Technischer Bericht Nr. 162

Datenübertragung mit orthogonaler Modulation und vierfach Amplitudenstufung auf Fernsprechkanälen

von

Dipl.-Ing. Dr. Horst Spitzer Dipl.-Ing. Dr. Hany Selim



Berlin 1 9 7 3

HEINRICH - HERTZ - INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG

BERLIN - CHARLOTTENBURG



Technischer Bericht Nr. 162

Datenübertragung mit orthogonaler Modulation und vierfach Amplitudenstufung

auf Fernsprechkanälen

von

Dipl.-Ing.Dr. Horst Spitzer

Dipl.-Ing. Dr. Hany Selim

Berlin 1973

er und

Datenübertragung mit orthogonaler Modulation und vierfach Amplitudenstufung

auf Fernsprechkanälen

Zusammenfassung

Es wird ein Modem beschrieben, der es erlaubt, eine möglichst hohe Annäherung an die maximale durch die endliche Bandbreite des Kanals bestimmte Schrittgeschwindigkeit zu erreichen.

Das orthogonale Modulationsprinzip mit vierfach Amplitudenstufung wurde gewählt. Insbesondere sind die Probleme der Kohärenzdemodulation und der Kanalentzerrung behandelt.

Es werden die Bedingungen für die Synchronisation im speziellen Fall untersucht, wenn über beliebige Fernsprechkanäle übertragen werden soll.

Anschließend sind die Ergebnisse einer Reihe von Messungen angegeben, die unter anderen an einer Kanalnachbildung und an einer Übertragungsschleife (Berlin – Frankfurt – Berlin) durchgeführt worden sind. Bei der letzten Messung konnte während der relativ kurzen Meßzeit beobachtet werden, daß die minlere Fehlerrate sehr starken tageszeitlichen Schwankungen unterworfen ist. Wöchentlich schien die Zahl der Fehler an Sonn- und Samstagen weniger zu sein als an anderen Tagen. Bei der gleichen Messung wurden Bitfehlerhäufigkeiten von $8,9 \cdot 10^{-6}$ bei einer Geschwindigkeit von 5208 bit/s (1302 Baud) und 15,6 $\cdot 10^{-6}$ bei 6252 bit/s (1563 Baud) registriert

Heinrich - Hertz - Institut für Schwingungsforschung

(Dr. Horst Spitzer)

Der Abteilungsleiter

(Prof. Dr. - Ing. F. W. Gundlach)

Die Bearbeiter :

Dr. Hany Selim)

Der Institutsdirek tor

Prof. Dr. Ing. Erich R. Berger)

Berlin-Charlottenburg, den 20. November 1973

Zusammenfassung

Es wird ein Modem beschrieben, der es erlaubt, eine möglichst hohe Annäherung an die maximale durch die endliche Bandbreite des Kanals bestimmte Schrittgeschwindigkeit zu erreichen.

Das orthogonale Modulationsprinzip mit vierfach Amplitudenstufung wurde gewählt.

Insbesondere sind die Probleme der Kohärenzdemodulation und der Kanalentzerrung behandelt.

Es werden die Bedingungen für die Synchronisation im speziellen Fall untersucht, wenn über beliebige Fernsprechkanäle übertragen werden soll.

Anschließend sind die Ergebnisse einer Reihe von Messungen angegeben, die unter anderen an einer Kanalnachbildung und an einer Übertragungsschleife (Berlin – Frankfurt – Berlin) durchgeführt worden sind. Bei der letzten Messung konnte während der relativ kurzen Meßzeit beobachtet werden, daß die mittlere Fehlerrate sehr starken tageszeitlichen Schwankungen unterworfen ist. Wöchentlich schien die Zahl der Fehler an Sonn- und Samstagen weniger zu sein als an anderen Tagen. Bei der gleichen Messung wurden Bitfehlerhäufigkeiten von 8, 9 \cdot 10⁻⁶ bei einer Geschwindigkeit von 5208 bit/s (1302 Baud) und 15, 6 \cdot 10⁻⁶ bei 6252 bit/s (1563 Baud) registriert.

Inhaltsverzeichnis

1.0	Allgemeine Gesichtspunkte beim Entwurf eines Daten-	1
	übertragungssystems mit hoher Übertragungsrate	
2.0	Die Eigenschaften des weitgehend beliebigen Fern- sprechkanals	4
2.1	Dämpfungsverzerrung, Laufzeitverzerrung	5
2.2	Frequenzversatz, Frequenzdrift, Phasenjitter	7
2.3	Schutzkanalschaltung, Raumdiversity-Betrieb,	8
	Kurzzeitunterbrechung	
2.4	Wählergeräusche	8
3.0	Der Aufbau des Datenübertragungssystems	8
	mit orthogonaler Modulation und Mehrfachamplituden-	
	stutung	
3.1	Das Prinzip der orthogonalen Modulation	9
3.2	Das Prinzip der Kohärenzdemodulation	10
3.3	Die Signalcodierung	10
3.4	Die Zeigerdarstellung des Sendesignals	13
3.5	Das Leistungsdichtespektrum des Sendesignals	14
3.6	Das Prinzip für die Synchronisation des Empfänger-	18
	trägers	
3.7	Die Schrittrückgewinnung	25
3.8	Die Impulsentzerrung	25
3.9	Zur Entstehung der Kreuzverkopplung der Subkanäle	29
4.0	Übertragungsversuche	31
4.1	Übertragungsversuche mit Kanalnachbildung	31

Seite

4.2	Übertragungsversuche über Wählkanäle (Bln-Ort)	34
4.3	Übertragungsversuche über TF - Strecken im TU-Netz	34
4.4	Übertragung über M 102 Berlin-Frankfurt-Berlin	35
4.5	Übertragung über M 102 Berlin-Frankfurt-Berlin	36
4.6	Messungen an der M 102 Berlin-Frankfurt-Berlin Schleife	39
5.0	Zur Realisierung	50
5.1	Impulszerrung im Sender bzw. im Empfänger	50
5.2	Die Modulation, Demodulation im x-bzw. y-Zweig	50
5.3	Der Pegel	51
5.4	Das Empfänger – Eingangsfilter	51
5.5	Trägerkompensation vor der Demodulation	51
	Literaturhinweis	52

1.0 Allgemeine Gesichtspunkte beim Entwurf eines Datenübertragungssystems mit hoher Übertragungsrate.

Seit den Überlegungen Nyquist's /1/ ist bekannt, daß der ideale Kanal mit rechteckiger Durchlaßcharakteristik, der Bandbreite B und line arem Phasenverlauf die ungestörte Übertragung von 2 B Zeichen je Sekunde, die mit der Schrittgeschwindigkeit von genau 2 B Baud erfolgen, erlaubt. Von der rechteckigen Durchlaßkurve kann unter Berücksichtigung der Nyquistkriterien, Bild 1, und von linearem Phasenverlauf nach Überlegungen von Gibby u. Smith in /2/ abgegangen werden.



Bild 1 : Darstellung der Kriterien nach Nyquist

Nyquist I liefert zu den Abtastzeitpunkten zwei Normamplituden 100 % und Null. Bei Nyquist II erfolgt die Abtastung in der Mitte zwischen zwei Schrittakten; dabei entstehen drei Normamplituden.

Damit die maximale Schrittgeschwindigkeit erreicht werden kann, wäre die resultierende Übertragungsfunktion der drei bandbegrenzenden Filter innerhalb eines Übertragungssystems, Bild 2, unter diesen Gesichtspunkten zu dimensionieren. Auch Küpfmüller spricht in diesem Fall vom idealen Pulssystem/3/. Auf den idealen Fernsprechkanal mit B = 3100 Hz Bandbreite angewendet beträgt diese maximale Schrittgeschwindigkeit 6200 Baud.



Bild 2 : Schema eines Datenübertragungssystems

Der reale Fernsprechkanal weicht stark von der idealen Form ab und den Filtern A, Bfällt zusätzlich die Aufgabe der Kanalentzerrung zu. Für die Datenübertragungssysteme sind die Fernsprechkanäle als überlassene Leitungen der DBP (Entzerrung nach CCITT-Empehlung M 102, Bild 3) und als Wählverbindungen von Bedeutung. Da die Übertragungsbedingungen zumindest für die Wählverbindungen nicht gleich und konstant sind, muß das Filter B für die Kanalentzerrung ebenfalls variabel, möglichst adaptierend sein.



Bild 3 : Dämpfungs- und Laufzeitverzerrung typischer Fernsprechkanäle bezogen auf das Toleranzschema der CCITT-Empfehlung M 102.

Der Fernsprechkanal überträgt keine Gleichstromkomponente des Datensignals. Damit die Gleichstromkomponente im Empfänger zurückgewonnen werden kann, ist Modulation oder Codierung anzuwenden. Eine Reihe von Veröffentlichungen untersuchen für verschiedene Modulationsmethoden die Schrittfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des Signal-Rausch-Verhältnisses. Panter hat gezeigt/4/, daß bei gleicher Schrittfehlerwahrscheinlichkeit die Amplitudenmodulation den größten, die kohärente Phasenmodulation den kleins ten Wert für das Signal-Rausch-Verhältnis erfordert. Ähnlich günstiger liegt die Phasendifferenzmodulation gegenüber der Frequenzmodulation.

Aus der Gegenüberstellung im Bild 4 ergibt sich die Gleichwertigkeit des Einseitenbandverfahrens mit der orthogonalen Modulation. Dabei wurden ideale Kanaleigenschaften und totale Bandfüllung mit dem Signalspektrum vorausgesetzt.



Bild 4 : Vergleich einiger Übertragungsverfahren zum Ermitteln der max. Übertragungsgeschwindigkeiten für Hochgeschwindigkeitsmodem.

Nur diese zwei Modulationsverfahren sind bekannt, die im Idealfall die Übertragung mit der maximalen Schrittgeschwindigkeit von 6200 Baud ermöglichen. Die Anwendung beider Verfahren setzt voraus, daß die Rückgewinnung der kohärenten Trägerspannung im Empfänger genügend gut gelingt. Dieser Punkt ist deshalb schwierig, da bei diesen bandfüllenden Verfahren Synchronisationssignale (Pilote) innerhalb der Signalspektren mit übertragen werden müssen, wodurch eine gegenseitige Störung erzeugt wird. Übertragungsverfahren ohne zusätzliche Synchronisationssignale erreichen nicht die hohen Schrittgeschwindigkeiten und erfordern zur Beseitigung der Trägerphasenunsiche rheit um den Winkel π zusätzliche Differenzkodierung, /5/ und /6/.

Die Aufgabenstellung, die dem hier dargestellten Übertragungssystem zugrunde lag, war wesentlich auf die Entzerrung des Übertragungskanals mit Hilfe des Filters B /7/ sowie auf die Synchronisation des Empfängerträgers /8/ und der Rückgewinnung der Schrittfrequenz gerichtet mit dem Ziel einer möglichst hohen Annäherung an die maximale Schrittgeschwindigkeit. Da die spe ziellen Modulationstechniken nicht im Vordergrund standen, wurde das orthogonale Modulationsprinzip mit der etwas einfacheren Realisierung ausgewählt. Dagegen wurden von den verschiedenen Lösungsmöglichkeiten für die Synchronisationen diejenigen ausgewählt, die eine erfolgversprechende Datenübertragung auf dem realen Kanal des öffentlichen Wähl-Fernsprechnetzes, der Selbstwählfernverbindungsdienst eingeschlossen, in Gegenwart der üblichen Störeinwirkungen auf dem Übertragungsweg erwarten ließen.

2.0 Die Eigenschaften des weitgehend beliebigen Fernsprechkanals

Im Folgenden wird unter der Bezeichnung Kanal stets der Fernsprechkanal im Selbstwählfernverbindungsdienst der Deutschen Bundespost verstanden. Im Bild 5 sind für diesen Verbindungsaufbau die für die Datenübertragung wichtigen Teilabschnitte dargestellt.





- 4 -

Mit den Teilnehmerapparaten A und B wird die Verbindung durch Wählen der Teilnehmernummer hergestellt und anschließend auf die Modem umgeschaltet. In diesem Fall sind die Kanaleigenschaften vom Verbindungsweg abhängig und zeitlich als nicht konstant anzusehen. Diese Fehlerquellen beeinflussen das Konzept des Modems sehr wesentlich. Die wichtigsten Einflüsse werden im Folgenden dargestellt.

2.1 Dämpfungsverzerrung, Laufzeitverzerrung

In die Toleranzfelder der Empfehlung M 102 (Bild 3) sind einige charakteristische Leitungsführungen eingezeichnet. Umfangreiche Messungen sind in /10/ zu finden. Es erweist sich für die Beurteilung des Kanals als zweckmäßig, die Angaben über die Dämpfungs- und Laufzeitverzerrungen im Bereich der Datenübertragung durch die Darstellung der Impulsantwort des Kanals h (t) n

$$D = \frac{1}{h_o} \sum_{\substack{n = -\infty \\ n \neq o}} |h_n|$$

Die n Amplitudenwerte h_n der Impulsantwort ergeben sich zu den Zeitpunkten des Schrittaktes T_S und erfassen damit den Einfluß der Schrittgeschwindigkeit V_S. Für den idealen Kanal mit der Bandbreite B (in Hz) beträgt die Schrittgeschwindigkeit genau



Bild 6 : Beispiel eines vierfach gewichteten Signalparameters

Läßt das Störgeräusch auf dem Kanal eine M-fache Unterteilung des Signalparameters, hier der Amplitude, Bild 6, zu, so wächst der Entscheidungsgehalt pro Schritt auf

$$H_0 = Id M$$

an. Damit ergibt sich die sogenannte Übertragungsgeschwindigkeit. Bei binären Datenfolgen bezeichnet die Übertragungsgeschwindigkeit

$$V = 2 B ld M \frac{bit}{s}$$

die bei idealen Kanal-u. M-Amplitudenstufen übertragbare Bitzahl pro Sekunde, s. Bild 6.

Bei mehrfacher Amplitudenstufung ($M \ge 2$) des Signalparameters reicht die Angabe von D allein zur Beurteilung der Kanlqualität nicht mehr aus. Es kann zur Beschreibung des Übertragungsweges die sogenannte Öffnung des Augenmusters (Lucky)

$$L_{M} = 1 - (M - 1) D$$

hinzugenommen werden. Ein beispiel ist im Bild 7 mit D = 40 % für M = 2 durch Überlagerung aller Zeichenkombinationen im Schrittaktintervall dargestellt.



Bild 7 : Angenäherte Konstruktion des Augenmusters mit I $_{2}$ = 60 % aus der Impulsantwort mit D = 40 % für stochastische Datenfolgen.

Die Augenöffnung Null bedeutet dabei, daß die Grenze der Entscheidbarkeit erreicht ist. Bild 8 gibt für einige M die maximale Verzerrungsgröße unter Annahme einer einfachen Schwellwertentscheidung an. Wird die Schrittgeschwindigkeit gesteigert, so schließt sich bei gleichem Kanal die Augenöffnung und kann formal<0 werden.



Bild 8: Grenze der Entscheidbarkeit bei Amplitudenstufung des Signalparameters.

In diesem Fall ist gemeinsam mit einem Modem die Anwendung einer Impulsentzerrung unbedingt erforderlich. Damit kann vom Aufwand abhängig /7/ das Auge wieder geöffnet werden. Die Impulsentzerrung muß im allgemeinen Fall adaptierend sein.

2.2. Frequenzversatz, Frequenzdrift, Phasenjitter

Auf Trägerfrequenzabschnitten entsteht wegen der freilaufenden Trägerfrequenzoszillatoren zwischen der Aufwärtsmischung im TF-Sender und der Abwärtsmischung im TF-Empfänger im Basisband ein Frequenzversatz f_D , der für den internationalen Bereich der Datenübertragung bei der CCITT mit <u>+</u> 6 Hz angegeben wird. Im deutschen Fernsprechnetz sollten Werte von <u>+</u> 2 Hz nur selten erreicht werden /11/. Die Konstanz der Frequenzabweichung hängt mit der der verwendeten Quarzoszillatoren zusammen, oder im Fall bewegter Funkstrecken infolge des Dopplereffektes mit der Relativgeschwindigkeit des beweglichen Teiles. Da Modulationssysteme mit kohärenter Demodulation oder FM sehr empfindlich auf den Frequenzversatz reagieren, sind geeignete Zusatzeinrichtungen zur Kompensation des Frequenzversatzes erforderlich.

Eine weitere Fehlerquelle stellt der sogenannte Phasenjitter dar, der einige Grad betragen und mit Frequenzen bis zu 500 Hz auftreten kann, hauptsächlich als Oberwellen der Netzfrequenz. Die Modulationsverfahren reagieren auf den Phasenjitter sehr artspezifisch und erfordern zum Teil einen erheblichen Aufwand für dessen Kompensation /8/, und Seite, 24.

2.3 Schutzkanalschaltung, Raumdiversity - Betrieb, Kurzzeitunterbrechung

Aus postinternen Gründen ist während der Datenübertragung mit unvermeidbaren Kanalunterbrechungen zu rechnen; - die Verfügbarkeit einer Leitung wird von der DBP mit 99,8 % pro Jahr angegeben - . Für die Schutzkanalschaltung gibt die DBP eine Unterbrechungsdauer von mindestens 2 ms, längstens 100 ms an. Gleichzeitig ändern sich alle anderen Kanalparameter mit. Ähnliches gilt auch für den Diversity-Betrieb, da hierbei auf andere Antennen und damit andere Kanäle umgeschaltet wird. Diese Unterbrechungen sind nicht kompensierbar. Ihre Überwindung erfordert ein Übertragungssystem mit Rückfrageeinrichtung.

2.4 Wählergeräusche

und

Die Übertragungsqualität ist stark von den Wählergeräuschen abhängig. Sie entstehen durch Kurzzeitunterbrechungen der am Verbindungsaufbau beteiligten Wählerschalter und indirekt infolge Nebensprechens gestörter Leitungszüge. Als wesentliches Merkmal der Wählergeräusche ist ihr gebündeltes Auftreten zu beobachten. Da während der Bündelstörungen die Fehlerraten sprungartig ansteigen (s. Auswertung der Messungen), ist ein Übertragungssystem mit Rückfrageeinrichtung erforderlich.

3.0 Der Aufbau des Datenübertragungssystems mit orthogonaler Modulation und

Mehrfachamplitudenstufung

Aus den vorhergenannten Kanaleigenschaften geht hervor, daß unabhängig vom Modulationsprinzip eine Schrittgeschwindigkeitssteigerung

a) in Verbindung mit einem adaptierenden Impulsentzerrer

b) durch möglichst weitgehende Ausnutzung des Übertragungsbandes

möglich ist. Für die kohärente Demodulation ist eine Trägersynchronisation erfor-

- 8 -

derlich, die auch in Gegenwert des variablen Frequenzversatzes die Trägerspannung phasenrichtig zurückgewinnt. Schließlich muß die Schrittfrequenz in der richtigen Größe aus dem Empfangssignal abgeleitet werden.

Für die kohärente Modulationstechnik mit Mehrfach- Amplitudenstufung sind aus der Literatur keine Konzepte zur Lösung dieser Probleme bekannt. Die Aufmerksamkeit wurde deshalb auf diese Aufgaben konzentriert. Dagegen sind Betriebstechniken, also die Möglichkeit des Duplex- oder des Halbduplex-Verkehrs und auch die Rückfrageeinrichtungen (s.2.3) nicht weiter verfolgt worden.

3.1 Das Prinzip der orthogonalen Modulation

Das Prinzip ist im Bild 9 dargestellt. Aus dem eigentlichen Nachrichtensignal werden bei seriellem Datenfluß zwei voneinander unabhängige Signalzweige x und y abgeleitet, die auch von zwei unabhängigen Nachrichtenquellen – allerdings mit derselben Bitfrequenz – gebildet werden können.



Bild 9 : Schema der orthogonalen Modulation und der kohärenten Demodulation.

Die Signale x und y werden mit den Quadraturkomponenten sin bzw. cos der Trägerspannung multipliziert und gemeinsam auf den Kanal gegeben. Die Phasenebenen der Modulationsprodukte x_4 (t) und y_4 (t) stehen damit senkrecht zueinander. Sie werden durch je zwei Seitenbänder um den Träger herum gebildet. Wird die Orthogonalitätsbedingung während der Übertragung auf dem Kanal nicht gestört, so gelingt die Zerlegung des Summensignals im Empfänger in die Einzelsignale, so daß gilt:

$$x_5 (t + \tau) = x_3 (t)$$

 $y_5 (t + \tau) = y_3 (t)$

ohne gegenseitige Beeinflussung allein mit Hilfe der sogenannten Kohärenzdemodulation. Das orthogonale Modulationsverfahren erlaubt demnach eine zweifache Kanalausnutzung durch Bildung von zwei orthogonalen Subkanälen, die die gleichen Übertragungseigenschaften aufweisen.

3.2 Das Prinzip der Kohärenzdemodulation

Nach der Modulation wird das Sendesignal (= Summensignal) mit Bild 9

s (t) =
$$x_4(t) + y_4(t)$$

s (t) = $x_3(t) \cos \omega_c t + y_3(t) \sin \omega_c t$.

Erfolgt zunächst die Übertragung unter idealen Bedingungen und wird die Laufzeit zum Empfänger $\tau = 0$ gesetzt, dann hat das Empfangssignal das gleiche Aussehen wie das Sendesignal, und die Demodulation von s(t) mit dem Empfängerträger cos ($\omega t + \varphi$) bzw.sin ($\omega t + \varphi$) liefert hinter den Tiefpässen TP₂ (gleiche Grenzfrequenz mit TP₁), Bild 9, bis auf einen Amplitudenfaktor die Werte

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{6}(t) &= \mathbf{x}_{3}(t)\cos\left[\left(\mathbf{w}_{c}-\mathbf{w}\right)t-\boldsymbol{\varphi}\right]+\mathbf{y}_{3}(t)\sin\left[\left(\mathbf{w}_{c}-\mathbf{w}\right)t-\boldsymbol{\varphi}\right] \\ \mathbf{y}_{6}(t) &= -\mathbf{x}_{3}(t)\sin\left[\left(\mathbf{w}_{c}-\mathbf{w}\right)t-\boldsymbol{\varphi}\right]+\mathbf{y}_{3}(t)\cos\left[\left(\mathbf{w}_{c}-\mathbf{w}\right)t-\boldsymbol{\varphi}\right] \end{aligned}$$

die nur für

$$\omega = \omega$$
 und $\varphi = 0$

mit den gesendeten Zeichen $x_3(t)$ und $y_3(t)$ übereinstimmen.

3.3 Die Signalcodierung

Aus dem binären seriellen Datenfluß wird ein 4-Bit-Block in zwei 2-Bit-Blöcke

aufgespalten, dem x - bzw. y-Zweig zugeordnet und in die Signale x_3 bzw. y_3 umgewandelt, Bild 10. Einige der für x_3 bzw. y_3 in Frage kommenden Formen sind von Kretzmer in /13/ zusammengestellt worden. Bei der Wahl der Signalbandbreite in x_3 und y_3 ist die Zweiseitenbandmodulation und die Gesamtbandbreite des Fernsprechkanals von 300 Hz bis 3400 Hz zu beachten.



Bild 10: Blockbild des aufgebauten Senders mit Steuer - und Meßeinrichtungen

Die Trägerfrequenz soll bei 1800 Hz liegen. Damit ist für die Seitenbänder je ein Frequenzband von 1500 Hz Breite verfügbar. Die gleiche Bandbreite steht für die Signale x_3 bzw. y_3 im Basisband zur Verfügung. Der Dämpfungsverlauf der Filter TP 1 und die dazugehörende Impulsantwort ist im Bild 11 dargestellt.

Für die Impulsformung wird die Form des 1. Nyquist-Kriteriums angestrebt. Für die Signale x_2 bzw. y_2 wird die Form sehr kurzer Rechteckimpulse gewählt, Bild 12, deren Amplituden,4 normierte Werte (+3, +1, -1, -3), den vier Kombinationen des 2-Bit-Blockes so zugeordnet sind, daß der Abstand in der x - Y - Ebene zum Nachbarpunkt jeweils ein Bit beträgt.





Wirkung des Entzerrerfilters in der Zusammenschaltung mit dem Cauer-Tiefpaß. Für fg = 2400 Baud wird die Verzerrung $D \approx 18$ %.



Bild 12:

Amplitudenge stufte Zeichenfolgen vor und nach der Impulsformung.

				ĭ		
		0	0	0	0	
		0111	0110	0100	0101	
Daten	Signalparameter			Carl Co		
2-Bit-Block	normierte	0	0	0	0	
	Amplitude	0011	0010	0000	0001	_ x
0 0	+ 1					
		0	0	0	0	
0 L	+ 3	1011	1010	1000	1001	
L 0	- 1			in Bernel Skielen		
LL	- 3	0	0	0	0	
		1111	1110	1100	1101	

3.4 Die Zeigerdarstellung des Sendesignals

Der Zeichenvorrat im Senderausgangssignal entsteht durch die Addition der möglichen Signale $x_4(t)$ und $y_4(t)$ in den Subkanälen. Damit ist der Zeichenvorrat gleich der Zahl aller Kombinationen von x_3 mit y_3 bzw. von x_2 mit y_2 . Zur anschaulichen Darstellung der Zeichen im Senderausgangssignal eignet sich die Zeigermethode recht gut. Mit Bild 9 ist

$$x_{4} (t) = x_{3} (t) U_{T} \cos \omega_{c} t$$
$$y_{4} (t) = y_{3} (t) \hat{U}_{T} \sin \omega_{c} t$$

und das Senderausgangssignal

 $s(t) = x_4(t) + y_4(t)$.

Wird $\cos \omega_{c} t = \operatorname{Re} \left[e^{-j \omega_{c} t} \right]$

$$\sin \omega_{\mathbf{c}} \mathbf{t} = \operatorname{Re} \left[\mathbf{j} \, \mathbf{e}^{-\mathbf{j} \, \omega_{\mathbf{c}}} \mathbf{t} \right]$$

gesetzt, dann läßt sich der Signalverlauf

 $\mathbf{s}(t) = \operatorname{Re}\left[e^{-j\omega}c^{t}\hat{U}_{T}(\mathbf{x}_{3}(t) + j\mathbf{y}_{3}(t))\right]$

oder

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{Re} \begin{bmatrix} \mathbf{u}(t) \mathbf{e}^{-j \omega} \mathbf{c}^{t} \end{bmatrix}$$

mit

$$u(t) = U_{T} (x_{3}(t) + j y_{3}(t))$$

am Senderausgang als die Projektion des mit - $c_c = const.$ umlaufenden Zeigers u(t) $e^{-j\omega}c^t$ auf die reelle Achse darstellen. Beim idealisierten Fall (TP ideal) sind die 16 Endpunkte des Zeigers u(t) dann durch die Kombination der maximalen Amplituden in x_3 (t) und y_3 (t) bestimmt, Bild 13.



Bild 13 : Zeigerdarstellung des Senderausgangssignals für die orthogonale Modulation.

3.5 Das Leistungsdichtespektrum des Sendesignals

Sind die Leistungsdichtespektren vor den impulsformenden Tiefpässen TP_1 bekannt, so kann das resultierende Leistungsdichtespektrum im Ausgangssignal durch Multiplizieren mit dem Trägersignal angegeben werden. Bild 12 zeigt die in Abhängigkeit der Datenfolgen gewichtet auftretenden kurzen Rechteckimpulse, die im Abstand des Schrittaktes T und der Amplituden stufen + 3, + 1, - 1, - 3 vors kommen. Da der x-bzw. y-Zweig durch voneinander unabhängige Datenfolgen belegt wird, genügt es , das Leistungsdichtespektrum eines Zweiges anzugeben.

Die Berechnungsmethode ist von Dehlen und Brust in /15/ für bipolare Signalfolgen angegeben worden. Sie muß in diesem Fall auf die 4 Amplitudenstufen und auf die benutzte Signalform angewendet werden. Das L_e istungsdichtespektrum für die stochastische Impulsfolge kann danach allgemein zu

$$\mathbf{R}(\omega) = \frac{1}{T_{\mathbf{S}}} \mathbf{G}(j\omega) \ \mathbf{\overline{G}(j\omega)} \cdot \mathbf{P}(\omega)$$

angegeben werden. Darin bedeuten G $(j w) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j w t} dt$ die Amplitudendichte des Einzelimpulses g (t) und

 $P(w) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n w T_s$ die sogenannte Informationsfaltung, in der die "Weiterwarenenwift der Impulsfolge ent-"Kodierungsvorschrift der Impulsfolge ent-

halten ist, und die aussagt, ob die Folge periodisch, stochastisch oder pseudo-stochastisch ist ".

Das Leistungsdichtespektrum einer beliebigen Impulsfolge, deren Amplitudenwerte a, darstellen 8

$$f(t) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} a_{v} g(t - v T_{s})$$

wird damit durch " die Schrittfrequenz T_s , durch das Energiespektrum $G(j \omega)$ $\overline{G(j \omega)}$ des Einzelimpulses endlicher Dauer und durch das Frequenzspektrum der Informationsfaltung P (ω) bestimmt.

Die Einzelimpulse stellen in diesem Fall gewichtete kurze Rechteckimpulse dar.

$$\mathbf{g}(t) = \begin{cases} \mathbf{A} - \tau \leq t \leq \tau \\ \mathbf{0} \text{ sonst} \end{cases}$$

Ihre Amplitudendichte zeigt folgenden Verlauf

$$G(j \omega) = A \int_{-\tau}^{\tau} e^{-j \omega t} dt$$

$$\mathbf{G}(\mathbf{j}\,\boldsymbol{\omega}) = \mathbf{2}\,\mathbf{A}\,\boldsymbol{\tau}\,\frac{\mathbf{sin}\,\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\tau}}{\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\tau}}$$

Damit folgt die Energiedichte des Einzelimpulses zu

$$S(\omega) = |G(j\omega)|^{2}$$

$$S(\omega) = (2 A \tau)^{2} (si 2 \pi \frac{\omega}{\omega_{o}})^{2}$$

$$\omega_{o} = \frac{2\pi}{\tau}$$

mit

Es ist zu beachten, daß $\tau_{\max} \leq T_s$ sein kann, womit im Gleichheitsfall die erste Nullstelle im Energiedichteverlauf wegen si $(2 \pi \frac{\omega}{\omega_s}) = si(2 \pi \frac{\omega}{2 \omega g}) = si(\pi \frac{\omega}{\omega g})$ sich für w = wg, also bei der Grenzfrequenz des als ideal angenommenen Tiefpasses ergeben würde.

Die Bestimmung der Informationsfaltung geht von der Amplitudenverteilung der Folge aus. Die Amplituden a_v des Einzelimpulses kommen mit den Wahrschein-lichkeiten

W
$$(a_{v} = 3) = p$$

W $(a_{v} = 1) = q$
W $(a_{v} = -1) = u$
mit $p + q + u + v = 1$.
W $(a_{v} = -3) = v$

vor. Zur Bestimmung der Informationsfaltung ist die AKF in folgender Form zu berech nen. a stellt dabei die Amplitude des um n Schritte in der Folge entfernten Impulses dar.

$$b_{n} = \lim_{v \to \infty} \frac{1}{\lambda v} \sum_{\substack{u = -v}} a_{\mu} a_{\mu-n}.$$

Für n = 0 folgt zunächst die mittlere quadratische Amplitude zu $b_0 = 5$. Zwischen zwei beliebigen Zeichen der Signalfolge kommen 16 verschiedene Übergänge vor; deren Beiträge zu b_n für n \neq o positiv oder negativ s ein können:

		0				
3	3	$\rightarrow p^{2}$	positiv			
1	1	q^2	**			
-1	-1	2 u	11			
-3	- 3	v^2	**			
3	1	\mathbf{pq}	pos.	1 - 1	q u	neg.
3	- 1	pu	neg.	1 - 3	qv	neg.
-3	3	vp	neg ·	-1 - 3	u v	pos.
-3	1	vg	neg.	-1 3	u p	neg.
-3	-1	v u	pos.	-1 - 1	u g	neg.

Damit wird für $n \neq 0$

 $b_n = (p - v)^2 + (q - u)^2 + 2 (pq + uv - pu - qv) = m$

 $P(\omega)$ wird in der Form

P(
$$\omega$$
) = 5 - m + m $\sum_{n=0}^{\infty} \int (\omega - \frac{2\pi n}{T_s})$

angegeben und besteht damit aus dem Anteil für die spektrale Leistungsdichte (5-m) und dem eines Linienspektrums. Als Maßstab der Deltafunktion wird die Fläche benutzt, so daß sich für die Linienamplituden der Wert $2 \pi m/T_s$ ergibt. Sie folgen im Abstand $\omega = 2\pi/T_s$ für n = 0, 1, 2...





Wird die Folge stochastisch mit p = q = u = v so wird m = 0 und P(w) stellt nur noch eine Dichtefunktion dar. Bei ungleich verteilten Einzelwahrscheinlichkeiten nähert sich P(w) immer mehr einer periodischen Folge.

Ist die Schrittgeschwindigkeit $v_s = 1/T_s$ wie im Bild 14 gewählt, d.h. 2 $\omega g = \omega_s$ im Sinn des ersten Nyquistkriteriums, so ist nur die bei $\omega = 0$ entstehende Leistung für das Modulationsverfahren interessant.

Enthält die Folge periodische Anteile (Datenwiederholungen) mit der Periodenlänge β so entstehen bei $\omega = \frac{\omega_s}{\beta}$ zusätzliche Spektrallinien /15/ in P(ω). Dieser Fall kann auch anschaulich aus dem Bild 15 ersehen werden. Bei periodischen Datenwiederholungen entstehen im Leistungsspektrum Linien bei den Subharmonischen der Schrittfrequenz.





Bild 15: Entstehung der Subharmonischen von u durch Sendung periodischer Datenfolgen in einem Modulationszweig.

3.6 Das Prinzip für die Synchronisation des Empfängerträgers

Für die Synchronisation des Empfängerträgers in Frequenz und Phase wird ein Sonderfall der Pilottonmethode angewendet /8/. Als Pilotsignal dient in diesem besonderen Fall das Trägersignal selbst, das als kleiner Anteil der Trägerspannung ($\sin \omega_c t$ oder $\cos \omega_c t$) dem Sendesignal hinzugefügt wird. Ist die Datenfolge stochastisch und gleichverteilt, so liegt im Sendesignal bei der Träge rfrequenz keine nennenswerte Energie, so daß in diesem Fall durch das Sendesignal keine Störung des Pilotsignals bei der Rückgewinnung im Empfänger zu erwarten ist. Die Störung nimmt jedoch mit auftretenden Wiederholungen im Datensignal zu, da für die Wiederholzeit der Mittelwert von $\overline{x_3}$ und $\overline{y_3}$ ungleich Null wird. Andere rseits wird durch Synchronisation auf den Trägeranteil die Phasenmehrdeutigkeit von vornherein ausgeschlossen. Weiteres Verfahren in /8/.

Vom Bild 16 ausgehend, ist der Endpunkt des resultierenden Zeigers jetzt bestimmt durch (Trägeraddition willkürlich mit m $\hat{U}_{T} \cos \omega_{c} t$)

$$\operatorname{Re} \left[u(t) \right] = \widehat{U}_{T} \operatorname{x}_{3}(t) + \operatorname{m} \widehat{U}_{T} = \widehat{U}_{T}(\operatorname{x}_{3}(t) + \operatorname{m})$$
$$\operatorname{Im} \left[u(t) \right] = \widehat{U}_{T} \operatorname{y}_{3}(t) .$$



Bild 16: Darstellung der Trägeraddition im Zeigerdiagramm.

Die resultierende Senderausgangsspannung weist jetzt ein Phasenschwankung zur Trägerphasenlage in Abhängigkeit der Datenfolgen im x und y-Zweig auf :

$$\Delta \varphi(t) = \arctan \frac{y_3(t)}{m + x_3(t)} - 180^{\circ} \leq \Delta \varphi \leq + 180^{\circ}$$

und kann abgeschätzt werden, indem das Filter TP durch einen id ealen Tiefpaß ersetzt wird /8/. Dann beträgt die Phasenschwankung

$$\Delta \varphi (t) = \arctan \frac{\frac{i = -\infty}{1 - \infty}}{m + \sum_{i = -\infty}^{\infty} 4 X_i^{\tau/T} g \cdot si [\omega_g (t - i T_s)]}$$

mit X_i , $Y_i \stackrel{\circ}{=} Amplitudenwert zum Zeitpunkt t = i T_s$ $T_s = Dauer eines Schrittaktes$ $T_s = 1/f_g$; $f_g = Grenzfrequenz des idealen Tiefpasses.$

 $2 \tau = Dauer des Rechteckimpulses mit der Amplitude X_i bzw. Y_i in Abhängigkeit der Datenfolgen. Im Extremfall der Datenwiederholung mit T_s = <math>\frac{1}{2 f_{\sigma}}$, d.h. bei

$$X_i = X_p = const.$$

 $Y_i = Y_q = const.$

wird

$$\Delta \varphi (t) = \arctan \frac{4 \tau / \Gamma_g Y_q}{m + 4 \tau / T_g} X_p = \varphi_{pq} = \text{const.}$$

der Phasenwinkel zwischen der Phase des hinzugefügten Trägerfrequenzsignals und des resultierenden Sendesignals ist konstant und wird wegen der Leistungsverhältnisse (m ~ 10% |u(t)_{max}) $\sqrt{45^{\circ}}$) die resultierende Phasenlage des Sendesignals bestimmen.

Das in /8/ beschriebene und hier angewendete Synchronisationsverfahren schließt die "Nur-Widerholung" aus, läßt jedoch Wiederholungen in einer sinnvollen Zahl innerhalb der zu erwartenden Bit- Blocklängen zu ("Nur-Wiederholung" enthält keinen Nachrichteninhalt).





Die Synchronisation des Trägeranteils im Empfangssignal erfolgt mit Hilfe der im Bild 17 dargestellten Phasenfilterkaskade. Das Prinzip entspricht dem der Führungsgrößenregelung. Jedes Phasenfilter (PRK) besteht aus einem Phasenregelkreis (auch Phase locked loop (Pll) genannt). Die Übertragungsfunktion eines PRK-Gliedes für Phasenschwankungen beträgt mit den Bezeichnungen im Bild 17

$$F(s) = \frac{\emptyset_{2}(s)}{\emptyset_{1}(s)} = \frac{q_{1}q_{2}H(s)}{s + q_{1}q_{2}H(s)}$$

und zeigt eine Tiefpaßcharakteristik, Bild 18.

Die Reihenschaltung von p gleichen Filtern vermindert die Eingangsphasenschwankung in der Frequenzdarstellung um den Faktor $G(s) = F(s)^p$



Bild 18: Übertragungsfunktionen der Phasenfilterkaskade bis p = 4 Glieder für die Dämpfungen 0, 7 und 1.

Die Eingangspegelschwankung wird durch Rauschspannungen und durch das bei der Datenwiederholung entstehende Sendesignal erzeugt. Die Ausgangsphase der Phasenfilterkette stellt den Mittelwert der Eingangsphasenschwankungen dar. Sind die Datenfolgen stochastisch und gleichverteilt, so ist der Mittelwert der Phasenschwankungen Null. Die Phase der Ausgangsspannung des Phasenfilters wird deshalb allein von der des Trägeranteils im Empfangssignal bestimmt. Durch Wahl des Filtertyps kann die Phasenabweichung zwischen Eingangs- und Ausgangsphase im stationären Betrieb Null gemacht werden, wodurch eine quasi-kohärente Schwingung des Empfängerträgers entsteht.

Im realisierten Modell wurden in die Regelkreisverstärkung zwei Integrationen eingefügt, womit sich im stationären Betrieb die Auswirkungen des Phasensprunges und des Frequenzsprunges im Eingangssignal auf die bleibende Phasenabweichung theoretisch zu Null ausregeln läßt. Für den interessanten Fall der langsamen Frequenzdrift (Drift der Oszillatoren, Dopplereffekt) entsteht während des Driftens eine Phasenabweichung /8/

dabei ist

 σ = Konstante der Schaltung.

Da das Datensignal, abhängig von der verwendeten Blocklänge, Zeichenwiederholungen enthält, liegt für die Zeit der Wiederholung eine Störung der Führungsgröße (Phasenverlauf des Trägeranteils) am Eingang des PRK-Gliedes vor, und zwar in erster Näherung in Form eines Phasensprunges um $\Delta \phi$. Mit Hilfe der Kaskadenschaltung kann die Auswirkung des Phasensprunges während der Störzeit stark verzögert werden, womit auch eine größere Stördauer oder eine größere Wiederholungszahl gleicher Zeichen möglich ist. Im Bild 19 entspricht die ausgezogene Kurve p = 3dem Verlauf der Phasendifferenz zwischen der Eingangsphase und der Ausgangsphase nach dem 3. PRK-Glied. Für t = 0 ist der Phasenfehler 100% also gleich dem Sprung selbst. Die Ausgangsphase verläuft dabei noch wie für $t \leq 0$. Die Kurven für p = 2, p = 3 zeigen den Gewinn gegenüber p = 1. Ideal wäre der bis zu beliebigen Zeiten t/τ rechteckige Phasenfehlerverlauf.



Bild 19 : Sprungantwort des Phasenfehlers bei Erregung der Phasenfilter bis p = 3 Glieder durch einen Phasensprung der Führungsgröße für Dämpfungen 0, 7 und 1.



Bild 20 : Wiederholungsgewinn der zwei- und dreigliedrigen Kaskade in Abhängigkeit der maximal zulässigen Änderung des Phasenfehlers für die Dämpfungen 0,7 und 1.

holungszahl bei 1 PRK -Glied aus den Kurven in Bild 19 bestimmt.

Aus den gerechneten Werten ist erkennbar, daß mit dem Dämpfungsfaktor d = 0, 7günstigere Werte für den Wiederholungsgewinn zu erhalten sind als mit d = 1. Mit der Dimensionierung der PRK-Glieder $d \approx 0, 7$ wird der Empfängerträger eindeutig und für die Demodulation hinreichend stabil synchronisiert, obgleich die optimale Wahl der Dämpfungsfaktoren bei unterschiedlichen Werten für d zu liegen scheint.

Besonderheiten der Trägersynchronisation

1.) Das Einlaufen des PRK in dem synchronisierten Zustand erfolgt mit Hilfe einer Startschaltung, die die Schalter im Bild 17 erst dann für den Einlaufbeginn des jeweils folgenden Kettengliedes öffnet, wenn das vorangehende in dem Synchronzustand eingerastet ist. Das hat für den Einfangprozeß den Vorteil, daß nur bei dem ersten Kettenglied Durchlauferscheinungen während des Einfangens auftreten. Da der zu synchronisierende Trägeranteil zwischen 10 dB und 20 dB unter dem Signalpegel liegt und zu Beginn des Synchronisationsvorgangs im Allgemeinen eine Frequenzabweichung die größer als ein bestimmter Grenzwert ist /8/, gegenüber der Trägerfrequenz bei gleichzeitiger Störung durch Rauschen und Datensignal auszuregeln ist, Bild 21 tritt das Durchlaufen im Normalfall auf.

Bild 21: Gemessener synchronisierter Frequenzsprung in Abhängigkeit des Stör-Signal-Pegels.



Die Steuerung mit Hilfe der Schalter kann automatisch durch das eingerastete PRK-Glied selbst erfolgen. Im realisierten Modell wurde eine Zeitverzögerungssteuerung des 2. und 3. Schalters angewendet.

2.) Da der Trägeranteil im Empfangssignal (hier im x-Zweig) nach der Demodulation eine Gleichstromkomponente bildet, besteht die Möglichkeit diese Quasi-Gleichspannung, sie enthält noch die tieffrequenten Schwankungen durch das Datensignal die der PRK wegen seiner Tiefpaßcharakteristik nicht ausregeln kann, für die Kompensation eben dieser tieffrequenten Anteile zu benutzen.



Bild 22 : Blockbild des aufgebauten Empfängers für orthogonale Modulation

Im realisierten Modell wird eine andere Methode benutzt. Indem dem Empfangssignal mit umgekehrter Phasenlage ein gleichgroßer Trägeranteil vor der Demodulation hinzuaddiert wird, entsteht a) im x-Zweig nach der Demodulation nur dann eine Gleichspannung, wenn sich der Pegel des Empfangssignals ändert. Diese Spannung kann für die Pegelregelung verwendet werden. b) Das vom Träger befreite Empfangssignal kann mit umgekehrter Phasenlage dem Empfangssignal mit Trägeranteil teilweise hinzugefügt werden und somit im Mittel zu einer Verringerung des Störeinflusses beim Synchronisieren durch das Datasignal beitragen. Im realisierten Modell erfolgt das Verringern des Störeinflusses manuell nachdem die Kaskade sich im eingerateten Zustand befindet mit Hilfe eines Schalters. Die eintretende Beruhigung des synchronisierten Trägers ist beachtlich; Bilder zu diesem Punkt in /8/.

3.) Zur Ausregelung der sehr langsamen mittleren Phasenschwankungen des synchro-

nisierten Trägers kann in den meisten Verzerrungsfällen die Regelspannung des Hauptkoeffizienten der adaptierenden Querverkopplungs entzerrung im adaptierenden Orthogonal-Entzerrer verwendet werden. Die Regelspannung wird dem Phasenschieber, Bild 22, zugeführt.

Die zusätzliche Anwendung der aufgezählten Besonderheiten stabilisiert die Trägersynchronisation sehr zuverlässig, insbesondere für die langsamen Phasenschwankungen. Dadurch kann die Zahl der wiederholbaren Zeichen wesentlich vergrößert werden.

3.7 Die Schrittrückgewinnung

Im Prinzip stellt die Schrittrückgewinnung eine Synchronisation der Schrittfrequenz mit Hilfe eines Phasenfilters (PRK), Bild 22 im unteren Teil zu erkennen, dar. Die Grundidee der Rückgewinnung, bei Baker /14/ angegeben, die in diesem speziellen Fall besonders leicht realisierbar ist, geht davon aus, daß vom Datensignal im Sender im x- oder y-Zweig oder in beiden gleichzeitig die erste Subharmonische der Schrittfrequenz (es ist $f_s > f_g$ von TP_1) erzeugt werden kann. Nach Ausfilterung der Seitenbänder des Empfangssignals und der Produktbildung entsteht ein Anteil bei der Schrittfrequenz f_s selbst, auf den sich der Phasenregelkreis synchronisieren kann. Das Prinzip der Rückgewinnung ist auch auf die Einseitenbandübertragung anwendbar, wenn im Empfänger das zweite Seitenband zurückgewonnen und die doppelte Schrittfrequenz synchronisiert wird.

3.8 Die Impulsentzerrung

Das verwendete adaptierende En tzerrungsprinzip wurde von Wendland in /7/ angegeben. Der für die Entzerrung beim orthogonalen Übertragungsverfahren erforderliche Impulsentzerrer unterscheidet sich von der angegebenen nur im Aufwand, da beim orthogonalen System die zwei Subkanäle und deren zwei Kreuzverkopplungszweige getrennt entzerrt werden müssen. Die Einzelheiten dieses Orthogonal-Entzerrers sind in /12/ enth. Der Prototyp des Orthogonal-Entzerrers, Bild 23, mit Filtermultiplex stand für die Übertragungsversuche zur Verfügung. Da die Ent-



Bild 23: Adaptierender orthogonal-Entzerrer. Die Koeffizientengruppen werden für die Entzerrung der zwei Subkanäle und deren Kreuzverkopplung je doppelt ausgenützt (Filter-Multiplex). Es ist die doppelte Anzahl analoger Schieberegister erforderlich.

zerrung der Impulsinterferenzen im Basisband vorgenommen wird, sind die Entzerrungsfilter des Orthogonal-Entzerrers zwischen De modulatoren und Dekodierung angeordnet, s. Bild 22. Die Entzerrung der Vorläufer in den vier Entzerrungszweigen geschieht mit Hilfe des Transversalfilterprinzips während die Nachläufer im rekursiven Entzerrungsfilter mit Quantisie rung vorgenommen wird. Die Quantisierung hat entsprechend der Signalcodierung im Basisband 4 Amplitudenstufen zu entscheiden. Während des Entzerrungsvorganges sucht der Entzerrer automatisch ein Minimum in der Fehlerfunktion des mittleren Fehlerquadrates auf, das nicht zwangsläufig das globale Minimum sein muß, und verharrt bei diesem Wert. Das gesamte Einlaufverhalten hängt stark von dem gewählten Abtastzeitpunkt ab, der auch die Anfangsverzerrung des Signals festlegt. Die Wahl des verschiebbaren Abtastzeitpunkts erfolgt in diesem Fall während der Datensendung mit Hilfe des Augenmusters, Bild 24, im Basisband durch wiederholtes Starten des Entzerrungsvorganges und geringem Verschieben der Abtastzeit "try and error", selbst dann, wenn das Auge geschlossen ist, (I₄ <0). Allgemein hat die Wahl des Abtastzeitpunktes



Bild 24: Darstellung der Augenmuster I₄≈0,7 der Subkanäle mit Abtastzeitpunkt und Ebenendarstellung der Subkanäle vor der Abtastung(links oben) nach der Abtastung (links unten) und nach der Entzerrung (rechts unten). Die Sammlung um die Sollwerte ermöglicht die Schwellwertentscheidung.

einen Einfluß auf die Konvergenz des Entzerrers selbst, die Geschwindigkeit dieser Konvergenz und die Restverzerrung im entzerrten Zustand /17/. In /19/ ist ein Algorithmus zur gleichzeitigen Optimierung der Koeffizienten und des Abtastzeitpunktes im Sinne einer Minimierung der Restverzerrung beschrieben. Eine Rechner-Simulation hat gezeigt, daß dieser Algorithmus gleichzeitig zur kürzeren Einlaufzeit in den entzerrten Zustand und zur kleineren Restverzerrung bei diesem Zustand führen kann. Die Einlaufzeit beginnt mit dem Start des Entzerrungsvorganges, in dem die Blockierung der Korrelationselektronik aufgehoben wird, und ist beendet, wenn das Fehlersignal sich nicht mehr ändert. Bei der Verzerrung D ~10 % in Bild 24 beträgt die Einlaufzeit z. B. 0, 1 s. Wird die Schrittgeschwindigkeit auf ca. 1500 Baud erhöht, so ist mit D = 0.30, s. Bild 26, die Grenze der Entscheidbarkeit ohne Entzerrung erreicht. Bild 25 zeigt die mögliche Steigerung der Schrittfrequenz um 50 % auf 2360 Baud mit Hilfe dieses Orthogonal – Entzerrers, wenn im entzerrten Zustand die Restfehler wieder eine Verzerrung von D = 30 % ergeben.



Bild 25: Entzerrungsbeispiel : linke Hälfte : V = 1508 Baud, oben: Impulsantworten der Subkanäle, unten: optimal abgetastet und entzerrt mit 3 Vor- und 3 Nachläuferkoeffizienten, rechte Hälfte : 50 : Steigerung auf $V_s = 2360$ Baud,



Bild 26 : Impulsantworten der Subkanäle bei den Eigenverzerrungen der Modemfilter. Oben : $V_{s} = 1508$ Baud, D=0, 31

Mitte : $V_s = 2360$ Baud, D=1

Unten: $V_s = 3000$ Baud, D=1, 7

Bild 26 zeigt einige Impulsantworten der gleichen Subkanäle, wenn die Schrittgeschwindigkeit weiter erhöht wird. Damit kann der Mindeststellbereich für die Koeffizienten abgelesen werden.

3.9. Zur Entstehung der Kreuzverkopplung der Subkanäle.

Werden die Signale in den Subkanälen, also $x_4(t)$ und $y_4(t)$ im Frequenzbereich betrachtet, und sind die Subkanäle frei von Dämpfungs- und Laufzeitverzerrungen, so bilden die Seitenbandanteile des in die orthogonalen Anteile getrennt gedachten Summensignals am Empfangsort zwei Schraubenflächen, deren Steigung von der Gesamtlaufzeit bestimmt wird. Bild 28.



Bild 28 : Symmetrisch zu ω gelegter Ausschnitt des zerlegt gedachten orthogonalen Empfangssignals nach der Laufzeit $\tau = \Delta \varphi / (\omega - \omega)$. Es wurde der Fall konstanter Leistungsdichte in den orthogonalen Seitenband anteilen gezeichnet.

Die einzelnen Spektralanteile gleicher Frequenzabschnitte d^w bleiben dabei senkrecht zueinander angeordnet. In diesem Fall ist bezüglich der Trägerphase die relative Phase der sym. Seitenfrequenzpaare

$$|\alpha_{\mathbf{u}}(\omega_{\mathbf{c}} - \omega)| = |\alpha_{\mathbf{o}}(\omega_{\mathbf{c}} + \omega)|$$

um gleiche Winkelbeträge vor- oder zurückgedreht. Eine einfache Rechnung zeigt, daß die bei der Demodulation mit dem Kohärenten Träger in den jeweils anderen Subkanal weisenden Störanteile, Bild 28, im unteren Seitenband durch die betragsgleichen entsprechenden, mit umgekehrtem Vorzeichen auftretenden Störanteile im oberen Seitenband kompensiert werden. Diese Kompensation wird gestört, wenn unsymmetrische Laufzeit-oder Dämpfungsverzerrungen auftreten. Die nichtkompensierten Reste bilden betragsgleiche Störsignale mit umgekehrtem Vorzeichen im jeweils anderen Subkanal. Das stellt die Ursache für die Kreuzverkopplung der Subkanäle dar, deren Koppelkoeffizienten deshalb betragsgleich und von verschiedenen Vorzeichen sind. Im Gegensatz dazu wirken die Verzerrungen auf dem Kanal auf die Signale in den Subkanälen a priori mit gleichen Beträgen und gleichen Vorzeichen ein.

Im allgemeinen Fall entstehen also vier Störkanäle auf dem Kanal, die im Empfänger mit Hilfe des Orthogonal-Entzerrers in vier Entzerrungszweigen korrigiert werden müssen.

Die Impulsantworten der Störkanäle lassen sich messen. Bild 29 zeigt das Beispiel eines Kanals mit Kreuzverkopplung der Subkanäle.



Bild 29:

Dämpfungsverzerrung einer Wählverbindung im Berliner Ortsnetz. Impulsantwort eines Subkanals und Kreuzverkopplungsanteil im anderen Subkanal. Augenmuster vor und nach der Entzerrung. $V_s = 2400$ Baud.

4.0 Übertragungsversuche

Die Übertragungsversuche wurden mit der Anordnung nach Bild 30 durchgeführt.



Bild 30: Versuchsanordnung zum Messen der Bit- und Blockfehlerraten (pro h oder pro min). Der Kanal wurde im Labor zunächst mit einer digitalen Leitungsnachbildung simuliert.

Bild 31 zeigt die Dämpfungsverzerrung für kurzgeschlossenen Kanal.



Bild 31: Die Übertragungsfunktion bei kurzgeschlossenem Kanal. Die Bandbegrenzung erfolgt mit dem BP am Empfängereingang (s. Bild 22)

4.1 Übertragungsversuche mit Kanalnachbildung

Die einstellbare digitale Leitungsnachbildung benutzt die Transversalfiltertechnik mit 40 einstellbaren Koeffizienten zur Nachbildung der Fernsprechkanäle. Musterkanäle wurden nach Unterlagen der DBP/10/ ausgewählt und mit Hilfe einer Rechenmethode /16/ sind die Koeffizientenwerte ermittelt worden. Die Dämpfungsverzerrung, Phasenverlauf und zugehörige Impulsantworten für einen Subkanal und für eine Kreuzverkopplung sind für einige typische Beispiele in den Bildern von Bild 32 bis Bild 36 wiedergegeben.



Rechts: Dämpfungsverzerrung und Impulsantwort in Verbindung mit dem Modem.



Leitungsnachbildung (fg = 3.6 kHz)

Rechts: Dämpfungsverzerrung und Impulsantwort in Verbindung mit dem Modem.



Bild 36: Links: Dämpfungsverzerrung, Phasenverlauf und Impulsantwort der Leitungsnachbildung (fg = 3.6 kHz) Rechts: Dämpfungsverzerrung und Impulsantwort in Verbindung mit

dem Modem.

Unter dem Einfluß von Rauschen wurden die Bitfehler gemessen. Dabei zeigte sich ein charakteristischer Anstieg der Bitfehler bei 8.5 dB bis 9 dB Signal-Rauschabstand.

4.2 Übertragungsversuche über Wählkanäle (Bln - Ort)

Hierbei erfolgte die Datenübertragung probeweise über echte Wählverbindungsschleifen im Berliner Ortsnetz mit 0 dB Signalpegel, erdsymmetrisch. Ein typisches Beispiel ist im Bild 29 dargestellt.

4.3 Übertragungsversuch über TF - Strecken im T.U- Netz

Der Kanal wird durch Wählverbindung und Doppelumsetzung im Nebenstellennetz der Technischen Universität gebildet, Bild 37. Das verwendete TF-Gestell



Z 6 NC SEL erzeugte einen resultierenden Phasenjitter von maximal $\pm 1^{\circ}$.

Bild 37:

Dämpfungsverzerrung einer TF-Um - setzung

4.4 Übertragung über M 102 Bln - Frankfurt - Berlin

Der Kanal wird durch eine 4-Draht Leitungsschleife nach Frankfurt und zurück gebildet. Die jeweilige Rückleitung der 4-Drahtverbindung ist zur Vermeidung von Echosignalen aufgetrennt. Die Entzerrung gemäß M 102 ist im Bild 38 dargestellt, die im Basisband gemessene Dämpfungsverzerrung, die Impulsantwort und das Augenmuster im Basisband zeigt Bild 39



Bild 38: Dämpfungsverzerrung des Kanals Berlin-Frankfurt-Berlin an den Schnittstellen des Fernamtes gemessen.



Bild 39: Dämpfungsverzerrung des Kanals Berlin – Frankfurt – Berlin im Modem gemessen. recht: Augenmuster vor und nach der Entzerrung in einem Subkanal mit Abtastzeitpunkt. Darunter die Impulsantwort im Subkanal und die der zugehörigen Kreuzverkopplung. Die Rasterung entspricht dem gewählten Abtastzeitpunkt. V_S = 5208 bit/s.

4.5 Übertragung über M 102 Berlin - Frankfurt - Berlin

(geschlossene Rückleitung)

Der im Bild 40 dargestellte Verbindungsaufbau stand ca 450 h für Messungen zur Verfügung. In Frankfurt wurden die Leitungen nicht über Gabelschaltungen geschleift. Die Messungen sollten Aufschluß über den Summeneinfluß der Schutzkanalschaltungen, der Raumdiversityumschaltung und des Nebensprechens geben.



A)	Lei	itungs	länge
----	-----	--------	-------

unbespult 8,8 km Trägerfrequenzkabel 50 km Richtfunk 925 km

b) Kriterien für Schutzkanalschaltung

Pegelkriterium funkeigener Pilote automatisch, oder manuell für jeweilige Richtung

C)	Funkfelder :	D) Raum - Diversity	E) <u>TF-Ums</u>	etzungen	mit Träger
	Schäferberg * Torfhaus * Fredelsloh Sörerwald * Heiner Kloster Schotten Hanau	Umschaltung der Antennen, die ge- geneinander geneigt sind (Schäferberg, Torfhaus) mittels Kombinator erfolgt Auswahl	Kanalum Vorgrupp Primärg setzung Sekundär setzung Übertrag	setzung penumsetzung ruppenum- rgruppenum- gungslage	12, 16, 20 kHz 120, 108, 96, 84 612, 532 60 kHz-4MHz
	Frankfurt *		Richtfunk	ζ.	

Bild 40: Aufbau der Versuch-Übertragungsstrecke

84

Wie aus Bild 40 hervorgeht, enthält die Schleife 12 TF - Umsetzungen. Die Übertragungstechnik auf den Funkfeldern benutzt die FM bei 4 GHz Trägerfrequenz. Der Frequenzversatz f_D bei der Aufwärts - und Abwärtsmischung in Berlin und Frankfurt entsteht dabei wegen der nichtsynchronen Trägerfre quenzen je einmal auf dem Hinweg bzw. auf dem Rückweg. Die ges amte Strecke enthält 8 Schutzkanalschaltungen und zwei Raumdiversity-Einrichtungen. Die Gesamtlänge beträgt rund 1000 km. Die Leitungsnachbildung wurde im Berliner Endamt durchgeführt.

Die Dämpfungsverzerrung, Impulsantwort und Augenmuster dieses Kanals sind im Bild 41 für die Signale im Basisband zusammengefaßt.



Bild 41: Dämpfungsverzerrung von A nach B. Augenmuster in einem Subkanal in Gegenwart der Kreuzverkopplung mit optimalem Abtastzeitpunkt, vor und nach der Entzerrung mit 5-Vorläufer und 3 Nachläuferkoeffizienten für jeden Kanal. Impulsantworten mit Abtastraster im Subkanal und Kreuzverkopplung.

4.6 Messungen an der M 102 Berlin - Frankfurt - Berlin Schleife

An der Versuchsstrecke von Bild 40 wurden zwei Meßreihen mit den Übertragungsgeschwindigkeiten V = 5208 bit/s und V = 6252 bit/s für die Dauer von 160 bzw. 281 Stunden unternommen.

Durch einen Vergleich der gesendeten und über die Schleife empfangenen Daten-Bits wurde die Zahl der Bitfehler ermittelt und die Summe davon jede Minute registriert. Dichte Fehlerbündel, Bild 42, zeigt ein Ausschnitt (167. und 171. Meßstunde) aus dem Fehlerregistrierstreifen, der infolge der Aufzeichnung der Fehlersumme pro Minute nur die "Makro – Struktur " der Bitfehler wiedergibt. Das Beispiel zeigt den Übertragungskanal unter dem Einfluß sehr starker Störungen, deren Intensität in der 167. h beginnt, bis zur 169. h anwächst und nach der 171. h praktisch vollkommen verschwunden ist. Dieser Fehlerverlauf wurde am 27.7.73 in der Zeit von 14.00 bis 18.00 Uhr gemessen. Es wurde beobachtet, daß die Fehler stets gebündelt auftreten, die einzelne Störungsdauer weit unter einer Stunde liegt und sich stark gestörte Betriebszeiten und völlig ungestörter Betrieb (bis zu 45 Minuten) beobachten lassen. Dieser Sachverhalt muß bei der Beurteilung der Kanalq ualität allein mit Hilfe einer mittleren Fehlerhäufigkeit beachtet werden.



Bild 42

Eine interessante Art von einem periodischen Ausfall der Versuchsstrecke zeigt Bild 43. Hier ist das empfangene Signal unmittelbar dargestellt. Die verschiedenen Amplitudenstufen sind zu bemerken jedoch sind sie nicht jeweils gleich hoch, da das Bild das empfangene Signal vor dem Entzerrer darstellt. Zum gleichen Zeitpunkt dieses periodischen Ausfalls hat die Post Schneefälle registriert. Im Mittel betrug die Zeit der ungestörten Übertragung ca 17 s und die der gestörten Übertragung ca. 5 s .



Bild 43

Extreme Störung des Übertragungskanals. Die Lücken im Signalzug stellen Leitungsunterbrechungen dar. Während der Störung bleibt der Modem empfangsbereit. Zeitmaßstab : 1 große Teilung = 10 s

Spannungsmaßstab : 1 große Teilung = 10 s

Über die gesamte Versuchszeit betrug die Bitfehler-Häufigkeit bei der Meßreihe mit der Übertragungsgeschwindigkeit 5208 bit/s $8, 9 \cdot 10^{-6}$ und dieselbe bei der Meßreihe mit der Geschwindigkeit 6252 bit/s $15, 6 \cdot 10^{-6}$. Diese Häufigkeiten entsprechen den Bitfehlerraten von 0.047 bzw. 0.098 bit/s. Dagegen weist der Kurzschlußbetrieb (Sender direkt am Empfänger) eine Häufigkeit von 2, 2 x 10^{-9} auf.

Die Bitfehler-Stundensumme für die Dauer der Meßzeit zeigen Bild 44 und 45. Dabei bedeutet das Zeichen "U" einen Ausfall der Versuchsstrecke oder eine Unterbrechung der Messung. Bei der ersten Meßreihe (Bild 44) betrug die Übertragungsgeschwindigkeit 5208 bit/s. Dagegen betrug sie bei der zweiten Meßreihe (Bild 45) 6252 bit/s.



Bild 44.



Bild 45.

- 42 -



In Bild 46 ist die Stundensumme der (8 Bits) Blockfehler gezeigt.

Die Häufigkeitsverteilung der Bitfehler bei V = 5208 bit/s zeigt Bild 47 und bei der Geschwindigkeit 6252 bit/s Bild 48.





Bild 48.

- 45 -

Der Vergleich der Bitfehler-Messung von Bild 45 mit der Blockfehlermessung von Bild 46 sowie der Vergleich der Bitfehlerrate ($=0,098 \text{ s}^{-1}$) und der Blockfehlerrate ($=0,0046 \text{ s}^{-1}$) bei der Geschwindigkeit 6252 bit/s gibt eine qualitative Aussage über die Fehlerverteilung in ihrer Mikro-Struktur. Daß die mittlere Fehlerrate bei der Blockfehlermessung wesentlich kleiner ist, deutet darauf, daß die Fehlerursache hauptsächlich Bündelstörungen sind (im Gegensatz zur Bitfehlermessung wird bei Blockfehlermessung nur ein Fehler gezählt, auch wenn alle Bits eines Blocks falsch sind).

Das Verhältnis von Bitfehler zu Blockfehler darf Werte von eins bei geringer und statistisch verteilter Störung und höchstens acht bei Bündelstörungen annehmen, wenn ein 8er Block gewählt wird. Der gemessene mittlere Wert ist 21, 5. Der Unterschied ist dadurch zu erklären, daß die Messungen nicht zur gleichen Zeit durchgeführt wurden. Während der Blockfehlermessung sind offensichtlich weniger Störungen auf der Übertragungsstrecke vorhanden gewesen. Gestützt wird diese Annahme dadurch, daß die Blockfehler an den Tagen Freitag, Samstag und Sonntag gemessen wurden. Ein Vergleich mit den Diagrammen der Bilder 44 u. 45 zeigt, daß auch in den anderen zwei Wochen während dieser Tage besonders wenige Fehler vorhanden waren. Da sich der Vergleich aber lediglich aus drei Werten zusammensetzt, ist eine genügend genaue statistische Aussage nicht möglich.

Die Bilder 49 und 50 zeigen die mittlere Tageszeitverteilung der Fehler bei den Geschwindigkeiten 5208 bzw. 6252 bit/s. Bild 51 zeigt diese Verteilung für die gesamte Dauer der Bitfehlermessung. Dabei sind die Fehler auf die Übertragungsgeschwindigkeit 5208 bit/s bezogen. Jeweils wurde die Verteilung für alle Fehler, auch Fehler unter 30, 200 u. 1000 Bitfehler /min dargestellt.

Der Vergleich der Bilder 49 und 50 zeigt deutlich, daß die Fehler über die Tageszeit stark schwanken. Es kann aber keine klare Gesetzmäßigkeit daraus entnommen werden. Im allgemeinen sind jedoch die Fehler in den Nachtstunden zwischen 20 und 4 Uhr relativ gering.

- 46 -



Bild 49

Bitfehler/h

- 47 -



Bild 50

- 48 -



- 49 -

5.0 Zur Realisierung

Es werden hier nur die Lösungen genannt, die nicht schon an anderer Stelle dargestellt wurden.

5.1 Impulsformung im Sender bzw. im Empfänger

Die Filter TP 1 bzw. TP 2 werden durch Zusammenschalten eines Cauer-Filters / 18 /, Bild 11, mit einem Korrekturglied für die Kompensation der Nachläufer gebildet.





Abgleich : Amplitude und Laufzeit wurden so eingestellt, daß die Ableitung der Impulsantwort deren Nachläufer möglichst stark vermindert.

5.2 Die Modulation, Demodulation im x - bzw. y - Zweig.

Für beide Aufgaben wurden 4-Quadranten - Multiplizierer in Analogtechnik, diskret aufgebaut, benutzt. Im Einzelnen gilt für Pegel und Fehler:

$$x_{3}(t) \times x_{4}(t) = \frac{1}{5} x_{3}(t) \hat{U}_{T} \cos \omega_{c} t$$

Für x_3 (t) $\leq 5 V_s$ und $U_T \leq 5 V_s$ betragen die Fehler nach Abgleich der Multiplizierkennlinie noch bei Frequenzen

$$\omega = 0 : F (0) = 0, 2 \%$$

 $\omega = 3 \text{ kHz} : F (3) = 0, 6 \%$

5.3 Der Pegel

0 dB an 600 \cap , erdsymmetrisch, <u>+</u> 10 dB regelbar bei stochastischen Signalfolgen.

Transformatorgekoppelt.

5.4 Das Empfänger - Eingangsfilter

BP : C 0 9 10 61 / $\frac{260 \text{ Hz}}{300 \text{ Hz}}$ $\frac{3800 \text{ Hz}}{3400 \text{ Hz}}$ / 60 dB / 1 KΩ Phase : ~linear 700 Hz bis 3000 Hz $\Delta \varpi = 320^{\circ}$ 300 Hz $\varpi = 350^{\circ}$ 1000 Hz $\varpi = 0^{\circ}$ 3400 Hz $\varpi = 400^{\circ}$

5.5 Trägerkompensation vor der Demodulation



Abgleich: Träger = Null

Literaturhinweis

- /1/ Nyquist, H: Certain Topics in Telegraph Transmission Theory.Trans. Amer. Inst. electr. Eng. 47(1928) S. 617 644.
- Gibby, R.A.; Smith, J.W. : Some Extensions of Nyquist's Telegraph
 Transmission Theory. Bell Syst. techn. J. 44 (1965), S. 1478 1510.
- /3/ Küpfmüller, K.: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Hirzel Stuttgart (1952)
- /4/ Panter, P.F.: Modulation, noise and spectral analysis.Verlag Mc Graw-Hill, New York 1965.
- /5/ Tisi, F.D.: Schnelle Datenübertragung in Kanälen mit großer Frequenzverwerfung, Philips Res. Repts. Suppl. 1970 Nr. 1
- /6/ Rupp, H. u.a.: Untersuchung von Vielfachzugriffsverfahren zu Nachrichtensatelliten im Zeitmultiplex; Mitarbeit an der Gesamtplanung sowie Schwerpunktbearbeitung; nichtlineare Sprachkodierer, Forschungsbericht BMwF-FB 69 - 32, Sept. 1969.
- /7/ Wendland, B.: Abtastsysteme zur Entzerrung von Datenkanälen. Techn.Universität Berlin (1969), Dissertation.
- /8/ Spitzer, H.: Trägersynchronisation bei orthogonaler Modulation und Mehrfach-Amplitudenstufung.
 Techn. Universität Berlin (1972), Dissertation.
- /9/ Lucky, R.W. : Automatic Equalisation for Digital Communication. Bell
 Syst. techn. J. 44 (1965) H. 4, S. 547 588.
- /10/ Biehler, H.: Messungen an Leitungen im Fernmeldenetz der DBP hin-sichtlich der Verwendung zur Datenübertragung. Nachr. Fachb. 37, (1969),
 S. 145 162.

- /11/ Bochmann, K. H.: Die Berücksichtigung von Leitungseinflüssen bei der Entwicklung von Einrichtungen zur Datenübertragung im Fernsprechnetz. Nachr. Fachb. 37 (1969), S. 73 - 81.
- /12/ Wendland, B.: Ein adaptierender Orthogonal-Entzerrer mit Mehrfachausnutzung der Koeffizientengruppen.
 Heinrich-Hertz-Institut
 nicht veröffentlichte Arbeit - .
- /13/ Kretzmer, E.R. : Generalization of a Technique for Binary Data
 Communication. IEEE Trans. on Comm. Techn. Febr. 1966, p. 67 88.
- /14/ Baker, P.A. : Phase-Modulation Data Sets for Serial Transmission at 2000 and 2400 Bits per Second. AEEE (1962) July, S. 166 - 171.
- /15/ Oehlen, H.; Brust, G.: Ein einheitliches Verfahren zur Spektrenberechnung von periodischen, stochastischen und pseudostochastischen Impulsfolgen. A. E. Ü 21 (1967) H. 11, S. 583 - 587.
- /16/ Noll, P.; Block, R. : Analoge und digitale Rechenverfahren zur Approximation vorgegebener Übertragungsfunktionen mit Transversalfiltern. Heinrich-Hertz-Institut (1970), Techn. Bericht Nr. 115.
- /17/ Selim, H. : Ein Beitrag zur Wahl des Abtastzeitpunktes und zur Einlaufkonvergenz beim adaptiven Transversalfilterentzerrer. Techn. Universität Berlin (1973), Dissertation.
- /18/ Saal : Der En twurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe. Telefunken G.m.b.H. Backnang (1961
- /19/ Selim, H : Die Optimierung des Abtastzeitpunktes beim adaptiven
 Entzerrer mit quantisierter Rückführung.
 noch nicht veröffentlichte Arbeit –

