

Grundlagenlabor Nachrichtentechnik: UKW-Stereo-Hörrundfunk



Fachbereich Physik/Elektrotechnik (FB 1)
Arbeitsbereich Nachrichtentechnik
Postfach 33 04 40
D-28334 Bremen

Bremen, Oktober 2001

Grundlagenlabor Nachrichtentechnik:

UKW-Stereo-Hörrundfunk

Verfasser: Kalman Cinkler

Betreuer: Lars Brötje

NW1, Raum N2350, Tel.: 0421/218-7434
E-mail: broetje@ant.uni-bremen.de

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	UKW-Hörrundfunk: theoretische Grundlagen	3
2.1	Frequenzbänder für Hörrundfunk	3
2.2	UKW-Stereophonie und Verkehrsfunk	4
2.2.1	Stereo-Multiplexsignal	4
2.2.2	Verkehrsfunk	6
2.3	UKW-Preemphase und -Deemphase	8
2.4	Auswirkung linearer Kanalverzerrungen bei Winkelmodulation	10
2.4.1	Nichtlineare Verzerrungen nach der FM-Demodulation	10
2.4.2	Meßverfahren für nichtlineare Verzerrungen	12
2.4.3	Optimierung der UKW-ZF-Filter	14
3	Versuchsbeschreibung	19
3.1	Teil I: Messungen am Stereo-Coder und -Decoder	19
3.1.1	Geräteliste und Gerätebeschreibung	19
3.1.2	Das Stereo-MPX-Signal	24
3.1.3	Stereo-Decodierung	25
3.2	Teil II: Simulation einer UKW-Übertragung	28
3.2.1	Bandbegrenzung des frequenzmodulierten Stereomultiplex-Signals	28
3.2.2	Zweiwegeübertragung	29

Kapitel 1

Einleitung

Im vorliegenden Praktikumsversuch sollen die im Rahmen der Vorlesung “Grundlagen der Nachrichtentechnik” erworbenen theoretischen Kenntnisse über die klassischen analogen Modulationsformen anhand des konkreten Beispiels der UKW-Stereo-Hörrundfunkübertragung vertieft werden. Dabei spielen sowohl die Grundlagen der Amplitudenmodulation wie auch der Frequenzmodulation eine wichtige Rolle. Die Kenntnisse des Vorlesungsinhaltes sowie des im Praktikumsversuch “Analoge Modulation” vermittelten Stoffes werden vorausgesetzt. Darüber hinaus enthält die vorliegende Versuchsanleitung im folgenden Kapitel die Darstellung einiger spezifischer Zusammenhänge, die für die Durchführung des Versuches von Bedeutung sind. Nach einer Übersicht über die im Hörrundfunk benutzten Frequenzbänder werden die zur UKW-Stereo- und Verkehrsfunk-Übertragung verwendeten Verfahren erläutert. Es folgt die Darstellung der Preemphase-Deemphasetechnik, mit der eine günstige Spektralformung des Rauschens am Demodulatorausgang erreicht wird.

Die Frequenzmodulation stellt bekanntlich ein sehr günstiges Übertragungsverfahren in Hinblick auf das Signal-Störverhältnis dar. Dem steht der Nachteil hoher Empfindlichkeit bezüglich linearer Kanalverzerrungen gegenüber, die sich nach der Demodulation als nichtlineare Verzerrungen auswirken. Diese Eigenschaft kann unter ungünstigen Übertragungsbedingungen (z.B. bei Mehrwegeempfang) die Qualität der UKW-Übertragung erheblich einschränken. Der Abschnitt 2.4 ist diesem Problem gewidmet.

Die Versuchsdurchführung, die im Abschnitt 3 beschrieben wird, gliedert sich in zwei Teile. Der erste Teil enthält Meßaufgaben für einen vorhandenen professionellen Stereo-Meßcoder und -decoder; hierbei wird zunächst keine hochfrequente Modulation durchgeführt. Im zweiten Teil werden dann die Auswirkungen von Störeinflüssen bei Frequenzmodulation untersucht. Dies geschieht anhand eines für die Industrie entwickelten Rechner-Simulationssystems für die UKW-Rundfunkübertragung. Bild 1.1 gibt eine prinzipielle Übersicht über den Praktikumsaufbau.

Die Geräte- bzw. Programmbeschreibungen und die Anleitungen zur Durchführung der Versuchsteile I und II finden sich im Kapitel 3.

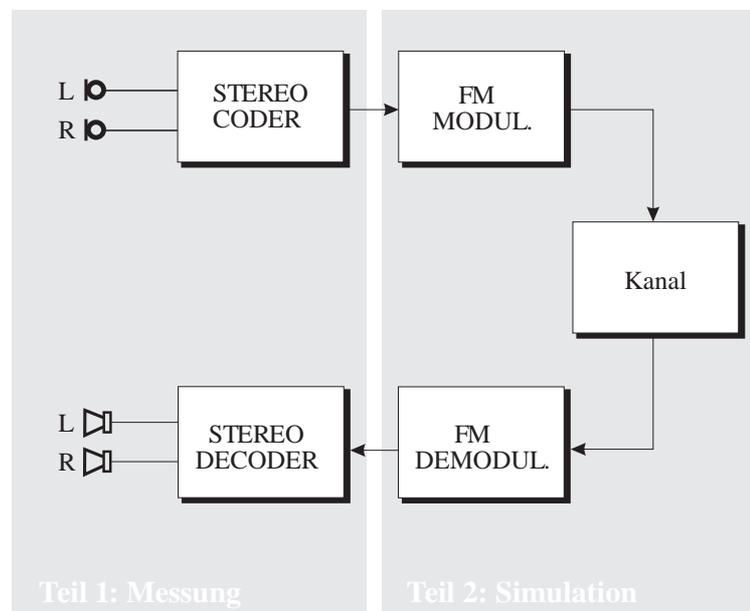


Bild 1.1: Blockschaltbild des betrachteten Systems

Kapitel 2

¹UKW-Hörrundfunk: theoretische Grundlagen

2.1 Frequenzbänder für Hörrundfunk

Für den Hörrundfunk werden die folgenden Frequenzbänder genutzt (in Klammern sind die zugehörigen Wellenlängen angegeben):

Langwelle (LW):	150 ... 285 kHz	(2 ... 1.05 km)
Mittelwelle (MW):	525 ... 1605 kHz	(570 ... 185 m)
Kurzwelle (KW):	6 ... 19 MHz	(49 ... 16 m)
Ultrakurzwelle (UKW):	87 ... 108 MHz	(3.5 ... 2.8 m)

In den Wellenbereichen LW, MW und KW wird *Amplitudenmodulation* angewendet. Der Träger wird mit übertragen, so daß am Empfänger eine Einhüllenden-Demodulation erfolgen kann. Die NF-Signale werden auf ca. 4.5 kHz bandbegrenzt - wegen der Zweiseitenbandübertragung ist der Trägerabstand demzufolge auf 9 kHz festgelegt. Dieses bedeutet, daß im LW-Band 15, im MW-Band 120 Kanäle vorgesehen sind. Bei KW werden aus übertragungstechnischen Gründen (Ausbreitungsbedingungen bei Reflexion an der Ionosphäre) nicht alle Bänder belegt. LW, MW und KW werden vertikal polarisiert abgestrahlt. Es sind Übertragungsverfahren mit sehr großen Reichweiten, wobei die Übertragungsqualität wegen der geringen Bandbreite und der Verwendung von Amplitudenmodulation stark eingeschränkt ist.

Eine Tonrundfunkübertragung mit hohem Qualitätsanspruch stellt das UKW-System dar. Der Frequenzbereich der NF-Signale wird hier auf 30 Hz ... 15 kHz festgelegt, d.h. es

¹Übernommen aus K. D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, Teubner Verlag 1992, Stuttgart (Abschnitt 10.2: UKW-Hörrundfunk, Abschnitt 2.3.2: Nichtlineare Verzerrungen, Abschnitt 8.4: Lineare Kanalverzerrungen bei Winkelmodulation) mit ausdrücklicher Genehmigung des Autors. Im weiteren Text wird dieses Buch mit “[Kam96]” referenziert.

wird ein wesentlich breiteres NF-Spektrum als bei den oben genannten Verfahren benutzt. Zur Übertragung wird *Frequenzmodulation* verwendet, also ein Modulationsverfahren mit sehr günstigen Störabstands-Eigenschaften. Der hierfür zu zahlende Preis besteht in der erforderlichen hohen Übertragungsbandbreite von ca. 300-400 kHz.

UKW-Signale werden horizontal polarisiert abgestrahlt; die Reichweiten sind sehr gering (ca. 100 km bei Sendeleistungen bis maximal 100 kW). Dieses hat aber den Vorteil, daß die Frequenzbänder durch räumlich hinreichend voneinander getrennte Sender mehrfach belegt werden können, was angesichts der geringen Kanalanzahl (Kanäle 1 . . . 70 im 300 kHz-Abstand) besonders wichtig ist.

2.2 UKW-Stereophonie und Verkehrsfunk

2.2.1 Stereo-Multiplexsignal

Nach 1945 wurde in Europa damit begonnen, zur hochqualitativen Übertragung von Musik die AM-Technik durch Frequenzmodulation zu ersetzen, da diese bezüglich des Störabstandes erhebliche Vorteile bietet. Dabei wurden zunächst nur Monosignale betrachtet, deren Bandbreite mit 15 kHz festgelegt wurde; der Frequenzhub des FM-Signals betrug 75 kHz.

Anfang der sechziger Jahre entstand der Wunsch nach einer Stereo-Übertragung. Die besondere Schwierigkeit bestand darin, die Kompatibilität zu den bisherigen Mono-Empfängern sicherzustellen: das Stereo-Signal sollte also bei den vorhandenen Geräten zu einer Mono-Wiedergabe führen; neu zu entwickelnde Empfänger sollten hingegen beim gleichen Empfangssignal eine Stereo-Wiedergabe ermöglichen.

Die Lösung dieses Problems bietet das sogenannte *Stereo-Multiplex-Signal*, das im weiteren erläutert wird. Dabei wird die ursprüngliche Mono-Bandbreite von 15 kHz auf 53 kHz erhöht; dieses Stereo-Multiplex-Signal wird dann frequenzmoduliert übertragen. Mit der Erhöhung der NF-Grenzfrequenz ist eine höhere FM-Bandbreite verbunden; zur Vermeidung von Nachbarkanalinterferenzen und Nichtlinearitäten ist im Zusammenhang mit der Stereo-Übertragung großer Wert auf den optimalen Entwurf der Empfängerfilter (Zwischenfrequenzfilter) zu legen.

Das Stereo-Multiplexsignal enthält zunächst das Monosignal (also das Summensignal aus linkem und rechtem Kanal) in der originalen Frequenzlage von 30 Hz bis 15 kHz – von einem Mono-Empfänger wird ausschließlich dieses Signal ausgewertet. In Hinblick auf die Stereo-Übertragung wird das Differenzsignal aus linkem und rechtem Kanal frequenzverschoben hinzugefügt. Zur Frequenzverschiebung wird eine Zweiseitenbandmodulation mit einem Träger von 38 kHz angewendet; das Differenzsignal liegt damit im Frequenzbereich von $(38 - 15)\text{kHz} = 23\text{ kHz}$ bis $(38 + 15)\text{kHz} = 53\text{ kHz}$. Der Träger selbst wird unterdrückt. Das Differenzsignal wird in einem Mono-Empfänger durch Tiefpaßfilterung unterdrückt. In einem Stereo-Empfänger erhält man zunächst nach der FM-Demodulation dieses Stereo-Multiplex-Signal. Zur Rekonstruktion der beiden Stereo-Kanäle muß eine phasenrichtige Demodulation des Differenzsignals erfolgen; dies stellt eine kohärente Demodulation des ZSB-Signals sicher.

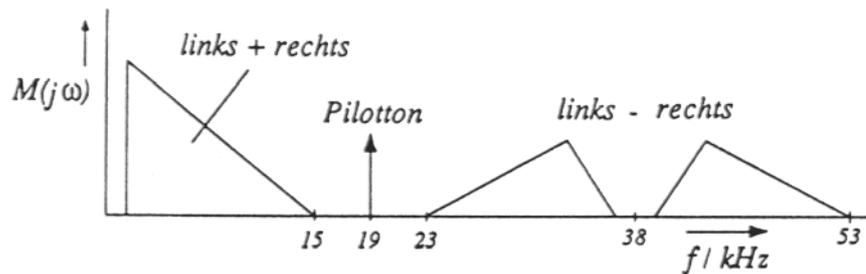


Bild 2.1: Spektrum eines Stereo-Multiplex-Signals

Zur phasenrichtigen Aufbereitung des 38 kHz-Trägers (der im Stereo-Multiplexsignal explizit nicht vorhanden ist), wird sendeseitig ein 19 kHz-Hilfsträger, der sogenannte *Pilotton*, in das Multiplexsignal eingefügt, aus dem durch Frequenzverdoppelung² der korrekte 38 kHz-Träger gewonnen werden kann.

Das Spektrum des gesamten Stereo-Multiplexsignals ist in Bild 2.1 wiedergegeben.

Aufgabe 1 Geben Sie einen Grund dafür an, daß anstelle der direkten Übertragung des 38 kHz-Trägers der erläuterte Pilotton bei 19 kHz eingesetzt wird. Beachten Sie dabei die Bandbreite-Anforderungen bei der Herausfilterung des Pilottons einerseits und die des 38 kHz-Trägers andererseits.

Zur Stereo-Decodierung bestehen mehrere Möglichkeiten. Zum einen können das Summensignal und das modulierte Differenzsignal durch Filter getrennt werden. Nach einer kohärenten Demodulation des Differenzsignals (durch Multiplikation mit dem in der Frequenz verdoppelten Pilotton) erhält man die Signale

$$x_\ell(t) + x_r(t) \quad \text{und} \quad x_\ell(t) - x_r(t),$$

woraus sich nach Addition und Subtraktion die getrennten Signale $2x_\ell(t)$ und $2x_r(t)$ ergeben (vgl. Bild 2.3a).

Eine Alternative eröffnet sich aus der Beobachtung des in Bild 2.2a wiedergegebenen Zeitverlaufs eines Stereo-Multiplexsignals (Pilotton unterdrückt). Es enthält zu den Zeitpunkten der Maxima des 38 kHz-Trägers allein das linke, während der Minima allein das rechte Signal. Man zeigt dieses anhand der Formulierung des Stereo-Multiplexsignals. Mit

$$m(t) = x_\ell(t) + x_r(t) + [x_\ell(t) - x_r(t)] \cos(2\pi f_H t) \quad (2.1)$$

gilt für

$$\cos(2\pi f_H t_+) = 1$$

$$m(t_+) = x_\ell(t_+) + x_r(t_+) + [x_\ell(t_+) - x_r(t_+)] = 2x_\ell(t_+) \quad (2.2)$$

und für

$$\cos(2\pi f_H t_-) = -1$$

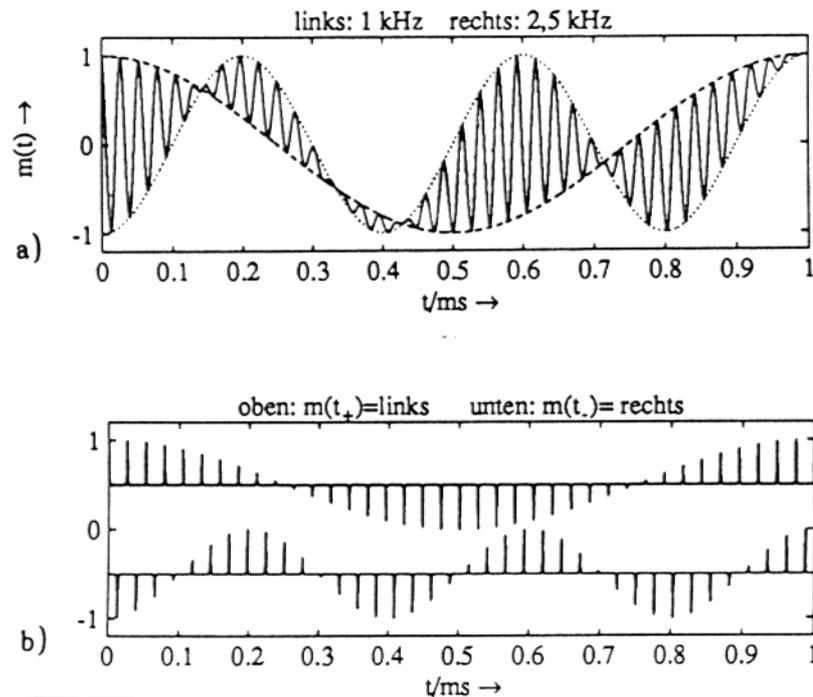


Bild 2.2: a) Stereo-Multiplex-Signal, b) nach Abtastung zu den Hilfsträger-Maxima und -Minima

$$m(t_-) = x_\ell(t_-) + x_r(t_-) - [x_\ell(t_-) - x_r(t_-)] = 2x_r(t_-). \quad (2.3)$$

Bild 2.2b zeigt in der oberen Spur das abgetastete Signal $m(t_+)$ und in der unteren Spur $m(t_-)$. Die kontinuierlichen Signale $x_\ell(t)$ und $x_r(t)$ gewinnt man hieraus durch Tiefpaßfilterung.

Der aus diesen Überlegungen resultierende Schalter-Decoder ist in Bild 2.3b dargestellt.

Aufgabe 2 Skizzieren Sie qualitativ die Zeitverläufe des Stereo-Multiplexsignals für die beiden Fälle:

a) $x_\ell(t) = x_r(t) = \cos(2\pi \cdot 2kHz \cdot t)$

b) $x_\ell(t) = \cos(2\pi \cdot 2kHz \cdot t), \quad x_r(t) = 0$

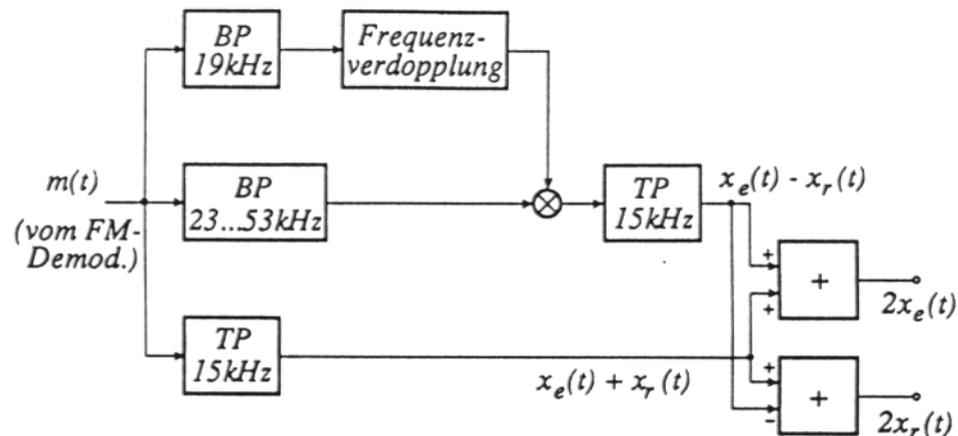
Deuten Sie die Oszillationen des 38 kHz-Trägers nur an und lassen Sie den Pilotton unberücksichtigt.

Skizzieren Sie für die beiden Fälle a) und b) die Spektren (incl. Pilotton).

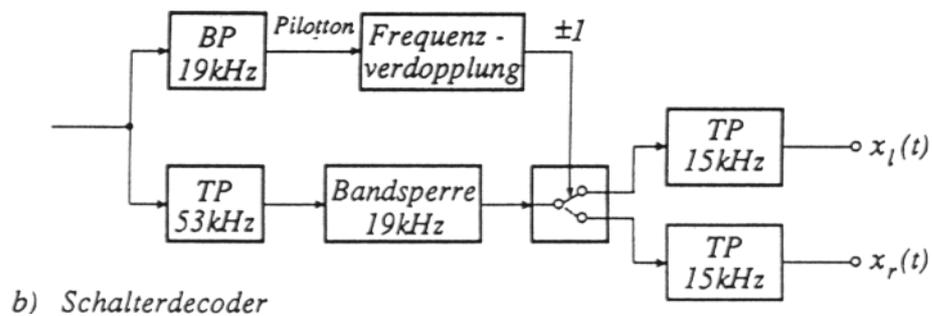
2.2.2 Verkehrsfunk

Seit Mitte der siebziger Jahre strahlen einige UKW-Sender Verkehrsnachrichten aus. Autoradios werden daraufhin mit dem sogenannten *ARI-System* (Autofahrer-Rundfunk-Information) ausgestattet. Dieses System ermöglicht die automatische Erkennung von Verkehrssendern

²siehe Praktikumsversuch "PLL"



a) Stereo - Decoder bei kohärenter Differenzsignal - Demodulation



b) Schalterdecoder

Bild 2.3: Prinzipschaltbilder für zwei Stereo-Decoder

sowie die Erkennung von Verkehrsdurchsagen, woraufhin andere Tonträger (z.B. Kassettenrecorder oder CD-Spieler) für die Dauer der Durchsage ausgeblendet werden, bzw. die Lautstärke der anlaufenden Verkehrssendung angehoben wird.

Im ARI-System wird am Rande des Stereo-Multiplexsignals ein stationärer 57kHz -Hilfsträger übertragen, der die grundsätzliche Kennzeichnung als Verkehrssender beinhaltet. Für eine zusätzliche Bereichskennung wird dieser Hilfsträger mit niedrigen Frequenzen mit $23,75 \dots 53,98\text{Hz}$ (regional nach Zonen A bis F unterteilt) amplitudenmoduliert. Im Falle einer Verkehrsdurchsage erfolgt eine zusätzliche Amplitudenmodulation mit 125Hz . Das prinzipielle Blockschaltbild eines ARI-Decoders zeigt Bild 2.4

Ein weitergehendes Verfahren zur Übertragung von digitalen Zusatzdaten ist das "Radio Data System" (RDS). Es ermöglicht die Übermittlung verschiedener Informationen wie Sendername, alternative Sendefrequenzen für das gleiche Programm, Programmtyp (Nachrichten, Musik u.ä.), Uhrzeit, ARI-Informationen in digitaler Form u.a.m. Als Modulationsverfahren wird ein digitales Zweiseitenbandverfahren eingesetzt, wobei als Träger der um 90° gedrehte ARI-Pilotton von 57kHz dient. Durch die 90° -Phasendrehung sind das ARI- und RDS-Signal unabhängig voneinander zu detektieren – Voraussetzung hierzu ist eine kohärente Demodulation.

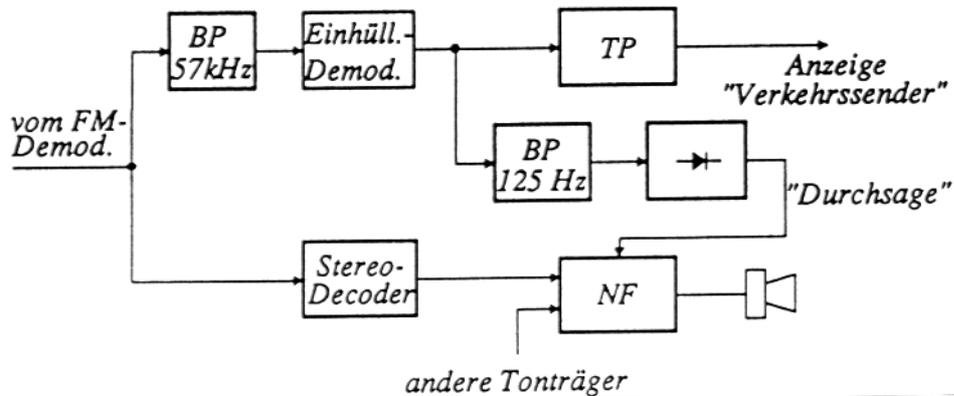


Bild 2.4: ARI-Decoder

2.3 UKW-Preemphase und -Deemphase

In der Vorlesung wurde hergeleitet, daß sich bei weißem Kanalrauschen nach der FM-Demodulation eine Rauschstörung ergibt, deren spektrale Leistungsdichte quadratisch mit der Frequenz anwächst. Die abgeleitete Beziehung ([Kam96], Gl. 9.2.36) gilt für einen Rauschpegel unterhalb der sogenannten FM-Schwelle, d.h. für ein Signal-Störverhältnis von ca. 10 dB am ZF-Filter-Ausgang. Zur Illustration wird ein Simulationsbeispiel wiedergegeben. Ein Kosinussignal von 1 kHz wird mittels FM übertragen; der Frequenzhub beträgt $\Delta F = 16$ kHz, die Trägerfrequenz $f_0 = 50$ kHz. Auf dem Übertragungswege wird weißes Rauschen überlagert – Bild 2.5a zeigt die spektrale Leistungsdichte am ZF-Filter-Ausgang. Das nach der Demodulation erhaltene Leistungsdichtespektrum ist in Bild 2.5b wiedergegeben.

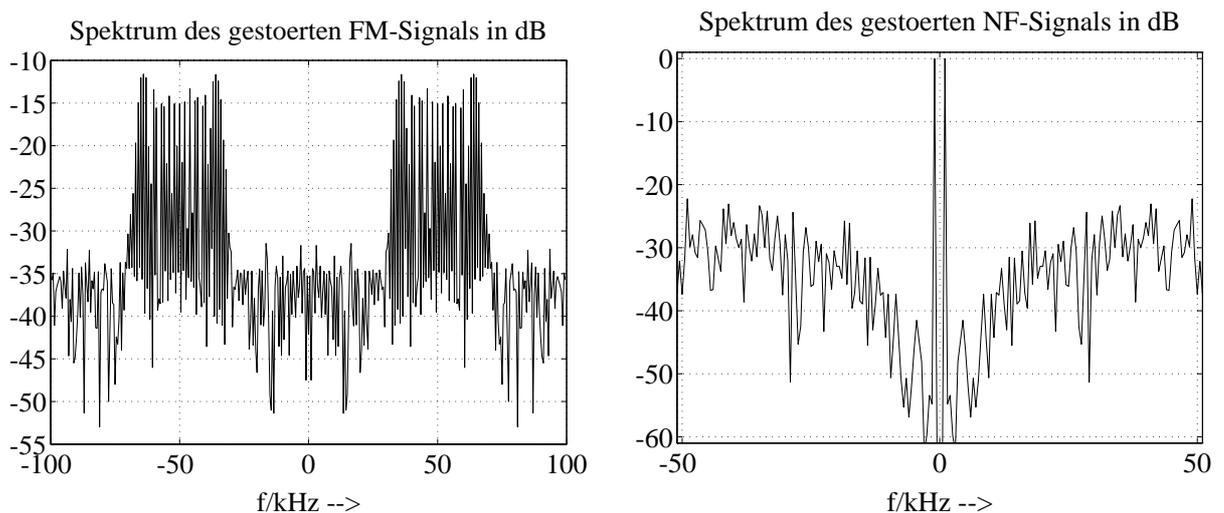


Bild 2.5: Einfluß von weißem Kanalrauschen bei FM-Übertragung

- Aufgabe 3** Tragen Sie in das Bild 2.5a für das Nutzspektrum die Carson-Bandbreite ein. Geben Sie desweiteren eine Abschätzung für die erforderliche Bandbreite eines FM-Signals (Phasenhub $\Delta\Omega = 80\pi$ kHz, Trägerfrequenz 100 kHz) an, wenn ein Stereosignal (linker Kanal: Kosinussignal 15kHz, rechter Kanal Null) übertragen werden soll.

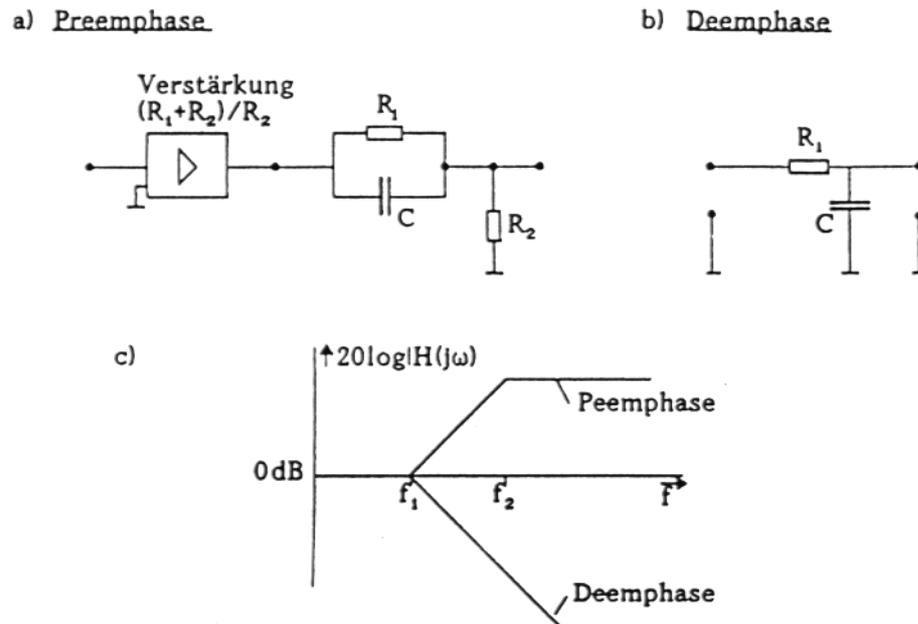


Bild 2.6: FM-Preemphase - Deemphase a) Netzwerk zur Preemphase b) Netzwerk zur Deemphase
c) schematische Dämpfungsverläufe

Diese Form der Störung ist für die UKW-Übertragung besonders ungünstig, da die Leistungsdichte des übertragenen Audiosignals in der Regel mit wachsender Frequenz abnimmt, also einen dem Störsignal-Spektrum entgegengesetzten Verlauf aufweist. Es ist daher naheliegend, am Sender vor der Modulation eine Filterung des Audiosignals vorzusehen, durch die hohe Spektralanteile angehoben werden (*Preemphase*). Am Empfänger ist dann nach der Demodulation eine inverse Filterung auszuführen (*Deemphase*), womit das Nutzsignal wieder korrigiert wird – gleichzeitig wird das Störsignal mit ansteigender Frequenz gedämpft.

Bei der Anwendung im UKW-Bereich liegen die Verbesserungen des S/N-Verhältnisses infolge der Preemphase und Deemphase am Demodulatorausgang bei ca. 12 dB. Zudem erreicht man die aus physiologischer Sicht wünschenswerte Angleichung der Spektren von Nutz- und Störsignal.

Für die Preemphase und Deemphase werden im UKW-Tonrundfunk die einfachen Netzwerke nach Bild 2.6a,b benutzt. Für Richtfunk- und Fernsehonübertragung sind höhergradige Systeme vereinbart, auf die hier nicht eingegangen werden soll.

Für die Zeitkonstante $\tau_1 = R_1 C$ ist im europäischen UKW-Netz $50\mu\text{s}$ festgelegt, woraus sich eine untere Grenzfrequenz von

$$f_1 = 3,2 \text{ kHz}$$

ergibt (amerikanische Norm: $\tau_1 = 75\mu\text{s}$, $f_1 = 2,2 \text{ kHz}$). Das Preemphase-Netzwerk wird so dimensioniert, daß die obere Grenzfrequenz f_2 außerhalb des Audio-Bandes liegt. Die Hintereinanderschaltung der Netzwerke a) und b) ergibt dann im Audio-Band eine konstante Übertragungsfunktion.

Aufgabe 4 Leiten Sie die Übertragungsfunktion des Preemphase-Netzwerkes her. Geben Sie die Verstärkung bei einer Frequenz von 10kHz gegenüber tiefen Frequenzen (in dB) an.

2.4 Auswirkung linearer Kanalverzerrungen bei Winkelmodulation

2.4.1 Nichtlineare Verzerrungen nach der FM-Demodulation

Phasen- und Frequenzmodulation stellen nichtlineare Modulationsformen dar. Es ist daher zu vermuten, daß *lineare* Verzerrungen auf dem Übertragungsweg *nichtlineare* Verzerrungen des demodulierten Signals zur Folge haben.

Für die komplexe Einhüllende eines unverzerrten winkelmodulierten Signals schreiben wir allgemein (zur Ergänzung siehe [Kam96] Abschnitt 8.4)

$$s_{WM}(t) = e^{j\varphi_0} e^{j\varphi(t)}. \quad (2.4)$$

Unter dem Einfluß eines linearen Kanals ergibt sich hieraus³

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{WM}(t) &= e^{j\varphi_0} e^{j\varphi(t)} * c_{TP}(t) \\ &= C_{TP}(0) e^{j\varphi_0} e^{j\varphi(t)} * [c'(t) + jc''(t)]. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Durch lineare Verzerrungen erfährt ein winkelmoduliertes Signal nichtlineare *Verzerrungen der Momentanphase*

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi}(t) &= \arg\{c'(t) * \cos \varphi(t) - c''(t) * \sin \varphi(t) \\ &\quad + j [c''(t) * \cos \varphi(t) + c'(t) * \sin \varphi(t)]\} \end{aligned} \quad (2.6)$$

sowie eine *zusätzliche Amplitudenmodulation*

$$\begin{aligned} a(t) &= \left[[c'(t) * \cos \varphi(t) - c''(t) * \sin \varphi(t)]^2 \right. \\ &\quad \left. + [c''(t) * \cos \varphi(t) + c'(t) * \sin \varphi(t)]^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Letztere wird aufgrund der in [Kam96], Abschnitt 6.3.2 diskutierten idealen Demodulationsvorschriften für winkelmodulierte Signale beseitigt und wirkt sich auf das demodulierte Signal nicht aus. Für die Frequenzmodulation ergeben sich folgende Verhältnisse. Nach [Kam96],

³ $c(t) = c'(t) + jc''(t)$ stellt die komplexe Impulsantwort der äquivalenten Tiefpaß-Darstellung des Übertragungskanals dar.

Gleichung (6.3.9a) gilt

$$\begin{aligned}
 \Delta\Omega \cdot \tilde{v}(t) &= \operatorname{Im} \left\{ \frac{d(\tilde{s}_{FM}(t))/dt}{\tilde{s}_{FM}(t)} \right\} \\
 &= \operatorname{Im} \left\{ \frac{C_{TP}(0)e^{j\varphi_0} \frac{d}{dt}(a(t)e^{j\tilde{\varphi}(t)})}{C_{TP}(0)e^{j\varphi_0} a(t) \cdot e^{j\tilde{\varphi}(t)}} \right\} \\
 &= \operatorname{Im} \left\{ \frac{\dot{a}(t)}{a(t)} + j\dot{\tilde{\varphi}}(t) \right\} \\
 \tilde{v}(t) &= \frac{1}{\Delta\Omega} \frac{d\tilde{\varphi}(t)}{dt}. \tag{2.8}
 \end{aligned}$$

Es stellt sich die Frage nach einer effizienten Berechnungsmethode für die Größe $a(t)$ und vor allem für $\tilde{\varphi}(t)$. Aufgrund der nichtlinearen Zusammenhänge ist eine solche Berechnung für ein allgemeines Modulationssignal mit außerordentlichen Schwierigkeiten verbunden. Die geschlossene Formulierung gelingt auf einfache Weise nur bei sinusförmiger Modulation. Für allgemeine Modulationssignale sind Näherungen anzugeben (siehe [Kam96], Abschnitte 8.4.1 - 8.4.4).

Beispiel Zweiwegeübertragung.

Wir setzen einen Kanal mit der äquivalenten Basisband-Impulsantwort

$$c(t) = \delta_0(t) + 0.8 \cdot \delta_0(t - \tau), \quad \tau = 20 \mu s$$

an. Die zugehörige Übertragungsfunktion und die Gruppenlaufzeit sind in den Bildern 2.7a,b dargestellt. Übertragen wird ein sinusförmig modulierte FM-Signal (Modulationsfrequenz

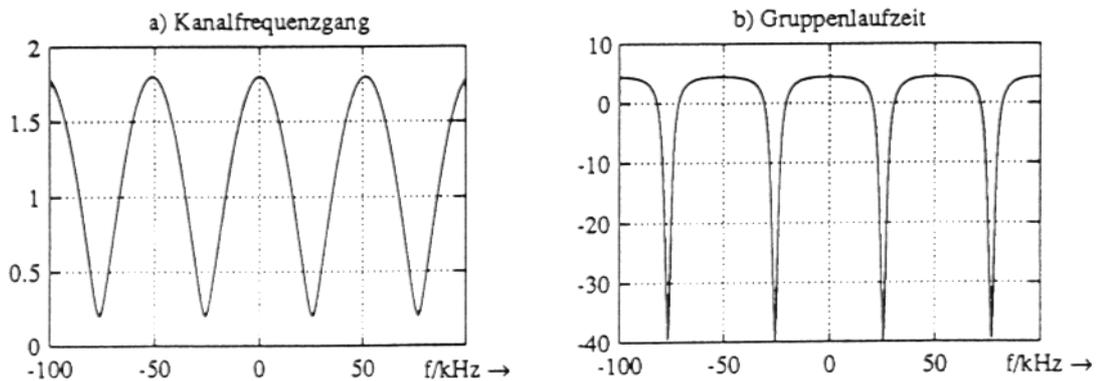


Bild 2.7: a,b Zweiwegekanal

$f_1 = 1 \text{ kHz}$; Frequenzhub $\Delta F = 16 \text{ kHz}$). Das Bild 2.8a zeigt den Verlauf der Amplitude des FM-Signals. Das demodulierte Signal ist in Bild 2.8b wiedergegeben. Die offenbar nichtlinearen Verzerrungen, die sog. "spikes", sind typische Einflüsse einer Zweiwegeübertragung. Zur exakten Berechnung der Auswirkung einer Zweiwegeübertragung siehe auch [Kam96], Abschnitt 8.4.4, Gleichung(8.4.41).

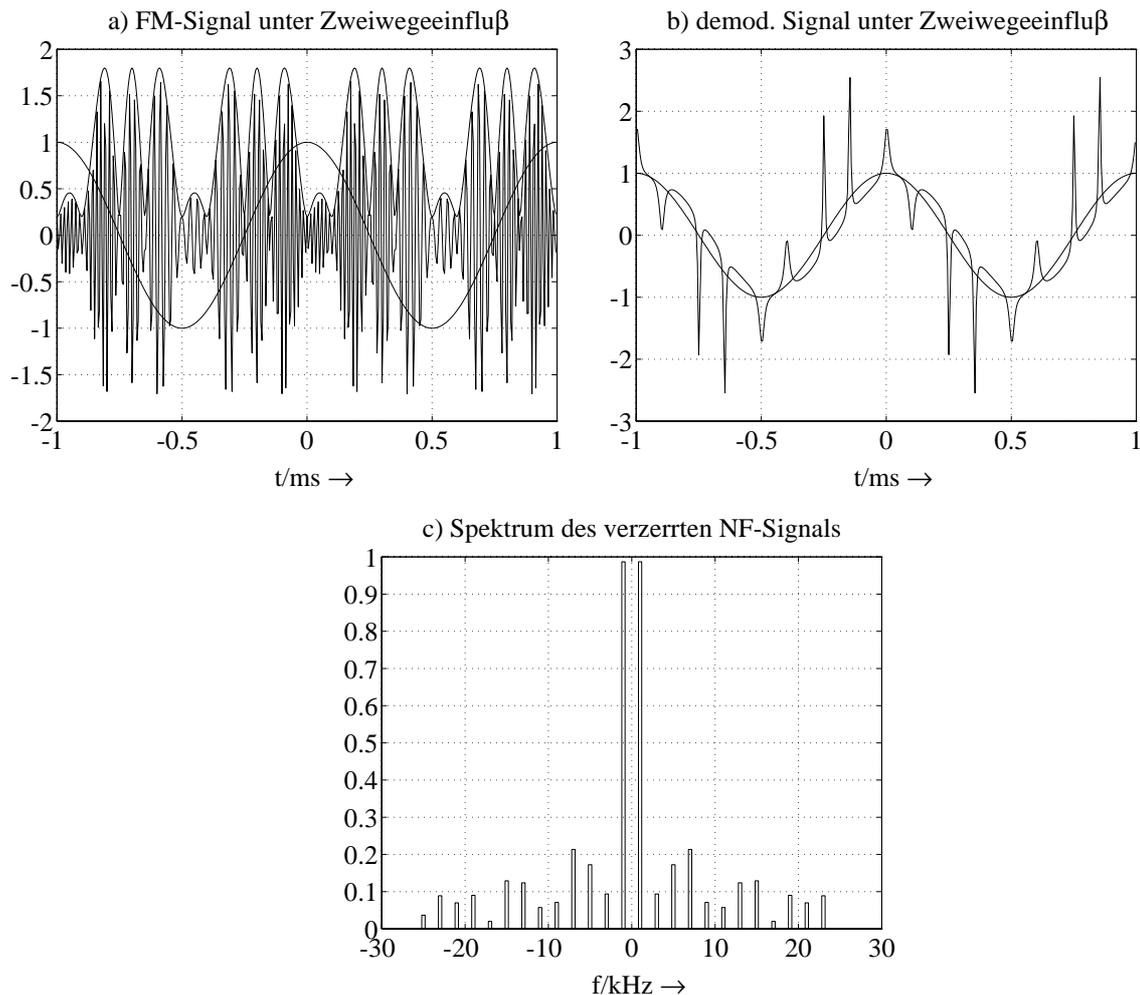


Bild 2.8: Einfluß eines Zweivegekanals ($\tau = 20\mu s$, $r = 0.8$): a) FM-Signal, b) demoduliertes Signal, c) Spektrum des demodulierten Signals

2.4.2 Meßverfahren für nichtlineare Verzerrungen

Nichtlineare Verzerrungen in Übertragungskanälen entstehen durch nichtideale Eigenschaften von Verstärkern, Kompondern u.ä.. Bei der Sprachübertragung kommen die Nichtlinearitäten realer Schallwandler hinzu. Übertragungssignale, die nichtlineare Modulationsverfahren enthalten, erfahren nichtlineare Verzerrungen infolge linearer Verzerrungen auf dem HF-Übertragungsweg - im vorherigen Abschnitt wurde dieses Verhalten anhand der Frequenzmodulation erläutert.

Die klassischen Meßmethoden nichtlinearer Kanalverzerrungen bestehen in der Bestimmung des Klirrfaktors, in der Differenztonmethode o.ä.. Das gebräuchlichste Maß für nichtlineare Verzerrungen ist der *Klirrfaktor*, der für eine sinusförmige Erregung und ein daraus resultierendes periodisches Ausgangssignal $y(t)$ definiert ist. Man geht aus von der Fourierreihenentwicklung des Ausgangssignals, für die im allgemeinen Fall gilt

$$y(t) = \sum_{\nu=0}^{\infty} \hat{Y}_{\nu} \cos [\nu\omega_1 t + \varphi_{\nu}]. \quad (2.9)$$

Bei Beschränkung auf den mittelwertfreien Anteil

$$y(t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{Y}_{\nu} \cos [\nu\omega_1 t + \varphi_{\nu}] \quad (2.10)$$

ist der Effektivwert von $y(t)$ mit $T = 2\pi/\omega_1$:

$$Y_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} Y_{\nu\text{eff}}^2} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{Y}_{\nu}^2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} y^2(t) dt}. \quad (2.11)$$

Dann wird der Klirrfaktor k definiert als⁴

$$k = \frac{\text{Effektivwert der Oberschwingungen}}{\text{Effektivwert von } y(t)};$$

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} Y_{\nu\text{eff}}^2}}{Y_{\text{eff}}} \quad (2.12)$$

Gebräuchlich ist auch die Verwendung von Einzelklirrfaktoren

$$k_{\nu} = \frac{Y_{\nu\text{eff}}}{Y_{\text{eff}}}, \quad \nu = 2, 3, \dots \quad (2.13)$$

Offenbar ist

$$k = \sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} k_{\nu}^2}. \quad (2.14)$$

Aufgabe 5 Berechnen Sie den Klirrfaktor (in Prozent) des in Bild 2.8b,c dargestellten verzerrten Signals am Demodulatorausgang.

Hinweis: Führen Sie eine näherungsweise Berechnung durch, indem Sie nur die drei stärksten harmonischen Störanteile berücksichtigen; ersetzen Sie den Gesamteffektivwert durch den Effektivwert der Grundschwingung.

Nachteil der klassischen Meßverfahren zur Messung nichtlinearer Kanalverzerrungen ist die Festlegung auf sinusförmige Testsignale, also auf realitätsferne Bedingungen. Deshalb ist man bestrebt, das zu übertragende Signal durch Rauschsignale zu modellieren. Bei der Übertragung über nichtlineare Kanäle ergeben sich dann Intermodulationsverzerrungen, d.h. Mischprodukte aus den verschiedenen Spektralanteilen, die mit Hilfe der sogenannten *Rauschklirrmessung* erfaßt werden können.

Dabei wird das rauschartige Sendesignal $x(t)$ vor der Übertragung durch eine schmalbandige Bandsperre gefiltert; das Spektrum von $x_B(t)$ enthält dann in der Umgebung der Frequenz

⁴Zur Vereinfachung wird bei der Berechnung des Klirrfaktors oftmals der Effektivwert des Gesamtsignals Y_{eff} durch den Effektivwert der Grundschwingung ersetzt: $Y_{\text{eff}} \approx Y_{1\text{eff}} = \hat{Y}_1/\sqrt{2}$.

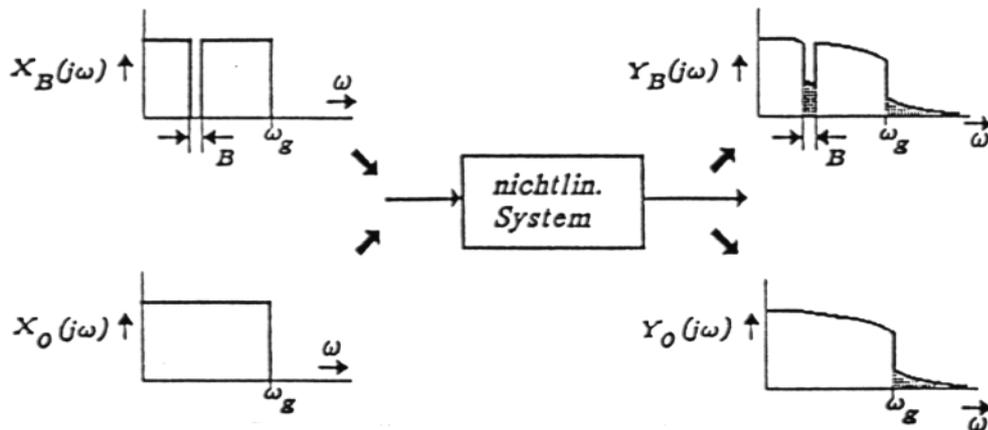


Bild 2.9: Zur Definition der "Rauschklimrmessung"

ω_1 eine schmale Lücke. Nach der Übertragung fallen in diese Lücke infolge von Intermodulationsverzerrungen verschiedene Spektralanteile. Die Leistung dieser Intermodulationsanteile ist ein Maß für die nichtlinearen Verzerrungen. Man definiert den sogenannten NPR-Wert (Noise Power Ratio)

$$NPR = \frac{\int_{(B)} |Y_B(j\omega)|^2 d\omega}{\int_{(B)} |Y_O(j\omega)|^2 d\omega} \quad (2.15)$$

wobei B die Bandbreite der oben erläuterten Bandsperre bezeichnet. $Y_B(j\omega)$ und $Y_O(j\omega)$ bedeuten das am Kanalausgang gemessene Spektrum mit bzw. ohne Einsatz der sendeseitigen Bandsperre (vgl. Bild 2.9).

Prinzipiell sind nichtlineare Systeme in *gedächtnislose* und *gedächtnisbehaftete* Systeme einzuteilen. Die erstgenannten führen zu ausschließlich nichtlinearen Verzerrungen, während letztere eine Überlagerung von linearen und nichtlinearen Verzerrungen bewirken. Reale Übertragungskanäle sind stets gedächtnisbehaftet - die klare Trennung der beiden genannten Einflüsse ist bei einer Reihe von Problemstellungen von Interesse. Die Lösung dieses oftmals schwierigen Problems gelingt prinzipiell auf der Grundlage des sog. *Linearen Ersatzsystems* (siehe [Kam96], Abschnitt 2.3.2. und 8.4.4), das hier nicht weiter behandelt werden soll.

2.4.3 Optimierung der UKW-ZF-Filter

Ein optimaler Entwurf von Zwischenfrequenzfiltern für FM-Empfänger muß prinzipiell den günstigsten Kompromiß zwischen Nachbarsender-Unterdrückung und Linearität⁵ des demo-

⁵In Abschnitt 2.4 wurde gezeigt, daß lineare Kanalverzerrungen zu nichtlinearen Verzerrungen nach der Demodulation führen. Auch das ZF-Filter im Empfänger bewirkt lineare Verzerrungen des FM-Signals; es

dulierten Signals beinhalten. Im folgenden wird die Lösung dieser Aufgabe anhand des konkreten Beispiels eines UKW-Stereo-Empfängers demonstriert.

Eine grobe Aussage über die mindestens erforderliche Bandbreite im Hinblick auf tolerierbare nichtlineare Verzerrungen gewinnt man aus der Carson'schen Abschätzung

$$b_c = 2(\Delta F + 2f_1).$$

Setzt man hier $\Delta F = 75$ kHz und $f_1 = 57$ kHz (Bandgrenze des Stereo-Multiplex-Signals) ein, so ergibt sich

$$b_{FM} \geq 380 \text{ kHz.} \quad (2.16)$$

Die Anforderungen bezüglich Nachbarsender-Unterdrückung verdeutlicht ein Blick auf den Frequenzplan für das UKW-Band: Der Bereich von 88 MHz bis 104 MHz ist in 55 Kanäle aufgeteilt, die jeweils um 300 kHz auseinanderliegen. Daneben existieren um ± 100 kHz versetzte Zwischenkanäle, üblicherweise mit + und – gekennzeichnet. Die Verteilung der Sendefrequenzen wurde so vorgenommen, daß verschiedene Sender mit einander überdeckenden Reichweiten um mindestens 400 kHz auseinander liegen. Ein kurzer Ausschnitt aus der UKW-Sender-Tabelle (Tabelle 2.1) soll dieses verdeutlichen.

Standort	Sender	Leistung	Kanal
Hermisgrunde II	SWF	60 kW	31 ⁻
Berlin II	SFB	60 kW	31
Heide II	NDR	15 kW	31
Kreuzberg/Rhön	BR	100 kW	31
Dannenberg III	NDR	1,2 kW	31 ⁺
Brotjackriegel II	BR	100 kW	32 ⁻
Langenberg	BFBS	60 kW	32 ⁻
Waldenberg II	SDR	100 kW	32 ⁻
Feldberg/Taunus	HR	80 kW	32 ⁺

Tabelle 2.1: Ausschnitt aus der UKW-Sender Tabelle

Sender mit überdeckenden Reichweiten sind hier Kreuzberg/Rhön (Kanal 31 $\hat{=}$ 96,3 MHz) und Feldberg/Taunus (Kanal 32⁺ $\hat{=}$ 96,7 MHz); der Frequenzabstand beträgt 400 kHz.

Der Nachbarsender-Abstand kann in ungünstigen Grenzfällen auch geringer sein als 400 kHz, z.B. bei Überreichweiten entfernter Sender. Bei stationärem Empfang kann dieses Problem durch günstige Ausrichtung der Antenne gemildert werden, wogegen bei mobilen Empfängern verschärfte Anforderungen an die Selektivität der ZF-Filter gestellt werden müssen, was nur auf Kosten von höheren nichtlinearen Verzerrungen möglich ist.

Der Unterschied zwischen den ZF-Charakteristiken bei stationärem und mobilem Empfang wird an zwei praktischen Beispielen verdeutlicht. Bild 2.10a zeigt Betragsfrequenzgang und

ist so zu entwerfen, daß die nichtlinearen Verzerrungen nach der Demodulation in vertretbaren Grenzen bleiben.

Gruppenlaufzeit eines LC-Zwischenfrequenzfilters für einen hochwertigen HIFI-Empfänger (Revox, Tuner A 76). Im Vordergrund steht dabei die Einhaltung möglichst geringer nichtlinearer Verzerrungen. Dementsprechend breitbandig wird die Filterkurve ausgelegt; darüber hinaus wird ein Gruppenlaufzeit-Ausgleich vorgesehen.

Die selektiven Eigenschaften eines solchen Filters – die Dämpfung beträgt bei ± 200 kHz nur etwa 35-40 dB – bleiben hinter denen eines Empfängers zum mobilen Betrieb zurück. Man betrachte hierzu Bild 2.10b. Es zeigt die ZF-Charakteristik eines typischen Filters für den Einsatz in Autoradios. Das Filter besteht aus zwei kaskadierten Keramikfiltern kombiniert mit zwei LC-Kreisen zur Symmetrierung.

Die Dämpfung bei ± 200 kHz beträgt hier 50-60 dB. Die mit der Schmalbandigkeit verbundenen nichtlinearen Verzerrungen sind beim Betrieb im Automobil tolerierbar.

Die betrachtete Gegenüberstellung zweier analoger Filtertypen mit unterschiedlichen Gewichtungen – gute Selektivität auf der einen, Breitbandigkeit mit guten Linearitätseigenschaften auf der anderen Seite – legt den Einsatz digitaler Filter nahe, deren Charakteristik dann problemlos umgeschaltet und den jeweiligen Empfangsbedingungen optimal angepaßt werden kann.

Dabei eröffnen sich für die Optimierung des Filterverlaufs neue Möglichkeiten. Liegen bei Analogfiltern – etwa bei Keramikfiltern – die Formen der Resonanzkurven durch die vorgegebene Technologie in relativ engen Grenzen fest, so erlaubt der Einsatz digitaler Systeme den Entwurf von prinzipiell beliebigen Verläufen des Frequenzgangs. Bei Verwendung nichtrekursiver Filter kann darüber hinaus eine streng konstante Gruppenlaufzeit erreicht werden.

Das im folgenden angestrebte Ziel besteht in der Entwicklung einer für die FM-Übertragung theoretisch optimalen Filterform. Als Optimierungskriterium sollen dabei die nichtlinearen Verzerrungen dienen, wobei hier zur Beschreibung dieser Nichtlinearitäten der Klirrfaktor verwendet wird.

Die dargelegten Randbedingungen für die ZF-Filterung legen eine bestimmte Sperrbereichs-Grenzfrequenz f_{FM} fest, wodurch die Selektivität gegenüber Nachbarsendern sichergestellt wird. Frei wählbar ist dagegen die Übergangsflecke vom Durchlaß- in den Sperrbereich; die Form dieser Flanke ist in Hinblick auf minimale nichtlineare Verzerrungen des demodulierten Signals zu optimieren. Als Modellsystem wird ein Filtertyp mit der bekannten Kosinus-roll-off-Charakteristik angesetzt. Der Vorteil besteht darin, daß die zugehörige Impulsantwort geschlossen anzugeben ist und die Filterform im übrigen durch einen einzigen Parameter r erklärt wird. Das Modellfilter wird in äquivalenter Basisbandlage angesetzt.

$$|H(j2\pi f)| = \begin{cases} 1 & \text{für } 0 \leq |f| \leq (1-r)f_{FM} \\ \cos^2 \left[\frac{\pi}{2} \frac{f - (1-r)f_{FM}}{f_{FM} \cdot r} \right] & \text{für } (1-r)f_{FM} \leq |f| \leq f_{FM} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.17)$$

Der Fall $r = 0$ beschreibt den Grenzfall eines idealen Tiefpasses, $r = 1$ ein Filter mit einer reinen Kosinusflanke (vgl. Bild 2.11).

Bild 2.12 zeigt den analytisch berechneten Klirrfaktor als Funktion der Modulationsfrequenz f_1 und der Form der Filterflanke, ausgedrückt durch den Parameter r . Das Ziel muß darin

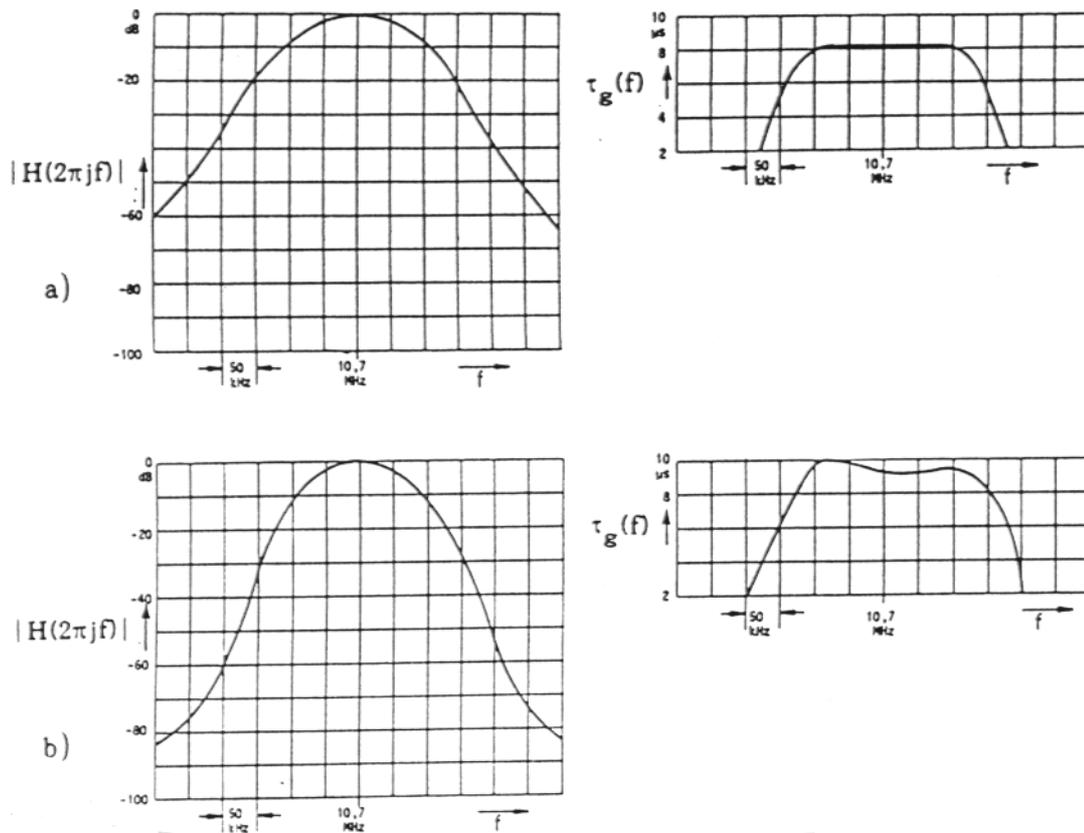


Bild 2.10: Betragsfrequenzgang und Gruppenlaufzeit eines ZF-Filters a) stationärer, b) mobiler Empfang

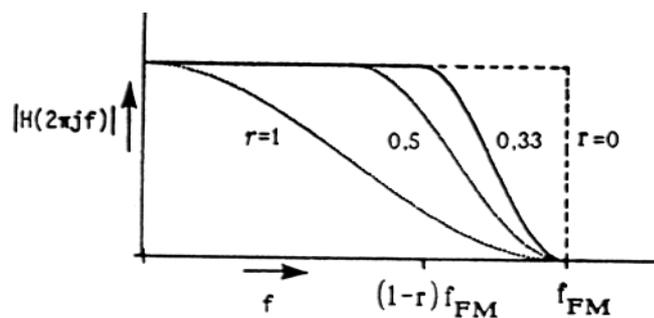


Bild 2.11: Modellfrequenzgang für ein linearphasiges ZF-Filter

bestehen, die nichtlinearen Verzerrungen in einem möglichst breiten NF-Bereich minimal zu halten; dieses ist für die Filterformen $r = 0$ (idealer Tiefpaß) und etwa bei $r = 0,95$ (nahezu reine Kosinusflanke) der Fall.

Als günstiges ZF-Filter für die Anwendung im UKW-Bereich hat man die Wahl zwischen diesen beiden Alternativen, wobei aus praktischen Gründen dem Filter mit flacher Kosinusflanke der Vorzug zu geben ist, da die Realisierung eines idealen Tiefpasses an dem hohen Approximationsaufwand scheitert. Das Beispiel eines praktischen ZF-Filter-Entwurfes zeigt Bild 2.13

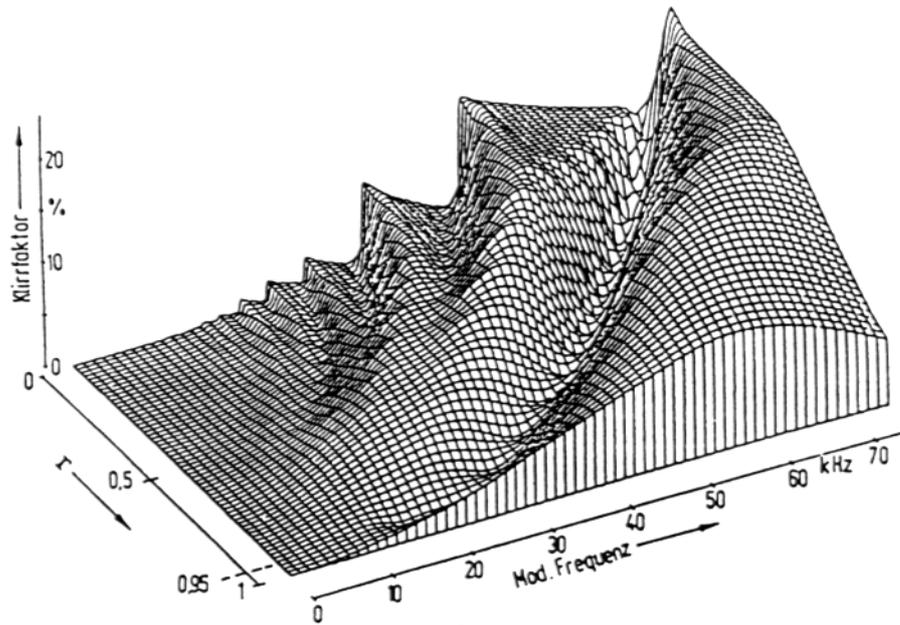


Bild 2.12: Klirrfaktor des demodulierten Signals als Funktion der ZF-Filter Form (r) und der Modulationsfrequenz ($\Delta F = 75$ kHz)

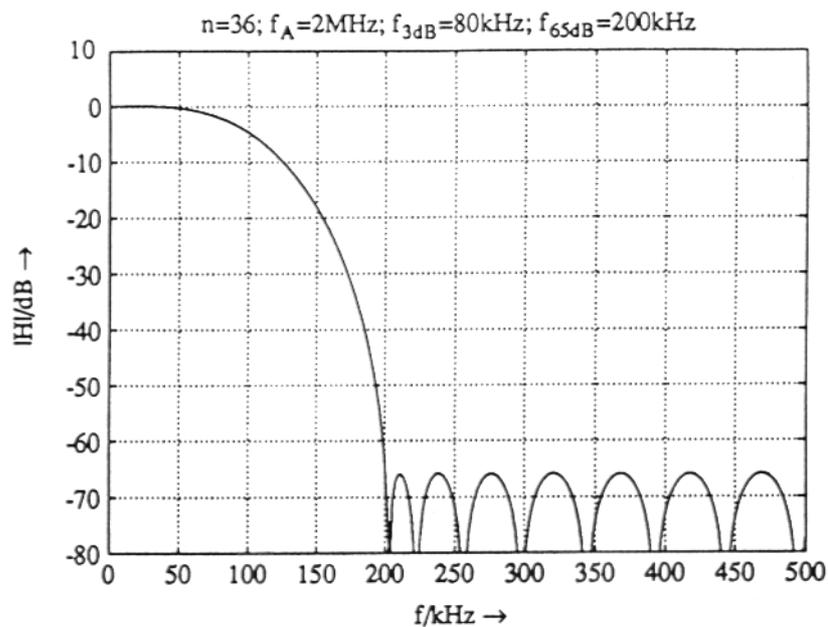


Bild 2.13: Günstiges linearphasiges ZF-Filter zur Anwendung in UKW-Empfängern

Kapitel 3

Versuchsbeschreibung

3.1 Teil I: Messungen am Stereo-Coder und -Decoder

In diesem Abschnitt werden die durchzuführenden Versuche zum Thema Stereo-Codierung und Decodierung beschrieben. Wir betrachten hier also vorerst nur den ersten und letzten Block aus Bild 1.1. Es wird weder eine FM-Modulation durchgeführt, noch werden Kanaleinflüsse betrachtet.

3.1.1 Geräteliste und Gerätebeschreibung

An den zwei Meßplätzen sind die Geräte vorhanden, die in Tabelle 3.1 aufgeführt sind. Neben diesen Geräten werden weiterhin diverse Kabel und entsprechende Verbindungssele-

Anzahl	Gerät	Modell und Hersteller
2	Stereomeßcoder	MSC2 Rhode & Schwarz
2	Stereomeßdecoder	MSDC2 Rhode & Schwarz
2	2-Kanal digit. Oszilloskop	TDS410A Tektronix
2	Signalgenerator 1	HP33120A Hewlett Packard
2	Signalgenerator 2	PS-19 Wandel & Goltermann
2	Tiefpaßfilter 13kHz, passiv	

Tabelle 3.1: Geräteliste

mente benutzt, die hier nicht aufgeführt sind.

Auf den folgenden Seiten werden die beiden wichtigsten Geräte, der Stereomeßcoder MSC2 und der Stereomeßdecoder MSDC2 beschrieben. Bedienungshinweise zu den anderen Geräten (TDS410A, HP33120A, PS-19) entnehmen Sie den jeweiligen Benutzerhandbüchern, welche am Meßplatz vorliegen.

3.1.1.1 Stereomeßcoder MSC2

Bei dem Stereomeßcoder MSC2 und seinem Gegenstück, dem Stereomeßdecoder MSDC2 handelt es sich um Geräte, die im professionellen Umfeld eingesetzt werden. Wir verwenden sie hier direkt miteinander verbunden, um nur die Effekte rund um das Stereo-Signal zu demonstrieren und Störeinflüsse auszuschließen. Zu diesem Zweck benutzen wir (durchgehend in der Versuchsanleitung) die folgende Notation. Anschlüsse und Bedienelemente der Geräte sind gemäß Bild 3.1 und Bild 3.2 nummeriert. In den Tabellen 3.2 und 3.3 sind deren Bedeutung erklärt. Zum Beispiel wird unter

MSC2(Pos.8) in Stellung "MPX"

die Umschaltung des Meßstellenschalters (Position 8, siehe Bild 3.1) in Stellung "MPX" (siehe Tabelle 3.2) am Stereomesscoder MSC2 (siehe Tabelle 3.1) verstanden.

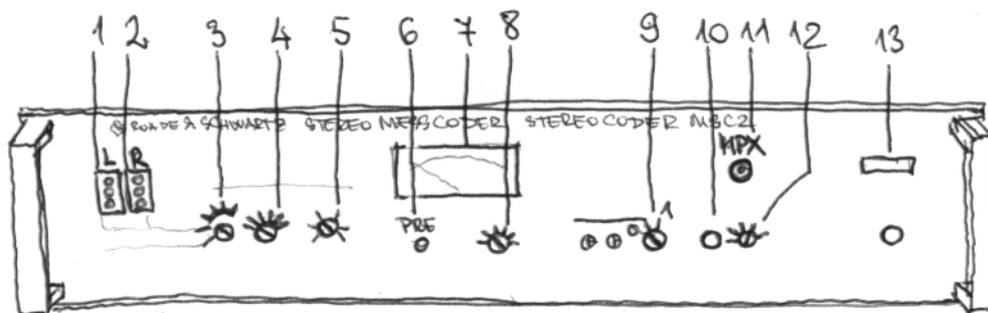


Bild 3.1: Bedienbild des MSC2

Pos.	Beschriftung	Funktion
1	L	Eingang für das L-Signal
2	R	Eingang für das R-Signal
3	Gest./Rack/L/- R/L=R/L=-R	Eingangssignalauswahlschalter. In den Positionen L/R/L=R und L=-R ist die interne Quelle aktiviert.
4	FREQ	Frequenz der internen Quelle.
5	AMPLITUDE	Amplitude der internen Quelle.
6	PRE-EMPH	Preemphase ein/aus.
7		Pegelinstrument für die mit (Pos.8) gewählten Signale: MPX/L/R – obere Skala, PILOT – untere Skala
8	PILOT/MPX/L- /R	Meßstellenschalter für Pegelinstrument (Pos.7).
9	PILOT	Pilotton aus/variabel/ein.
10	+6dBm	MPX-Signalpegel fest auf +6dBm.
11	MPX	Stereomultiplex-Signal-Ausgang ($-\infty$ dBm..+15dBm).
12	Var.-Ampl.	MPX-Signalpegel variabel.

Tabelle 3.2: Legende zum Bedienbild des MSC2, Bild 3.1

3.1.1.2 Stereomeßdecoder MSDC2

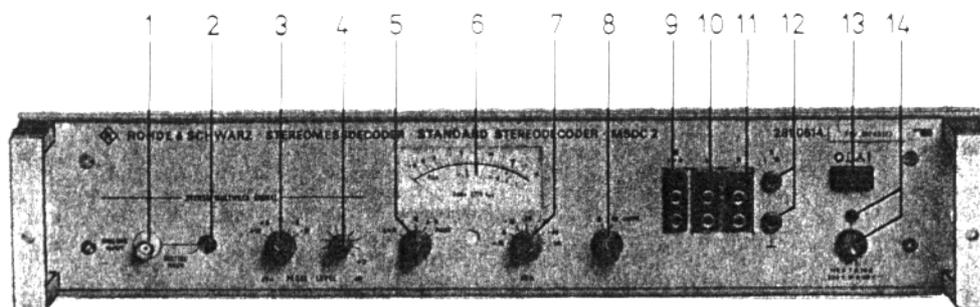


Bild 3.2: Bedienbild des MSDC2

Pos.	Beschriftung	Funktion
1	EINGANG	Eingangsbuchse für das Multiplexsignal
2	-	Umschalter für Wahl des Frontplatteneingangs (Pos.1) oder des Gestelleingangs.
3	Pegel +12/+6/0/-6/-12 dBm	Eingangsteiler für Multiplexsignal. (Grobeinstellung)
4	Pegel -3..+3 dBm	Eingangsteiler für Multiplexsignal. (Feineinstellung)
5	L+R/L/R/L-R- /PILOT	Meßstellenschalter für Pegelinstrument (Pos.6).
6		Pegelinstrument für die mit (Pos.5) gewählten Signale: $\frac{L+R}{2}$ /L/R/ $\frac{L-R}{2}$ – obere Skala, PILOT – untere Skala
7	+10/0/-10/-20/-30/-40/-50 dBm	Empfindlichkeitseinstellung für Pegelanzeige der Signalkomponenten (unwirksam für Pilotanzeige).
8	DE-EMPH	Deemphase ein/aus.
9	M ($\frac{L+R}{2}$)	Erdfreier Ausgang für das $\frac{L+R}{2}$ -Signal.
10	L	Erdfreier Ausgang für das L-Signal.
11	R	Erdfreier Ausgang für das R-Signal.
12	S ($\frac{L-R}{2}$)	Unsymmetrischer Ausgang für das $\frac{L-R}{2}$ -Signal.

Tabelle 3.3: Legende zum Bedienbild des MSDC2, Bild 3.2

3.1.1.3 Grundeinstellung des Stereocoders MSC2

Um einen Anhaltspunkt bezüglich der Geräteeinstellung des MSC2 und MSDC2 zu haben, insbesondere um eine richtig ausgesteuerte Stereo-Übertragungstrecke zu verwirklichen, sind in diesem (Abschnitt 3.1.1.3), und in den nächsten beiden Abschnitten (Abschnitt 3.1.1.4 und 3.1.1.5) die Schritte aufgeführt, mit denen man die Geräte in Grundeinstellung bringt. Im Verlauf der Messungen sollte man immer von diesen Einstellungen ausgehen.

- MSC2(Pos.3 Eingangswahlschalter) in Stellung “L=R”
- MSC2(Pos.4) in Stellung “1kHz”
- MSC2(Pos.8, Instrumentwahlschalter) in Stellung “L”
- MSC2(Pos.6 Preemphase) in Stellung “aus”
- MSC2(Pos.5) so einstellen, daß MSC2(Pos.7 Instrument) einen Pegel von “0dB” anzeigt.

3.1.1.4 Grundeinstellung des Stereodecoders MSDC2

- MSDC2(Pos.3) in Stellung “+12dBm”
- MSDC2(Pos.4) in mittlere Stellung
- MSDC2(Pos.5, Instrumentwahlschalter) in Stellung “L”
- MSDC2(Pos.7) in Stellung “0dBm”
- MSDC2(Pos.8 Deemphase) in Stellung “0”

3.1.1.5 Einpegelung des Stereomultiplex-Signals

- Stereomeßcoder und Stereomeßdecoder gemäß Abschnitt 3.1.1.3 und Abschnitt 3.1.1.4 in Grundstellung bringen, MSC2(Pos.11, MPX) → MSDC2(Pos.1)
- MSC2(Pos.9, Pilotton) in Stellung “ein”
- MSC2(Pos.10) in Stellung “VAR.-AMPL.”
- MSC2(Pos.12, VAR.-AMPL.) so einstellen, daß MSDC2(Pos.6, Instrument) einen Pegel von “0dB” anzeigt.

3.1.1.6 Grundeinstellungen des Signalgenerators PS-19

Der Signalgenerator PS-19 wird in diesem Versuch in zwei Modi gebraucht: einmal als reiner Sinusgenerator und einmal als Sweeper. Die Einstellungen des PS-19 (bezogen auf den MSC2) sind für die Modi “sin” und “swp” nachfolgend aufgeführt.

sin: Frequenz: 1kHz. Ausgang des PS-19 an den Eingang MSC2(Pos.2) anschließen und auf dem MSC2(Pos.7) einen Pegel von 0dBm einstellen (dazu wird ca. +3.3dBm auf dem PS-19 benötigt). Achten Sie dabei auf die richtige Einstellung des MSC2(Pos.8) und bringen Sie MSC2(Pos.3) in Stellung L und R .

swp: Einstellungen wie bei **sin**; außerdem $f_{START} = 0.5\text{kHz}$, $f_{STEP} = 0.5\text{kHz}$ und $f_{STOP} = 15\text{kHz}$ und die Sweepgeschwindigkeit auf 3s einstellen; anschließend Sweep starten.

3.1.1.7 Grundeinstellungen des Signalgenerators HP33120A

Der Signalgenerator HP33120A wird als Sinus-, Dreieck- und Rauschgenerator gebraucht. Diese Einstellungen sind nachfolgend aufgeführt. Die Tiefpaßfilterung des Rauschsignals ist wegen der korrekten Stereo-Multiplexsignalbildung erforderlich.

sin: Frequenz: 1kHz. Ausgangsimpedanz¹ : 50 Ω . Ausgang des HP33120A auf MSC2(Pos.1) anschließen und einen Pegel von 0dBm auf dem MSC2(Pos.7) einstellen. Dabei ist auf die richtige Position des MSC2(Pos.8) zu achten.

tri: Frequenz: 1kHz. Ausgangsimpedanz: 50 Ω . Ausgang des HP33120A auf MSC2(Pos.1) anschließen, und einen Pegel von ca. 1dBm einstellen.

R: Noise. Ausgangsimpedanz: High Z. Ausgang des HP33120A auf das Tiefpaßfilter, dessen Ausgang auf MSC2(Pos.1) anschließen, und einen Pegel von -16dBm einstellen.

3.1.1.8 Grundeinstellungen des Oszilloskops TDS410A

Der Oszilloskop ist das Hauptanzeigeeinstrument in diesem Versuch. Es handelt sich um ein sehr leistungsfähiges modernes Meßgerät. So ist es möglich, gespeicherte Voreinstellungen zu laden, und das ist die Methode, die wir benutzen werden. Laden Sie die vorgespeicherten Einstellungen des TDS410A: Setup, RecallSavedSetup, FromFile, mit Select-Knopf die gewünschte Datei Markieren, anschließend RecallFromSelectedFile. Die Einstellungen sind in den Set-Dateien: STMUX.SET, SPEKTRUM.SET und PREDEEMP.SET enthalten.

¹Menu D, 1:OutTerm – siehe Anleitung, die am Meßplatz vorliegt

3.1.2 Das Stereo-MPX-Signal

An diesem Punkt gehen wir zu den eigentlichen Messungen an den vorhandenen professionellen Stereo-Meßcoder und -Decoder über. Wie bereits erwähnt, sollen an dieser Stelle die Zusammenhänge rund um das Stereomultiplex-Signal analysiert werden, es sind zunächst die Einflüsse der Modulation und des Kanals nicht zu betrachten.

In den folgenden zwei Abschnitten widmen wir uns der Bildung des Stereomultiplex-Signals und dessen Spektrum.

3.1.2.1 Stereo-Codierung (Zeitverläufe)

In diesem Abschnitt werden wir ein Stereomultiplex-Signal im Zeitbereich beobachten. Treffen Sie hierfür die folgenden Einstellungen der Geräte und verkabeln Sie entsprechend den “→”-Pfeilchen:

- HP33120A(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.7 tri) → MSC2(Pos.1, linker Kanal)
- PS-19(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.6 sin) → MSC2(Pos.2, rechter Kanal)
- MSC2(Pos.11, MPX) → TDS410A(CH1, Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.8 mit STMUX.SET)

Versuchsaufgaben:

1. Bringen Sie MSC2(Pos.3 Eingangswahlschalter) in Stellung “L”. Skizzieren Sie das Signal, welches Sie am Oszilloskop sehen. Erklären Sie, wie es zustande kommt.
2. Wiederholen Sie die vorherige Aufgabe für MSC2(Pos.3) in Stellung “L=R”.
3. Wiederholen Sie Aufgabe 1 jedoch mit MSC2(Pos.3) in Stellung “L=-R”.
4. Wiederholen Sie Aufgabe 1 nochmal mit MSC2(Pos.3) in Stellung auf MSC2(Pos.1/Pos.2). Verändern Sie die Frequenz eines der beiden Signale um 0.1Hz; was können sie beobachten?

3.1.2.2 Spektren

Dieser Abschnitt widmet sich dem Spektrum des Stereomultiplex-Signals. Es werden Meßergebnisse mit der Theorie verglichen.

Einstellungen und Verkabelung wie folgt:

- HP33120A(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.7 R) → Tiefpaßfilter → MSC2(Pos.1, linker Kanal)

- PS-19(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.6 swp) → MSC2(Pos.2, rechter Kanal)
- MSC2(Pos.11, MPX) → TDS410A(CH1, Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.8 mit SPEKTRUM.SET)

Versuchsaufgaben:

1. Vergleichen Sie das Spektrum des Stereomultiplex-Signals das Sie am Oszilloskop sehen mit dem Spektrum in Bild 2.1. Welche Ähnlichkeiten (insbesondere Symmetrieeigenschaften) können Sie erkennen?
2. Schalten Sie den Pilotton MSC2(Pos.9) aus und wieder ein. Entsprechen Ihre Beobachtungen Ihren Erwartungen?

3.1.3 Stereo-Decodierung

Nachdem wir in dem vorherigen Abschnitt die Eigenschaften des Stereomultiplex-Signals kennengelernt haben, gehen wir in diesem Abschnitt zur Decodierung des Stereomultiplex-Signals über. So werden wir uns in den nächsten drei Abschnitten mit dem Nachbarkanalübersprechen, der Rolle des Pilottons, sowie mit der Preemphase und Deemphase beschäftigen.

3.1.3.1 Nachbarkanalübersprechen

Wie in Abschnitt 3.2 gezeigt wird, verursachen Verzerrungen des Stereomultiplex-Signals u.a. Nachbarkanalübersprechen im decodierten Signal. Dieses Übersprechen ist allerdings auch ohne Verzerrungen vorhanden. Es läßt sich auf die Nichtidealität der Stereosignalbildung und -Decodierung zurückführen, und stellt somit ein Maß für die Qualität der Geräte dar. In diesem Versuchspunkt werden wir das charakteristische Nachbarkanalübersprechen des Decoders MSDC2 messen, wobei wir die Stereomultiplex-Signalbildung als ideal annehmen und eventuelle Impedanzfehlanspassungen vernachlässigen: Wir geben ein Signal bekannter Leistung auf einen der Kanäle des Stereo-Coders und messen die Leistung des Übersprechens am anderen Kanal des Stereo-Decoders.

Einstellungen und Verkabelung:

- MSC2(Pos.1, linker Kanal) mit einem 50Ω Widerstand abschließen, um Einkopplungen zu verhindern.
- Pilotton einschalten (MSC2(Pos.9)).
- PS-19(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.6 sin; Pegel etwas erhöhen (auf 9.5dBm am PS-19))
 - MSC2(Pos.2, rechter Kanal)
 - TDS410A(CH1)

- MSDC2(Pos.10, linker Kanal) → TDS410A(CH2, STMUX.SET)

Versuchsaufgabe:

1. Drücken Sie die Leistung des Übersprechsignals relativ zu der Leistung des Signals im Nachbarkanal approximativ in dB aus.

Tip: TDS410A: AcquireMenu, Mode: Average ≥ 1000 .
Approximieren Sie das Übersprechsignal mit einem Sinussignal.

3.1.3.2 Pilotton

In diesem Abschnitt wird auf die Rolle des Pilottons bezüglich einer kohärenten Stereo-Decodierung hingewiesen. Der Versuchspunkt ist illustrativer Natur; gemessen wird im Zeitbereich.

Einstellungen und Verkabelung:

- HP33120A(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.7 tri) → MSC2(Pos.1 linker Kanal)
- PS-19(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.6 sin) → MSC2(Pos.2 rechter Kanal)
→ TDS410A(CH1)
- MSDC2(Pos.10, linker Kanal) → TDS410A(CH2)

Versuchsaufgabe:

1. Schalten Sie die Generierung vom Pilotton ein und wieder aus MSC2(Pos.9). Beschreiben Sie ihre Beobachtungen. Warum kommt es zu diesem Effekt?

3.1.3.3 Preemphase/Deemphase

In diesem Abschnitt werden wir die Charakteristika der Preemphase und der Deemphase messen, die in UKW-Sendern und -Empfängern Verwendung finden. Die Messungen werden mit Singleton-Sinussignalen unterschiedlicher Frequenzen durchgeführt.

Einstellungen und Verkabelung:

- MSC2(Pos.1, linker Kanal) mit einem 50Ω Widerstand abschließen.
- PS-19(Einstellung: wie in Abschn. 3.1.1.6 swp) → MSC2(Pos.2 rechter Kanal)
- MSDC2(Pos.11, rechter Kanal) → TDS410A(CH1, Einstellungen wie in Abschnitt 3.1.1.8 mit PREDEEMP.SET)

- MSDC2(Pos.8, Deemphase) in Stellung “ein” bei Teilaufgabe 1.
- MSC2(Pos.6, Preemphase) in Stellung “ein” bei Teilaufgabe 2.

Versuchsaufgaben:

1. Messen Sie die Dämpfung des Sinussignals durch die Deemphase in dB, für einen Frequenzbereich von 0.5kHz bis 15kHz in 0.5kHz Schritten. Stellen Sie ihre Messungen graphisch dar.

Tip: Zum Durchtakten obiger Frequenzen benutzen Sie PS-19(Pos.16): ManualStep.

Tip: Benutzen Sie zur Messung die beiden horizontalen Cursor des TDS410A.

2. Geben Sie auf den rechten Kanal des Stereomeßcoders MSC2(Pos.2) ein Sinussignal, das einen kleineren Pegel hat als in der vorigen Aufgabe, um Übersteuerung zu vermeiden (-6dBm am PS-19). Wiederholen Sie die Aufgabe 1, in dem Sie die Verstärkung der Preemphase als Funktion der Frequenz (0.5kHz : 0.5kHz : 15kHz) bestimmen und graphisch darstellen.
3. Was für eine Gesamtverstärkung ergibt sich als Summe der Verstärkung der Preemphase und der Dämpfung der Deemphase als Funktion der Frequenz im Intervall (0.5..15kHz)?

3.2 Teil II: Simulation einer UKW-Übertragung

In diesem zweiten Teil der Versuchsdurchführung demonstrieren wir die Einflüsse des Kanals auf eine UKW-Stereo-Rundfunkübertragung. Zwei Effekte wurden zur Veranschaulichung ausgewählt: das Nachbarkanalübersprechen infolge der Bandbegrenzung des frequenzmodulierten Stereomultiplex-Signals und die drastische Degradation des Stereo-Signals infolge von Zweiwegeübertragung.

Simuliert wird mit einem auf MATLAB-basierenden institutseigenen Programm-Paket. Zwecks Erhöhung der Geschwindigkeit der Simulationen liegen Teile dieser Software in Executable-Form vor.

Als Simulationsoberfläche dient MATLAB, hier werden die einzelnen Komponenten der Simulation per Script (`simu.m`) gestartet². Als Benutzerschnittstelle ist das Programm GOLDWAVE vorgesehen. Es eignet sich zur Generierung einfacher Signalformen (auch in Stereo), und bietet eine bequeme Möglichkeit Stereo-Signale anzuhören.

3.2.1 Bandbegrenzung des frequenzmodulierten Stereomultiplex-Signals

In Abschnitt 2.4.3 wurde bereits die Problematik des bandbegrenzenden ZF-Filters behandelt: Das ZF-Filter ist einerseits für den Empfang notwendig, andererseits bringt es Verzerrungen in das Empfangssignal hinein. Wenn durch eine Tiefpaßfilterung das mit dem Stereomultiplex-Signal frequenzmodulierte Signal verzerrt wird, sind die Spektralanteile von L+R- und L-R-Signalen im Stereomultiplex-Signal nicht mehr in Balance und es kommt zu Übersprechen.

Durchführung der Simulation:

- Generieren Sie ein Stereo-Signal (8-bit Stereo, Abtastrate: 44100 S/s, Länge: 1s, linker Kanal: Sinussignal der Frequenz 800 Hz, rechter Kanal: Sinus-Signal der Frequenz 4000 Hz) mit GOLDWAVE, speichern Sie es.
- Editieren Sie die Datei `simu.m` so, daß
 - der Input-Dateiname mit dem Namen der Datei übereinstimmt, die Sie in dem vorherigen Schritt gespeichert haben
 - Sie den gewünschten Kanal entkommentieren. (Es stehen als Voreinstellungen zwei Kanäle zur Verfügung: ein reiner Tiefpaßkanal und ein Zweiwegekanal; in diesem Versuchspunkt soll der Tiefpaßkanal eingestellt werden.)

Speichern Sie auch diese Datei.

- Starten Sie die Simulation (`simu.m`).

²Die nötigen Einstellungen (Pfade, Verzeichnisse) werden Sie vorfinden. Ist dies nicht der Fall, wenden Sie sich bitte an die Praktikumsbetreuung.

- Hören Sie das Ergebnis (als Datei `STMXDEC4.WAV` gespeichert) mit `GOLDWAVE` ab.

Was kann man insbesondere im Vergleich mit dem Original Stereo-Signal hörbar merken? Vergleichen Sie auch ein Musiksignalausschnitt (Original: `ssic.wav`) mit dem Empfangenen (`sic150kh.wav`) nach dem Tiefpaßkanal. Was merken Sie insbesondere in Hinblick auf den räumlichen Eindruck des Stereo-Empfangssignals?

3.2.2 Zweiwegeübertragung

Das Beispiel auf Seite 11 wies bereits auf die Folgen hin, die eine Zweiwegeübertragung auf ein frequenzmoduliertes Sinus-Signal hat. Wenn das Stereomultiplex-Signal als Modulations-signal derart verzerrt wird, wirkt sich das auf beide Stereo-Kanäle fatal aus. Dieses Verhalten kann mit Hilfe des zweiten voreingestellten Kanals (entkommentieren Sie die entsprechende Zeilen in der Datei `simu.m`) simulativ nachgeprüft werden.

Durchführung der Simulation:

- Wiederholen Sie die Schritte aus dem vorherigen Abschnitt mit dem voreingestellten Zweiwegekanal.

Vergleichen Sie auch ein Musiksignalausschnitt (Original: `ssic.wav`) mit dem Empfangenen (`sic20us.wav`) nach dem Zweiwegekanal.

Aufgabe Warum ist Ihrer Meinung nach ein Empfang mit herkömmlichen UKW-Empfängern fast nie so schlecht wie Sie es gerade gehört haben (obwohl es in der Realität auch viel ungünstigere Kanäle gibt als der verwendete) ?