^{j2\pi \cdot f_{Hub} \sum_{m=0}^n \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L(m-\tau_k-q) + R(m-\tau_k-q)] \cdot h(q) + \sin\left(2\pi \frac{19kH_z}{f_A} \cdot (m-\tau_k)\right)\right]} \right. \\
& \left. + \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L(m-\tau_k-q) - R(m-\tau_k-q)] \cdot h(q) \right] \cdot \sin\left(2\pi \frac{38kH_z}{f_A} \cdot (m-\tau_k)\right) \right] \cdot \frac{1}{f_A} \\
& \cdot \left[ \sum_{i=1}^I a_{i,k} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot (v \cdot \frac{n}{f_A}) \cdot \cos \varphi_i} \cdot \underline{C}(\varphi_i) \right] \\
& \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{HF-Kanal mit Echos}} \\
& + \left[ A_{0,G} \cdot U_{S,G} \cdot e^{j2\pi \cdot f_{Hub} \sum_{m=0}^n \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L_G(m-q) + R_G(m-q)] \cdot h(q) + \sin\left(2\pi \frac{19kH_z}{f_A} \cdot (m-\tau_k)\right)\right]} \right. \\
& \left. + \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L_G(m-q) - R_G(m-q)] \cdot h(q) \right] \cdot \sin\left(2\pi \frac{38kH_z}{f_A} \cdot (m-q)\right) \right] \cdot \frac{1}{f_A} \\
& \cdot \left[ \sum_{i=1}^I a_{i,G} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot (v \cdot \frac{n}{f_A}) \cdot \cos \varphi_i} \cdot \underline{C}(\varphi_i) \right] \\
& \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{HF-Gleichkanal ohne Echos}} \\
& + \left[ A_{0,N} \cdot U_{S,N} \cdot e^{j \cdot \Delta\omega_N \cdot t} \cdot e^{j2\pi \cdot f_{Hub} \sum_{m=0}^n \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L_N(m-q) + R_N(m-q)] \cdot h(q) + \sin\left(2\pi \frac{19kH_z}{f_A} \cdot (m-\tau_k)\right)\right]} \right. \\
& \left. + \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} [L_N(m-q) - R_N(m-q)] \cdot h(q) \right] \cdot \sin\left(2\pi \frac{38kH_z}{f_A} \cdot (m-q)\right) \right] \cdot \frac{1}{f_A} \\
& \cdot \left[ \sum_{i=1}^I a_{i,N} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot (v \cdot \frac{n}{f_A}) \cdot \cos \varphi_i} \cdot \underline{C}(\varphi_i) \right] \\
& \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{HF-Nachbarkanal ohne Echos}} \\
& + \underbrace{U_R \cdot \frac{1}{\sqrt{2Z}} \cdot \sum_{z=1}^Z \left( e^{j(\Delta\omega \cdot z \cdot n + \psi_{z+})} + e^{-j(\Delta\omega \cdot z \cdot n + \psi_{z-})} \right)}_{\text{Rauschen}}
\end{aligned} \tag{5.34}$$

## 5.2 Programmbeschreibung

Das im Folgenden vorgestellte Programm bildet eine komplette FM-Übertragungseinrichtung ausgehend von den NF-Signalen sowie den Übertragungskanal für 4 unterschiedliche Empfangsantennen nach. Ausgehend vom Aufzeichnungssystem des Kap.6 kann das Programm wahlweise Daten mit einer Abtastfrequenz von 300kHz bzw. 500kHz erzeugen. Die Berechnung erfolgt somit im Basisband, was keinerlei Einschränkung mit sich bringt. Den grundsätzlichen Programmablauf zeigt das Blockdiagramm in Abb.5.18. Dieses Blockdiagramm stellt die Weiterentwicklung des Blockdiagramms von Abb.5.17 dar.



Aus der Abb.5.18 geht hervor, dass das Programm zwei Sender-Bausteine enthält. Jeder Sender-Baustein besteht aus einer NF-Quelle, Preemphase-Filter, Stereocoder und FM-Modulator. Die NF-Quelle ist für jeden Senderbaustein frei wählbar. Sowohl das Preemphasefilter wie auch der Stereocoder können überbrückt werden. Somit stehen zwei ungestörte FM-modulierte Signale zur Verfügung, deren Amplituden sich einstellen lassen. Der eine Senderbaustein dient als Quelle für das Nutzsignal. Der andere Senderbaustein simuliert einen möglichen Gleichkanalsender, wobei dieser wahlweise ein- bzw. ausgeschaltet werden kann.

Die folgenden Programm-Bausteine bilden den Übertragungskanal nach. Für das Nutzsignal ist wahlweise eine Mehrwegeempfangs-Simulation möglich. Dabei können dem direkten Empfangssignal des Senders bis zu 3 Echos mit wählbarer Laufzeit  $\tau$  und wählbarer Amplitude zugeschaltet werden.

Jedes der 5 Empfangssignale (direkter Empfang, 3Echos und Gleichkanal) unterliegt dem Empfang im Streufeld. Das Streufeld wird dabei aus 20 Teilwellen berechnet, wobei jede Teilwelle durch eine Zufallsamplitude und einen Zufallswinkel definiert wird. Jede dieser Teilwellen wird von jeder Antenne empfangen und entsprechend der Einfallsrichtung mit den Richtdiagrammen der Empfangsantenne bewertet. Die Richtdiagramme, welche gemessen oder durch Simulation erzeugt wurden, liegen in Dateiform vor und müssen zu Beginn des Programms gewählt werden. Durch die entsprechende Anzahl an Stützstellen im Streufeld, bezogen auf die gewählte Abtastrate (300kHz oder 500kHz), ergibt sich eine Verweildauer an einem Ort. Die Verweildauer ist umgekehrt proportional der Geschwindigkeit, mit der sich die Antenne durch das Feld bewegt. Die Geschwindigkeit kann im Programm eingestellt werden.

Zum Schluss erfolgt, entsprechend der Antennenzugehörigkeit, eine Summation der berechneten Signale. Zusätzlich kann jeder Antenne ein Rauschen überlagert werden, welcher als Signal-Rauschabstand eingestellt wird.

Nachdem für jede Antenne das Empfangssignal berechnet wurde, erfolgt eine Zerlegung des Signals nach I und Q. Die berechneten Signale werden in Dateien gespeichert. Eine Echtzeitberechnung der Empfangssignale ist auf Grund der großen Datenmenge (15,26 Mbyte/s bei 500kHz) nicht möglich.

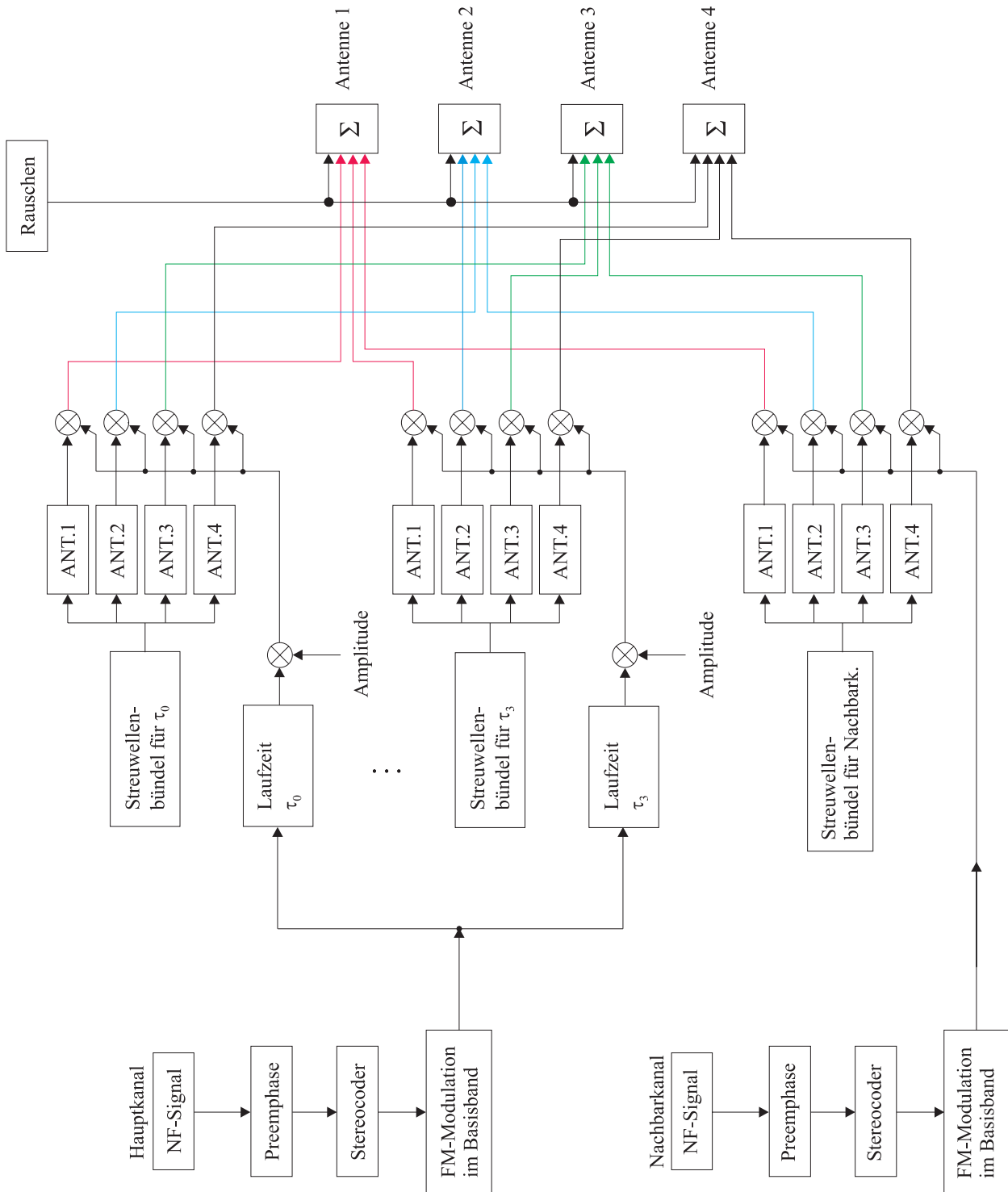


Abbildung 5.18: Blockdiagramm des Feldgenerators

## 5.3 Die einzelnen Programmelemente

Nachdem die Grundstruktur des Programms erläutert wurde, werden im Folgenden die einzelnen Programmelemente erläutert. Dabei wird entsprechend der Struktur aus Abb.5.18 vorgegangen.

Da im Programm extrem große Datenmengen verarbeitet werden, erfolgt die Berechnung der Signale blockweise. Daraus ergibt sich eine Schleifenstruktur wie sie die Abb.5.19 zeigt, in der immer wieder dieselben Berechnungen durchgeführt werden. Die Abb.5.19 wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit auf einen Kanal reduziert. Aus dem Blockdiagramm geht hervor, dass mehrere Arrays miteinander verarbeitet werden. Dabei müssen sämtliche Arrays exakt die gleiche Blocklänge aufweisen. Im Programm wurde die Blocklänge so normiert, dass sie exakt mit einem ganzzahligen Vielfachen der Periode des 19kHz Pilottones übereinstimmt. Somit können alle Blöcke nahtlos aneinandergesetzt werden. Die Berechnung der Arrays für 19kHz bzw. 38kHz erfolgt somit einmalig außerhalb der Schleife. Die Berechnung der Blocklänge wird unter 5.3.5 erklärt.

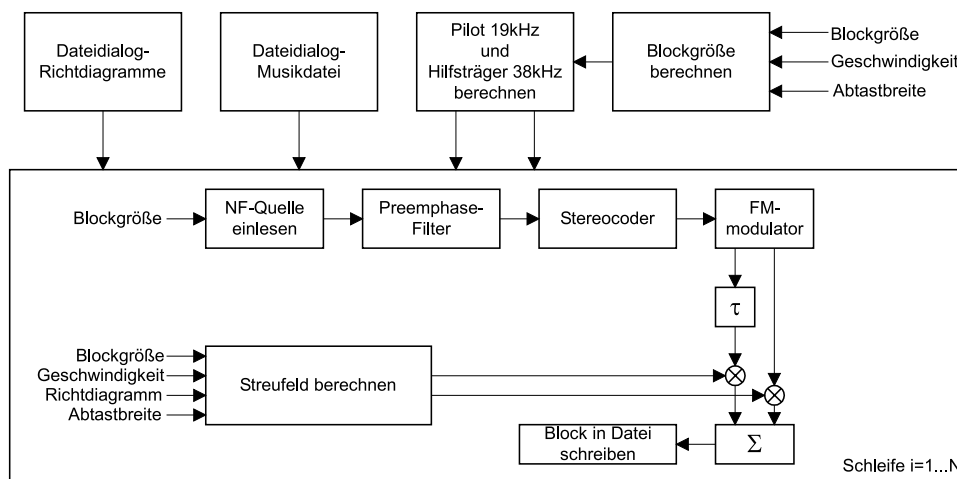


Abbildung 5.19: Blockdiagramm des Programms für einen Kanal

### 5.3.1 NF-Quelle

Je nachdem welche Art von Prüfsignalen benötigt wird, können verschiedene NF-Quellen verwendet werden. Dabei wird im Programm grundsätzlich zwischen den zwei möglichen Signalquellen unterschieden:

1. **Interne Quelle** – Hier können sinusförmige Signale mit einer Signalfrequenz  $f_{NF}$  bis zu 15kHz mit der Abtastrate  $f_A = 300\text{kHz}$  oder  $500\text{kHz}$  erzeugt werden.
2. **Externe Quelle** – Hier liegt das NF-Signal, das durch Aufnahme oder Berechnung gewonnen wurde, in Dateiform vor.

Zur Erzeugung der externen Quelle gibt es ein Programm, welches „wav“ Dateien konvertiert. Da in Wav-Dateien eine deutlich geringe Abtastrate  $f_A$  verwendet wird, als für die Erzeugung frequenzmodulierter Signale erforderlich ist, wird im Programm durch lineare Interpolation

die Abtastrate angepasst. Die Abb.5.20 verdeutlicht dabei die Vorgehensweise. Zwischen zwei Datenwerten der Wav-Datei werden N-Werte eingefügt. Die Anzahl der einzufügenden Werte ergibt sich dabei zu:

$$N = \frac{\text{neue Abtastrate}}{\text{Abtastrate der Wav - Datei}} \quad (5.35)$$

Bestimmt man den Anstieg  $a$  zwischen 2 Datenpunkten zu:

$$a = \frac{\text{wav}(n+1) - \text{wav}(n)}{\Delta T_{\text{wav}}}, \quad (5.36)$$

so lässt sich der Kurvenverlauf durch die lineare Gleichung beschreiben:

$$y = a \cdot x + b \quad (5.37)$$

Für das interpolierte Signal ergibt sich somit:

$$y(n) = a \cdot x \cdot \Delta T + \text{wav}(n) \quad \text{mit } x = 0 \dots (N - 1) \quad (5.38)$$

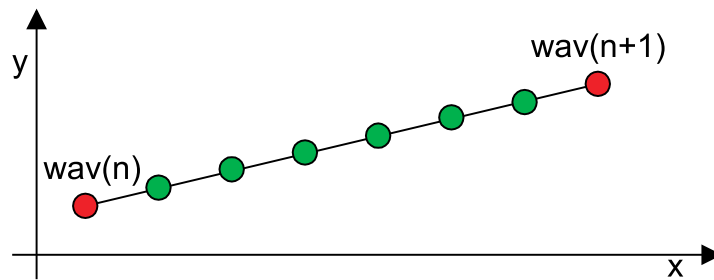


Abbildung 5.20: Lineare Interpolation der wav-Daten

### 5.3.2 Preemphasis-Filter

Das Preemphasis-Filter wurde als FIR-Filter 20ter Ordnung realisiert. Die Übertragungsfunktion wurde mit Hilfe der Frequenzabtastung approximiert. Der Frequenzgang erfüllt dabei die Forderungen nach Gleichung 5.7. Im Anhang in Tabelle A.1 sind die Filterkoeffizienten abgelegt.

Das Filter selbst musste nicht programmiert werden. Dazu stand unter LabView ein IIR-Filter-vi zur Verfügung. Die Rückwärtskoeffizienten wurden nicht beschaltet, wodurch sich automatisch ein FIR-Filter ergab. Das Filter speichert automatisch nach jedem Aufruf die Eingangswerte, wodurch ein Einschwingen des Filters nur nach Programmstart beachtet werden muss.

### 5.3.3 Stereocoder

Der Stereocoder wurde nach dem Matrixverfahren realisiert und stellt eine direkte Umsetzung der Gleichung 5.8 dar. Abb 5.22 zeigt das Blockdiagramm des Programms.

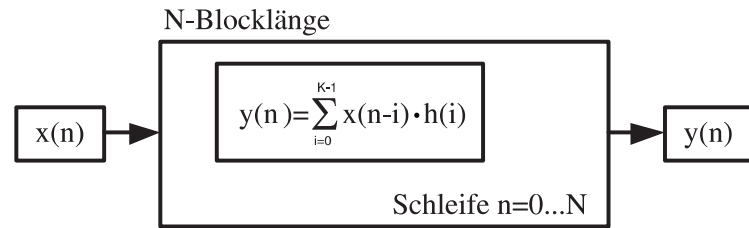


Abbildung 5.21: Preemphasefilter in FIR Ausführung

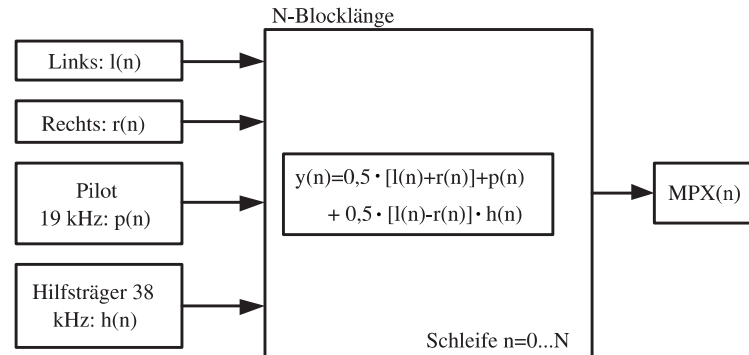


Abbildung 5.22: MPX-Erzeugung nach dem Matrixverfahren

Zur Untersuchung des hier realisierten Stereocoders wurde das Programm so modifiziert, dass eine Ausgabe über eine AD-Wandlerkarte ermöglicht wurde. Somit konnte das hier generierte MPX-Signal mit dem professionellen Stereocoder *Radio Data Codec DMC 01* von *Rohde & Schwarz* verglichen werden. Zum Vergleich wurde für den linken und rechten Kanal ein Sinussignal der Frequenz  $800\text{Hz}$  und  $1\text{kHz}$  gewählt. Ein Vergleich beider Signale erfolgte mit dem Spektrumanalysator *FSEB* von *Rohde & Schwarz*.

Die Abbildungen A.2 und A.3 zeigen die Spektren der zu vergleichenden Signale. Man erkennt, dass an den Referenzpunkten  $800\text{Hz}$ ,  $1\text{kHz}$ ,  $19\text{kHz}$  und um den Hilfsträger  $38\text{kHz}$  völlige Übereinstimmung herrscht. Die spektralen Störanteile, die bedingt durch Rauschen, Oberwellen, Intermodulation und Kreuzmodulation neben den Referenzpunkten entstehen, liegen für das FM-Feldgeneratorsystem unterhalb der des Referenzgerätes *Radio Data Codec DMC 01*. Besonders deutlich wird dies für die Hilfsträgerunterdrückung von  $38\text{kHz}$ . Somit kann davon ausgegangen werden, dass der hier entstandene Stereocoder den Anforderungen entspricht.

### 5.3.4 FM-Modulator

Der hier vorgestellte FM-Modulator generiert in Anlehnung an Gleichung 6.18 ein zeitdiskretes Signal mit den Stützstellen  $n$  der Form:

$$\underline{U}_{FM}(n) = U_0 \cdot \exp[j \cdot 2\pi \cdot f_{Hub} \cdot \varphi_{FM}(n)] \quad \text{mit} \quad (5.39)$$

$$\varphi_{FM}(n) = \sum_{i=0}^n U_{MPX}(i) \cdot \Delta T \quad \text{mit} \quad \Delta T = \frac{1}{f_A} \quad (5.40)$$

Die Berechnung der Phase ergibt sich für FM-modulierte Signale als Integration über die Eingangssignale. Die Integration wird numerisch und als Summenbildung durchgeführt. Den

Ablauf zeigt die Abb.5.23

Jeder Eingangswert wird mit  $\Delta T$  multipliziert. Die somit gebildeten Werte werden in einer Schleife derart addiert, dass in jedem Iterationsschritt der aktuelle Wert mit der Summe der Vorgängerwerte addiert wird. Dieses Ergebnis wird in jedem Schleifendurchlauf in einem Register gespeichert. Nach Abarbeitung eines Blockes der Größe  $N$  wird der letzte Phasenwert abgespeichert, so dass es bei erneutem Aufruf zu keinen Unstetigkeiten bei der Phasenberechnung kommt.

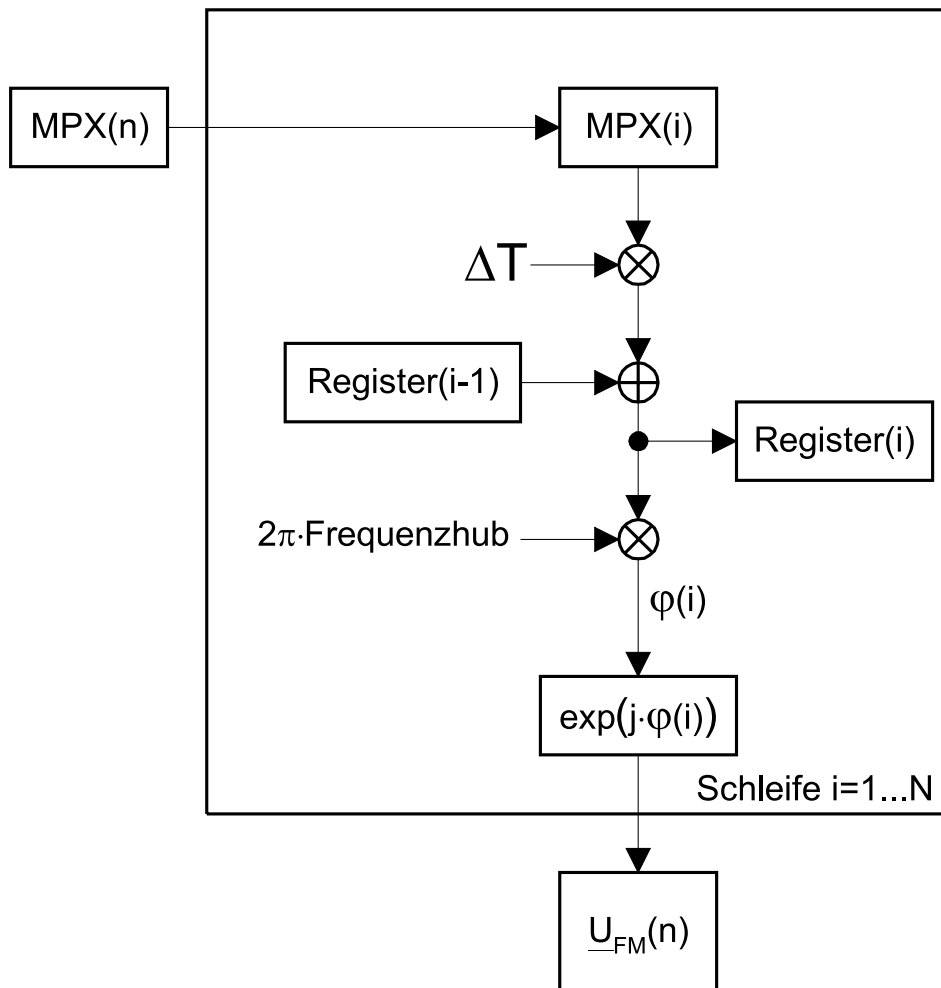


Abbildung 5.23: Prinzipieller Ablauf der FM-Modulation

## 5.3.5 Übertragungskanal

### 5.3.5.1 Berechnung des Streufeldes

Für jede Antenne des HF-Kanals und für jedes Echo des HF-Kanals wird das Streufeld berechnet. Jedes Streufeld wird dabei aus  $I=20$  Teilwellen erzeugt. Die Teilwellen wiederum ergeben sich aus  $I$  Zufallswinkeln und  $I$  Zufallsamplituden, die in die Gleichungen 5.23 und 5.32 eingesetzt werden, welche die örtliche bzw. zeitliche Abhängigkeit des Feldes beschreiben. Die Zufallswinkel bzw. Zufallsamplituden werden für eine Strecke von  $x = 20\lambda$  konstant

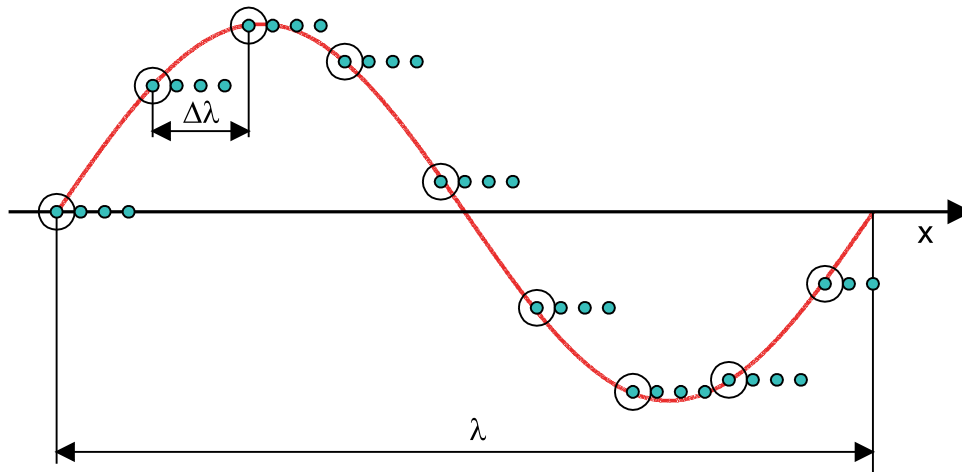


Abbildung 5.24: Prinzip der Abtastung des Rayleighfeldes

gehalten. Danach werden diese erneut erzeugt. Die folgenden Ausführungen beziehen sich auf die Berechnung des Feldes der Strecke  $x = 20\lambda$ .

Ginge man nach Gleichung 5.32 vor müsste man zu jedem Zeitpunkt  $n$  das Feld berechnen. Dies hätte einen erhöhten Rechenaufwand zur Folge, weil für jede auch noch so kleine zurückgelegte Strecke  $\Delta x = v \cdot n \cdot \Delta T$  das Feld berechnet werden müsste. Um den Rechenaufwand im Programm zu minimieren wird das Streufeld gemäß Gleichung 5.23 nur an bestimmten Orten, wie es die Abb.5.24 zeigt, im Abstand  $\Delta x = \Delta\lambda$  ( $\Delta x \gg v \cdot n \cdot \Delta T$ ) berechnet:

$$\Delta\lambda \stackrel{!}{=} \frac{\text{Abtastbreite}^\circ}{360^\circ} \cdot \lambda \quad (5.41)$$

Die Abtastbreite ergibt sich hierbei aus der Anzahl der Stützstellen pro  $360^\circ$ . Im Programm kann die Abtastbreite wahlweise  $1^\circ$ ,  $2^\circ$  oder  $3^\circ$  betragen. Für die Strecke  $\Delta\lambda$  wird das Streufeld konstant gehalten (siehe grüne Punkte in Abb. 5.24). Somit ergibt sich das Streufeld an den Orten  $x = s \cdot \Delta\lambda$

$$\underline{U}_{streu}(s \cdot \Delta\lambda) = U_0 \cdot \sum_{i=1}^I A_i \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\text{Abtastbreite}^\circ}{360^\circ} \cdot \lambda \cdot s \cdot \cos \varphi_i} \cdot \underline{C}(\varphi_i) \quad \text{mit} \quad (5.42)$$

$$s = 1, 2, 3 \dots \frac{360^\circ}{\text{Abtastbreite}^\circ}$$

Im Folgenden wird die örtliche Abhängigkeit erneut in eine zeitliche Abhängigkeit transformiert. Dies geschieht wieder über die Verknüpfung mit der Geschwindigkeit  $v$ . Ist die Geschwindigkeit  $v$  bekannt, so kann die Dauer zum Zurücklegen der Strecke  $\Delta\lambda$  durch  $t = \Delta\lambda/v$  angegeben werden. Rechnet man die Dauer in Vielfache bezogen auf die Abtastrate  $f_A$  um, so ergibt sich die Anzahl konstanter Samples  $n_{konst.}$  zu:

$$n_{konst.} = \frac{\text{Abtastbreite}^\circ}{360^\circ} \cdot \lambda \cdot \frac{f_A}{v} = \Delta\lambda \cdot \frac{f_A}{v} \quad (5.43)$$

Somit ergibt sich für das Feld  $\underline{U}_{Streu}(n)$ , wenn man in Gleichung 5.42 das Argument ersetzt:

$$\underline{U}_{Streu}(n) = \underline{U}_{Streu}(s \cdot n_{neu}) = \underline{U}_{Streu}(\Delta\lambda \cdot s) \quad \text{mit} \quad (5.44)$$

$$n_{neu} = 1, 2, 3 \dots n_{konst.}$$

### Berechnung des ortsabhängigen Streufeldes der Strecke $x = 20\lambda$

Die Berechnung des Streufeldes erfolgt durch zwei ineinander geschachtelte Schleifen, wie es die Abb. 5.25 zeigt. Die Länge der äußeren Schleife bestimmt die zurückgelegte Strecke und ist im Programm auf  $20\lambda$  eingestellt.

Die innere Schleife erzeugt die Teilwellen, aus denen sich das Streufeld berechnet. Die Anzahl der Teilwellen beträgt im Programm 20. Dementsprechend wird die innere Schleife jeweils 20mal durchlaufen.

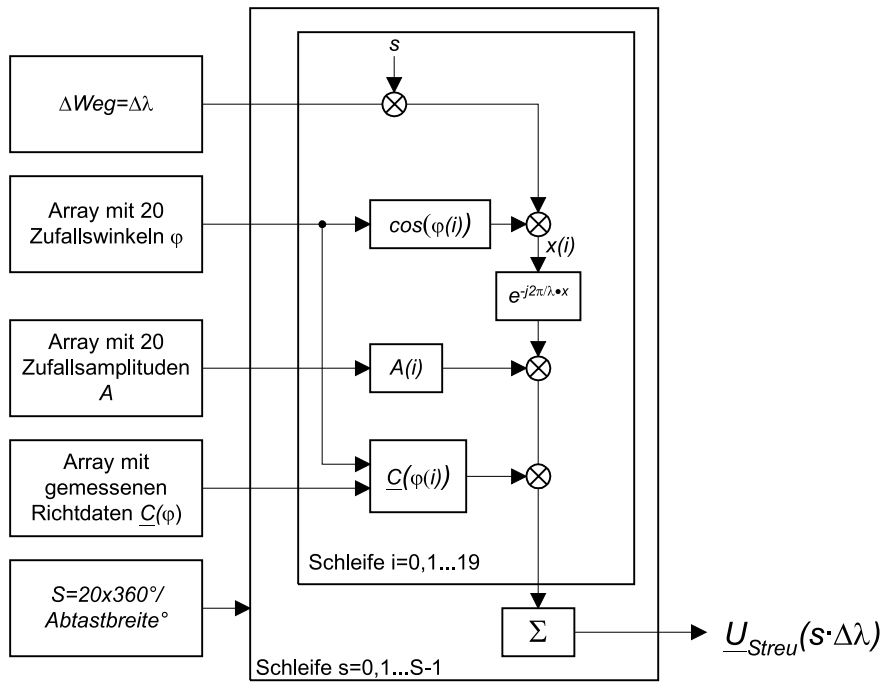


Abbildung 5.25: Ablaufdiagramm zur Berechnung des Streufeldes

### Transformation des ortsabhängigen Streufeldes in ein zeitabhängiges Streufeld

Zum Schluss wird das Streufeld aufgeweitet. Zwischen den örtlichen Abtastwerten werden zusätzliche Stützstellen eingefügt. Die Anzahl  $n_{konst}$  hängt dabei wie oben beschrieben von der Fahrzeuggeschwindigkeit  $v$  und von der Abtastrate  $f_A$  ab. Die Realisierung erfolgte, wie in Abb. 5.26 gezeigt, durch zwei ineinander geschachtelte Schleifen. Die Länge der äußeren Schleifen ist durch die Länge  $S$  des ortsabhängigen Feldes eindeutig bestimmt. In der inneren Schleife wird ein aktueller Datenwert  $n_{konst}$ -mal ausgegeben.



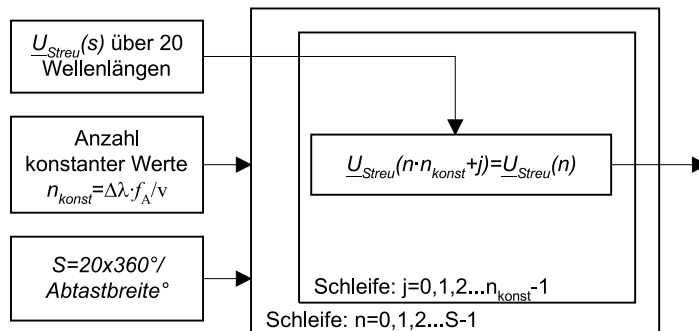


Abbildung 5.26: Transformation der Ortsabhängigkeit in eine Zeitabhängigkeit

### 5.3.5.2 Realisierung der Echos

Das senderseitig abgestrahlte Signal wird in Mehrwegeempfangssituationen mit unterschiedlichen Laufzeiten an der Empfangsantenne empfangen. Im Programm ist die Anzahl der Echos auf 3 beschränkt. Um die Echos zu erzeugen kommen mindestens 2 Verfahren in Frage.

1. Vor der Frequenzmodulation wird das NF-Signal um die gewünschte Laufzeit  $\tau$  verzögert.
2. Das frequenzmodulierte Signal wird um die gewünschte Laufzeit  $\tau$  verzögert.

Um den Rechenaufwand gering zu halten, wurde im Programm die 2. Variante realisiert. Dies hat den Vorteil, dass das frequenzmodulierte Signal nur einmal berechnet werden muss. Die Verzögerung erfolgt jeweils um Vielfache der Abtastwerte. Dabei werden, wie es die Abb. 5.27 zeigt, die einzelnen Abtastwerte gegeneinander verschoben. Die zeitliche Auflösung der Laufzeit  $\tau$  wird demnach unmittelbar durch die Abtastrate  $f_A$  bestimmt. Bei einer Abtastrate von  $f_A = 500\text{kHz}$  ergibt sich für  $\tau = 2\mu\text{s}$ .

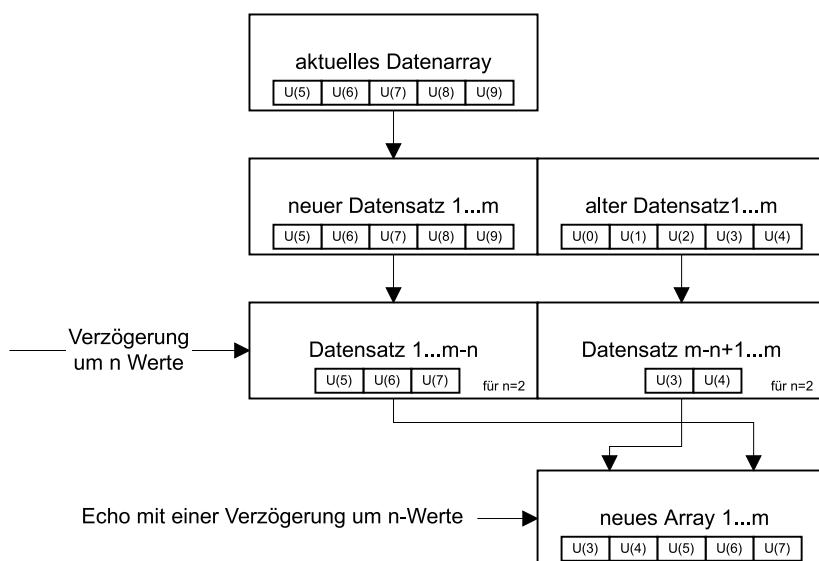


Abbildung 5.27: Berechnung der Echos

Die Amplitude der Echos wird durch Multiplikation jedes einzelnen Wertes des Arrays festgelegt. Bezugsgröße ist dabei das FM-modulierte Sendersignal  $\underline{U}_S \cdot e^{j\phi(t)}$

### 5.3.5.3 HF-Gleichkanal

Die Erzeugung des HF-Gleichkanals ist ähnlich der Erzeugung des HF-Kanals. Es wird lediglich eine andere NF-Quelle genutzt. Mehrwegeempfangssituationen mit langen Laufzeitdifferenzen sind für den HF-Gleichkanal nicht vorgesehen, d.h. die Berechnung der Echos mit  $\tau > 3\mu s$  entfällt. Es wird jedoch für jeden HF-Gleichkanal das Streufeld berechnet.

# Kapitel 6

## Messsystem zur zeitsynchronen Aufzeichnung und Wiedergabe, z.B. von bis zu 4 FM-Antennensignalen

In diesem Kapitel wird ein universell einsetzbares, achtkanaliges, digitales Messsystem beschrieben, welches zur Aufzeichnung und Wiedergabe von arbiträren elektrischen Signalen geeignet ist. Durch die Kombination mit entsprechender Hardware, im einfachsten Falle einem Spannungsteiler, welche auf den Eingangs- und Ausgangspegel der Wandlerkarten optimiert ist, lassen sich beliebige Signale aufzeichnen.

Entwickelt wurde dieses System zur fahrzeugunabhängigen Entwicklung von mobilen Rundfunkempfangssystemen, z.B. von Mehrantennensystemen, unter Laborbedingungen. Daraus ergab sich die Forderung, bis zu 4 Antennensignale im FM-Bereich inklusive deren Phaseninformation mit einer Bandbreite von je  $150\text{kHz}$  aufzuzeichnen. Ein solches System stellte bei der Inbetriebnahme im Jahr 2001 eine absolute Neuerung dar. Bisher waren bei Radioherstellern nur einkanalige Systeme zur Aufzeichnung von FM-Signalen im Einsatz. Ein in [9] beschriebenes 6-kanaliges System zeichnete jeweils den Empfangspegel und das korrespondierende FM-demodulierte Signal auf. Dabei musste jedoch in Kauf genommen werden, dass die Phaseninformation des Signals verloren ging. Das hier beschriebene System zerlegt das FM-Signal in Real- und Imaginärteil, welches auch als Zerlegung in I- und Q- (In-Phase- und Quadratur-Signal) Signal bezeichnet wird. Die resultierenden Signale I und Q werden dabei ins Basisband umgesetzt und repräsentieren das FM-Signal im Basisband. Da bei dieser Zerlegung der volle Informationsgehalt des FM-Signals auf I und Q übergeht, ist dieses Verfahren besonders geeignet, um die obigen Forderungen zu erfüllen. Dabei muss der eingesetzte IQ-Demodulator einen Dynamikumfang von bis zu 50 dB erreichen, ohne dass eine AGC (automatic gain control) zum Einsatz kommt. Die AGC würde nämlich die auftretenden Rayleigh-Fadings eliminieren und somit die Aufzeichnung verfälschen.

Mit einem solchen System werden die üblichen Nachteile einer Testfahrt vermieden, wie sie sich zum Beispiel durch ständig ändernde Empfangsbedingungen (Modulationsinhalt, Fahrtstrecke, Witterung, Fahrtgeräusche, Akustik im Fahrzeug usw.) ergeben. Nach Durchführung von Messfahrten an speziell ausgewählten Orten lassen sich vielfältige Empfangsbedingungen im Labor reproduzieren. Es werden automatisch sämtliche feldbeeinflussenden Faktoren wie beispielsweise die nahe und ferne topologische und morphologische Struktur der Umgebung, Witterungseinflüsse und real existierende Störquellen mit berücksichtigt. Durch diese die reale Empfangsbedingung widerspiegelnde Aufzeichnung ist es möglich, die Qualität von verschiedenen Rundfunkempfangssystemen reproduzierbar zu untersuchen und in

ihrer Wirksamkeit zu vergleichen.

Neben den physikalischen Vorteilen führt die Arbeit mit diesem neuartigen Aufzeichnungssystem zu einer erheblichen Zeitersparnis. Insbesondere Rüstzeiten in den Fahrzeugen, Fahrten zu den Testorten usw. können entfallen.

Das bereits angesprochene System [9] zur Aufzeichnung von realen Empfangsbedingungen arbeitet analog und nutzt ein Magnetband als Massenspeicher. Das hier vorgestellte neuartige System nutzt die Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung. Die aufzuzeichnenden FM-Signale werden mittels IQ-Demodulator ins Basisband gemischt. Die somit vorhandenen Signale I und Q werden digitalisiert und auf einem Rechner gespeichert. Durch das digitale Datenformat bietet dieses neuartige System im Vergleich zum Magnetbandsystem nach [9], enorme Vorteile:

- S/N durch AD-Wandlerkarte einstellbar ( $74dB$  bei  $12 - bit$ )
- Verlustlose Vervielfältigung der Daten
- Einfache Übertragung auf andere PC's
- Gezieltes Ausschneiden von Datensegmenten
- Beliebig oft abspielbar (Langzeitstabil - keine Entmagnetsierung eines Magnetbandes)
- Rechnergestützte Analyse der Daten – z.B. Analyse der Empfangsbedingungen an bestimmten Orten, Darstellung der Ortsabhängigkeit der mittleren Empfangsspannung, sowie Untersuchungen von Mehrwegeempfangsstörungen.
- Rechnersimulation von Diversitymodellen wird mit realen Empfangsdaten möglich

Die Leistungsfähigkeit des Systems ist folgendermaßen:

- die maximale Kanalzahl ist derzeit auf 8 Kanäle begrenzt
- die maximale Bandbreite beträgt bei 8 Kanälen  $150kHz$  pro Kanal siehe Kap.[6.2.6]
- die Bandbreite hängt von der Kanalzahl ab

## 6.1 Aufzeichnungs- und Wiedergabemedium

Digitale Signalverarbeitungssysteme werden prinzipiell nach dem in Abbildung 6.1 dargestellten Aufbau realisiert. Dabei werden zeitkontinuierliche Signale  $u(t)$  unter Verwendung von A/D-Wandlern in zeitdiskrete Codewörter  $c(n)$  umgewandelt. Die Codewörter können auf einem Rechner gespeichert und bearbeitet werden. Aus den gespeicherten oder bearbeiteten Codewörtern wird unter Verwendung eines D/A-Wandlers ein zeitkontinuierliches Signal  $u(t)$  gebildet.



Abbildung 6.1: Prinzip der digitalen Signalverarbeitung [26]

### A/D-Wandler

In der Regel erfolgt die Digitalisierung eines Signals  $u(t)$  mit Hilfe der in Abb.6.2 dargestellten Anordnung. Der dort angegebene prinzipielle Aufbau eines A/D-Wandlers besteht aus einem Abtastglied und einem Quantisierer, dem ein Tiefpass vorgeschaltet wird.

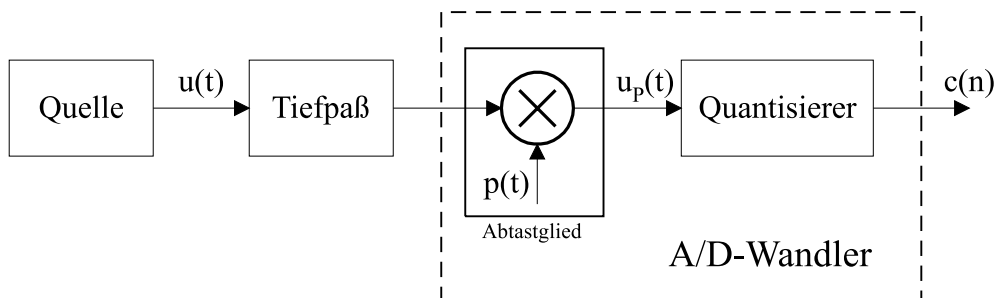


Abbildung 6.2: Prinzipieller Aufbau eines A/D-Wandlers [26]

Bei der Analog-Digital-Wandlung wird ein zeitkontinuierliches Eingangssignal  $u(t)$  mit der oberen Grenzfrequenz  $f_G$  mit der Abtastfrequenz  $f_T$ , wie in Abb.6.3 dargestellt, abgetastet. Dabei muss nach dem Abtasttheorem die Abtastfrequenz  $f_T$  die folgende Bedingung erfüllen:

$$f_T \geq 2f_G \quad (6.1)$$

Da für eine fehlerfreie Rekonstruktion des Signals die Abtastbedingung erfüllt werden muss, wird in der Praxis häufig die maximale Frequenz des Signals durch einen Tiefpass begrenzt.

Die Abtastung erfolgt durch Multiplikation mit einer Pulsfolge  $p(t)$  die aus Diracpulsen  $\delta(t)$  gebildet wird. Im Zeitbereich ergibt sich:

$$u_p(t) = u(t) \cdot p(t) \quad (6.2)$$

Dabei gilt für die Pulsfolge:

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (6.3)$$

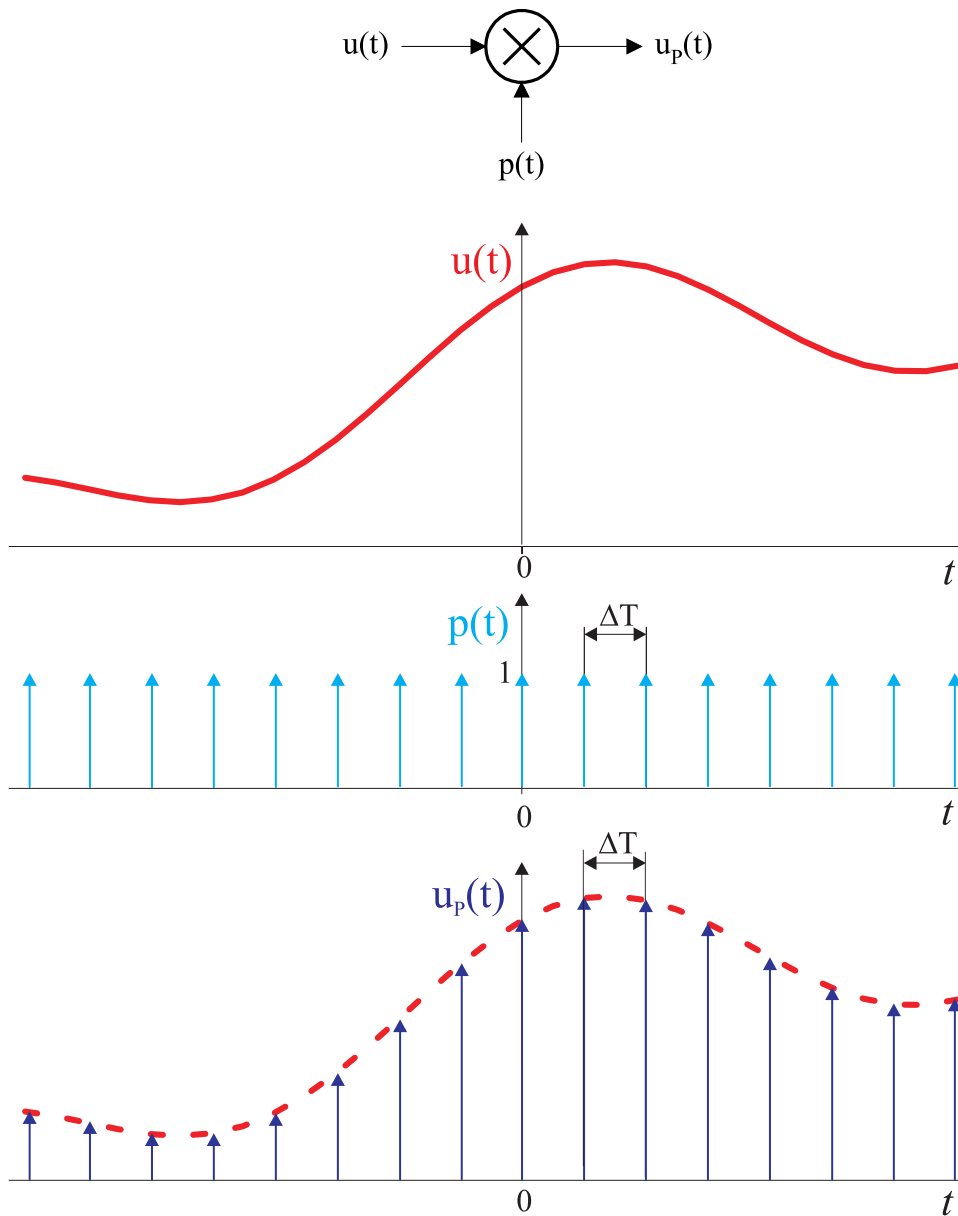


Abbildung 6.3: Abtastung eines Signals mit einer Pulsfolge

Somit ist  $u_p(t)$  eine Impulsfolge, bei der in Intervallen mit dem Abstand  $T = \frac{1}{f_T}$  die Amplitude gleich den Abtastwerten von  $u(t)$  ist (siehe Abb. 6.3), zu allen anderen Zeiten nimmt  $u_p(t)$  den Wert 0 an. Für  $u_p(t)$  ergibt sich:

$$u_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(kT) \cdot \delta(t - kT) \quad (6.4)$$

Das nach der Multiplikation entstandene Signal  $u_p(t)$  ist weiterhin ein zeitkontinuierliches Signal. Die Umwandlung in eine zeitdiskrete Folge von Abtastwerten erfolgt beim Quantisierungsvorgang. Für die zeitdiskrete Folge  $u(n)$  gilt die Bildungsvorschrift:

$$u(n) = u_p(nT) \quad (6.5)$$

Dabei wird  $u(n)$  mittels eines Quantisierers jeweils eine von  $M = 2^m$  möglichen wertdiskreten Amplituden  $y(nT)$  (siehe Abb.6.4) zugeordnet. Jeder Amplitude  $y(nT)$  ist im Quantisierer ein Codewort  $c(nT)$  zugeordnet, was der eigentlichen Digitalisierung entspricht. Für Binärsignale ergeben sich somit

$$m = \text{ld}(M) \text{ [Bit/Abtastwert]}. \quad (6.6)$$

Somit folgt mit der Abtastfrequenz  $f_T$  die Bitrate

$$R = f_T \cdot m \text{ [Bit/s]}. \quad (6.7)$$

### Quantisierer

Die Zuordnung zwischen wertkontinuierlichen Abtastwerten  $u(nT)$  und wertdiskreten Abtastwerten  $y(nT)$  wird durch die Quantisierungskennlinie festgelegt. In der Abb.6.4 ist eine M-stufige Quantisierungskennlinie dargestellt. Man sieht deutlich, dass jedem Eingangsspannungsbereich  $U_{i+1} - U_i$  ein Wert  $Y_i$  zugeordnet ist. Im Allgemeinen wird der Wert für  $Y_i$  in die Mitte des Entscheidungsintervalls gelegt:

$$Y_i = \frac{U_i + U_{i+1}}{2} \quad (6.8)$$

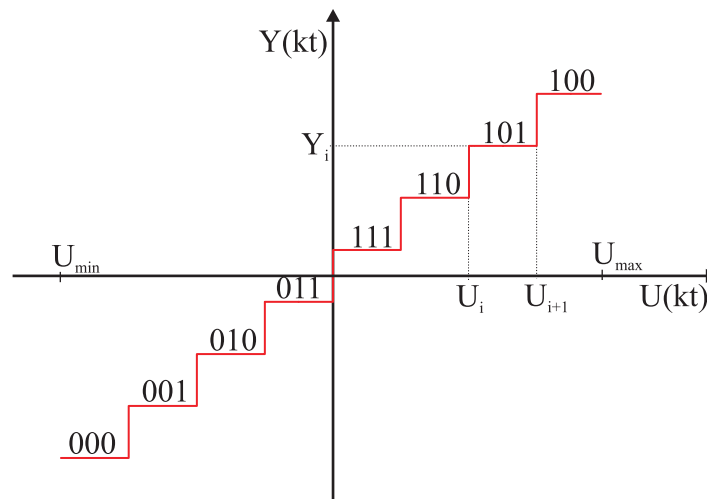


Abbildung 6.4: Quantisierungskennlinie

Das Entscheidungsintervall stellt den Quantisierungsfehler dar. Setzt man dieses ins Verhältnis zur maximalen Amplitude des Signals, so lässt sich der Quantisierungsfehler nach [26] als Signal-Rausch-Abstand (SNR) darstellen. Für sinusförmige Signale kann der SNR in Abhängigkeit von  $m$  angegeben werden:

$$SNR = 6,02 \cdot m + 1,76 \text{ [dB]} \quad (6.9)$$

In Abb.6.5b ist der Zusammenhang zwischen Quantisierungsstufen und SNR graphisch dargestellt. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Aussteuerung des linearen Quantisierers optimal ist, das heißt, dass die maximale Amplitude des Signals gleich dem maximalen Eingangsbereich des Quantisierers ist. In Abb.6.5a sieht man deutlich, dass bei Signalampli-

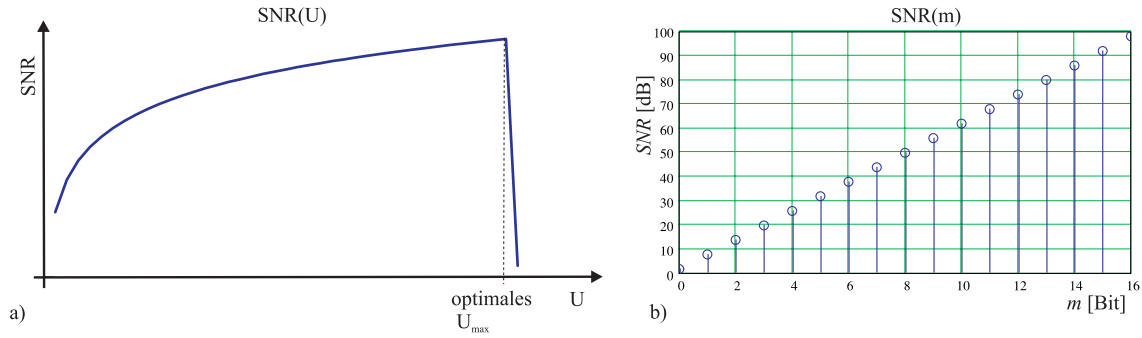


Abbildung 6.5: SNR: a) in Abhängigkeit der Aussteuerung des Quantisierers, b) in Abhängigkeit der Quantisierungsstufen

tuden, die größer als der Quantisierungsbereich sind, durch die Kompression der Daten der SNR sehr schnell abnimmt. Ist andererseits die maximale Signalamplitude  $U_{max}$  kleiner als der Quantisierungsbereich, so werden nicht alle Quantisierungsstufen benutzt, und der SNR nimmt ebenfalls ab.

Neben der Aussteuerung des Quantisierers und der verwendeten BIT-Zahl ist die Linearität der Quantisierungskennlinie ein wichtiges Qualitätsmerkmal eines Quantisierers. Jede Nicht-linearität in der Kennlinie führt automatisch zu ungleich großen Quantisierungsstufen und senkt das SNR des Systems.

### D/A-Wandler

Die Rekonstruktion des zeitkontinuierlichen Signals  $u(t)$  kann mit einer Anordnung nach Abb.6.6 vorgenommen werden. Die Anordnung besteht aus einem DA-Wandler und einem Tiefpass. Im DA-Wandler werden die Codewörter  $c(n)$  in wertdiskrete Werte  $y(t)$  umgewandelt. Dabei kann davon ausgegangen werden, dass bei einer ausreichenden Quantisierung

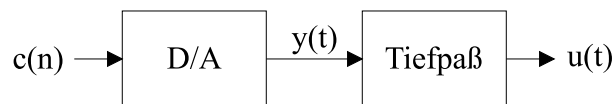


Abbildung 6.6: Rekonstruktion eines analogen Signals aus digitalisierten Werten [26]

$y(t) = u_p(t)$  ist. Der nachgeschaltete Tiefpass rekonstruiert aus der Pulsfolge  $u_p(t)$  das analoge Signal  $u(t)$ , in dem die niedrigen Frequenzanteile heraus gefiltert werden. Der ideale Tiefpass muss dabei eine Grenzfrequenz von  $f_{TP} = \frac{f_x}{2}$  und eine Verstärkung von  $T$  haben. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion des Tiefpasses:

$$H_{TP}(\omega) = T \cdot \Pi_{2 \cdot \omega_T} \quad (6.10)$$

Die Abb.6.7 a) zeigt ein willkürlich gewähltes Spektrum mit der Grenzfrequenz  $f_G$ . In Abb.6.7 b) ist das Spektrum einer Pulsfolge  $p(t)$  nach Gl.6.3 dargestellt. Betrachtet man das Spektrum des abgetasteten Signals  $u_P(t)$  nach Abb.6.7 c), so ist leicht zu erkennen, dass ein Tiefpass mit einer Übertragungsfunktion nach Gl.6.10 das originale Signal rekonstruiert. Es werden nämlich die Vielfachen des Spektrums weggeschnitten, die bei der Abtastung des Signals entstehen, und der Frequenzgang um den Faktor  $T$  korrigiert.



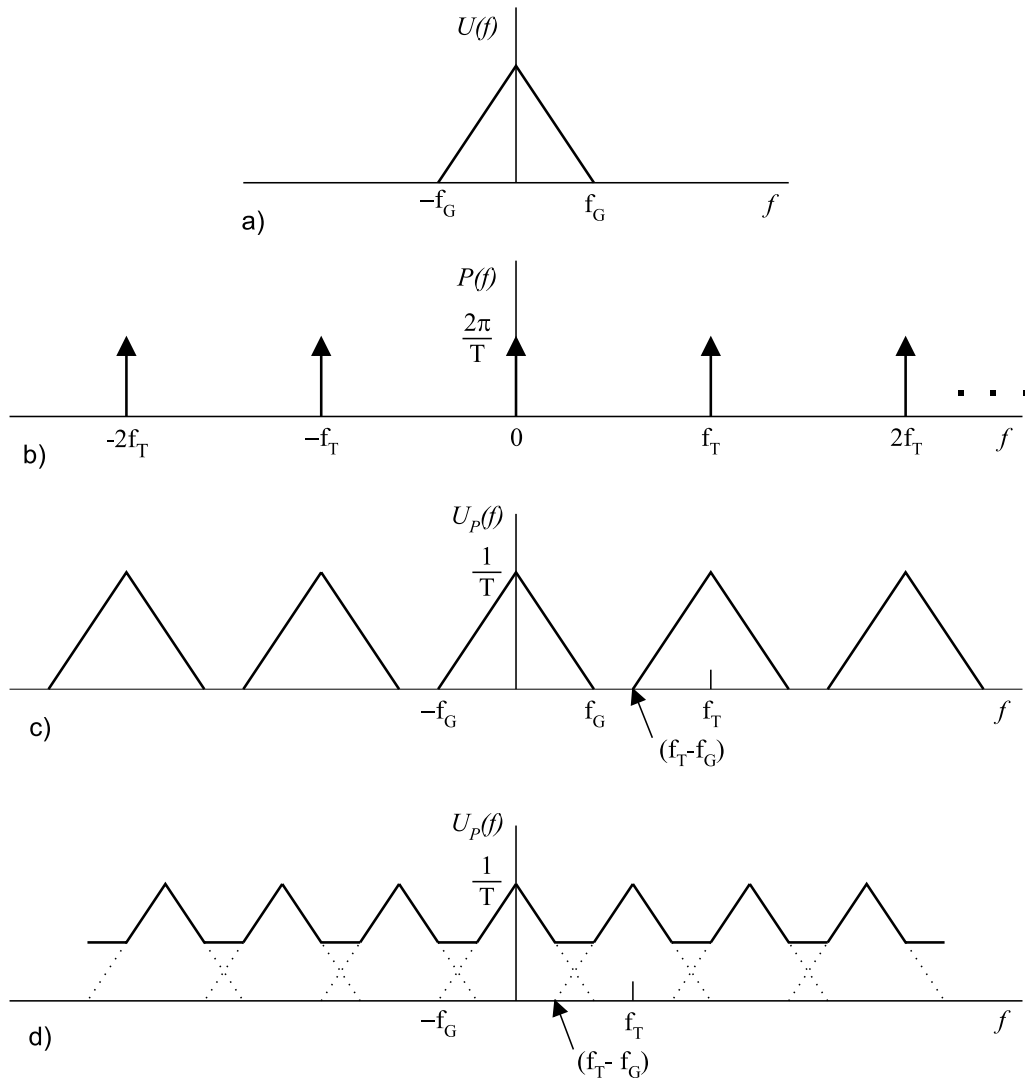


Abbildung 6.7: Auswirkung einer Abtastung im Zeitbereich auf den Frequenzbereich: a) Spektrum des ursprünglichen Signals; b) Spektrum der Abtastfunktion; c) Spektrum des abgetasteten Signals mit  $f_T > 2f_G$ ; d) Spektrum des abgetasteten Signals mit  $f_T < 2f_G$

Neben dem optimalen Frequenzgang des Tiefpasses spielt für die fehlerfreie Rekonstruktion des Signals die Abtastfrequenz  $f_T$  eine entscheidende Rolle. Nach dem Abtasttheorem (siehe Gl. 6.1) muss  $f_T \geq 2 \cdot f_G$  sein. Ist  $f_T < 2 \cdot f_G$  ergibt sich das Spektrum des abgetasteten Signals wie in Abb.6.7 d) dargestellt. Man erkennt deutlich, dass die Spektren ineinander geschoben werden. Dadurch ist eine fehlerfreie Rekonstruktion des Signals nicht mehr möglich. Erfüllt  $f_T$  die Abtastbedingung ergibt sich das Spektrum wie in Abb.6.7 c) dargestellt.

## Messrechner

Das im Folgenden vorgestellte digitale Signalverarbeitungssystem entspricht im Wesentlichen dem unter Abb. 6.1 diskutierten System. Es kam dabei darauf an, die Komponenten A/D-Wandler, Rechner und D/A-Wandler den Anforderungen (siehe Kap. 6.2) zur Aufzeichnung von frequenzmodulierten Signalen anzupassen.

Die Umsetzung auf ein PC gesteuertes digitales Signalverarbeitungssystem ist in Abb. 6.8 dargestellt. Im Messsystem fiel die Wahl auf einen PC (Stand 1999, Pentium 4, 1GHz, 1GByte RAM, 50GByte Festplatte), auf dessen PCI-BUS die A/D-Wandler- bzw. D/A-Wandlerkarten gesteckt werden. Die zu messenden Größen werden über einen BNC-Adapter, welcher über ein Kabel mit den Wandlerkarten verbunden ist, zugeführt. Der PC übernimmt dabei die Steuerung der Wandlerkarten.

Bei der Aufzeichnung werden die Daten auf der Festplatte des PC's gespeichert. Dort können die Daten beliebig weiterbearbeitet werden.

Für die Wiedergabe können die Daten prinzipiell von beliebigen Medien gelesen werden z.B. Festplatten, CD's, DVD's, USB-Speicher usw. . Es muss jedoch ein kontinuierlicher Datenstrom ( $10\text{MByte/sec}$ ) gewährleistet sein, so dass Festplatten auf Grund hoher Datentransferraten anderen Medien vorzuziehen sind.

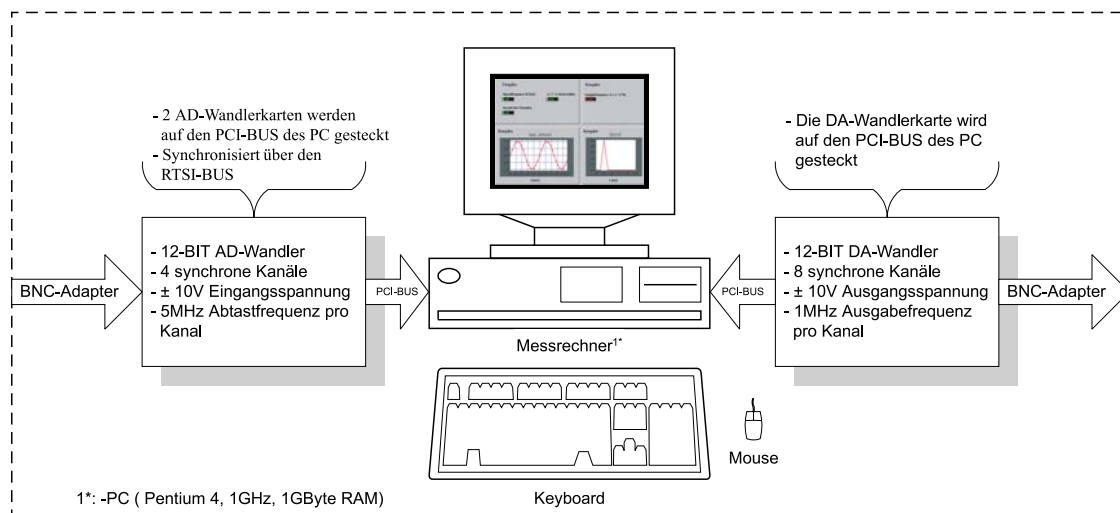


Abbildung 6.8: Messsystem zur Aufzeichnung von arbiträren elektrischen Signalen

In den folgenden Abschnitten wird zunächst auf das verwendete Softwaresystem zur Steuerung der Wandlerkarten und danach auf die für dieses System erforderliche Hardware (Wandlerkarten) eingegangen.

### 6.1.1 Steuerungssoftware des digitalen Aufzeichnungsgerätes

Die Entwicklung der Steuerungssoftware erfolgt mit Hilfe der Programmieroberfläche Lab-View. Programme unter LabView werden als VI (*Virtuelle Instrumente*) bezeichnet. Die Programmierung ist grafisch orientiert und erfolgt in den Programmiererebenen:

#### 1. Frontpanel

Das Frontpanel ist die Bedienoberfläche eines Programms. Auf dieser Bedienoberfläche

können Anzeige und Bedienelemente platziert werden. Somit ist die Bedienoberfläche vergleichbar mit der Frontplatte eines Messgerätes. Über das Frontpanel ist es dem Anwender möglich, mit dem Programm in Interaktion zu treten und die Ergebnisse der Anwendungen anzuzeigen. Beispielhaft wird in Abb. 6.9 das Frontpanel eines einfachen Sinussignalgenerators dargestellt. Als Bedienelemente dienen drei numerische Eingabefenster. An diesen kann die Signalfrequenz, die Anzahl der Perioden des abzutastenden Signals und die Anzahl der Stützstellen eingestellt werden. Das Programm berechnet mit diesen Werten die Samplefrequenz, den zeitlichen Verlauf des Sinussignals und dessen Spektrum. Die Ausgabe erfolgt in drei Fenstern. Die Samplefrequenz wird in einer numerischen Anzeige dargestellt. Der zeitliche Verlauf des Sinussignals und dessen Spektrum wird in getrennten Diagrammen angezeigt.

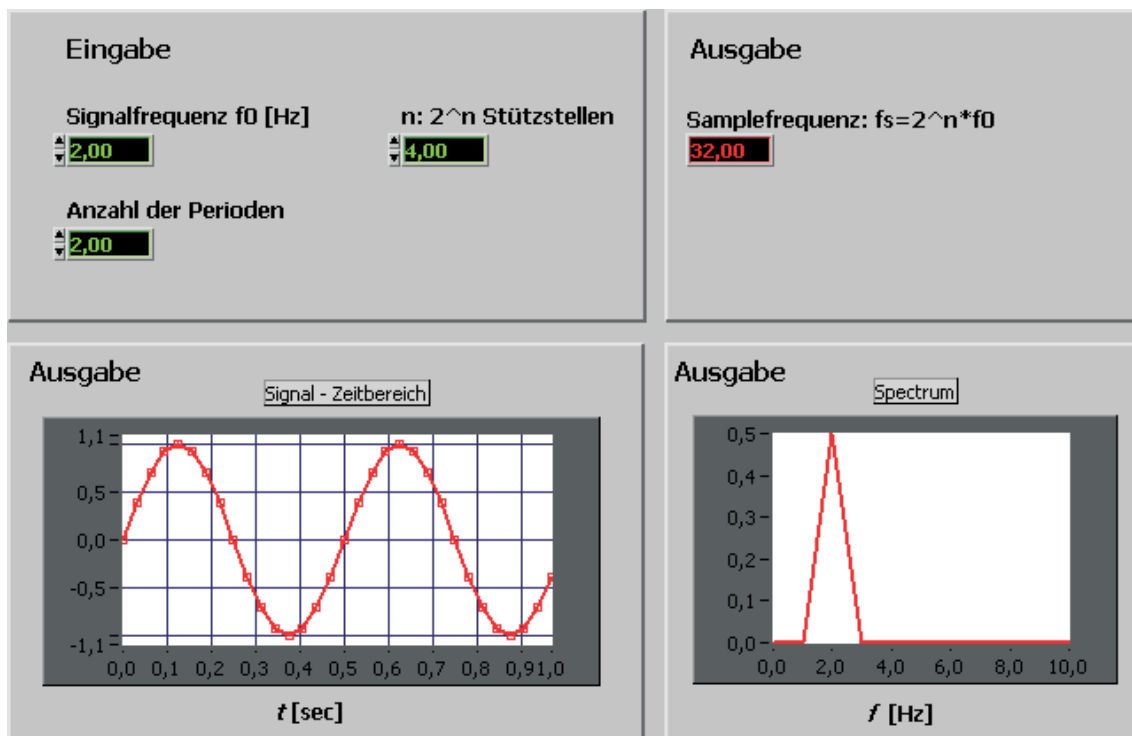


Abbildung 6.9: Frontpanel des Sinussignalgenerators

## 2. Block Diagramm

Der eigentliche Programmcode wird als Block Diagramm eingegeben. Im Gegensatz zum konventionellen textorientierten Quellcode wird der grafische Quellcode als Blockschaltbild im Sinne einer Signalflussdarstellung gezeichnet. Jedes Symbol im Block Diagramm repräsentiert dabei einen Operator. Diese Operatoren können sowohl einfache mathematische Funktionen, beliebige komplexe Funktionen oder selbstdefinierte SubVI's (Unterprogramme) sein. Die Verbindung der Operatoren erfolgt mit dem sogenannten *Icon/Connector*, der als Schnittstelle eines SubVI's zum aufrufenden Programm dient. Die Abb. 6.10 zeigt den Quellcode des oben beschriebenen Programms. In der Abbildung findet man die Bedien- und Anzeigeelemente wieder. Da sie das gleiche Label wie auf dem Frontpanel haben sind sie leicht in der Abbildung wieder zu finden. Die Bedienelemente sind dick und Anzeigeelemente sind dünn umrahmt.

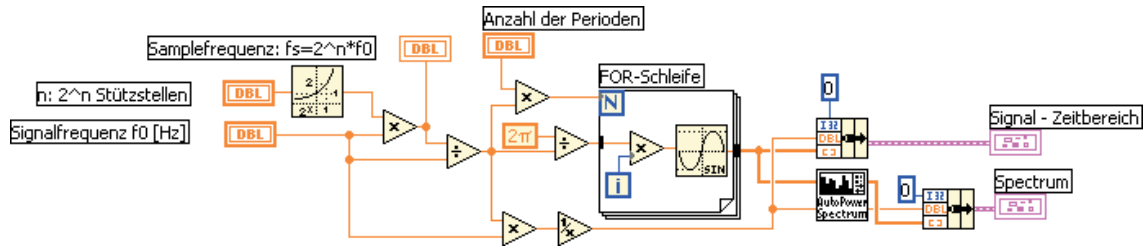


Abbildung 6.10: Block Diagramm: Programmcode des Sinussignalgenerators

### 6.1.2 Hardware des digitalen Aufzeichnungsgerätes

Die Erfassung und Wiedergabe der Daten erfolgt DAQ (*data acquisition*) basiert. Unter DAQ-Datenerfassung versteht man in erster Linie die Messdatenerfassung mit PC-gestützten Einsteckkarten. Sowohl für die Erfassung als auch für die Wiedergabe sind derzeit vielfältige DAQ-Karten käuflich erwerbbar. Hier wurden die schnellsten am Markt verfügbaren DAQ-Karten der Firma *National Instruments* verwendet. Mit diesen Karten konnten die an das System gestellten Anforderungen gerade befriedigt werden. Aufgrund der unterschiedlichen Anforderung bei der Aufzeichnung und der Wiedergabe wurden verschiedene DAQ-Karten verwendet. Die Leistungsdaten der Karten wie:

- Abtastrate
- Anzahl der Kanäle
- A/D-Wandlerkarte, D/A-Wandlerkarte oder beides
- Digitale Ein- und Ausgänge
- Eingangs- Ausgangsaufösung (Quantisierungsstufen z.B. 12-bit)
- Eingangs- und Ausgangspannungsbereich
- Triggerbar, analog und/oder digital

sind den Kap. 6.2.4 und 6.3 beschrieben.

## 6.2 Aufnahme von FM-modulierten Signalen

### 6.2.1 Grundlagen der FM

Bei der Frequenzmodulation handelt es sich um die Winkelmodulation einer Trägerschwingung, d.h. der Phasenwinkel wird von  $u(t)$  beeinflusst. Für ein winkelmoduliertes Signal ergibt sich somit:

$$u_m(t) = \cos(\varphi(t)) = \cos(\varphi[u(t)]) \quad (6.11)$$

Für das modulierte Signal ergibt sich offensichtlich eine konstante Einhüllende. Die Ableitung der Momentanphase  $\varphi(t)$  nach der Zeit ist die Momentankreisfrequenz:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (6.12)$$

Bei der FM ändert sich die Phase linear mit dem Integral des Signals  $u(t)$ .

$$\varphi_{FM}(t) = \omega_T t + K_{FM} \int_{-\infty}^{t_0} u(\tau) d\tau \quad (6.13)$$

Die Momentankreisfrequenz ändert sich linear mit dem Signal  $u(t)$ .

$$\omega_{FM}(t) = \omega_T + K_{FM} u(t) \quad (6.14)$$

$K_{FM}$  stellt eine Modulationskonstante dar. Häufig wird auch der Modulationsindex verwendet:

$$\eta = \frac{\text{Frequenzhub}}{\text{Frequenz des Signals}} = \frac{f_{Hub}}{f_{NF}} \quad (6.15)$$

Im Fall eines sinusförmigen Modulationssignals  $u_{NF}(t) = A \cdot \sin(\omega_{NF} t)$  ergibt sich  $\varphi(t)$  zu:

$$\varphi(t) = -\eta \cdot \cos(\omega_{NF} t) \quad (6.16)$$

Wird Gleichung 6.16 auf Gleichung 6.11 angewandt, ergibt sich für die Spannung des modulierten Signals  $u_m(t)$

$$u_m(t) = \cos[\omega_T t - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \quad (6.17)$$

Zur Vereinfachung wird häufig die komplexe Spannung des modulierten Signals  $\underline{u}_m(t)$ , deren Realteil die tatsächliche Spannung des modulierten Signals  $u_m(t)$  repräsentiert, verwendet.

$$\underline{u}_m(t) = \exp[j \cdot \omega_T t - j \cdot \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \quad (6.18)$$

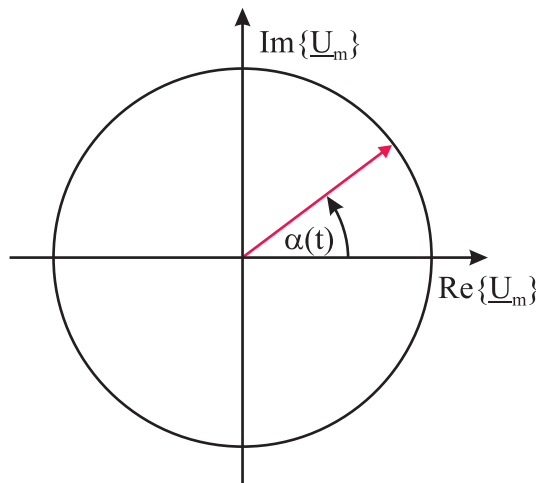


Abbildung 6.11: Komplexe Darstellung des FM modulierten Signals

Geht man von der komplexen Darstellung des modulierten Signals von Abb.6.11 aus, so kann man den Zusammenhang zwischen moduliertem Signal  $\underline{u}_m(t)$  und der enthaltenen Modulationsphase  $\alpha(t)$  angeben:

$$\alpha(t) = \arctan \frac{\text{Im} \{ \underline{u}_m(t) \}}{\text{Re} \{ \underline{u}_m(t) \}} \quad (6.19)$$

Dabei wurde der für die Demodulation unbedeutende Anteil der Trägerschwingung abgespalten. Differenziert man die Augenblicksphase  $\alpha(t)$ , so gewinnt man die NF-Ausgangsspannung eines idealen Frequenzdemodulators

$$u_{NF}(t) = k_{Dem} \cdot \frac{d}{dt} \alpha(t) \quad (6.20)$$

wobei  $k_{Dem}$  eine Demodulatorkonstante bezeichnet.

### Spektrum der FM

Das Spektrum eines FM-Signals ist, wie die Abb.6.12 zeigt, linienförmig verteilt. Die Höhe der einzelnen Spektrallinien ist durch die Besselfunktion gegeben. Die Verteilung auf die

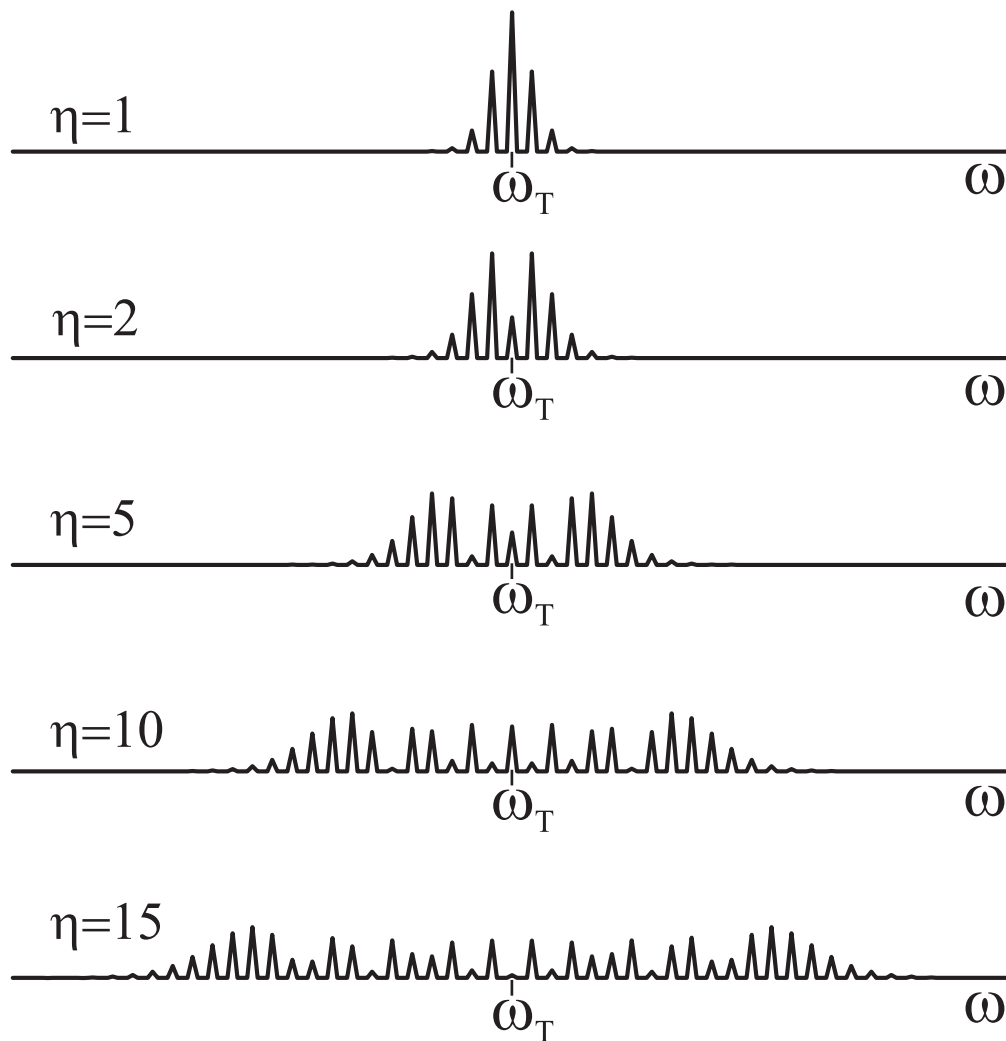


Abbildung 6.12: FM-Modulation eines Sinussignals: Betrag der Spektren in Abhängigkeit vom Modulationsindex bei konstanter Signalfrequenz

vielen Seitenbänder macht verständlich, dass die FM robust gegenüber Störungen ist. Das modulierte Signal wird durch die Störung einzelner Spektrallinien nur partiell beeinflusst. Die Gesamtleistung ist unabhängig vom Modulationsindex konstant. Mit steigendem Modulationsindex nimmt die Anzahl der Spektrallinien zu, die Bandbreite erhöht sich und die Energie

der einzelnen Spektrallinien nimmt ab. Der Bandbreitenbedarf eines FM-modulierten Signals ergibt sich nach der Carson-Formel wie folgt:

$$B_m \approx 2(\eta + 1)B_{NF} \quad (6.21)$$

Dabei wird davon ausgegangen, dass alle Spektrallinien berücksichtigt werden, für die die Besselfunktion  $J_m(\Delta\varphi) \geq 0,1$  wird. Insbesondere ist darauf zu achten, dass auch die Frequenzanteile bei der Trägerfrequenz  $\omega_T$  übertragen werden. In der Abb.6.12 wird deutlich, dass für ein eintonmoduliertes Signal in Abhängigkeit vom FM-Hub die Höhe der Spektrallinien bei der Trägerfrequenz variieren. In der Regel stellt dies kein Problem dar, da das modulierte Signal nicht ins Basisband umgesetzt wird. Erfolgt die Umsetzung ins Basisband, z.B. in einem IQ-Demodulator, so muss auch der Gleichanteil erhalten bleiben, da es ansonsten zu erheblichen Verzerrungen im demodulierten FM-Signal kommen würde. Abb.6.13 zeigt das Ergebnis einer Rechnersimulation. Dabei wurde ein Sinussignal mit einer Frequenz von  $f = 1\text{kHz}$  mit einem Frequenzhub von  $35\text{kHz}$  FM-moduliert. Nach Entfernung der Gleichkomponente  $0\text{Hz}$  erfolgte die Demodulation in einem idealen FM-Demodulator unbegrenzter Bandbreite. In der Abb.6.13 b) wird deutlich, dass es zu erheblichen Verzerrungen im de-

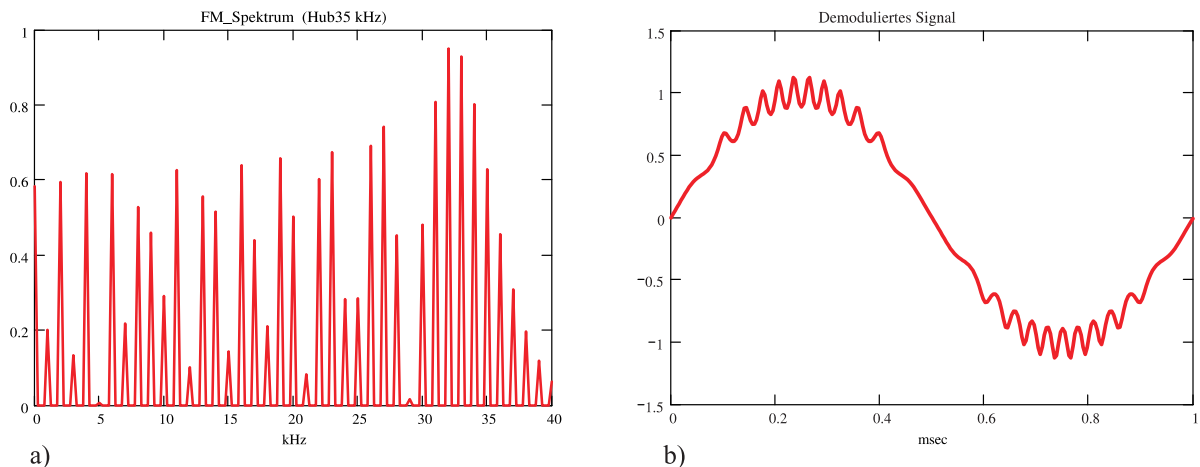


Abbildung 6.13: FM-Modulation eines Sinussignals: a) Betrag des Spektrums b) Demoduliertes Signal

modulierten Signal kommt. Für den Klirrfaktor des demodulierten Signals ergibt sich hier ein Wert von 8,7%. Grundsätzlich ist die Bandbreite so zu wählen, dass die Carson-Formel erfüllt wird, und keine Begrenzung am oberen oder unteren Ende des Spektrums erfolgt.

Auf die technischen Probleme, die mit der korrekten Aufzeichnung der Gleichkomponente im realen System verbunden sind, wird später im Detail eingegangen.

## 6.2.2 IQ-Demodulation von FM-Signalen

Prinzipiell lassen sich alle Signale in Real- und Imaginärteil (In-Phase Signal und Quadratur Signal) zerlegen. Dabei wird der volle Informationsgehalt auf I und Q aufgeteilt. Geht man von der komplexen Darstellung des FM-Signals aus Gleichung 6.18 aus, ergibt sich für die

Zerlegung in I und Q:

$$\underline{I}_m = \operatorname{Re}(\underline{u}_m(t)) = \cos[\omega_T t - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \quad (6.22)$$

$$\underline{Q}_m = \operatorname{Im}(\underline{u}_m(t)) = \sin[\omega_T t - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \quad (6.23)$$

Das technische Gegenstück zur mathematischen Funktion stellt der IQ-Demodulator dar, dessen prinzipieller Aufbau in Abb.6.14 gezeigt wird. Im IQ-Modulator wird das eingehende Signal auf zwei Pfade aufgeteilt. In den einzelnen Pfaden erfolgt eine Multiplikation mit einem sinusförmigen Signal. Dabei haben die Multiplikationssignale einen Phasenversatz von 90 Grad zu einander.

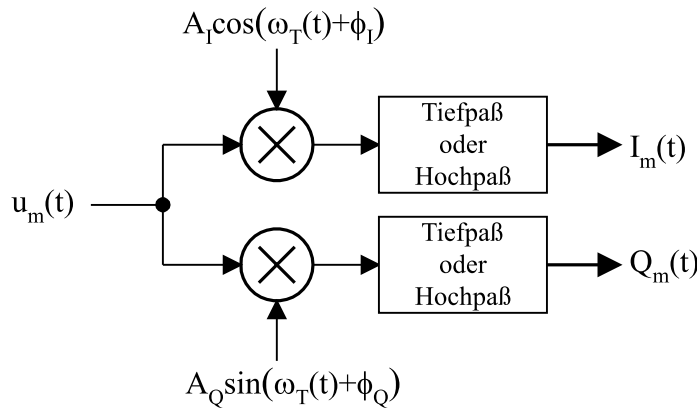


Abbildung 6.14: Prinzipschaltbild eines IQ-Demodulators

Nimmt man für  $u_m(t)$  das eintonmodulierte Signal aus Gleichung 6.17 an und legt die Frequenz der Multiplikationssignale auf die der Trägerkreisfrequenz  $\omega_T$ , so ergibt die mathematische Auswertung nach Abb.6.14 folgendes:

$$\begin{aligned} I_m(t) &= \cos[\omega_T - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \cdot A_I \cdot \cos(\omega_T t + \phi_I) \\ &= \frac{1}{2} \cdot A_I [\cos(2\omega_T t - \eta \cos(\omega_{NF} t) + \phi_I) + \cos(-\eta \cos(\omega_{NF} t) - \phi_I)] \quad (6.24) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_m(t) &= \cos[\omega_T - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \cdot A_Q \cdot \sin(\omega_T t + \phi_Q) \\ &= \frac{1}{2} \cdot A_Q [\sin(2\omega_T t - \eta \cos(\omega_{NF} t) + \phi_Q) - \sin(-\eta \cos(\omega_{NF} t) - \phi_Q)] \quad (6.25) \end{aligned}$$

Wird der hochfrequente Anteil in  $I_m$  und  $Q_m$  durch den Tiefpass abgeschnitten, so repräsentieren  $I_m$  und  $Q_m$  das FM-modulierte Signal im Basisband:

$$I_m(t) = \frac{1}{2} \cdot A_I \cos(-\eta \cos(\omega_{NF} t) - \phi_I) \quad (6.26)$$

$$Q_m(t) = \frac{1}{2} \cdot A_Q (-\sin(-\eta \cos(\omega_{NF} t) - \phi_Q)) \quad (6.27)$$

Dabei besteht die Forderung, dass die Amplituden  $A_I$  und  $A_Q$  absolut identisch sind. Zusätzlich ist zu fordern, dass keine untere Grenzfrequenz existiert und die Phase zwischen den Multiplikationssignalen exakt 90 Grad beträgt, d.h.  $\phi_I = \phi_Q$  ist. Die resultierenden Signale  $I_m$  und  $Q_m$  müssen also DC-gekoppelt verarbeitet werden und sie dürfen keine Offsets  $DC_I$  und  $DC_Q$  haben. Da sich bei der IQ-Modulation die gleiche Problematik hinsichtlich der Amplituden, Phasen, Offsets und Grenzfrequenzen ergibt, wird dort im folgenden Abschnitt näher darauf eingegangen.



### 6.2.3 IQ-Modulation

Aus den im vorangestellten Abschnitt gewonnenen IQ-Signalen lässt sich das FM-modulierte Signal  $u_m(t)$  wieder rekonstruieren. Geht man nochmals von den einfachen komplexen Signalen  $\underline{I}_m$  und  $\underline{Q}_m$  der Gleichungen 6.22 und 6.23 aus, so ergibt sich das frequenzmodulierte Signal  $\underline{u}_m(t)$  durch Addition:

$$\begin{aligned} \underline{u}_m(t) &= \underline{I}_m + j \cdot \underline{Q}_m \\ &= \cos[\omega_T t - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] + j \cdot \sin[\omega_T t - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \\ &= \exp[j \cdot \omega_T t - j \cdot \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)] \end{aligned} \quad (6.28)$$

Die technische Realisierung der mathematischen Funktion stellt der IQ-Modulator dar, dessen prinzipieller Aufbau in Abb.6.15 gezeigt ist. Im IQ-Modulator werden die Signale  $I_m$  und  $Q_m$  mit zueinander um 90 Grad phasenverschobenen sinusförmigen Signalen multipliziert. Dabei haben die sinusförmigen Signale die Frequenz, auf die das FM-modulierte Signal umgesetzt werden soll. Nach der Multiplikation erfolgt die Summenbildung, deren Ergebnis das frequenzmodulierte Signal  $u_m(t)$  ist. Die mathematische Auswertung der Abb.6.15 ergibt

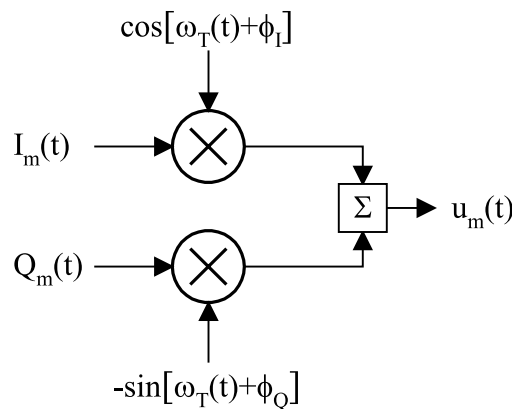


Abbildung 6.15: Prinzipschaltbild eines IQ-Modulators

folgendes Ergebnis, wenn  $I_m(t)$  und  $Q_m(t)$  der Gleichungen 6.26 und 6.27 ideal sind, d.h. dass für die Störparameter folgende Werte gelten:  $A_I = A_Q = 1$ ,  $DC_I = DC_Q = 0$  und  $\phi_I = \phi_Q = 0$

$$u_m(t) = I_m(t) \cdot \cos(\omega_T t) + Q_m(t) \cdot \sin(\omega_T t) = \cos(\omega_T t - \eta \cdot \cos(\omega_{NF} t)) \quad (6.29)$$

Somit wurde gezeigt, dass die Rekonstruktion eines FM-Signals aus IQ-Signalen möglich ist.

Im Folgenden soll nun der Einfluss der oben genannten Störparameter untersucht werden, um die Genauigkeitsanforderungen an die Komponenten des Aufzeichnungssystems zu ermitteln. Dazu wird im ersten Schritt der Einfluss auf das Spektrum untersucht. Da Unterschiede im Spektrum, auf Grund der vielen Spektrallinien in FM-modulierten Signalen nur schwer sichtbar gemacht werden können, wird der IQ-Modulator mit folgenden Prüfsignalen für  $I_m$  und  $Q_m$  gespeist:

$$\begin{aligned} I_m &= A_I \cdot \cos(\omega_{NF} t) + DC_I \\ Q_m &= A_Q \cdot \sin(\omega_{NF} t) + DC_Q \end{aligned}$$

Die Störparameter  $DC_I$  und  $DC_Q$  sind Gleichanteile die den Signalen  $I_m$  und  $Q_m$  überlagert sind. Diese Überlagerung ergibt sich bei der hardwaremäßigen Realisierung z.B in Folge der Verschiebung von Arbeitspunkten in Verstärkern.

Die mathematische Auswertung der Schaltung ergibt dann:

$$\begin{aligned}
 u_m(t) = & \underbrace{A_I \cdot \cos [(\omega_T + \omega_m)t + \phi_I] + A_Q \cdot \cos [(\omega_T + \omega_m)t + \phi_Q]}_{\text{Nutzband}} + \\
 & \underbrace{2 \cdot \cos(\omega_T t + \phi_I) \cdot DC_I - 2 \cdot \sin(\omega_T t + \phi_Q) \cdot DC_Q}_{\text{Träger}} + \\
 & \underbrace{A_I \cdot \cos [(\omega_T - \omega_m)t + \phi_I] - A_Q \cdot \cos [(\omega_T - \omega_m)t + \phi_Q]}_{\text{Seitenband}}
 \end{aligned} \tag{6.30}$$

Die Abb.6.16 zeigt das Spektrum des Ausgangssignals des IQ-Modulators. Es werden die Bänder Nutzband, Trägerband und Seitenband sichtbar. Im Idealfall sollte nur das Nutzband entstehen. Die Ursache der Entstehung der Störbänder wird im Folgenden diskutiert.

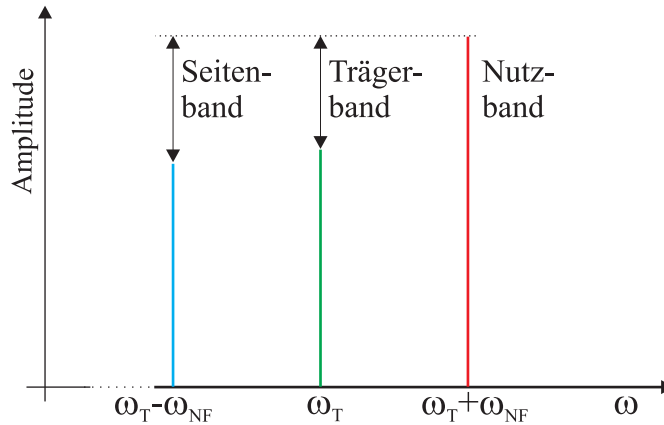


Abbildung 6.16: Ausgangsspektrum des IQ-Modulators

**Trägerband**-Es ist leicht zu erkennen, dass eine Gleichkomponente, repräsentiert durch die Variablen  $DC_I$  und  $DC_Q$ , zu einer zusätzlichen Komponente bei der Trägerfrequenz  $\omega_T$  führten. Die Phasen  $\phi_I$  und  $\phi_Q$  spielen nur eine untergeordnete Rolle. Für die Trägerunterdrückung kann die folgende Gleichung angegeben werden:

$$\text{Trägerunterdrückung} = 20 \log \left[ \frac{2 \cdot |DC_I \cdot e^{j\phi_I} + DC_Q \cdot e^{j\phi_Q}|}{|A_I \cdot e^{j\phi_I} + A_Q \cdot e^{j\phi_Q}|} \right] \tag{6.31}$$

**Seitenband**-Das Seitenband entsteht durch die Überlagerung von zwei Effekten, wobei das Auftreten jeweils eines Effektes eine hinreichende Bedingung zur Entstehung des Seitenbandes darstellt. Als Effekte sind dabei zu nennen: die Ungleichheit zwischen den Amplituden  $A_I$  und  $A_Q$  und die Phasendifferenz  $\phi_I - \phi_Q \neq 0$  zwischen den Trägersignalen. Für die Seitenbandunterdrückung kann die folgende Gleichung angegeben werden:

$$\text{Seitenbandunterdrückung} = 20 \log \left[ \frac{|A_I \cdot e^{j\phi_I} - A_Q \cdot e^{j\phi_Q}|}{|A_I \cdot e^{j\phi_I} + A_Q \cdot e^{j\phi_Q}|} \right] \tag{6.32}$$

Nachdem nun der Einfluss der Störparameter auf das Spektrum untersucht wurde, wird im Folgenden mit Hilfe einer Simulation die Modulation eines gestörten eintonmodulierten Signals nach Gleichung 6.17 untersucht. Der verwendete FM-Demodulator kann als ideal angesehen werden. Die Bandbreite des FM-Signals ist unbegrenzt. Zur Vereinfachung werden die Störparameter so eingestellt, dass entweder nur das Seitenband oder das Trägerband beeinflusst wird. Dabei werden die Parameter  $A_I$  und  $DC_I$  so gewählt, dass sich jeweils ein Abstand zum Nutzsignal von 40dB ergibt. Die Abb.6.17 zeigt das Ergebnis der Simulation.

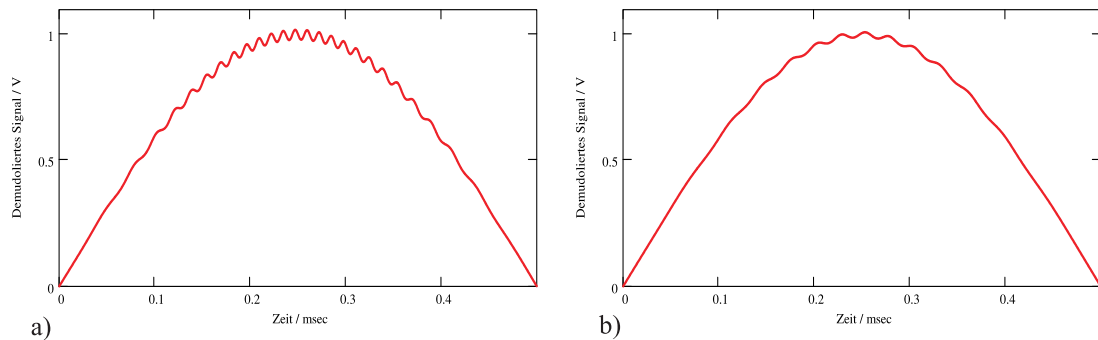


Abbildung 6.17: FM-Demodulierte Signale: Parameter:  $u_{NF} = 1\text{kHz}$  Frequenzhub=40kHz  
a) Seitenbandunterdrückung von 40dB (2Prozent Abweichung der Amplitude von  $A_I$ ) b) Trägerunterdrückung von 40dB (DC-Offset von 10mV)

In beiden Darstellungen wird deutlich, dass es zu erheblichen Verzerrungen im demodulierten Signal kommt. Die Verzerrungen können mit Hilfe des Klirrfaktors quantifiziert werden. Die Vermutung, dass Störungen durch das Seitenband stärker eingehen als Störungen durch den Träger, die sich durch den Vergleich der Abbildungen 6.17 a) mit b) ergibt, kann im Folgenden mit Hilfe des Klirrfaktors bestätigt werden. Dabei kann jedem Störband ein Klirrfaktor zugeordnet werden. Dadurch lässt sich je nach Anwendungsfall der minimal zulässige Abstand der Störbänder zum Nutzband angeben. Die Abb.6.18 zeigt die Entwicklung des Klirrfaktors in Abhängigkeit der Trägerbänder und der Seitenbänder.

Für FM-Empfänger ist ein Klirrfaktor von 0,4 Prozent typisch. Überträgt man dies als Forderung auf das Aufzeichnungssystem, so ergibt eine Abschätzung mit Hilfe der Abb.6.18 für die Seitenbandunterdrückung 50dB und für die Trägerunterdrückung 45dB. Rechnet man dies mit Hilfe der Gleichungen 6.31 und 6.32 in Amplituden um, so ergibt sich für  $A_I$  eine zulässige Abweichung von  $A_Q$  von 0,63 Prozent und für den Offset eine Spannung von 5.62mV bezogen auf die Amplituden  $A_I = A_Q = 1\text{V}$ .

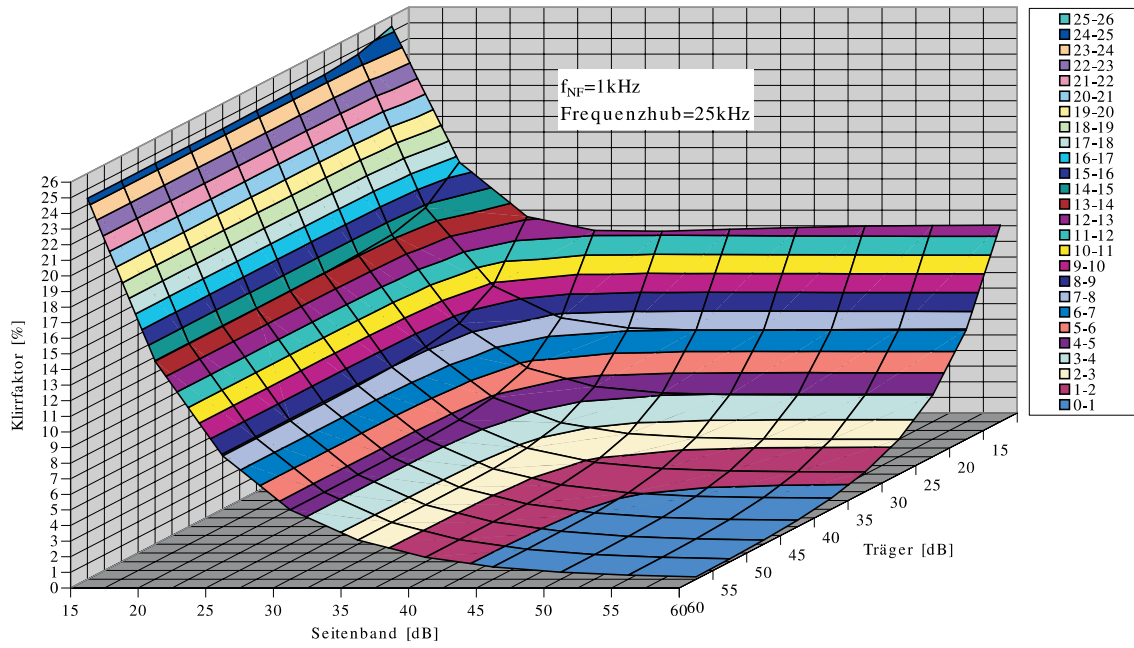


Abbildung 6.18: Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Träger- und Seitenbandunterdrückung

### 6.2.4 Aufzeichnungssystem

Die für die Aufzeichnung von FM-modulierten Signalen benötigte Geräteanordnung wird in Abb.6.19 gezeigt. Bei einer Aufnahme während einer Messfahrt befinden sich mit Ausnahme der Antennen und der Stromversorgung alle Geräte im Fahrzeuginneren. Bei den durchgeführten Messfahrten wurden Scheibenantennen oder separat mit Magnetfüßen auf dem Fahrzeug angebrachte Antennen verwendet.

Die Antennensignale werden auf je einen FM-Empfänger geleitet, dessen ZF-Ausgang mit einem IQ-Demodulator verbunden ist. Dort werden die Signale in I und Q zerlegt und direkt dem Aufzeichnungssystem zugeführt.

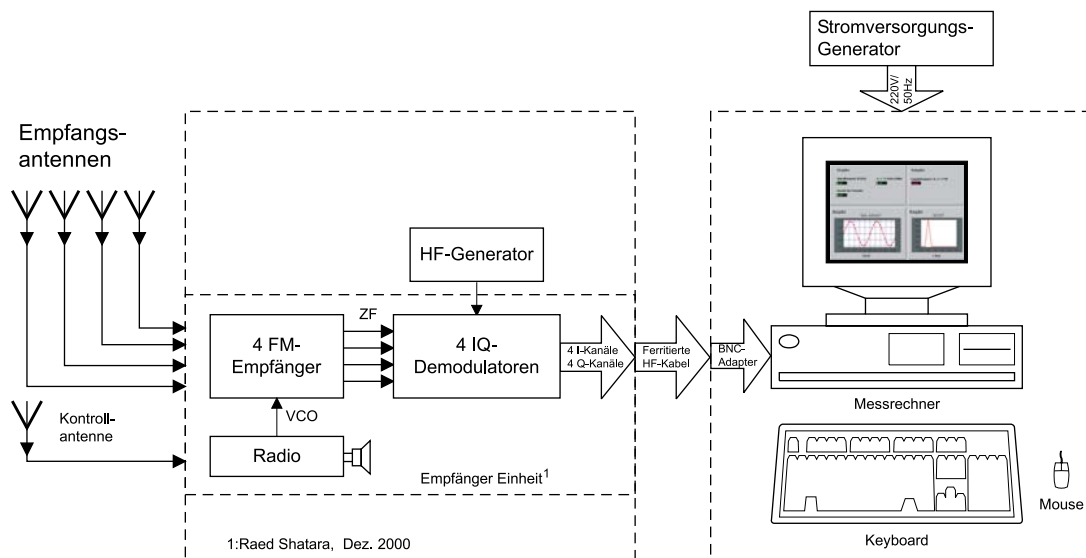


Abbildung 6.19: Gerätezusammenstellung zur Aufzeichnung von FM Signalen

### 6.2.5 FM-Empfänger mit 4 synchronisierten Empfangsteilen

Moderne Antennendiversitätssysteme arbeiten typisch mit 4 Signalen. Die Signale werden dabei z.B. aus 4 einzelnen Scheibenantennen, oder bei weniger physikalischen Antennen auch aus der Kombination von Antennen gewonnen. Um nun Untersuchungen an Diversitätssystemen vorzunehmen, ist es also wünschenswert, mindestens 4 Antennensignale parallel aufzuzeichnen.

Zu diesem Zweck wurde im Rahmen der Dissertation von [31] ein FM-Empfänger (siehe Abb. 6.19) mit 4 synchronisierten Empfangsteilen entwickelt. Die Steuerung erfolgt über ein externes Radio, dessen Oszillator alle 4 Empfangsteile steuert. Somit ist sichergestellt, dass alle Empfangssignale die gleiche Phase haben. Die ZF jedes Empfangsteils wird auf einen IQ-Demodulator gegeben. Dieser wurde ebenfalls von [31] aufgebaut. Am Ausgang der IQ-Demodulatoren ergeben sich somit 4 IQ-Paare, die in das Basisband ( $ZF=0\text{Hz}$ ) gemischt wurden. Die IQ-Paare der einzelnen Antennensignale repräsentieren nach [31] also das FM-modulierte Antennensignal im Basisband. Somit ist es von großer Bedeutung, daß alle Gleichspannungsanteile der IQ-Signale erhalten bleiben. Ein Abschneiden der Gleichkomponente oder ein Gleichspannungsfehler (offset) führt, wie im Kap.6.2.1 gezeigt wurde, zu erheblichen Verzerrungen bei der Demodulation.

Um alle Pegelschwankungen der Wirklichkeit entsprechend aufzeichnen zu können, muss sowohl in den Empfängern als auch in den IQ-Demodulatoren auf eine AGC (*Automatic Gain Control*) verzichtet werden. Da der nutzbare Pegelbereich der IQ-Demodulatoren auf 50dB begrenzt ist, muss der IQ-Demodulator auf den mittleren Pegel im Messgebiet eingestellt werden. Somit wird sichergestellt, dass Pegelbrüche von 20dB bis 30dB wie sie durch das Rayleighfading hervorgerufen werden, wirklichkeitsgetreu aufgezeichnet werden. Weitere Details zum Empfänger können in [31] nachgelesen werden.

### 6.2.6 Ausgestaltung des Messsystems

Die zur Aufzeichnung benötigten 8 Kanäle werden mit Hilfe von zwei AD-Wandlerkarten vom Typ PCI-6110E von der Firma *National Instruments*, die auf den PCI-Bus des PC's gesteckt werden, realisiert. Diese verfügen über jeweils 4 analoge Eingangskanäle, so dass maximal 8 Kanäle gleichzeitig aufgezeichnet werden können. Die Auflösung beträgt 12 BIT bei einem Eingangsspannungsbereich von  $\pm 10V$ . Nach [28] ergibt sich für sinusförmige Signale ein Signal/Rausch-Abstand von 74 dB. Die Daten können im Binär-Format I16 (16-bit signed word integer) oder im SGL-Format (32-bit single-precision) gespeichert werden. Im I16-Format ist eine Rekonstruktion der Daten nur möglich, wenn man die Informationen über den verwendeten Eingangsspannungsbereich und den daraus resultierenden Verstärkungsfaktor der Eingangsstufen kennt. Im SGL-Format werden die Daten skaliert ausgegeben. Somit repräsentiert eine SGL-Zahl einen Spannungswert.

Die maximale Abtastrate pro Kanal beträgt 5MHz. Dieser Wert kann aber nur unter bestimmten Voraussetzungen erreicht werden. Es müssten nämlich bei 8 Kanälen und einer Speicherung im SGL-Format 160MByte/sec auf die Festplatte geschrieben werden. Dies ist mit einem PC derzeit nicht möglich. Beschränkt man die Aufzeichnungszeit und betreibt das System im BURST-MODE, sind die 5MHz-Abtastrate erreichbar. Dies führt zu einmaligen Aufzeichnungslängen von 3 sec. Sind längere Aufzeichnungen (min-Bereich) geplant, müssen die Parameter Abtastrate, Kanalzahl und Format so eingestellt werden, dass die folgende Gleichung erfüllt wird:

$$(\text{Abtastrate}) \cdot (\text{Kanalzahl}) \cdot (\text{Format}) \leq 10 \text{ MByte/sec} \quad (6.33)$$

Die Datenrate, die nach Gleichung 6.33 erzielt werden muss, ergab sich durch eine empirische Untersuchung und hängt stark vom verwendeten PC ab. Betrachtet man die einzelnen Komponenten wie den PCI-BUS, die Festplatte, den IDE-BUS und den CPU-Takt des PC's, so sollten eigentlich höhere Datenraten möglich sein. Aufgrund der Komplexität des PC's konnte allerdings keine eindeutige Schwachstelle ausgemacht werden. Mit der Bedingung nach Gleichung 6.33 ergibt sich für 8 Kanäle und eine Speicherung im SGL-Format eine gerade ausreichende Abtastrate von 300kHz. Erfolgt die Speicherung im I16-Format können 500kHz erreicht werden.

Um eine synchrone Aufzeichnung der Daten zu gewährleisten, müssen beide Karten synchronisiert werden. Die Synchronisierung erfolgt durch eine Hardwareverbindung beider Karten, über den Route Signal Bus (RTSI-BUS). Die Master DAQ-Karte verwendet ein Internes Triggersignal und sendet dieses über den RTSI-BUS. Die Slave-DAQ-Karte empfängt dieses Signal und startet dann die Aufzeichnung. Innerhalb einer Karte sind alle Kanäle automatisch synchronisiert.

Neben den vier Eingangskanälen verfügt diese Karte zusätzlich über 2 Ausgabekanäle. Die Ausgaberate beträgt für einen Kanal 4 MS/s und für 2 Kanäle 2,5MS/s pro Kanal. Der

Ausgangsspannungsbereich beträgt  $\pm 10V$ . Somit ist diese Karte auch für das unter Kap.?? beschriebene Wiedergabesystem einsetzbar.

### 6.2.7 Rekorder-Programm

Zur Aufzeichnung von elektrischen Signalen wurde ein „Rekorder-Programm“ erstellt. Das Programm steuert dabei die oben beschriebene Hardware. Von der Funktionalität ist es vergleichbar mit einem mehrspurigen Tonband. Es kann zwischen 2 und 8 Eingangskanälen gewählt werden. Die Daten können in beliebigen Dateien gespeichert werden. Im Header der Datei werden alle für die Wiedergabe nötigen Informationen gespeichert. Darüber hinaus kann zu Dokumentationszwecken in einem Textfeld ein beliebig langer Text eingegeben werden. Die Aufzeichnungszeit ist nur durch den freien Platz auf der Festplatte begrenzt. Durch Wahl des Eingangsspannungsbereiches können die AD-Wandler optimal angesteuert werden. Der grafische Quellcode des Programms ist in Abb. A.1 dargestellt. Die Erklärung des Programms erfolgt zum besseren Verständnis an Hand des Programmablaufplans nach Abb. 6.20.

Zu Beginn des Programms werden alle Eingaben des Frontpanels eingelesen. Mit den eingelesenen Daten erfolgt eine Initialisierung der einzelnen Programmteile:

1. Intialisierung der DAQ-Karten:

- Welche DAQ-Karten wurden gewählt?
- Welche Kanäle wurden gewählt?
- DAQ-Karten über den Route Signal Bus (RTSI-BUS) synchronisieren.
- Welche Abtastrate muss eingestellt werden?

2. Dateidialog starten:

- Öffnen einer Datei, in die nachher die eingelesenen Daten gespeichert werden.

3. Header mit den folgenden Inhalten in die Datei schreiben:

- Gewählte DAQ-Karten, Kanäle, Abtastrate, Aufzeichnungsdatum, Start Zeit und den Inhalt des Textfeldes.

Nachdem nun alle DAQ-Karten initialisiert sind und eine Datei zum Schreiben der Daten geöffnet wurde, beginnt das eigentliche Hauptprogramm.

4. Datenerfassung starten

5. Sprung in Datenerfassungsschleife (siehe Abb. 6.21)

- Hier werden von jeder DAQ-Karte Daten einer bestimmten Blockgröße gelesen und in der oben gewählten Datei auf der Festplatte des Rechners gespeichert. Die Blockgröße muss unter Umständen je nach Leistungsdaten des verwendeten PC angepasst werden.
- In jedem Schleifendurchlauf wird zusätzlich der Stoppknopf auf dem Frontpanel abgefragt. Wurde dieser gedrückt, wird die Datenerfassungsschleife beendet.

- Zusätzlich werden in der Datenerfassungsschleife ständig die Abtastrate der DAQ-Karten überprüft. Tritt hierbei ein Fehler auf (dieser kann durch die Karten selber oder durch den Rechner hervorgerufen werden) wird die Datenerfassungsschleife beendet.
- Berechnung und Anzeige der Messdauer

#### 6. Beenden der Datenerfassungsschleife

- Schließen der geöffneten Datei.
- Anzeigen aufgetretener Fehler



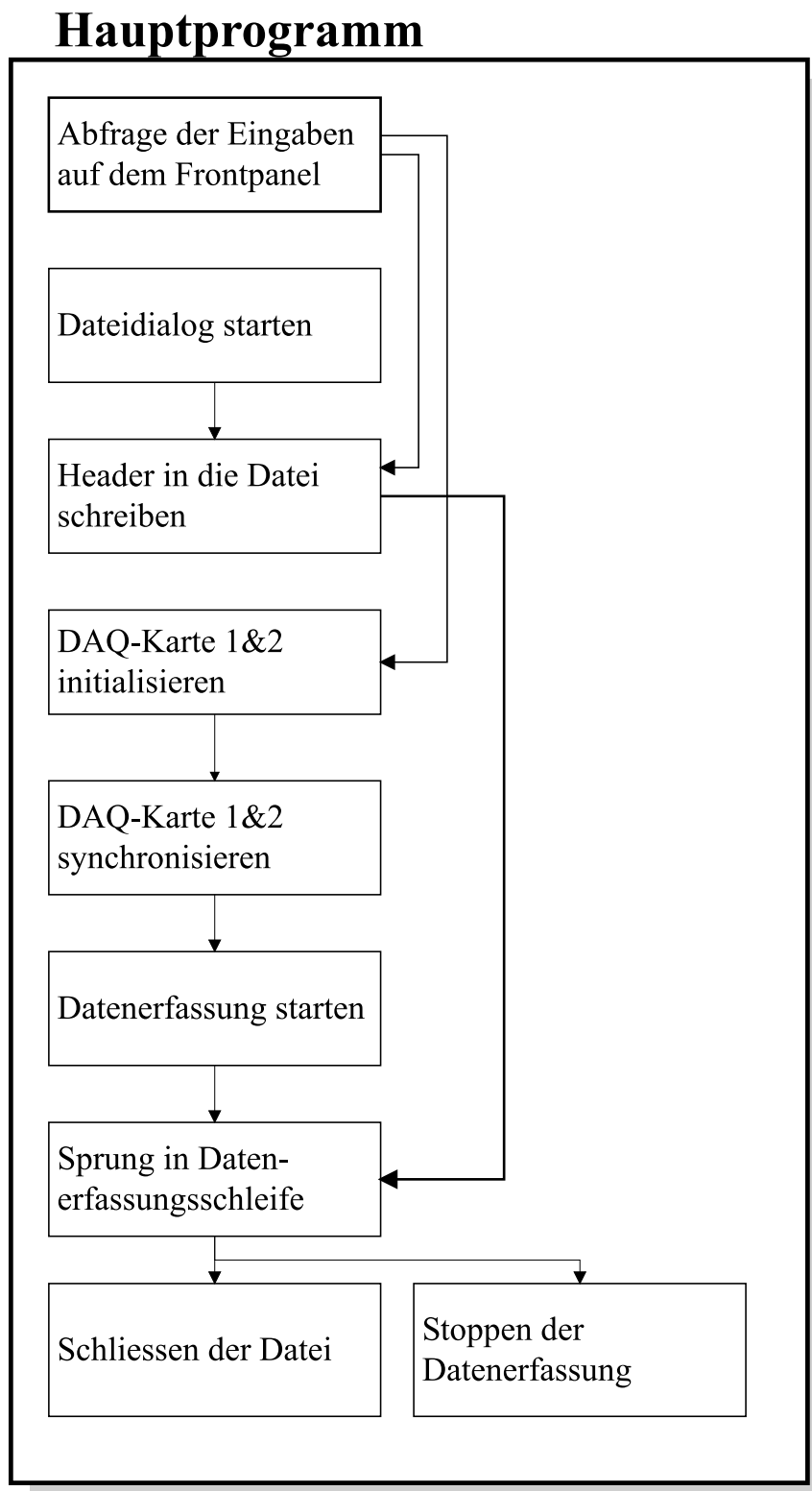


Abbildung 6.20: Programmablaufplan des Aufzeichnungssystems

## Datenerfassungsschleife

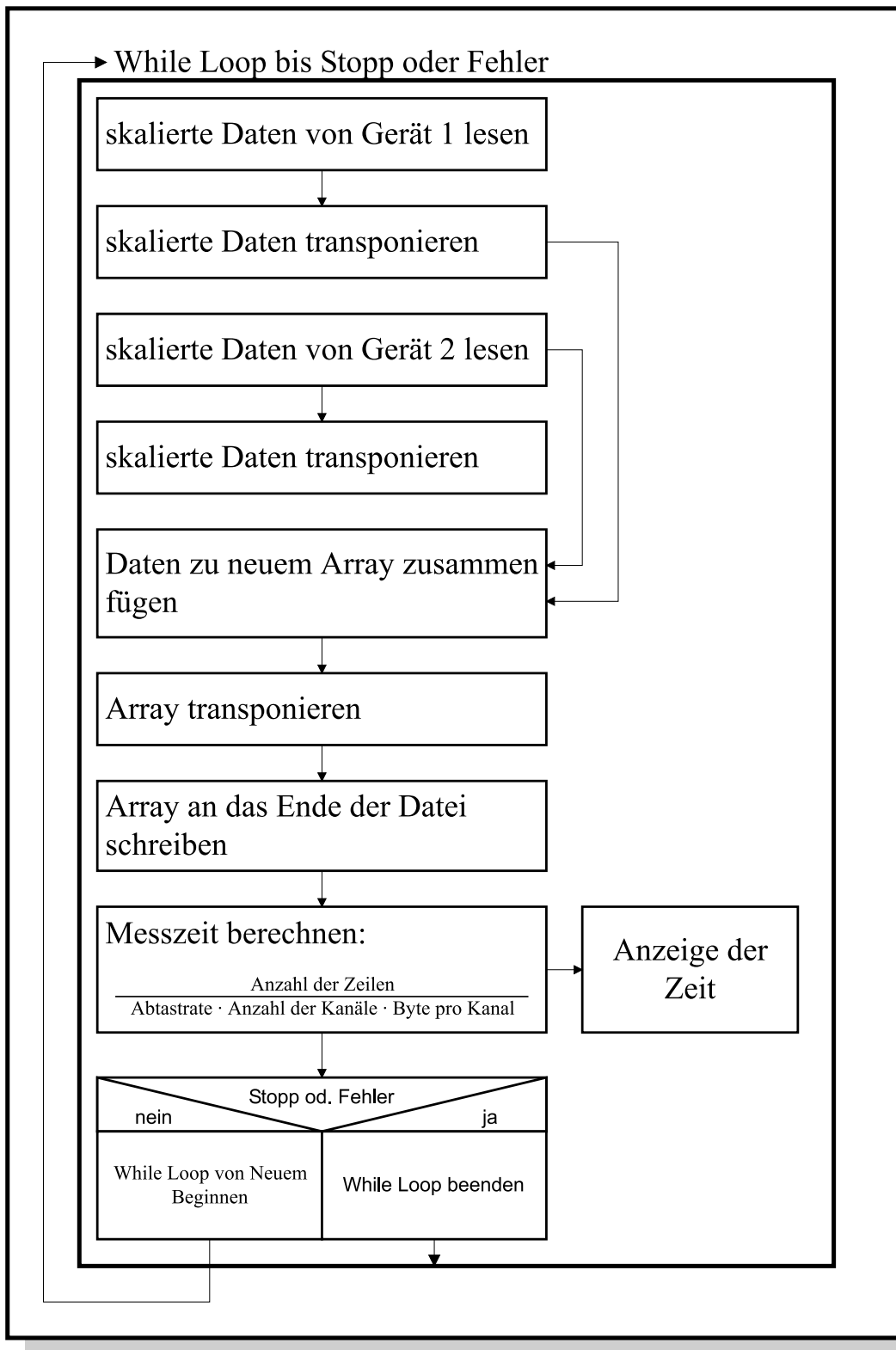


Abbildung 6.21: Programmablaufplan der Datenerfassungsschleife

## 6.3 Wiedergabe von FM-modulierten Signalen

Die zur Wiedergabe von FM-modulierten Signalen benötigte Geräteanordnung ist in Abb.6.22 dargestellt. Die gespeicherten Signale werden über eine im Messrechner integrierte 8-fach-DA-Wandlerkarte abgespielt und dann auf die 4 IQ-Modulatoren gegeben. In den IQ-Modulatoren wird jeweils aus den IQ-Paaren das FM-modulierte Signal zusammengesetzt und mit Hilfe des HF-Generators in den gewünschten Frequenzbereich gemischt. An den Ausgängen der 4 IQ-Modulatoren stehen somit 4 FM-modulierte Signale zur Verfügung.

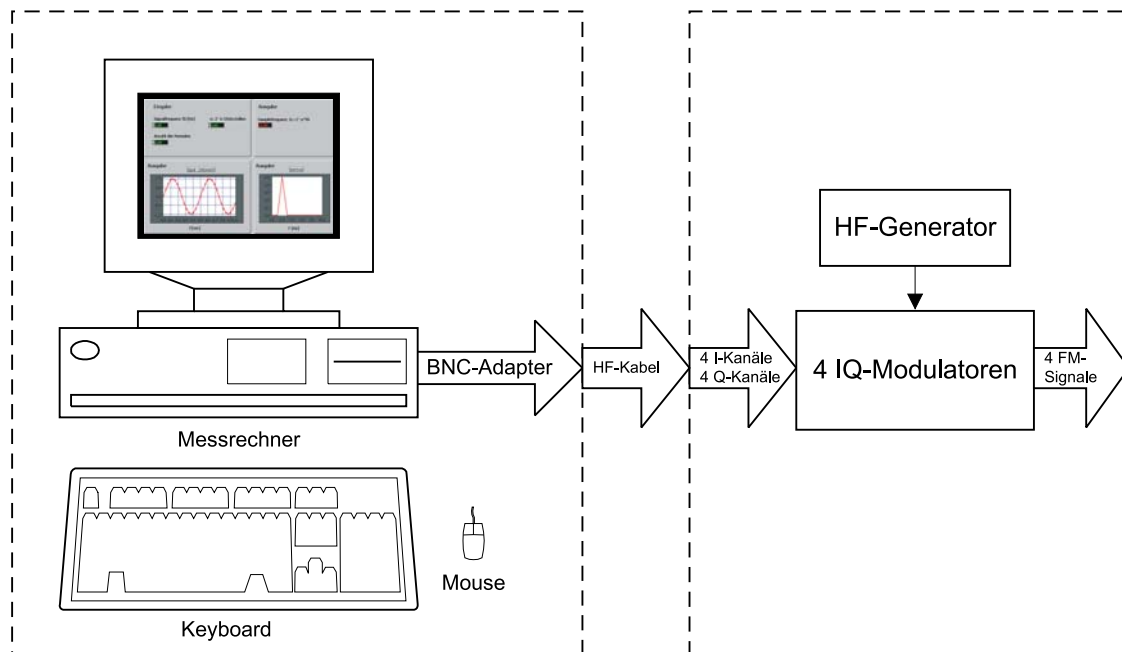


Abbildung 6.22: Gerätezusammenstellung zur Wiedergabe von FM-modulierten Signalen

### 6.3.1 Gerät zur FM-Wiedergabe

Diese Hardware stellt das Gegenstück zu dem 4-stufigen FM-Empfänger aus Kap.6.2.5 dar. Es wurden hier vier separate IQ-Modulatoren nach [31] realisiert, die nach dem oben beschriebenen Prinzip funktionieren. Die Zuführung der HF, zur Einstellung der gewünschten Frequenz, erfolgt über einen Vierfach-Power-Splitter. Bei Verwendung von elektrisch gleich langen Leitungen ist die Synchronizität zwischen den HF-Signalen gegeben.

Die Amplitude der I- und Q-Signale muss im Modulator exakt abgeglichen werden. Minimale Differenzen zwischen I und Q führen zu erheblichen Verzerrungen im Empfänger (siehe Kap. 6.2.3). Da die aufgezeichneten IQ-Signale (siehe Kap. 6.2.2) das FM-Signal im Basisband repräsentieren ist es wie schon bei Aufzeichnung von immenser Wichtigkeit, dass alle Gleichspannungsanteile der IQ-Signale erhalten bleiben. Die Dynamik entspricht der des Empfängers. Weitere Details können in [31] nachgelesen werden.

### 6.3.2 Gestaltung des digitalen Systems zur Wiedergabe der aufgezeichneten Signale

Zur Wiedergabe wird eine DA-Wandlerkarte vom Typ PCI-6713 von der Firma *National Instruments* verwendet, diese wird auf den PCI-BUS des PC gesteckt. Die Karte verfügt über 8 analoge Ausgangskanäle, die synchron angesteuert werden können. Für die Wiedergabe müssen mindestens 2 Kanäle gewählt werden. Die Auflösung beträgt 12 BIT bei einem Ausgangsspannungsbereich von  $\pm 10V$ . Mit den vorhandenen Treibern können nur Daten im SGL-FORMAT (32-bit single-precision) ausgegeben werden. Somit entspricht jeder SGL-Wert direkt der Ausgangsspannung des DA-Wandlers.

Die maximale Ausgaberate pro Kanal beträgt 1MS/sec. Dieser Wert kann wie bei der Aufnahme nur dann erreicht werden, wenn der PC die hierfür benötigten 32MByte/sec von der Festplatte über den PCI-BUS an die DA-Wandlerkarte übertragen kann. Dies ist mit heutigen PC's nicht möglich. Wie auch schon bei der Aufnahme sind die Parameter Ausgaberate und Kanalzahl so zu wählen, das die Gleichung erfüllt wird:

$$(\text{Ausgaberate}) \cdot (\text{Kanalzahl}) \cdot (\text{Format}) \leq 10 \text{ MByte/sec} \quad (6.34)$$

Somit ist es auch von untergeordneter Bedeutung, dass die mit dieser Karte erreichbare Rate unter der der Aufnahmekarte liegt. Alternativ kann für 2 kanalige Anwendungen die Aufnahmekarte zur Wiedergabe benutzt werden.

### 6.3.3 Programm zur Wiedergabe der aufgezeichneten Signale

Das entwickelte Wiedergabeprogramm trägt durch seine vielfältigen Funktionen wesentlich zu einem effizienten Testablauf im Labor bei. Das Ziel der Entwicklung war es, das Wiedergabeprogramm so funktionell wie möglich zu gestalten. Ausgehend von einem „Basic-Player“ in dem nur die minimale Funktion „abspielen“ einer SGL-Datei realisiert war, wurde im Rahmen einer Studienarbeit [30] ein „Multi-Funktions-Player“ realisiert. Es wurden dabei Standardfunktionen wie Play, Pause, Stop, Vor- und Zurückspulen implementiert. Das Programm stellt dabei automatisch das System auf die Parameter der Aufnahme ein. Als wesentliche Parameter sind hier die Kanalzahl, die Abtastrate und das Datenformat zu nennen. Darüber hinaus wurden noch folgende Funktionen realisiert:

1. Dateivorschau:  
Hier werden die im Dateihheader abgelegten Daten, z.B. über die verwendeten Kanäle, Abtastrate, Aufzeichnungsdatum, Start Zeit und den Inhalt des Textfeldes, zur Anzeige gebracht. Dadurch lassen sich auf schnelle und einfache Weise Dateien finden.
2. Dateihheader ändern:  
Hier kann nur der Inhalt des Textfeldes geändert werden. Somit können beispielsweise nachträglich Informationen zum Inhalt der Aufnahme gespeichert werden.
3. Konvertieren von I16 nach SGL:  
Hiermit können die im reduzierten Datenformat I16 aufgenommenen Dateien in das abspielfähige Format SGL konvertiert werden.
4. Ausschneiden von Dateistellen:  
Hiermit können besonders leicht die für Testzwecke relevanten Dateistellen ausgeschnitten werden. Die ausgeschnittenen Daten werden in einer separaten Datei gespeichert. Löscht man die nicht relevanten Stellen kann zusätzlich Speicherplatz gespart werden.

Da der „Multi-Funktions-Player“ nur eine Erweiterung des „Basic-Players“ darstellt, die wesentlichen Funktionen aber im „Basic-Player“ realisiert wurden, wird an dieser Stelle nur der „Basic-Player“ beschrieben. In Abb.6.23 ist der Programmablaufplan des „Basic-Players“ dargestellt.

Zu Beginn des Programms wird ein Dateidialog gestartet. Dort wird vom Benutzer des Programms eine Datei zum Abspielen gewählt. Aus dem Header der Datei werden die Kanalzahl, die Abtastrate bei der Aufnahme und das Datenformat gelesen. Gleichzeitig werden alle Eingaben des Frontpanels eingelesen.

#### 1. Initialisierung der DAQ-Karte

- Welche DAQ-Karte wurde gewählt?
- Welche Kanäle wurden gewählt?
- Welche Abspielrate muss eingestellt werden?

Danach erfolgt ein Sprung in die Abspielschleife (siehe Abb.6.24). Hier erfolgt die eigentliche Wiedergabe des Programms.

#### 2. Sprung in die Abspielschleife (siehe Abb.6.24)

- Hier wird mit jedem Schleifendurchlauf ein Datenblock aus der geöffneten Datei gelesen. Dazu wird dem Programmteil die Anzahl der zu lesenden Zeilen übergeben. Damit ergibt sich die Blockgröße:

$$\text{Blockgröße} = \text{Anzahl der Zeilen} \cdot \text{Kanalzahl} \cdot \text{Format}$$

Die Größe des Datenblockes hat einen großen Einfluss auf die Funktion des Programmes. Wird das System abweichend von der Standardkonfiguration (8-Kanäle, 300kHz) verwendet, um beispielsweise mit 2 Kanälen eine höhere Datenrate zu erhalten, muss diese vom Benutzer angepasst werden.

- Datenblock zur DA-Wandlerkarte kopieren. Bevor die Daten ausgegeben werden können, berechnet der Kartentreiber die Werte für die DA-Wandler. Ist die oben beschriebene Blockgröße zu klein oder zu groß, reicht die Rechenzeit nicht aus, um die Daten ausreichend schnell zu berechnen und zur DA-Wandlerkarte zu kopieren. Ist dies der Fall, bricht das Programm mit einer Fehlermeldung ab. Die zeitliche Grenze für die benötigten Werte ergibt sich auch aus der Abtastrate.
- Berechnen und Anzeigen der Abspielzeit. Mit der Information über die gelesenen Bytes, die Kanalzahl und das Datenformat lässt sich die Abspielzeit berechnen. Dies ist insbesondere wichtig, um relevante Dateistellen wiederzufinden und gegebenenfalls auszuschneiden.
- Beenden der Datenabspielschleife. Ist das Dateiende erreicht oder wird die Stopp-taste betätigt oder tritt ein Fehler auf, wird die Abspielschleife verlassen.

#### 3. Beenden des Programms

- Schließen der geöffneten Datei
- Anzeigen aufgetretener Fehler

## Hauptprogramm

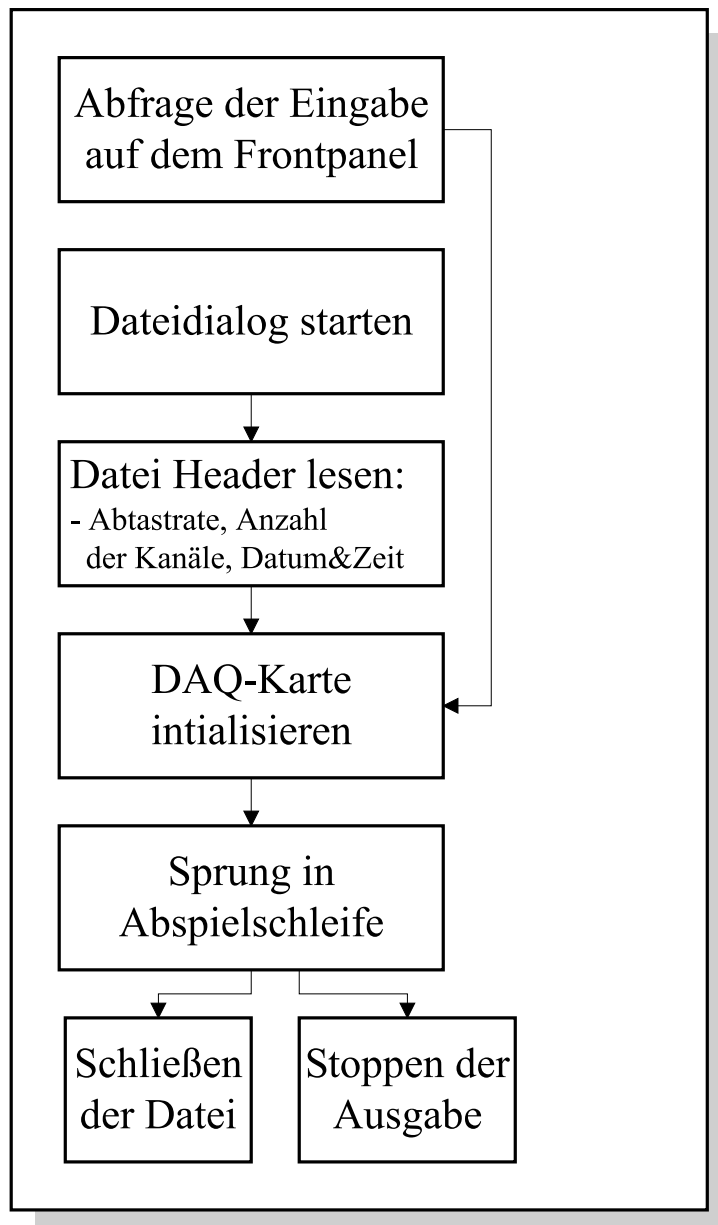


Abbildung 6.23: Programmablaufplan des Wiedergabeprogramms

## Datenabspielschleife

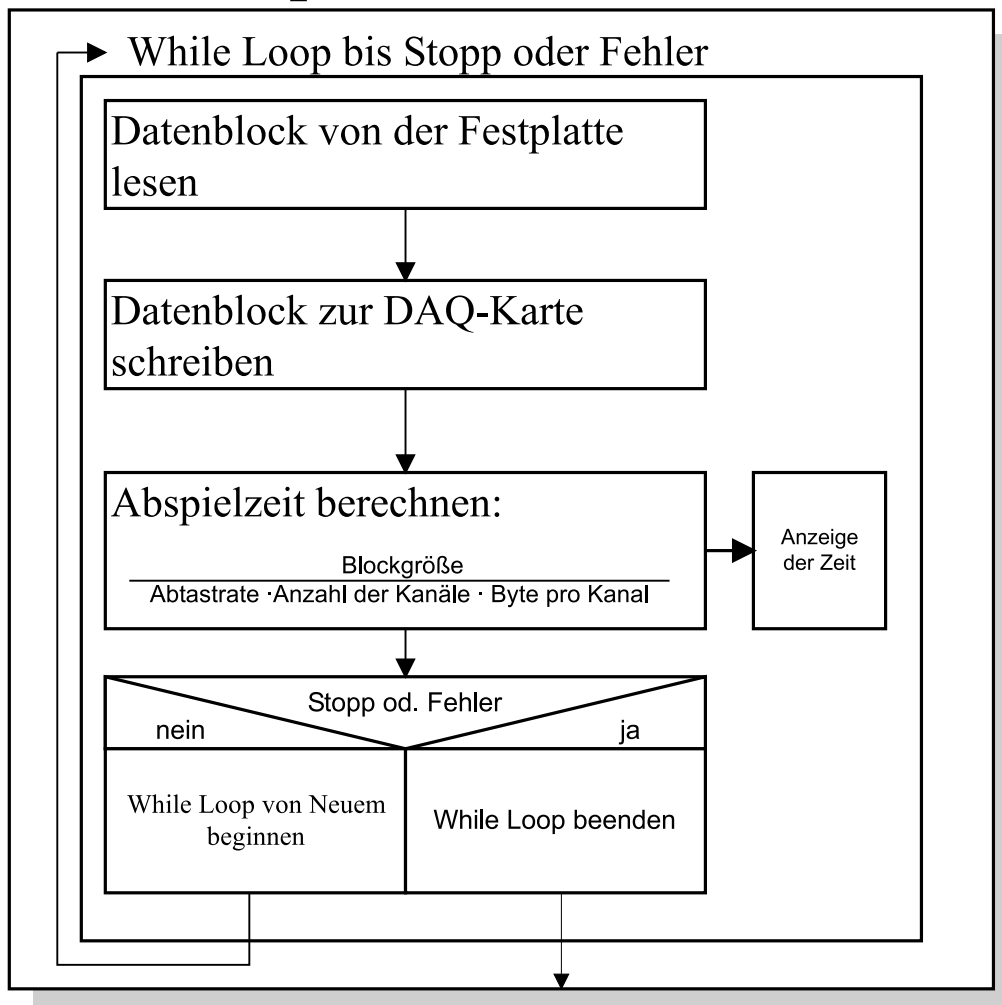


Abbildung 6.24: Programmablaufplan der Abspielschleife

## 6.4 Gesamtaufbau

Nachdem nun die wesentlichen Komponenten des Systems beschrieben sind, erfolgt eine Zusammenfassung der einzelnen Blocksaltbilder der Hardware in Abb.6.25. In dieser Abbildung ist zusätzlich eine typische Testmöglichkeit für Diversitysysteme eingezeichnet. Unterhalb des Messsystems ist ein FM-Diversity-Empfänger zu sehen. Dieser wird also mit den rekonstruierten HF-Signalen einer Messfahrt getestet. Mit dem hier vorgestellten System können nun Untersuchungen der Wirksamkeit von Diversitysystemen vorgenommen und gegebenenfalls optimiert werden oder die Wirksamkeit unterschiedlicher Systeme kann miteinander verglichen werden.

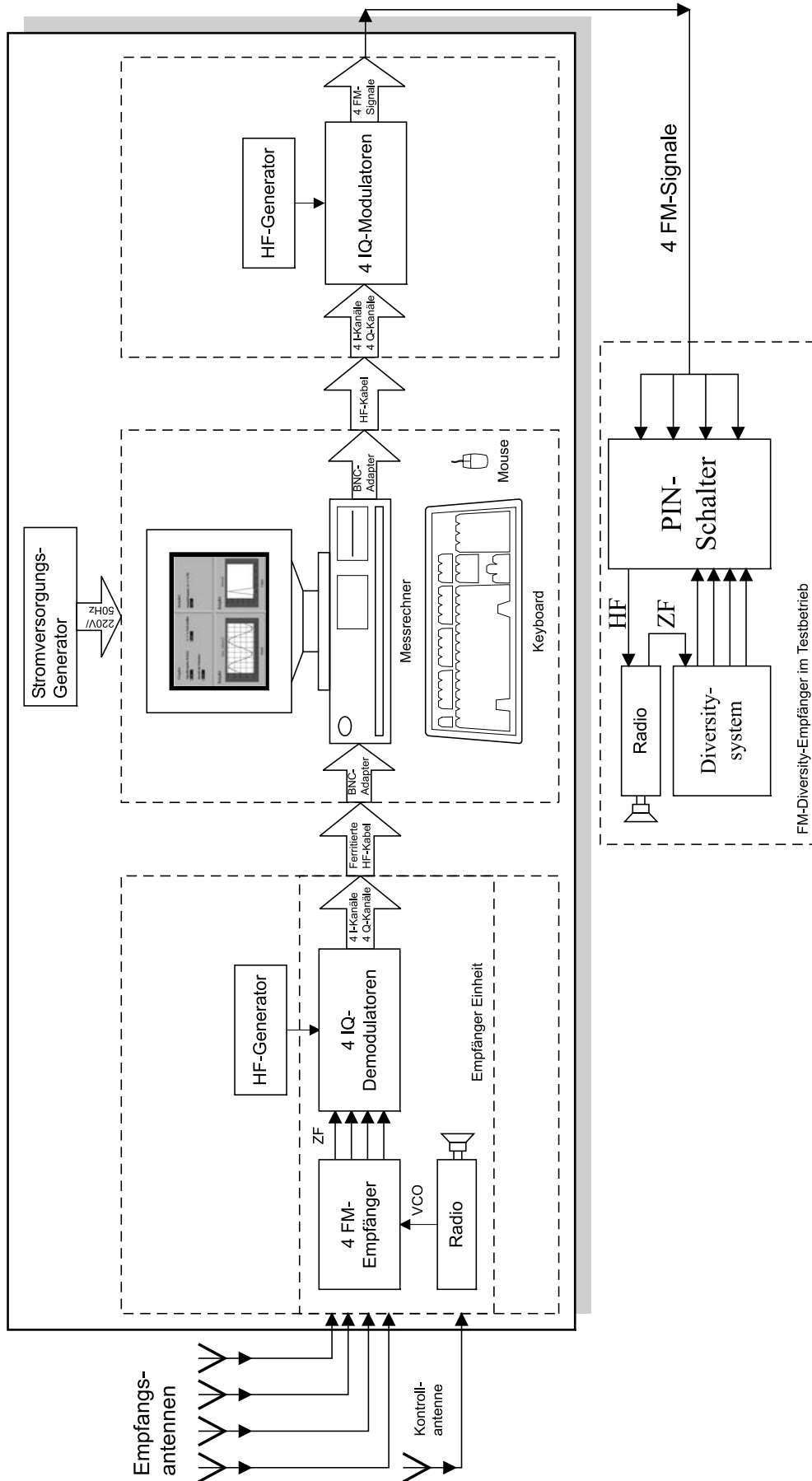


Abbildung 6.25: Gesamtaufbau des Messsystems



Anhang A

Abbildungen

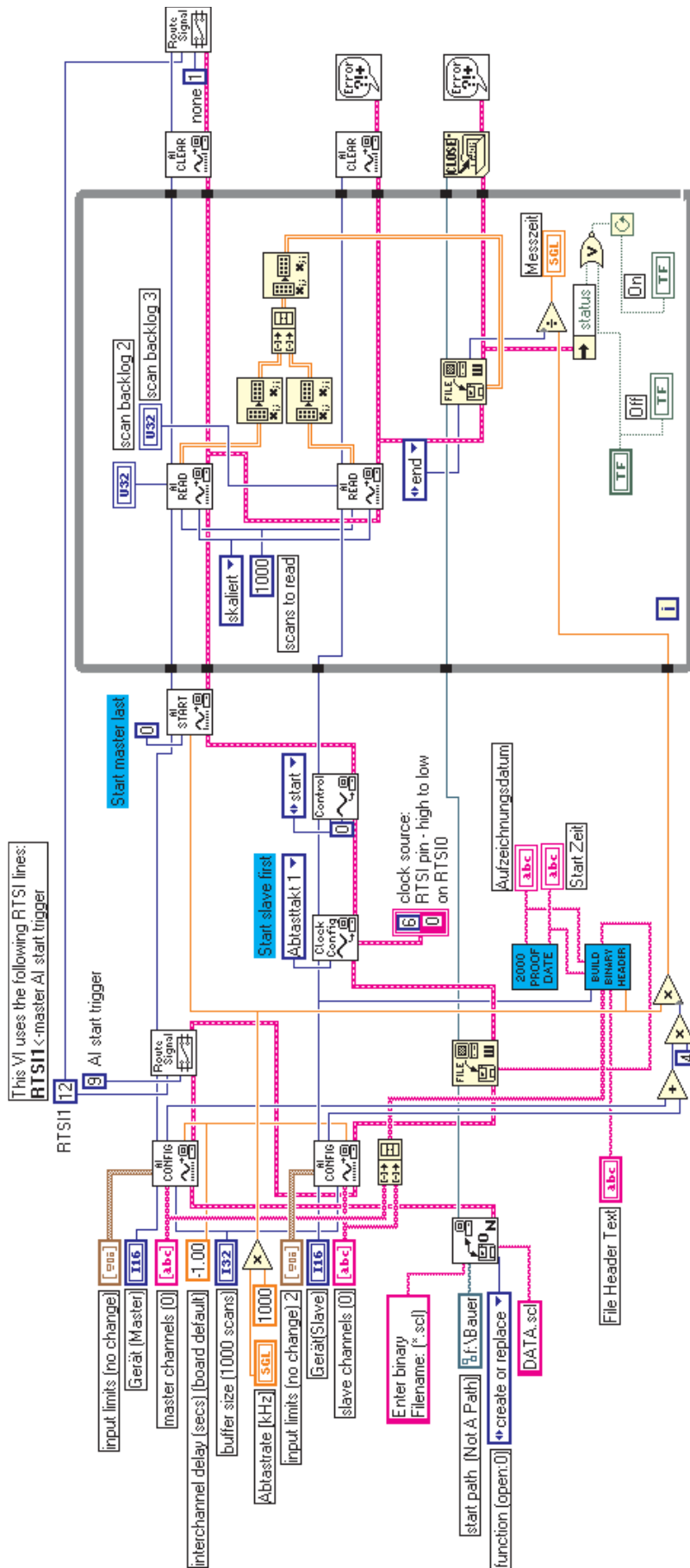
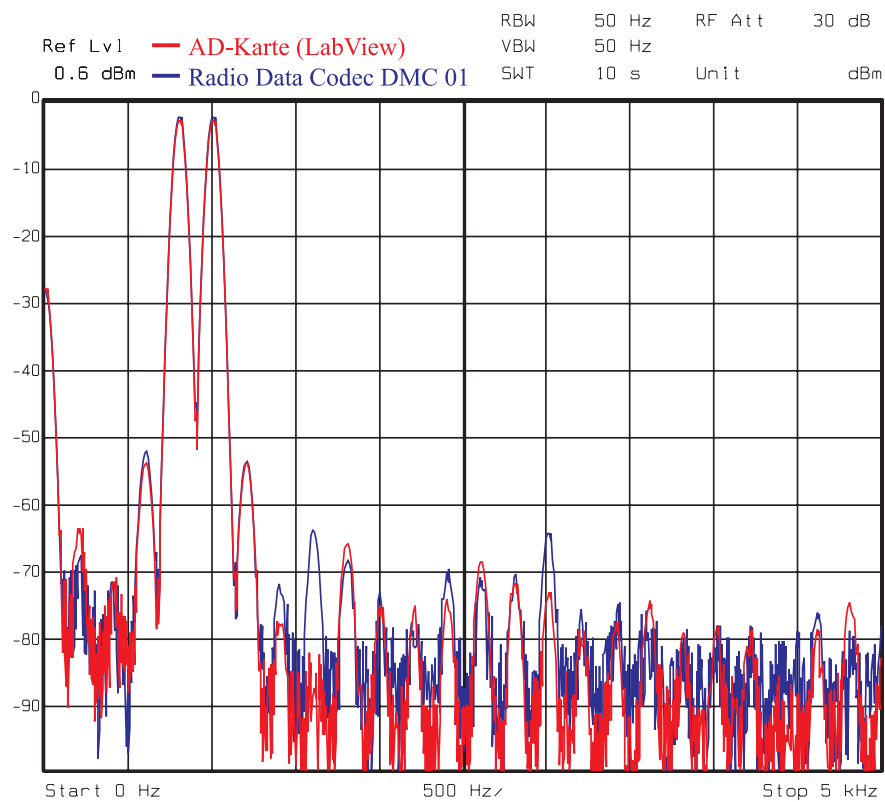


Abbildung A.1: Quellcode des Aufzeichnungsprogramms

Tabelle A.1: Koeffizienten des digitalen Preemphasefilters

Koeff	500kHz	300kHz	Koeff	500kHz	300kHz
1	4,793	1,725	12	-2838,946	-1022,020
2	-14,931	-5,375	13	701,447	252,525
3	26,889	9,680	14	-305,223	-109,880
4	-42,517	-15,306	15	166,054	59,779
5	65,051	23,419	16	-101,053	-36,379
6	-101,053	-36,379	17	65,051	23,419
7	166,054	59,779	18	-42,517	-15,306
8	-305,223	-109,880	19	26,889	9,680
9	701,447	252,525	20	-14,931	5,375
10	-2838,946	-1022,020	21	4,793	1,725
11	4677,876	1684,673			

Abbildung A.2: Vergleich der MPX-Spektren zwischen AD-Karte und Radio Data Codec DMC 01 im Bereich der NF-Signale  $L - 0.8kHz$  und  $R - 1kHz$



# Anhang B

## Variablen Definitionen

### Kapitel 1

$HF$	Empfangsfrequenz
$ZF$	Zwischenfrequenz
$Pegel$	der HF-Empfangsspannung proportionaler Gleichspannungswert
$MPX$	Multiplexsignal (Ausgang des FM-Demodulators)
$NF$	15kHz Tiefpassgefiltertes MPX-Signal
$n$	Diversityeffizienz - beschreibt die Anzahl dekorrelierter virtueller Antennen $n$ aus $N$ realen Antennen
$q_{dB}$	Verbesserungsfaktor
$Q_{SE}$	Signalqualität der Einzelantenne
$Q_d$	Signalqualität des Diversitysystems
$p_i$	Wahrscheinlichkeit das eine einzelne Antenne gestört ist
$p_d$	Verbundwahrscheinlichkeit - Wahrscheinlichkeit das alle Antennen gleichzeitig gestört sind

### Kapitel 2

$T_{NF}$	Periode des NF-Signals
$f_{NF}$	Frequenz des NF-Signals

$U_{stoer}$	Verlauf des gestörten NF-Signals
$U_{Nutz}$	Verlauf des NF-Signals
$U_{effst}$	Effektivwert der Störspannung
$Störgrad$	Quotient von $U_{effst}$ zum Effektivwert von $U_{Nutz}$
$f_{Hub}$	Frequenzhub des FM-Modulators
$\Phi$	Phasendifferenz zwischen zwei HF-Signalen
$\tau$	Laufzeitunterschied zwischen zwei HF-Signalen
$T_{Pruef}$	Zeitdauer zur Bestimmung der Signalqualität eines Empfangssignals

### Kapitel 3

$\lambda$	Wellenlänge
$v$	Fahrzeuggeschwindigkeit
$f_{NF}$	Frequenz des NF-Signals
$f_{Hub}$	Frequenzhub des FM-Modulators

### Kapitel 4

$U_{HF}$	Amplitude des HF-Empfangssignals
$U_{ZF}$	Amplitude des ZF-Signals
$U_P$	zu $U_{HF}$ proportionale Gleichspannung
$A_{direkt}$	Amplitude des direkten HF-Empfangssignals
$A_{echo}$	Amplitude des laufzeitverzögerten HF-Empfangssignals

Kapitel 5

$Q$	Filterordnung
$N$	Anzahl der Filterkoeffizienten
$f_A$	Abtastfrequenz
$H(f)$	Übertragungsfunktion
$h(t)$	Impulsantwort
$U_T$	Amplitude des Nutzträgers
$\omega_T$	Trägerfrequenz
$U_{St}$	Amplitude des Störträgers
$\omega_{St}$	Frequenz des Störträgers
$\Delta f_{St}$	Stördifferenzfrequenz
$f_{SH}$	Störfrequenzhub
$\Delta\varphi(t)$	Phasenänderung
$a_{NF}$	niederfrequenter Signal–Störabstand bei FM
$\Delta p$	Frequenzgang des Preemphasefilters
$\underline{U}_{Streu}(x)$	ortsabhängige Empfangsspannung deren Amplituden Rayleighverteilt sind
$\underline{U}_i$	Empfangsspannung einer an einem Streukörper (Abstand $< 100\lambda$ ) reflektierten Einzelwelle $i$
$\phi_i$	Einfallswinkel der Einzelwelle $i$
$\underline{C}(\varphi)$	Richtfunktion einer Antenne
$p(U)$	Wahrscheinlichkeitsdichte der Rayleigh-Verteilung
$P(U_{min})$	Unterschreitungswahrscheinlichkeit

$\underline{U}_S(t)$	Abgestrahltes Nutzsinal
$\underline{U}_M(t)$	An der Antenne anliegende Empfangsspannung – in Empfangssituationen mit Mehrwegeempfang und Laufzeiten $\tau \gg 3\mu s$
$\tau$	Laufzeit
$A$	Amplitude
$\underline{U}_{Rausch}(t)$	zeitlicher Verlauf eines Rauschsignals mit gaußverteilter Amplitude
$U_R$	Amplitude des Rauschsignals
$\underline{U}_{S,G}(t)$	HF-Gleichkanal
$\underline{U}_{S,N}(t)$	HF-Nachbarkanal
$\underline{U}_{Empf}(t, x)$	orts- und zeitabhängige Empfangsspannung einer Antenne

### Kapitel 6

$c(n)$	Codewort – Ausgang eines Quantisierers
$R$	Bitrate
$\delta(t)$	Diracpuls
$p(t)$	Pulsfolge aus Diracpulsen
$u_p(t)$	mit der Pulsfolge $p(t)$ abgetastetes Signal
$f_T$	Abtastfrequenz
$f_G$	Grenzfrequenz
$SNR$	Signal–Rausch–Abstand
$U_p(f)$	Spektrum von $u_p(t)$
$P(f)$	Spektrum von $p(t)$
$H_{TF}(\omega)$	Übertragungsfunktion eines Tiefpasses



$\Pi$	Rechteckfunktion
$\varphi_{FM}(t)$	Momentanphase eines Frequenzmodulierten Signals
$\omega$	Momentankreisfrequenz
$\eta$	Modulationsindex
$\alpha(t)$	Modulationsphase
$u_m(t)$	Winkelmoduliertes Signal
$u_{NF}(t)$	Modulationssignal
$k_{Dem}$	Demodulatorkonstante
$B_m$	Bandbreitebedarf eines Frequenzmodulierten Signals
$B_{NF}$	Bandbreite des Modulationssignals
$I(t)$	In-Phase-Komponente
$Q(t)$	Quadratur-Komponente
$A_I$	Amplitude der I-Komponente
$A_Q$	Amplitude der Q-Komponente
$DC_I$	Gleichspannungsoffset der I-Komponente
$DC_Q$	Gleichspannungsoffset der Q-Komponente
$\phi_I$	Phasenoffset der I-Komponente
$\phi_Q$	Phasenoffset der Q-Komponente
$\omega_T$	Trägerkreisfrequenz
$\omega_{NF}$	Kreisfrequenz des Modulationssignals



# Literaturverzeichnis

- [1] H. Lindenmeier, E. Manner: *Leistungsfähigkeit von Mehr-Antennen-Diversity für den UKW-Rundfunk im Auto*; NTG-Fachtagung „Hörrundfunk 7“, Nov. 1985, Mannheim
- [2] H. Lindenmeier, E. Manner: *FM Antenna Diversity Experiments in Philips Car Radios in Theory and Practice*; SAE Technical Paper series 850021, Detroit, USA, 1985
- [3] E. Manner: *Störungen und ihre Beseitigung durch Mehrantennendiversity beim frequenzmodulierten Funkempfang im Auto*; Dissertation, Universität der Bundeswehr, Fakultät für Elektrotechnik, Institut für Hoch- und Höchsthfrequenztechnik, Jul. 1985
- [4] L. Reiter, H. Lindenmeier, J. Hopf, R. Kronberger: *Antenna-Diversity Techniques in Cars for FM-Radio, TV and Cellular Phone*; MIOP 99
- [5] K. Fujimoto, J.R.James: *Mobile Systems Handbook*; Artech House, INC, 1994
- [6] L. Reiter: *Mobile Rundfunkempfangstechnik*; Habilitation, Universität der Bundeswehr, Fakultät für Elektrotechnik, Institut für Hoch- und Höchsthfrequenztechnik, Feb. 1995
- [7] H. Lindenmeier, L. Reiter: *Multipath reception in FM-Car radio receivers and antenna diversity by means of a distortion detector Proc.*; IEEE Antennas and Propagation, Vol. 1, Houston, May 1983, S. 187-190
- [8] L. Reiter, H. Lindenmeier, J. Hopf, R. Kronberger: *Antenna-Diversity Techniques in Cars for FM-Radio, TV and Cellular Phone*, Institute for High Frequency Techniques - University of the Bundeswehr Munich, D-85577 Neubiberg, Germany, 29th European Microwave Conference 1999
- [9] K. Abt: *Meßtechnische und rechnerische Erfassung der Leistungsfähigkeit von Mehrantennensystemen für Antennendiversity auf Fahrzeugen*; Universität der Bundeswehr, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik, Institut für Hoch- und Höchsthfrequenztechnik, Apr. 1994
- [10] L. Tschimpke: *Raumdiversity beim mobilen Empfang von Meterwellen in bebauten Gebieten*; Universität der Bundeswehr, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik, Institut für Hoch- und Höchsthfrequenztechnik, Mrz. 1981
- [11] L. Tschimpke: *Simulation und Messung von Empfangsfeldern in Streuender Umgebung*; Rundfunktechnische Mitt. 27 (1983) H.6
- [12] William C. Y. Lee: *Mobile communications engineering*; McGraw-Hill, Inc. New York (1982), ISBN 0-07-037039-7
- [13] Brennan, D. G.: *Linear Diversity Combining Techniques*; Proc. of the IRE 47 (1959) 6

- [14] J.B. Andersen: *A heuristic model of power delay profiles in landmobile communications Proceedings of the 1992 URSI international symposium on electromagnetic theory 1992*, pp. 55-57.
- [15] H. Werle: *Technik des Rundfunks*; Technik der Systeme, Rundfunkversorgung, 1995
- [16] J. Kässer: *Empfänger Baugruppe für das RDS-System*; Microelektronik im Automobil Bd. 2 (1988) Heft 5
- [17] *Recommandation 412-3*; Recommendations and reports of the CCIR, 1982, Vol X - Part 1 (Broadcasting Service (Sound))
- [18] Technische Richtlinie Nr. 5 R 4: *Richtlinie für die Beurteilung der UKW-Hörfunkversorgung (Mono und Stereo) bei ARD und DBP*; Herausgeber: IRT, Juli 1982
- [19] Technische Richtlinie Nr. 5 R 28: *Richtlinie für die Überwachung des Frequenzhubs von UKW-FM-Tonrundfunksendern*; Herausgeber: IRT, Juli 1994
- [20] M. Feile: *Beitrag zum Problem der statistischen Verarbeitung von Feldstärkewerten im absoluten und logarithmischen Mass*; Rundfunktechnische Mitt. 35 (1991) H. 5
- [21] I. Jaeger: *40 Jahre UKW-Rundfunk*; Rundfunktechnische Mitt. 33 (1989) H. 2
- [22] T. Bossert: *UKW-Mehrwegeausbreitung- Störungen des Empfangs im fahrenden Kraftfahrzeug und Möglichkeiten der Empfangsverbesserung*; Rundfunktechnische Mitt. 28 (1984) Heft 3
- [23] Bronstein; Semendajew: *Taschenbuch der Mathematik*; 25. Auflage 1991, Verlag Nauka Moskau
- [24] U. Tietze, Ch. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*; 9. bearbeitete und erweiterte Auflage, Springer-Verlag, 1989
- [25] A. V. Oppenheim und A.S. Willsky: *Signale und Systeme*
- [26] P. Noll: *Signale & Systeme*; Skript Signale & Systeme, Institut für Fernmeldetechnik, Technische Universität Berlin, 1994
- [27] P. Noll: *Grundlagen & Nachrichtenkanäle*; Skript Nachrichtenübertragung 1, Institut für Fernmeldetechnik, Technische Universität Berlin, 1995/96
- [28] P. Noll: *Analoge und digitale Nachrichtenübertragung*; Skript Nachrichtenübertragung 2 & 3, Institut für Fernmeldetechnik, Technische Universität Berlin, 1995/96
- [29] Philips GmbH: *Integrierte Digital-Schaltungen*; Valvo Handbuch Photo Copie GmbH, Hamburg, Apr. 1976
- [30] N. Blaimer: *Erstellung einer Bedienoberfläche für einen High Speed Data Player unter LabView*; Universität der Bundeswehr, Studienarbeit, Fakultät für Elektrotechnik, Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, März 2001

- [31] R. Shatara: *Combined Switched and Phase Aligned Multi-Antenna Diversity System for Signal-Error-Reduction in Mobile Receiving Systems*; Universität der Bundeswehr, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik, Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Dez. 2002
- [32] J. Been: *Application Note Antenna Diversity: another way to improve car radio reception*; Philips - Report No:NBA/AN8816, 30 Nov. 1988
- [33] Kronberger R., Lindenmeier H., Reiter L., Hopf J., *Far Field Antenna Measurement System For Advanced Car Antenna Development*, Institute for High Frequency Techniques, University of the Bundeswehr Munich, ISA 2000.
- [34] Khaled Al-Rubei, *Einfluss eines Sample & Hold auf das Hörempfinden*; Universität der Bundeswehr, Studienarbeit, Fakultät für Elektrotechnik, Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Dez. 2001
- [35] Philips Semiconductor, *Data Sheet TEF6892H*, Okt. 2003