KRIEG IM AETHER

Vorlesungen an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich
im Wintersemester 1986/1987
Leitung:
Bundesamt für Übermittlungstruppen
Divisionär J. Biedermann, Waffenchef der Übermittlungstruppen

Robuste Nachrichtenübertragung mit niedriger Datenrate im Kurzwellenbereich

Referent: Hp. Widmer, Dipl. El. Ing. ETHZ

Diese Vorlesung wurde durch die Stiftung HAMFU digitalisiert und als
PDF Dokument für www.hamfu.ch aufbereitet.

ROBUSTE NACHRICHTENUBERTRAGUNG MIT NIEDRIGER DATENRATE IM KURZWELLENBEREICH

Hp. Widmer, Dipl. El. Ing. ETHZ

INHALTSVERZEICHNIS

1. Einführung

2. "Low-Rate-Transmission"-Systeme

3. Worin liegt der Vorteil von LRT-Systemen?

4. Anwendungsmöglichkeiten von LRT-Systemen
   4.1. LRT-Systeme für kleine, zivile Funkdienste
   4.2. Notfunksysteme für grosse Distanzen mit kleiner Sendeleistung (Suitcase-Systeme)
   4.3. Telemetriedatenübertragung mit kleiner Sendeleistung
   4.4. Getarnte Verbindung zur Aktivierung, Kontrolle oder als Backup-Systeme von Funknetzen

5. Beschreibung des zeitveränderlichen Kurzwellenkanals und dessen Einflusses auf LRT-Systeme

6. Wo liegen die Uebertragungsgrenzen auf einem Kurzwellenkanal?

7. Vorstellung eines LRT-Versuchssystemes
   7.1. Die automatische Verbindungsaufnahme
   7.2. Die Nachrichtenübertragung

8. Liste der verwendeten Abkürzungen und Bezeichnungen

9. Literatur

Adresse des Autors:

H. Widmer, dipl.Ing.ETHZ
Institut für Feldtheorie und Höchstfrequenz-
technik der ETH
Gloriastrasse 35

8006 Zürich

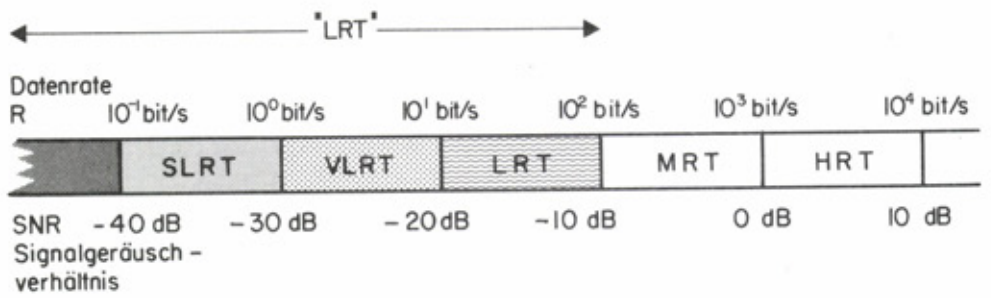
"Krieg im Aether", Folge XXVI

1. EINLEITUNG

Durchforscht man die Literatur wie auch den Markt auf dem Sektor der Kurzwellen-Kommunikationstechnik, so stellt man fest, dass im vergangenen Jahrzehnt diverse Anstrengungen verschiedener Firmen und Institute auf dem Gebiete der störsicheren Nachrichtenübertragung gemacht worden sind. Durch die wieder zunehmende Bedeutung der Kommunikation im Kurzwellenbereich wurde das Interesse der industriellen Forschung auf dem Gebiete der Kommunikationstechnik wieder vermehrt auf dieses Uebertragungsmedium gelenkt.

Die Unstabilität und Störanfälligkeit der Kurzwellenverbindung schien anfänglich technisch unüberwindbare Probleme zu bieten, besonders dann, wenn zuverlässige Uebertragung zu allen Tages- und Nachtzeiten gefordert wurde. Im weiteren konnte der Kurzwellenbereich mit seiner Kapazitätsbeschränkung den flutartig zunehmenden Kommunikationsbedürfnissen nicht mehr gerecht werden. Eine zunehmende Verlagerung der Uebersee-Uebermittlungsdienste auf die Satellitenkommunikation schien die Lösung des Uebertragungsproblems zu sein. Doch stellte man bald fest, dass mit dem Verlassen des Kurzwellenkanals nicht nur ein Gewinn von Vorteilen verbunden war. Vor allem für militärische Zwecke sind Satellitenverbindungen zu leicht verletzlich, aber auch andere zivile Funkdienste sehen einen grossen Vorteil in der Unabhängigkeit der Kurzwellenverbindungen von teuren, störanfälligen und kaum reparierbaren Satelliten, sowie von deren Betreiberfirmen und den wesentlich geringeren Kosten pro Informationseinheit.

Für bestimmte Zwecke, wie z.B. die Uebermittlung mit niedrigen Datenraten, scheint der HF-Bereich mit seiner Ionosphären-Raumwellenübertragung neue Bedeutung zu erlangen. Der Einsatz moderner Computertechnologie ermöglicht ein automatisches Anpassen an die veränderlichen Ausbreitungsbedingungen und Störungen der Kurwellenkanäle, so dass die Uebertragungszuverlässigkeit sogar ohne speziell geschultes Bedienungspersonal beachtlich erhöht werden kann. Solche "intelligenten" HF-Uebermittlungssysteme werden heute unter dem Begriff "adaptive HF-Systeme" zusammengefasst. Die Datenrate der meisten heute im Einsatz stehenden HF-Systeme bewegt sich im Bereich von 50 bit/s bis 3 Kbit/s. Der Bandbreitebedarf und die grossen Probleme bei der Bekämpfung von Intersymbolinterferenzen durch die Mehrwegausbreitung setzten dabei eine obere Grenze, während sich die untere an die übliche Telexgeschwindigkeit angleicht, welche meist als Mindestanforderung für eine vernünftige Nachrichtenübermittlung betrachtet wird.



(Diese Skala und die Benennung der logarithmischen Bereiche wurde hier willkürlich aufgestellt und stellt keine Konvention dar. Die dB-Werte sind Richtwerte etwas oberhalb der theoretischen Grenze und beziehen sich auf einen 3 KHz-AWGN-Kanal)

Fig. 1 "Low-Rate-Transmission" (LRT)

Da die Kanalkapazität bekanntlich eng mit dem Signal-Geräuschverhältnis (SNR), aber auch mit der Art der Störung verbunden ist, ergibt sich damit auch eine untere Grenze für das SNR, von welcher an aufwärts ein Kanal als brauchbar erklärt werden kann (Fig. 1). Diese liegt in der Praxis auf einem mit weissem Rauschen gestörten Kanal mit 3 KHz Bandbreite bei einem SNR von ca. 0 dB. Beschränkt man sich auf sehr geringe Datenraten, z.B. 0.1 bit/s bis 10 bit/s, so kann Kommunikation natürlich noch bei weit tieferen SNR-Werten betrieben werden. Es bieten sich eine Reihe interessanter Anwendungsmöglichkeiten im zivilen wie auch im militärischen Bereich an. In den nachfolgenden Ausführungen sollen einige allgemeine Aspekte für robuste Uebertragungssysteme mit niedriger Datenrate, sowie ein Systemkonzept vorgestellt werden. Robust steht hier für störresistent und unempfindlich gegenüber Kanal- und Systemparameteränderungen.

2. "LOW-RATE-TRANSMISSION"-SYSTEME

Die sogenannten "Low-Rate-Transmission"-Systeme (LRT) werden vor allem im Längstwellenbereich (ELF) für die U-Boot-Kommunikation eingesetzt. Die Unterwasserkommunikation bietet eine sehr hohe Kanalattenuation, welche nicht alleine durch eine noch vernünftige Erhöhung der Sendeleistung überwunden werden kann. Man muss sich gezwungenermassen auf sehr schwache Empfangssignale und dadurch auf sehr niedrige Informationsraten beschränken.

Im Kurzwellenbereich sind die Verhältnisse jedoch anders. Unter der Voraussetzung einer optimalen Wahl der Kanalfrequenz bezüglich Fremdstörung und Uebertragungsdämpfung erzielt man auch mit kleinen Sendeleistungen, z.B. 100 W, bescheidenen Antennenanordnungen und Uebermittlungsdistanzen von mehreren Tausend Kilometern durchschnittlich wesentlich höhere SNR als bei Unterwasserkommunikation. Dies mag wohl ein Grund sein, dass das Interesse für LRT-Systeme im Kurzwellenbereich klein ist. Der Haupteffort der Forschung auf dem Gebiete der KW-Kommunikationstechnik gilt heute den HRT-Systemen, welche zweifellos den Grossteil der Kommunikationsbedürfnisse abdecken, insbesondere auch die digitale Sprachübertragung. Deshalb existieren zur Zeit auch wenige Uebertragungssysteme, die für niedrige Informationsraten (< 100 bit/s) effizient arbeiten. LRT-Systeme wie auch HRT-Systeme sind nur dann effizient, wenn sie an die momentanen Uebertragungsbedingungen anpassungsfähig, d.h. adaptiv sind.

3. WORIN LIEGT DER VORTEIL VON LRT-SYSTEMEN?

Kommunikation auf einem stationären, idealen Kanal ist gemäss Shannon /1/ mit beliebig kleiner Fehlerwahrscheinlichkeit möglich, wenn die Energie pro ausgesendete Informationseinheit, z.B. bit, am Empfangsort einen gewissen Minimalwert erreicht. Einen kleinen Einfluss übt die belegte Kanalbandbreite W aus, falls diese über der sogenannten Nyquistbandbreite gewählt wird, also

$$W > \frac{C}{2}$$

Die Kanalkapazität C berechnet sich unter bestimmten Voraussetzungen gemäss Shannon zu

$$C = W \cdot \mathrm{ld}\left(1 + \frac{P}{N_0 \cdot W}\right) \quad \text{(bit/s)}$$

Dabei bedeutet P die Signalleistung, N_0 die einseitige Leistungsdichte eines additiven, weissen, gaussischen Rauschens (AWGN), und ld ist der logarithmus dualis: $\mathrm{ld}x = \ln x / \ln 2$.

Uebermittelt der Sender mit einer Datenrate R = C, so beträgt die Energie pro bit:

$$E_b = \frac{W}{C}\left(2^{C/W} - 1\right) N_0$$

Für realistische Systeme mit endlichen Codelängen ist diese Energiegrenze nicht so hart und die Fehlerwahrscheinlichkeit ist auch für R<C grösser als Null.
Trotzdem ist die Shannongrenze eine nützliche Beziehung, denn sie zeigt das prinzipielle Verhalten bei einer Variation der einzelnen Parameter. Da mit der Festlegung des Verhältnisses C / W nur E_b / N_0 massgebend ist, lässt sich dieses entweder durch eine Erhöhung der Sendeleistung oder mit einem Mehraufwand an Uebertragungszeit erzielen, wie Figur 2 zeigt. Denn es ist:

$$E_b = P \cdot T_b$$

T_b : Uebertragungszeit für 1 bit Information.

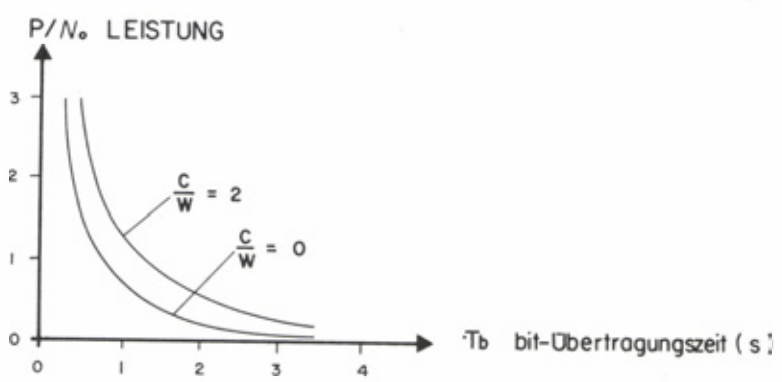


Fig. 2 Theoretischer Zusammenhang zwischen Sendeleistung und Uebertragungszeit für 1 bit. W = ∞ (theoretische Grenze) und Nyquist-Bandbreite W = C/2

Um eine gewisse Datenmenge von einer Informationsquelle zu einer Senke zu übermitteln, kann man grundsätzlich zwei extreme Wege begehen:

- Burst Transmission: einmalige kurze Emission (hohe Leistung, kleine Uebertragungszeit)
- Low-Rate-Transmission: kontinuierliche lange Emission (niedrige Leistung, grosse Uebertragungszeit)

Welches sind nun die Argumente für LRT?

In den meisten Fällen ist eine Erhöhung der Sendeleistung bei gegebenem Uebermittlungsmaterial nicht möglich oder zumindest unvernünftig. Für leichte, tragbare oder mobile Funkgeräte sind hohe Leistungen sowieso problematisch, aus verschiedenen Gründen, wie:

- konstruktive Massnahmen bei der Senderelektronik (Schwingkreise, Anpassungsnetzwerke)
- Autonomie im Batteriebetrieb

Tragbare und mobile Uebermittlungseinrichtungen verwenden zudem meist schlechte Antennen. Besonders auf Frequenzen unterhalb 10 MHz weisen elektrisch stark verlängerte Ruten- oder Drahtantennen hohe Verluste gegenüber dem $\lambda/2$-Dipol auf, die mit einer Sendeleistungserhöhung schwerlich zu kompensieren wären.

Im weiteren benötigt LRT eine entsprechend kleine Bandbreite, so dass spektrale Schlitze in dichtbesiedelten Kurzwellenbändern ausgenutzt werden. Auch innerhalb eines Standard-Kanals, welcher bei den handelsüblichen SSB-HF-Transceivern 2-3 KHz breit ist, besteht die Möglichkeit, selektiven Störern auszuweichen.

Ein LRT-System kann sich aber auch durch eine überdurchschnittlich geringe Zeichenfehlerrate auszeichnen. Dazu werden hochredundante Codes eingesetzt. Der Empfänger verwendet dabei den Hauptteil der Redundanz zur Fehlererkennung und nicht zur Korrektur (Bounded distance decoding, BDD). Die Korrektur selbst erfolgt dann über einen automatischen Rückfrageverkehr (ARQ). Solche Systeme können je nach Kanalverhältnissen sehr geringe Informationsraten aufweisen. Die langsame, kontinuierliche Uebertragung erlaubt eine bessere Ausnutzung der Kanalkohärenzzeit und der SNR-Schwankungen.

Hinsichtlich verschiedener Punkte scheint die Langzeit-Uebermittlung mit kleiner Sendeleistung gegenüber der Kurzzeit-Uebermittlung mit hoher Sendeleistung wirtschaftlicher zu sein, sofern die Uebermittlungszeit nicht von grosser Bedeutung ist. Um eine Vorstellung der Grössenordnungen der Uebermittlungszeit von LRT-Stationen zu geben, wurde folgender Vergleich berechnet. Ein 100 W-Sender mit 3 dB Antennengewinn brauche durchschnittlich 10 s für die Uebermittlung einer gewissen Datenmenge bei einer gewissen Fehlerwahrscheinlichkeit (WSK). Ein 10 W-Sender mit-10 dB Antennengewinn würde für dieselbe Datenmenge und Sicherheit eine halbe Stunde brauchen.

4. ANWENDUNGSMOEGLICHKEITEN VON LRT-SYSTEMEN

Ueberall dort, wo auf bereits bestehendem Uebermittlungsmaterial und einem zusätzlichen Datenmodem die Verbindungssicherheit erhöht werden soll, wo unter schlechten Kanal-Bedingungen (niedrige SNR) das "wie schnell" der Verbindung weniger bedeutend ist als das "ob", und wo kleine Informationsmengen zur Uebermittlung vorliegen, haben LRT-Systeme ihre Anwendung. Es folgen nun einige Beispiele.

4.1. LRT-SYSTEME FUER KLEINE, ZIVILE FUNKDIENSTE

Kleinere zivile Funknetze (Fig. 3) verfügen oft über einen kleinen Satz von verfügbaren Kanalfrequenzen. Dies aus verschiedenen Gründen, wie z.B.

- kleine Anzahl zugewiesener Frequenzen
- apparative Beschränkungen
- eine (oder nur wenige) Stand-by-Frequenzen

Annahmen:

- A ruft B auf allen in Frage kommenden Kanälen
- B hört A nicht, $S_{1...3}$ stören den Empfang
- beide haben gemäss Prognose einen Kanal zwischen MUF und LUF gewählt

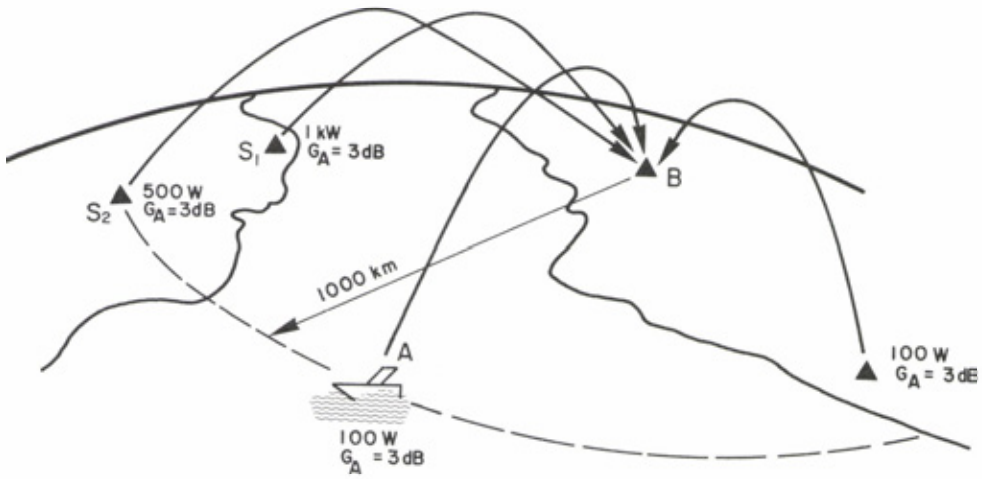
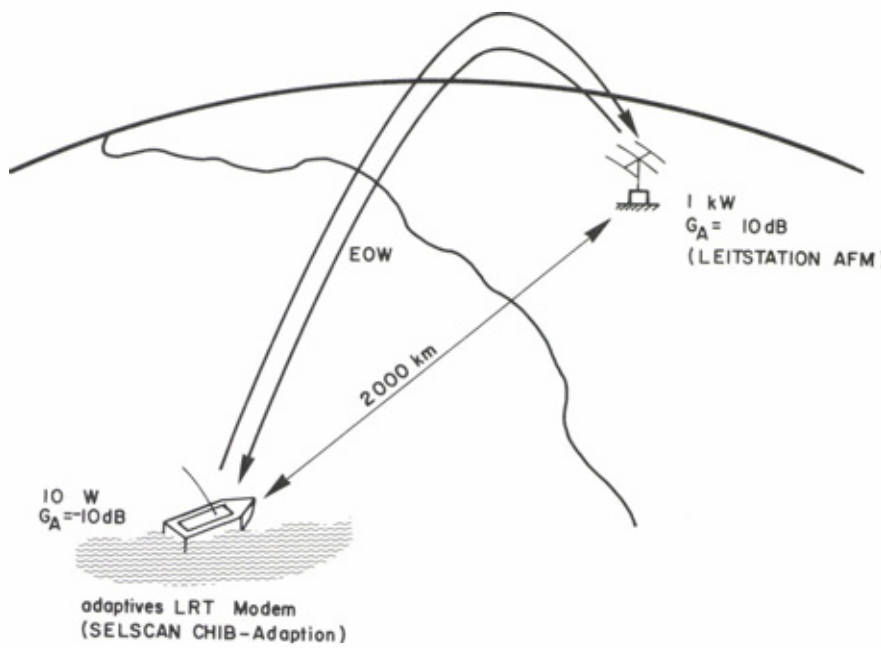


Fig. 3 LRT-System für kleine Funkdienste

Da ohnehin wenige dieser Frequenzen für eine bestimmte Uebertragungsstrecke zwischen LUF und MUF liegen und die Frequenzbelegungsdichte sehr hoch sein kann, ist es wohl möglich, dass keiner der Kanäle tauglich ist. Der Grund ist die zu kleine Sendeleistung gegenüber der Mehrheit der Störer S. Da die Wahl der optimalen Arbeitsfrequenz gleichzeitig auch eine gewisse Distanzselektion beinhaltet, müssen die stark einfallenden Störer durchschnittlich in ähnlichen Distanzen vom Empfangsort lokalisiert sein, wie die sendende Station. Mit einer Sendeleistungserhöhung von 10 bis 20 dB könnte beispielsweise eine solche Verbindung aufrecht erhalten werden. Eine Alternative bietet das störresistente Aussenden neuer Anweisungen mit Hilfe eines LRT-Modems, so dass die Verbindung aufrecht erhalten werden kann.

4.2. NOTFUNKSYSTEME FUER GROSSE DISTANZEN MIT KLEINER SENDELEISTUNG (SUITCASE-SYSTEME)

Annahme: einseitig, schwache Verbindung



EOW: Engineering Order Wire (Systembefehle, Kanalwahl, Betriebsmodus usw.)

Fig. 4 Notfunksystem

Hier handelt es sich nur um kleine, leichte, tragbare Funkausrüstungen für Expeditionen, Rettungsboote oder andere militärische Zwecke. Die Sendeleistung liegt in der Grössenordnung von 1 bis 10 W und es sollen primitive, elektrisch verlängerte Draht- oder Stabantennen verwendet werden. Die Gegenstation hingegen kann eine Fixstation sein, welche mit hoher Sendeleistung, von z.B. 1 KW, und mit Antennengewinn arbeitet. Die Verbindung ist also nur einseitig schwach. Die Notfunkstation übermittelt einige Kurzmeldungen im SLRT-Bereich und die Gegenstation bestätigt mit LRT. Da die starke Station gut hörbar ist, kann sie eine Leitfunktion übernehmen, die auf eine sofortige Reaktion bei der Notfunkstation stösst. Sie übernimmt auch den notwendigen Bestätigungs- und Rückfrageverkehr und kann auch Anweisungen zur Optimierung der schwachen Funkstrecke (EOW) übermitteln.

.3. TELEMETRIEDATENUEBERTRAGUNG MIT KLEINER SENDELEISTUNG

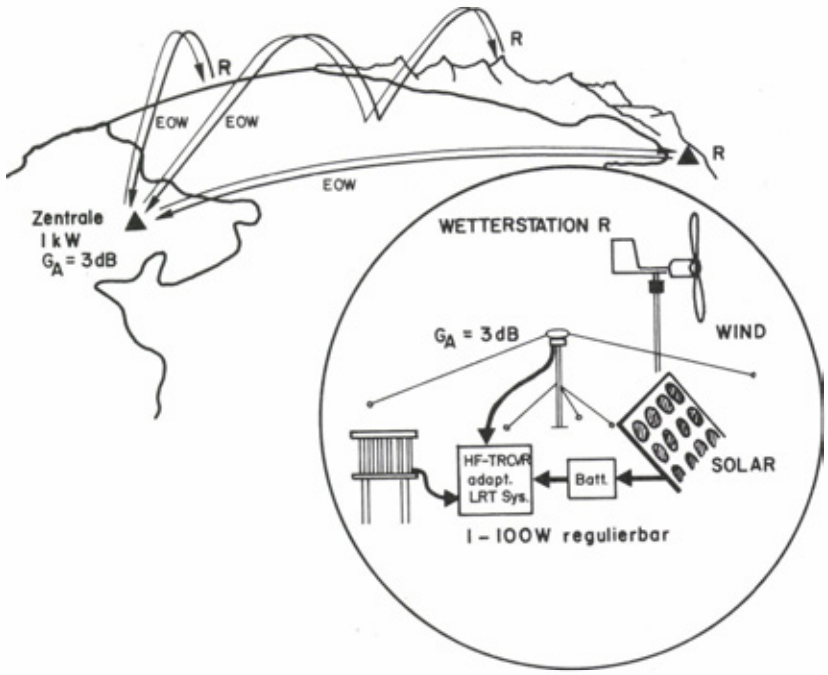


Fig. 5 Telemetriedatenübertragung

Dies ist eine ähnliche Anwendung wie der tragbare Notfunk, mit einer einseitig schwachen Verbindung (Fig. 5). Dazu ein Beispiel: Eine automatische Wetterstation in einem unzugänglichen Gebiet sende alle zwei Stunden einige Wettermessdaten an eine zentrale Sammelstelle 1'000 km entfernt. Da das Gelände gebirgig ist und etliche störanfällige Richtstrahlrelaisstationen erforderlich wären, wird die HF-Raumwelle vorgezogen. Die zentrale Sammelstelle verfügt über eine leistungsfähige Leitstation, welche Bestätigungen, Rückfragen und Operationsanweisungen übermittelt. Die Wetterstation verfügt über einen mit Solarzellen oder Windmotor betriebenen 10 W-Sender, dessen Leistung von der Leitstation reguliert werden kann.

1.4. GETARNTE VERBINDUNGEN ZUR AKTIVIERUNG, KONTROLLE ODER ALS BACKUP-SYSTEME VON FUNKNETZEN

Ein weiterer Vorteil von LRT-Systemen mit niedriger Sendeleistung ist deren geringe Entdeckbarkeit in dicht belegten Frequenzbereichen und dies insbesondere, wenn sich die gegnerische Funkaufklärung im Nahfeld befindet (Fig. 6). Mittels Scanning werden spektrale Schlitze ausfindig gemacht. Operationsanweisungen, Aktivierungen für die eigentlichen primären Nachrichtenübertragungen werden mit LRT-Systemen auf solchen Backup-Kanälen übermittelt, um die leicht verletzlichen Primärverbindungen zu schützen. Kleinleistungs-HF-Sender mit Batteriestromversorgung und unauffälligen Antennensystemen genügen dazu. Funknetze können laufend auf ihre Funktionsfähigkeit überprüft werden sowie Kanalzustandsinformationen austauschen, ohne dabei aufzufallen.

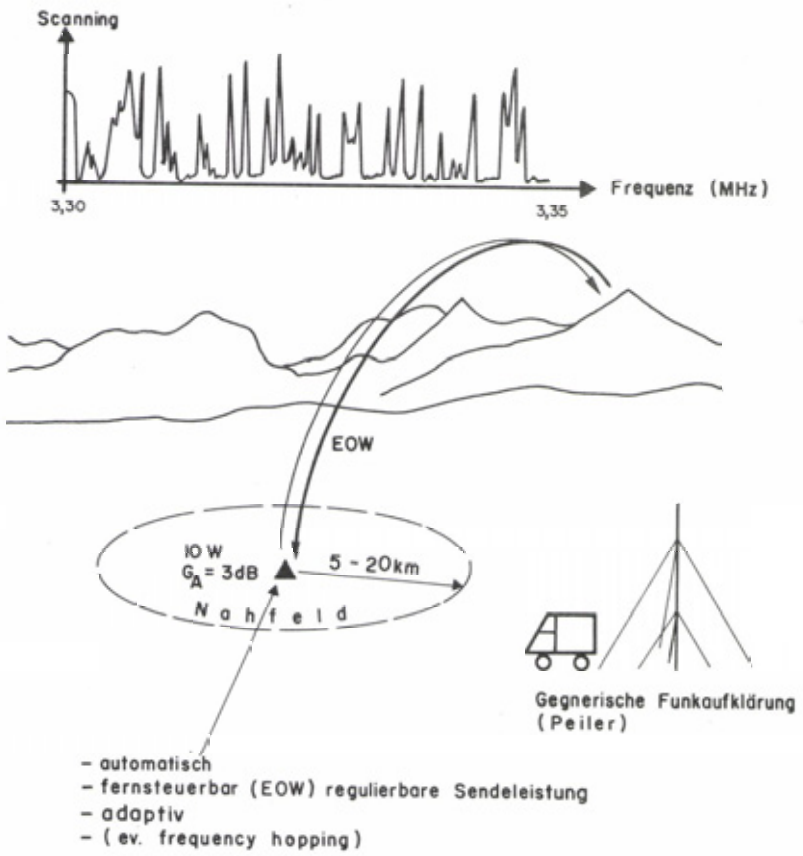


Fig. 6 Getarnte Verbindung

5. BESCHREIBUNG DES ZEITVERAENDERLICHEN KURZWELLENKANALS UND DESSEN EINFLUSS AUF LRT-SYSTEME

Da LRT-Systeme meist auch mit niedrigen Baudraten (< 100 Bd) arbeiten, sind Intersymbolinterferenzen, welche besonders die HRT beeinträchtigen, kaum noch ein Hindernis. Jedoch zeigt sich bei Baudraten kleiner als 1 Bd die zeitvariante Stossantwort des Kanals von einer anderen Seite, nämlich dem Dopplerspread, verursacht durch Phasenturbulenzen. Der Zusammenhang wird in Figur 7 mit einer zweidimensionalen Impulsantwort des Kanals veranschaulicht.

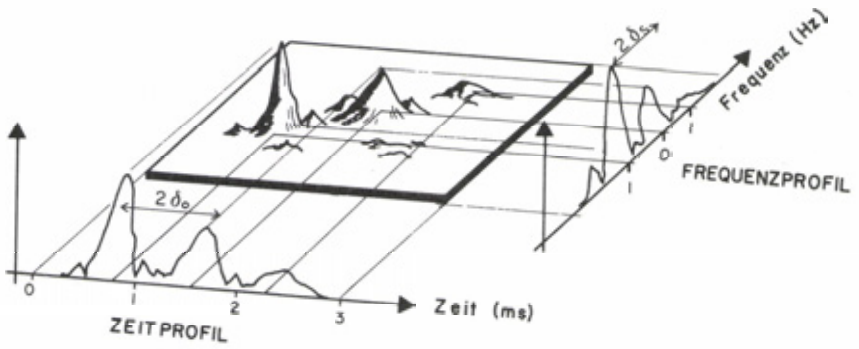
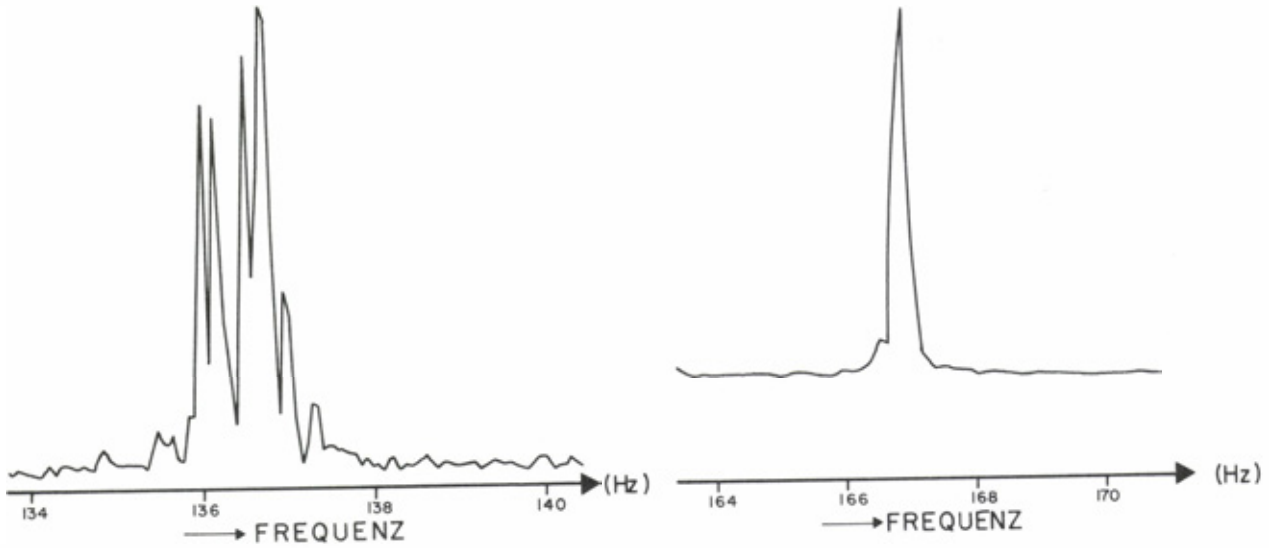


Fig. 7 Streuprofil eines Kurzwellenkanals über der Zeit-Frequenzebene

Dieses zweidimensionale Hügelprofil ist in der Praxis nicht direkt messbar, jedoch seine Projektionen auf die Zeit- und Frequenzachse. Das Zeitprofil ist die Kanalantwort auf einen kurzen Impuls im Zeitbereich, während das Frequenzprofil die Kanalantwort auf einen kurzen Impuls im Frequenzbereich (zeitbegrenztes CW-Signal) darstellt. Zusammen mit einem Ionogramm derselben Funkstrecke kann dieses Hügelprofil erstellt werden und die einzelnen Ausbreitungsmodi der verschiedenen Ionosphärenschichten identifiziert werden. Die Zeitdispersion des Impulses ist das Resultat einer Wellenausbreitung über mehrere Wege mit leicht unterschiedlichen Gruppenlaufzeiten, während die Frequenzdispersion als Folge von Bewegungen der refraktierenden Schichten und der zeitlichen Variation der Elektronendichte entlang des Ausbreitungsweges entsteht. Beides bewirkt Phasendrehungen beim Empfangssignal und deren zeitliche Aenderung unterschiedliche Dopplerverschiebungen der Sendefrequenz für die einzelnen Ausbreitungswege (Fig. 8, /2,5/).



a) unstabiles Signal: $2\sigma_s \cong 1$ Hz
(24.7.1986, 23:00 Zürich, Hanoi-Zürich, 10.04 MHz)
deutlich sichtbar sind fünf verschiedene Ausbreitungsmodi

b) sehr stabiles Signal: $2\sigma_s < 0.1$ Hz
(24.7.1986, 09:40 Zürich, unbekannter Sender, 15.52 MHz)

Fig. 8 Hochaufgelöste Amplitudendichtespektren von Rundfunksendern (FFT-Methode)

Da die Impulsantwort eines solchen zeitvarianten Uebertragungskanals einen sehr komplexen und stochastischen Prozess darstellt, beschränkt man sich für die Kanalcharakterisierung meist auf einen Satz von einfach definierbaren und messbaren Parametern, welche zur Adaptation der Systemparameter nützlich sind. Diese sind in Figur 9 zusammengestellt.

Parameter	Definition	typ. Werte	extreme Werte
time delay	$\Delta t_D = E[t]$	-	-
delay spread	$2\sigma_D = 2\sqrt{Var[t]}$	0.2 ms	30 ms
doppler shift	$\Delta fs = E[f]$	0.3 Hz	5 Hz
doppler spread	$2\sigma = 2\sqrt{Var[f]}$	0.5 Hz	10 Hz
coherence time	$Tc : \sqrt{Var(\Delta\zeta(Tc))} = 1 rad$	1.0 s	50 ms
diversity time	$T_D \sim 1/\sigma_s$	2.0 s	20 s
diversity bandwidth	$W_D \sim 1/\sigma_s$	2.0 KHz	50 Hz

hier nicht spezifizierte Parameter: SNR, SNR-Verlauf über die Kanalbandbreite, Geräuschburstlänge nach Intensität, Kanalattenuation, Kanalbelegungshäufigkeit

Fig. 9 Zusammenstellung von Parametern zur Charakterisierung eines Kurzwellenkanals

6. WO LIEGEN DIE UEBERTRAGUNGSGRENZEN AUF EINEM KURZWELLENKANAL?

Auf dem idealen AWGN-Kanal ist die Kanalkapazität proportional zum SNR unter der Bedingung der Sub-Nyquist-Rate (Fig. 10).

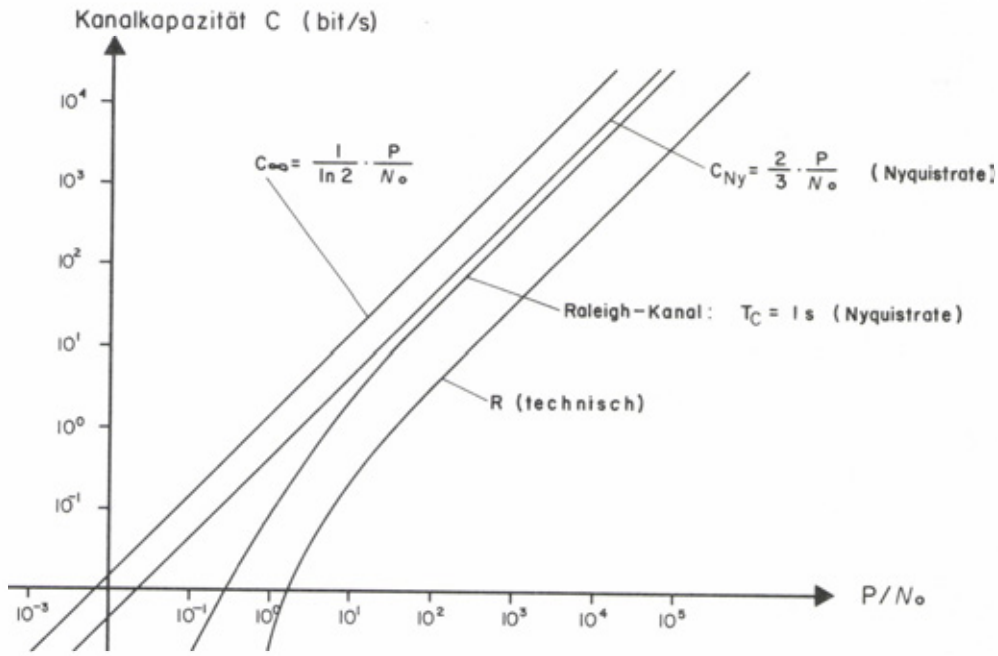


Fig. 10 Grenzen für LRT

Im logarithmischen Sinne nimmt sie mit dem SNR linear ab. Berechnungen zeigen, dass die Kanalkapazität eines Fading-Kanals mit Phasenturbulenzen (z.B. Raleigh-Fading) bei einem gewissen SNR eine Art Schwelle aufweist. Unter dieser verläuft die Kapazitätskurve wesentlich steiler. Dies wird hier als Grenze für die vernünftige Kommunikation betrachtet und kann mit der folgenden Faustformel für Theorie und Praxis ungefähr berechnet werden.

$$\frac{\overline{P}}{N_o} \simeq \frac{2}{T_c}$$

T_c ist die Kanalkohärenzzeit und $\overline{P}$ die mittlere Empfangsleistung des Nutzsignals, N_o die einseitige Geräuschleistungsdichte. Die theoretische Kanalkapazität beträgt dann etwa

$$C_{min} \simeq 1/2\ T_c$$

Für eine typische Kohärenzzeit T_c = 1 s eines 3 KHz-AWGN-Kanals wird

$$SNR_{min} \simeq -32\ dB$$

und

$$C_{min} \simeq 0.5\ bit/s$$

Für die Praxis muss eine etwa 10 mal kleinere Uebertragungsrate gewählt werden, um eine geringe Buchstabenfehlerwahrscheinlichkeit (WSK) zu garantieren.

$$R_{min} \simeq 0.05\ bit/s$$

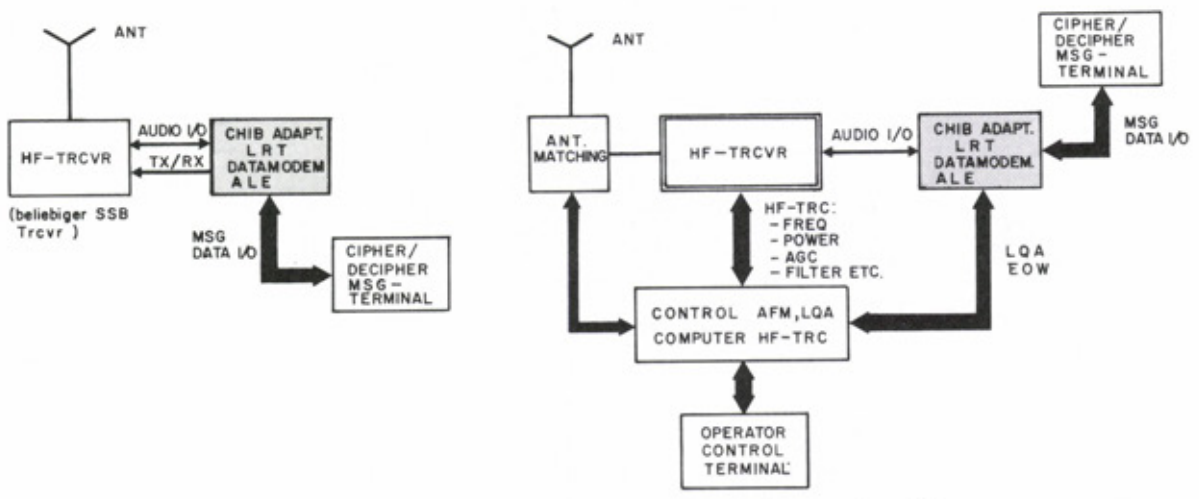
7. VORSTELLUNG EINES LRT-VERSUCHSSYSTEMS

Dank den Fortschritten in der Integration von logischen Schaltungen in den letzten drei Jahren lassen sich die Echtzeitforderungen der numerischen Signalverarbeitung gerade im Niederfrequenzbereich immer besser erfüllen. Die Universalität solcher DSP-Bausteine ermöglicht völlig neue Systemkonzepte, die früher praktisch nur theoretische Bedeutung hatten. Beispielsweise können die mathematischen Funktionale wie Fouriertransformation, Faltung und Korrelation in ihrer Form in technische Systeme implementiert werden. Gleichzeitig ist mit DSP eine Erhöhung der Zuverlässigkeit, Stabilität, Alterungsfreiheit und eine vereinfachte Produktion verbunden /6/.

Die Konzeption eines LRT-Datenmodems in dieser Technologie drängte sich deshalb auf. In Zusammenarbeit mit dem Forschungslabor der Zellweger Telecommunications AG wurde die Realisierung mittels DSP in Angriff genommen. Das nachfolgende Versuchsmodem ist zur Zeit noch in Entwicklung, internationale Patente sind jedoch angemeldet. Einzelne Subsysteme funktionieren bereits vollständig und sind in Erprobung, andere sind erst simuliert worden. Die Planung richtete sich nach einem Pflichtenheft, welches die Einsatzumgebung und deren Randbedingungen spezifiziert und welches die Wahl gewisser, scheinbar willkürlicher Parameter begründet. Das Endziel ist ein LRT-Datenmodem, welches als Interface zwischen einem beliebigen HF-Transceiver und einem Datenterminal arbeitet.

Einige der Hauptcharakteristiken dieses Versuchsmodems seien hier vorangestellt:

- Kommunikationsmöglichkeit bis hinunter zu $P/N_o = 3$ (SNR = - 30 db, 3-KHz-AWGN-Kanal)
- Datendurchsatz 0.1 - 100 bit/s (adaptiv)
- Character Error Rate (CER) $< 10^{-3}$
- Synchronisations- und Trackingfähigkeit für unstabile Lokaloszillatoren und Modemzeitbasen
- Channel-in-Band-Adaption (CHIB)
- Memory automatic repeat request (ARQ)
- robuster, automatischer Verbindungsaufbau (SELCAL, CHIB-SCAN, SELSCAN® von Collins-Rockwell)
- DSP-Technologie (16 bit)



a) einfache universelle Zusammenschaltung für halbautomatischen Betrieb

b) integriert in eine vollautomatisch arbeitende HF-Funkstation

Fig. 11 LRT-Datenmodem

Im wesentlichen sind für den Einsatz des Modems zwei Schaltungsvarianten vorgesehen, welche in den Figuren 11a und 11b gezeigt werden. Die Variante 11a ermöglicht das Zusammenschalten mit einer breiten Palette von verschiedenen HF-Transceivern, an welche niedrige Forderungen gestellt werden. Die Signalverarbeitung findet im Basisband des SSB-Telephoniekanals statt (300-3.4 KHz).

In Variante 11b verarbeitet der Hauptrechner Eingaben vom Operator, sowie vom Modem (Link Quality Analysis) und empfangene Systembetriebsfehler (EOW). Dieser übernimmt das gesamte Frequenzmanagement (AFM) und steuert Kanalfrequenz, Leistung, ZF-Filter usw. des HF-Transceivers, sowie den Arbeitsmodus des Datenmodems.

Das Modem selbst verfügt über eine eigene "Intelligenz", welche für die Adaption im Subkanalbereich und die Ausführung und Uebermittlung gewisser Systembefehle benötigt wird.

Das NF-Ausgangssignal des HF-Empfängers gelangt über einen 2-kanaligen, analogen Eingangsteil auf je zwei 16-bit-A/D-Wandler und wird dann vollständig numerisch weiterverarbeitet. Dieser Eingangsteil soll die Störimmunität erhöhen und hat die Funktion einer Aufspaltung des Kanalbereiches in zwei verschiebbare Diversity-Subkanäle mit 500 Hz-Bandbreite, die die Abtastrate auf lediglich 2 KHz beschränken (Fig. 14).

Die Systemsoftware der digitalen Signalverarbeitung lässt sich grob in zwei Teile auftrennen, die ihrerseits wiederum eine Hierarchie von Subroutinen enthalten, nämlich die automatische Verbindungsaufnahme (ALE) und die adaptive Datenübertragung (ADAT). Die Systemaufteilung und ihre individuellen Funktionen sind in Figur 12 zusammengestellt.

	Signal	Aufgaben / Funktion	Bemerkungen
ALE (SOM) (schwach adaptiv)	Synchronisationssignal (SYNC)	1) Trägerfrequenz-Offset-Elimination (± 200 Hz) 2) Synchronisation des Bit-Rasters 3) SNR-Messung (LQA)	für alle Empfänger auf gleichem Kanal
	Adressensignal (ADS)	1) Aktivierung des Empfängers 2) Codewortsynchronisation 3) Tracking 4) SNR-Messung (LQA)	Selektivruf Gruppenruf Sammelruf
	Identifikationssignal (ID)	1) Funkerkennung 2) Tracking 3) LQA	falls erforderlich
	Blocksynchronisationssignal (BLOCK SYNC)	1) Absolutzeitsynchronisation 2) Tracking 3) LQA	
ADAT (stark adaptiv)	Systemdatensignale (EOW)	1) Uebermittlung von Systembefehlen 2) Tracking 3) LQA 4) LQA	selektiv oder Rundfunkmodus
	Nachrichtensignale (MSG)	1) Nachrichtenübermittlung 2) Tracking 3) LQA 4) Adaption	

Fig. 12 Aufgabenunterteilung des LRT-Systems

7.1. DIE AUTOMATISCHE VERBINDUNGSAUFNAHME

Der Aufruf geschieht in einem sogenannten Standard-Opening-Mode (SOM),der für alle in einem Funknetz beteiligten Stationen gleich ist und sich lediglich in der Adresse und der Funkerkennung unterscheidet. Er besteht aus einem einfachen 2 s langen SYNC-Signal und dem 3 s langen ADS-Signal.

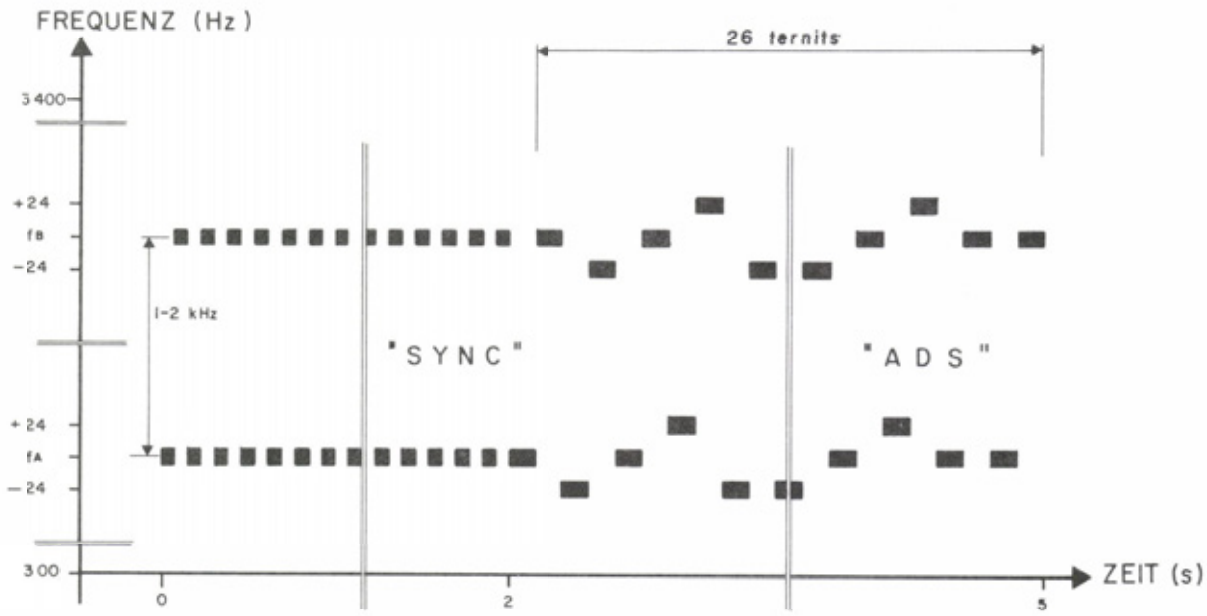


Fig. 13 Das Selektivrufsignal in der Zeit-Frequenz-Darstellung

7.1.1. DAS SYNC-SIGNAL

Wie Figur 13 zeigt, entsteht das SYNC-Signal durch eine primitive alternierende Frequenzumtastung (~20 Hz). Der Empfänger jedoch betrachtet dieses FSK-Signal als zwei getrennte amplitudenmoderierte Signale und detektiert sie einzeln. Der Zweck dieser Methode ist:

- In-Band-Diversity: erhöht die Detektions-WSK bei Selektivschwund und bei Behinderung durch selektive Störer (Frequenzabstand 1-2 KHz)
- Markierung: die 20 Hz-Modulation bewirkt zwei, unter anderen Trägerstörungen gut erkennbare, schmale Spektren und erleichtert die Suche nach den beiden Trägersignalen im Erwartungsfrequenzbereich (± 200 Hz) (Fig. 14a)
- Phasenestimation der 20 Hz: ermöglicht die bit-Synchronisation
- konstante Gesamtenveloppe: (keine AM) ermöglicht maximale Leistungsabgabe bei linearen Senderendstufen oder den Einsatz von C-Betrieb für hohen Wirkungsgrad.

7.1.2. DIE DETEKTION UND ESTIMATION DES SYNC-SIGNALS

Wie bereits angetönt, wird das SYNC-Signal, welches von periodischer Natur ist, im Frequenzbereich detektiert. Nachdem $r_A(t)$ den Eingangsteil (Fig.15) passierte, abgetastet und diskret abgespeichert worden ist, wird das Empfangssignal mit einer 2048-Pkt-FFT fouriertransformiert. Eine entsprechende Fensterfunktion sorgt für eine hohe Seitenzipfeldämpfung (ca. 70 dB).

Nun folgt die eigentliche Demodulation. Mittels Quadration im Zeitbereich wird allgemein ein AM-Signal demoduliert. Der Quadration im Zeitbereich entspricht die Faltung im Frequenzbereich, also:

$$F\{s^2(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \cdot S(\lambda - f)\, df$$

weil s(t) reell ist, gilt die Symmetriebeziehung:

$$S(\lambda - f) = S^*(f - \lambda)$$

Damit wird die sogenannte Frequenz-Autokorrelationsfunktion (FAKF) definiert:

$$\Gamma(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \cdot S^*(f-\lambda)\,df$$

Sie bildet die Grundlage dieses AM-Demodulators und -Estimators. Es sei nun $s(t) = r_A(t)$, wobei angenommen wird, dass $r_A(t)$ nebst dem Rauschsignal das SYNC-Signal enthält. Figur 14 b zeigt die resultierende FAKF.

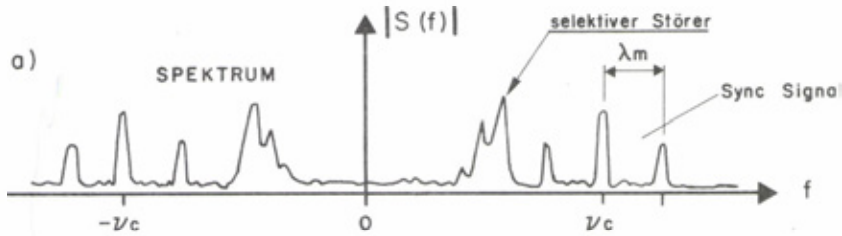


Fig. 14a Zweiseitiges Amplitudendichtespektrum des Eingangssignals $\Gamma_A(t)$ mit Sync-Signal. Harmonische durch die Rechtecktastung in den Seitenbändern werden vernachlässigt.

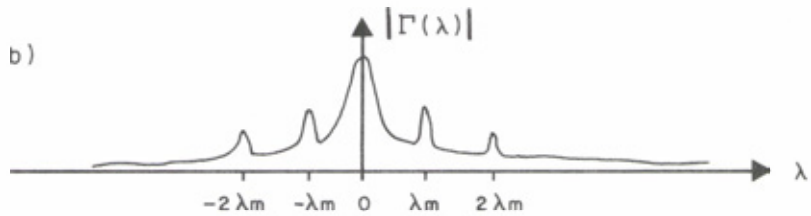


Fig. 14b Betrag der FAKF

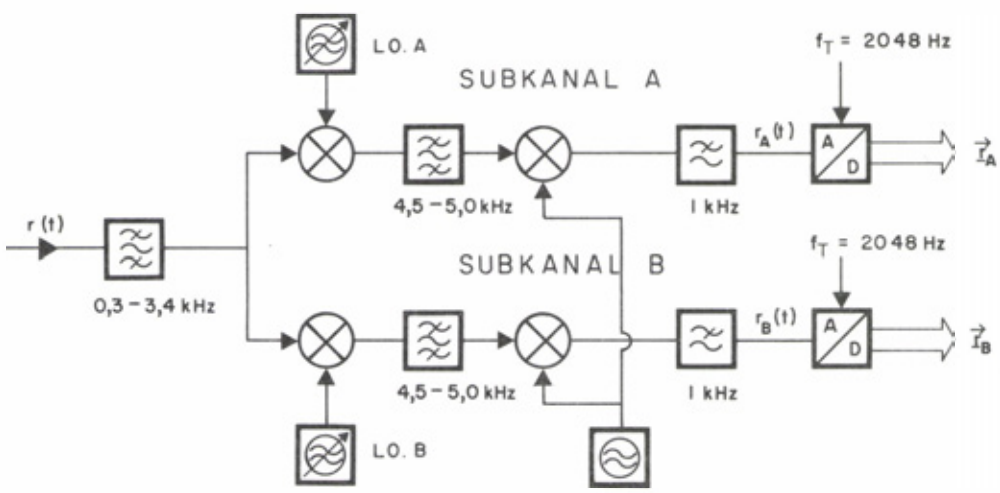


Fig. 15 Analoger Eingangsteil des LRT-Datenmodems mit zwei getrennten Diversity-Subkanälen, welche mit den beiden Lokaloszillatoren LO.A und LO.B innerhalb des Kanalbandes beliebig gewählt werden können

Das Vorhandensein eines SYNC-Signals liesse sich unabhängig von der Trägerfrequenz ν_c durch den Peak bei λ_m, der Modulationsfrequenz erkennen. Diese Methode ist aber nicht optimal, zudem lässt sich ν_c damit nicht estimieren. Deshalb wird nun eine selektive FAKF definiert. $H(f-\nu)$ ist ein optimales Filter und hat dieselbe spektrale Form wie das SYNC-Signal in Figur 14a, aber mit Mittenfrequenz ν. Es sei nun das gefilterte Spektrum:

$$S'(\nu,f) = H(f-\nu)\cdot S(f)$$

Bei $\nu = \nu_c$ enthält S' gerade das SYNC-Signal.

Die selektive FAKF lautet nun

$$\Gamma'(\nu,\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} S'(\nu,f)\cdot S'^{*}(\nu,f-\lambda)\,df$$

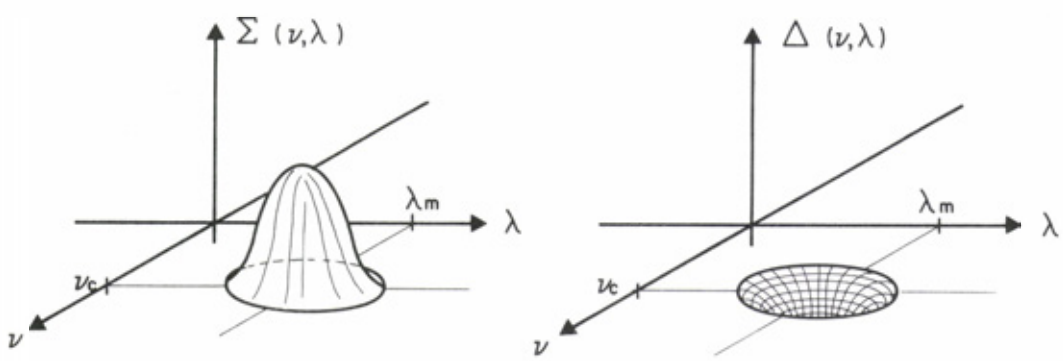


Fig. 16 Detektion bei gleichzeitiger Estimation ($\hat{D}_c$)

Im weiteren werden zwei neue Funktionen definiert (Fig. 16):

$$\Sigma(\nu\,\lambda) = \Gamma'(\nu,\lambda) + \Gamma'^{*}(\nu,-\lambda)$$

und

$$\Delta(\nu,\lambda) = \Gamma'(\nu,\lambda) - \Gamma'^{*}(\nu,\lambda)$$

Ist ein SYNC-Signal anwesend, so hat $|\Sigma(\nu,\lambda)|$ bei $\nu = \nu_c$ und $\lambda = \lambda_m$ statistisch ein lokales Maximum und gleichzeitig $|\Delta(\nu\ \lambda)|$ ein lokales Minimum. Denn es gilt:

$$E[\Gamma'(\nu_c,\lambda_m)] = E[\Gamma'^{*}(\nu_c - \lambda_m)]$$

Mit Hilfe eines Vergleichs für jeden Wert ν mit dem Funktionsverlauf in der mittelbaren Umgebung der Koordinate (ν, λ_m)(λ_m ist dem Empfänger bekannt) kann ein SYNC-Signal in der (ν,λ)-Ebene entdeckt und ν_c estimiert werden. Mit einigen zusätzlichen Kriterien wird die Detektionswahrscheinlichkeit von ähnlichen falschen Signalen gesenkt. Ist ν_c bestimmt worden ($\hat{\nu}_c$), kann nun auch die Phase des Modulationssignales ζ_m aus $\Sigma(\hat{\nu}_c\ \lambda_m)$ estimiert werden.

$$\hat{\zeta}_m = \operatorname{arc\,tg}\left\{\frac{\operatorname{Im}\{\Sigma(\hat{\nu}_c,\lambda_m)\}}{\operatorname{Re}\{\Sigma(\hat{\nu}_c,\lambda_m)\}}\right\}$$

Aus den obigen Beziehungen wurde nun ein Rechenalgorithmus hergeleitet, welcher die Stützwerte des FFT-Spektrums verarbeitet und daraus die für den Empfang des nachfolgenden Adressensignals notwendigen Parameter bestimmt.

Um die Detektionsempfindlichkeit des Empfängers noch weiter zu steigern, werden mehrere Σ - und Δ-Funktionen in einem sogenannten "leakage Integrator" oder Tiefpass erster Ordnung mit einer Zeitkonstante von 10 s gemittelt. Die Σ_n und Δ_n stammen aus sich zu 50% überlappenden FFT-Beobachtungsintervallen ($r_{\vec{A},n}$) der Länge von 1 s. Durch anhaltendes Aussenden des Sync-Signales wird damit die Detektionswahrscheinlichkeit effizient erhöht. Die rekursive Beziehung dieses Digitalfilters erster Ordnung lautet am Beispiel von Σ'_n (Fig. 17, 18):

$$\Sigma'_n(\nu, \lambda) = a_1 \Sigma'_{n-1}(\nu, \lambda) + b_0 \Sigma_n(\nu, \lambda)$$

Die Koeffizienten a_1 und b_0 bestimmen die Zeitkonstante und Verstärkung.

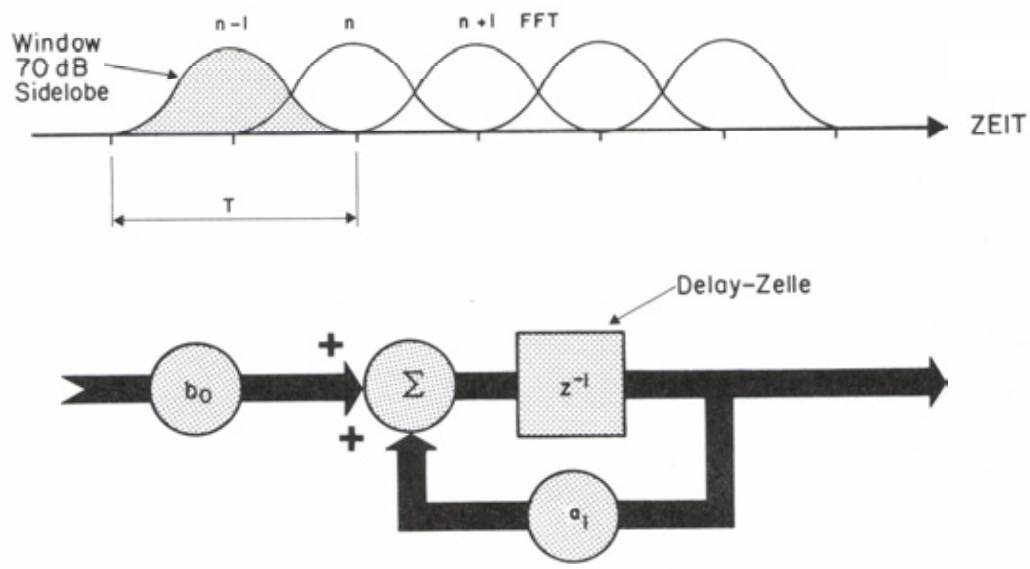


Fig. 17 Digitales Tiefpassfilter

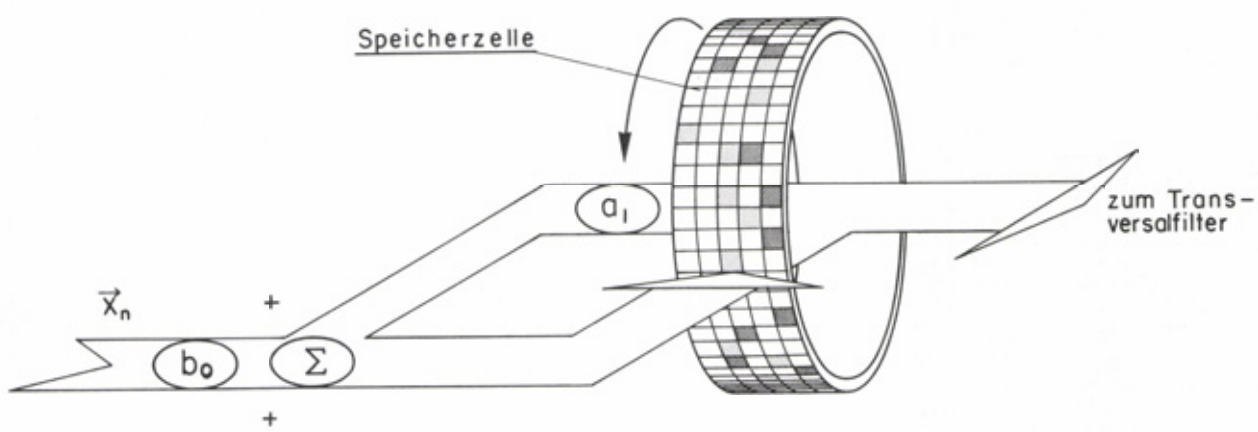


Fig. 18 Illustration eines "leakage integrators" zur Regenerierung des Adressensignalmusters. Die Umlaufzeit des Trommelschieberegisters entspricht dem Repetitionsintervall des Adressensignals

7.1.3. BESCHREIBUNG DES ADRESSENSIGNALS

Im Gegensatz zum Synchronisationssignal, welches jeden auf dem gleichen Kanal stehenden Empfänger frequenz- und bitsynchronisiert, ist nun das Adressensignal selektiv an eine Station gerichtet und aktiviert diese. Dadurch findet dieselbe den Wortbeginn einer nachfolgenden Emission (Wortsynchronisation).

Das Adressensignal hat nun folgende Eigenschaften:

- hexär-FSK
- In-Band-Diversity durch Aufteilung in zwei identische ternäre FSK-Signale (Zeitdiversity und Frequenzdiversity)
- robust durch grossen Pulsabstand und Pulsdauer für "worst-case"-Kanäle
- konstante Enveloppe
- bildet ein Pseudo-FTSK-Signal, welches Möglichkeiten zur CW-Störer-Unterdrückung anbietet (Frequency Time Shift Keying)
- ternäre Goldsequenzen (vorläufig 28 der Länge 26, Hammingdistanz > 12 für alle Korrelationsshifts untereinander)

7.1.4. DIE DETEKTION DES ADS-SIGNALS

Die Detektion erfolgt, nachdem das SYNC-Signal detektiert und der Empfänger synchronisiert worden ist. Die neue Detektionsroutine übernimmt grob gesagt zwei Aufgaben:

- Pseudo-FTSK-Demodulation
- Adressencodierung mittels Korrelation

Weil in TSK keine eigentliche Information liegt, wurde das Attribut "Pseudo" hinzugefügt. Störungen können nur dadurch erkannt werden, dass sie Fehler in der primitiven TSK-Sequenz ('0'- oder '1'-Sequenz) verursachen. Treten nun solche Fehler auf, werden die betroffenen empfangenen Pulse zusammen mit der Störung unterdrückt. Ist diese Störung selektiv auf einer oder zwei der drei FSK-Frequenzen, werden jeweils nur die gestörten Frequenzen unterdrückt. Ein nichtgestörter Puls wird dadurch richtig erkannt, dass die Beiträge auf den beiden anderen Frequenzen als Folge der Unterdrückung kleiner sind.

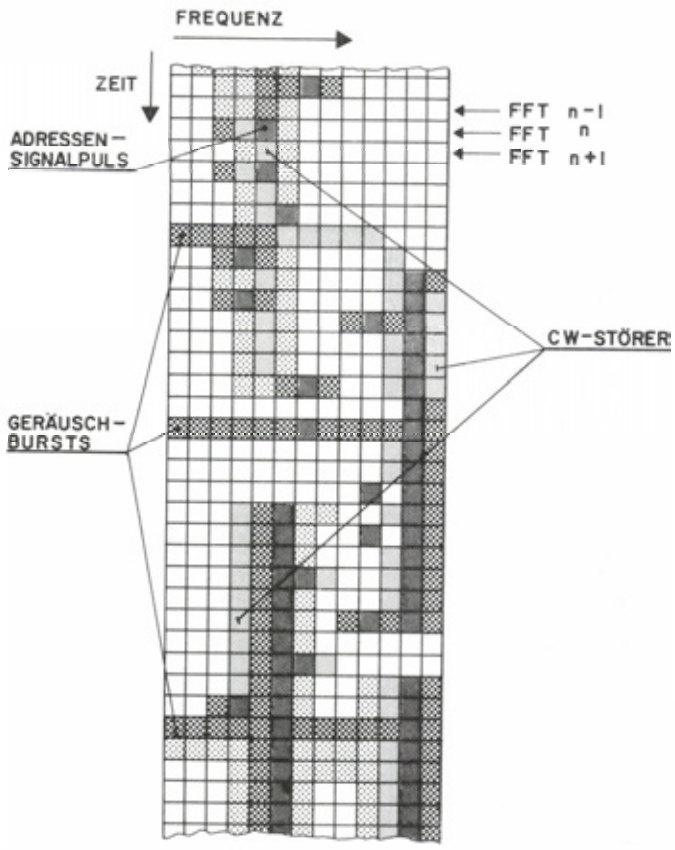
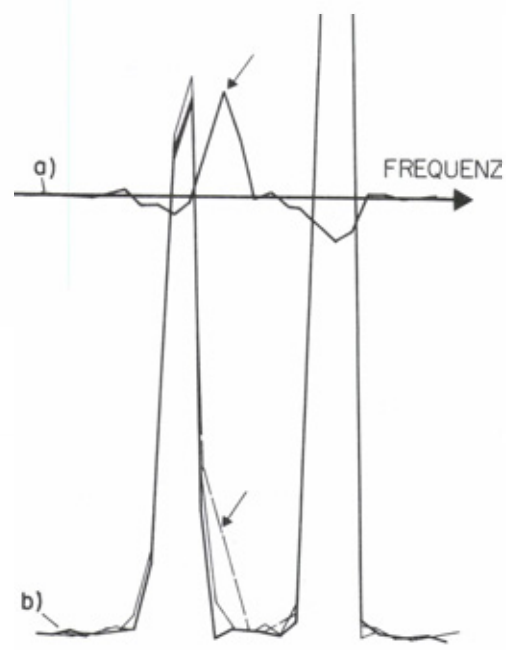


Fig. 19 FFT-Ausgangswerte in der diskreten Zeit-Frequenz-Ebene. Adressignal mit CW-Störer und Geräuschbursts



a) "gereinigter" ADS-Signalpuls

b) drei hintereinanderfolgende FFT-Spektren mit starken CW-Störern. Im mittleren Intervall der Signalpulse

Fig. 20 Zur Wirkungsweise des adaptiven Transversalfilters

Figur 19 zeigt ein gestörtes diskretes Empfangsmuster, entstehend aus einem Frequenzausschnitt der ADS-Signal-Umgebung hintereinanderfolgender FFT-Operationen. Dieser Demodulator "reinigt" nun das entstehende Muster, auch auf Kosten von ADS-Pulsen, und hebt dadurch die ungestörten Pulse hervor (Fig. 20).

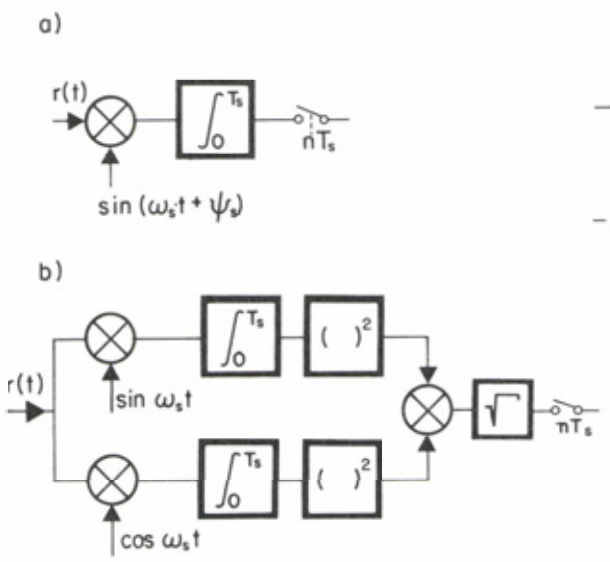


Fig. 21 Kohärenter (a) und nicht-kohärenter (b) Detektor

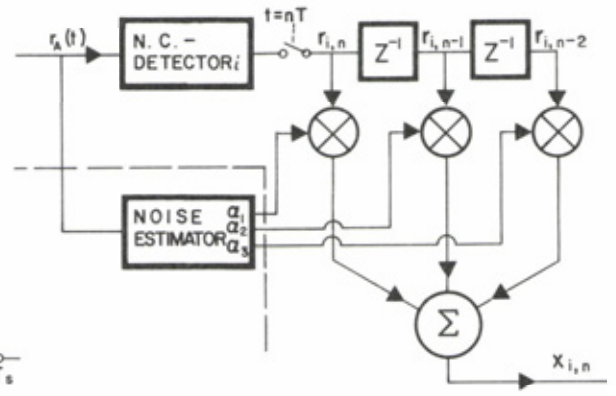


Fig. 22 Elementarzelle i der Pseudo-FTSK-Demodulatorbank

Mit der FFT-Operation wird eine Bank von nichtkohärenten Detektoren gemäss Figur 21b realisiert. Der Grossteil der nicht auf den ADS-Signalfrequenzen liegenden Stützwerte wird für eine Geräusch- oder Kanalzustandsschätzung verwendet. Auf die anderen wird eine Demodulatorzelle (Fig. 22) angesetzt. Der Geräuschestimator beurteilt die Störsituation und wählt entsprechend die drei Koeffizienten α_i des adaptiven Transversalfilters (für alle Zellen gleich). Die Wirkungsweise dieses Filters ist für fixe Koeffizienten $\alpha_1 = -0.5$, $\alpha_2 = 1$, $\alpha_3 = -0.5$ einfach zu verstehen. Ein ADS-Puls in $r_{i,n-1}$ mit sauberen Zwischenpulsintervallen $r_{i,n}$ und $r_{i,n-2}$ passiert das Filter ungehindert, während ein CW-Signal mit konstanter, linear steigender oder fallender Enveloppe unterdrückt wird.

Diese Ausdehnung der Demodulation auf drei Impulsintervalle verschlechtert das Störverhalten des Empfängers gegenüber kurzen Geräuschbursts. Dies kann wiederum für den Grossteil der Störereignisse mittels einer entsprechenden Koeffizientenwahl verhindert werden, ohne dabei die Unterdrückungseigenschaften bei Selektivstörern wesentlich zu verschlechtern.

Die Ausgangswerte $X_{i,n}$ schliesslich sind mit Kanalzustandsinformation gewichtete Elemente eines "gereinigten" Musters. Dieses wird in einem Vektor-Transversalfilter mit dem richtigen Empfängeradressenmuster korreliert. Zusätzlich kann mit zwei weiteren Korrelationen der Trägerfrequenzoffset zum Detektionszeitpunkt estimiert werden. Damit bleibt die Tracking-Fähigkeit für driftende Lokaloszillatoren auch beim ADS-Signal bestehen.

Analog zum SYNC-Signal wird das Adressensignal repetitiv ausgesendet, bis eine Bestätigung der Gegenstation eingetroffen ist. Deshalb werden empfängerseitig die empfangenen Muster fortlaufend auf einem Trommel-Schieberegister softwaremässig integriert. Dieses Mittelwert-Muster läuft gleichzeitig durch einen zweiten Korrelator.

7.1.5. ABLAUF EINER VERBINDUNGSAUFNAHME

Die Aufteilung des Rufsignals in SYNC- und ADS-Signal ermöglicht eine effiziente, universelle Gestaltung eines Aufrufprogrammes, welches auf ein CHIB-Scan oder SELSCAN®-System ausgedehnt werden kann. Die Detektion eines lang ausgesendeten SYNC-Signals stoppt dabei den im Hüpf-Betrieb stehenden Empfänger. Der Auftreffszeitpunkt auf die periodische SYNC-Sequenz ist dabei egal und die Detektion einfach und optimal. Nach Ablauf einer gewissen Zeit wird das ADS-Signal zum nun bereitstehenden Empfänger gesendet.

Die Verbindungsaufnahme benötigt für SNR>- 10 dB etwa 10 s und erhöht sich auf 2-3 Minuten für einen beidseitig schlechten AWGN-Kanal mit SNR = - 25 dB. Werden mehrere Stationen hintereinander aktiviert, verkürzt sich die mittlere pro Station aufgewendete Zeit, da mit dem SYNC-Signal alle Empfänger gleichzeitig synchronisiert werden.

Nach dem Bestätigungssignal (Answer-back), welches gleichzeitig eine Synchronisation der Gegenverbindung ermöglicht, folgen weitere Identifikationssignale, welche mit einem langsamen Memory-ARQ-Verfahren übermittelt werden.

Die Eigenschaften der Pseudo-FTSK-Demodulation mit Kanalzustandsgewichtung erweisen sich vor allem für diese Averaging-Prozedur sehr vorteilhaft, indem sie den trägen Mechanismus dieses Filters vor der Uebersteuerung durch starke Störer schützt und einen Kanal mit "Gedächtnis" gut ausnutzt.

7.2. DIE NACHRICHTENUEBERTRAGUNG

7.2.1. KOHAERENTE UND NICHTKOHAERENTE UEBERTRAGUNG

In der Kommunikationstechnik unterscheidet man zwischen kohärenter und nichtkohärenter Demodulation, falls es sich bei den informationstragenden Signalelementen um Sinusoide mit einer bestimmten Frequenz, Phase, Amplitude und Zeitdauer handelt. Der kohärente Detektor ist ein phasensynchroner Korrelator. Die Phase des empfangenen Signals ist also dem Empfänger bekannt (Fig. 21a). Unstabilitäten der Lokaloszillatoren und vor allem die bei der Uebertragung entstehenden Phasenturbulenzen erlauben keine echte synchrone Demodulation. Sind die Signalelemente kürzer als die Kohärenzzeit des Kanals, wird meist der sogenannte nichtkohärente Detektor eingesetzt. Dieser fordert nur eine gewisse Phasenstabilität innerhalb des Detektionsintervalles $\{0,T_S\}$, ignoriert aber die Phase selbst (Fig. 21b). Dies führt zu einem gewissen Informationsverlust, welcher im folgenden am idealen, stationären AWGN-Kanal für die binäre Uebertragung mit konstanter Enveloppe demonstriert wird. Es wurde dazu die übertragbare Information pro Symbol (binit) einiger Uebertragungssysteme berechnet. Diese enthalten die Detektoren von Figur 21 als Grundelemente.

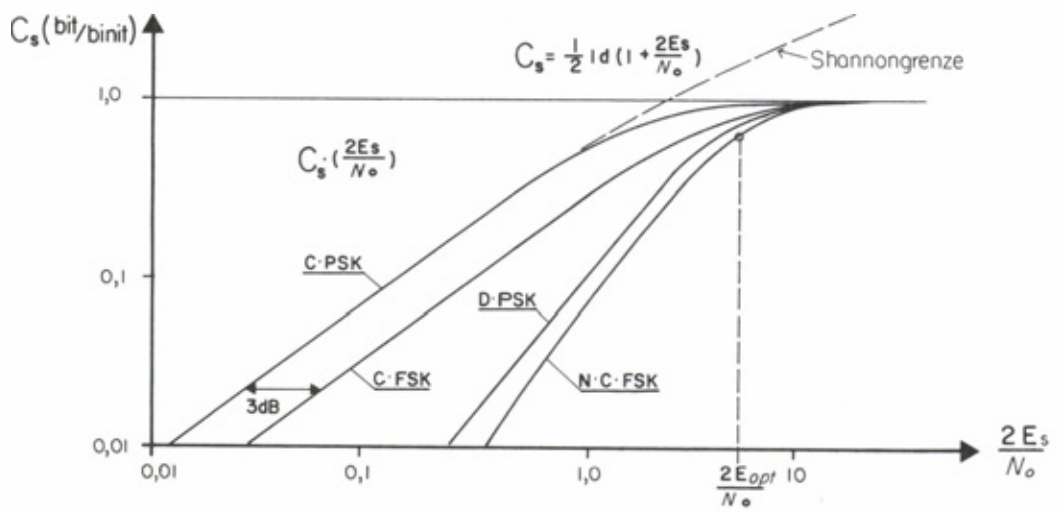


Fig. 23 Theoretische Verläufe der Kanalkapazitäten C_S für FSK und PSK bei kohärenter und nicht-kohärenter Demodulation

Figur 23 zeigt die Ergebnisse in Abhängigkeit des Verhältnisses von Signalelement-Energie E_S zur Kanalrauschleistungsdichte N_o. Man erkennt den wesentlich steileren Abfall bei niedrigen E_S/N_o-Werten von C_S bei nichtkohärenter Detektion. Interessant ist aber die tatsächlich übertragbare Information pro Sekunde. Definiert man $R_B = 1/T_S$ als die Baud-Rate, so wird die Kanalkapazität:

$$C = R_B \cdot C_S$$

$$C_S = f(\frac{2P}{R_B N_o})$$

$P = E_S \cdot R_B$ ist die Signalleistung

Kohärente Systeme weisen ein Maximum für C bei $R_B \to \infty$ (vgl. Formel Kap. 3 für C, wobei $W \to \infty$) auf. Nichtkohärente Systeme zeigen ein anderes Verhalten.

Das Maximum von C findet man hier bei einer bestimmten, endlichen Baud-Rate ($R_{B,opt}$). $R_{B,opt}$ ist vom SNR abhängig. Das Energie-Geräusch-Verhältnis E_S/N_o hingegen nimmt immer einen bestimmten konstanten Wert an (z.B. $2E_S/N_o = 4$ für N.C-FSK), falls $R_{b,opt}$ gewählt wurde. Dieses theoretische Verhalten findet man auch in technischen Systemen. Für sogenannte "unter"-Nyquist-Raten, d.h. $C < R_B$ ist die Uebertragungseffizienz von kohärenten Systemen nur eine Frage der Codierung und bei nichtkohärenten eine Frage der Codierung und der Baudrate.

7.2.2. BOUNDED-DISTANCE-DECODING (BDD)

Für automatisch arbeitende Uebermittlungssysteme ist eine Selbstkontrolle der empfangenen Daten unumgänglich, wenn die an das Empfängerterminal weitergegebenen Informationen sehr zuverlässig sein sollen. Bei Systemen, die mit niedrigen E_S/N_o - Werten arbeiten, genügt eine Ueberwachung der Signale im Demodulator (Kanalzustandsmessung), wie dies bei Systemen mit höheren E_S/N_o üblich ist, nicht. Ausreichende Sicherheit bieten nur hochredundante Codes, die hauptsächlich zur Fehlererkennung und weniger zur Selbstkorrektur dienen. e sei nun die maximale Zahl korrigierbarer Fehler ($e \leqslant d_H/2$, d_H: Hammingdistanz); so nennt man einen Decoder, der nur Fehlermuster mit a oder weniger Fehlern korrigiert, wobei $a < e$ ist, einen BD-Decoder.

Mit a kann dann die Symbol- (oder Charakter-) Fehler-WSK eingestellt werden. Man bezeichnet den Code mit (n,k,a). n ist die Codelänge, k die Angabe der Informationszeichen. Die Symbol-Fehler-Wahrscheinlichkeit beträgt für $a \ll e$ ungefähr:

$$P(\text{Symbolfehler}) \simeq M \frac{\sum_{i=0}^{a} \binom{n}{i}}{2^n}$$

M ist die Anzahl der Symbole (z.B. 50 Buchstaben, Ziffern oder Satzzeichen). P ist die Wahrscheinlichkeit, dass ein durch Rauschen entstandener Codevektor $\vec{n}$ zufälligerweise in das Gebiet G_j ("n-dimensionale Kugel" mit Radius a) eines richtigen Codevektors $\vec{s}_j$ fällt (Fig. 24).

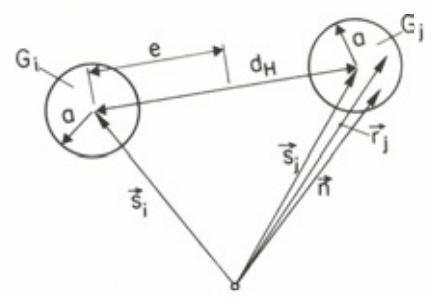


Fig. 24 Darstellung zweier Codevektoren mit Entscheidungsgebieten im n-dimensionalen Coderaum

Ein Empfangsvektor $\vec{r}_j$, der nicht in ein solches Gebiet G_j fällt, wird vorerst verworfen. Man nennt dies "Erasures". Es wird nun klar, dass Sicherheit viel Zeit kostet, denn die Informationsrate wird erstens durch die Redundanz und zweitens durch die hohen Anforderungen an die Bit-Fehler-WSK dramatisch gesenkt. Dieser Preis lohnt sich hinsichtlich der sich damit neu eröffnenden Möglichkeit zur System-Adaption.

7.2.3. ADAPTIVE DATENUEBERTRAGUNG (ADAT)

Unter "adaptiv" werden hier hauptsächlich zwei Aspekte gesehen:

- Optimierung bezüglich der Kanalparameter
- eine den Kanalbedingungen angepasste Uebermittlungsgeschwindigkeit.

Konventionelle. nicht adaptive Kommunikationssysteme arbeiten mit Datenraten. die weit unter der möglichen Grenze sind. Nur so erbringen sie die geforderte Sicherheit, auch dann, wenn das Kanal-SNR schwankt.

Das LRT-Datenmodem versucht nun, diese Schwankungen als Folge von Fading und Störgeräuschen möglichst gut auszunutzen. Kurzzeitschwankungen durch sendeseitige Adaption entgegenzutreten ist in Anbetracht des dafür notwendigen Feed-back-Kanals meist unmöglich. Da aber bei BDD die Zuverlässigkeit der am Empfängerterminal erhaltenen Daten nicht von der Kanalqualität abhängig ist, kann eine andere Strategie verfolgt werden. Man sendet dabei mit einer relativ grossen Datenrate R, auch dann, wenn der Kanal den grössten Teil der Information zerstört. Diese stark verstümmelten Daten werden jedoch im Empfänger in einem grossen Integratorenarray akkumuliert und laufend decodiert. Der Sender repetiert nun Datenblöcke oder Wörter so oft, bis der Empfänger den Erhalt der Meldung bestätigt. Im Akkumulator kristallisieren sich durch die Wiederholung die einzelnen Binits immer schärfer heraus; d.h. die Empfangsvektoren $\vec{r}_j$ (Fig. 24) verschieben sich allmählich in die Gebiete G_j, wo sie als richtige Datensequenzen anerkannt werden. Diese Art Uebermittlung kann mit AMARQ (Adaptive Memory ARQ) bezeichnet werden (Fig. 25).

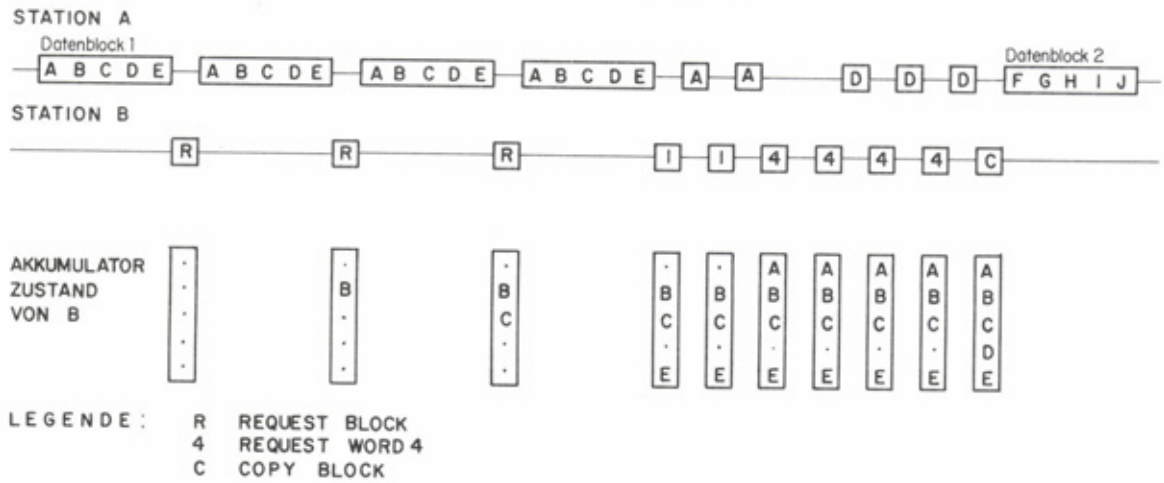


Fig. 25 Beispiel einer AMARQ-Uebertragung mit einseitig schlechter Verbindung (Station B bei A gut lesbar). Nachdem über 50% der Zeichen eines Blocks empfangen wurden, wird der Uebertragungsmodus auf Einzelzeichen-Request umgeschaltet.

Mit den Ausführungen in Kapitel 7.2.1. wird es klar, dass die Anwendung nichtkohärenter Detektoren für eine solche Uebertragung mit konstanter Baudrate nicht optimal ist. Wesentlich bessere Resultate liefern besonders in extremen Fällen partiell-kohärente Detektoren. Diese bestehen aus einem Trägerestimator und Korrelator. Dazu wird ein spezielles Modulationsschema verwendet, aus welchem ein Pilotträger extrahiert und optimal gefiltert werden kann. Dieser Trägerestimator ist autoadaptiv, d.h. er lernt sozusagen aus der Vergangenheit und passt sich im Laufe der Zeit während der Uebermittlung immer besser dem Fading-Verhalten des Kanals an. Gleichzeitig kann er aus dem Modulationssignal Information über die Bit-Synchronisation und den Trägerfrequenzoffset und -Drift gewinnen. Mit einem Zustandsregler werden alle Synchronisationsparameter nachgestimmt (Fig.26).

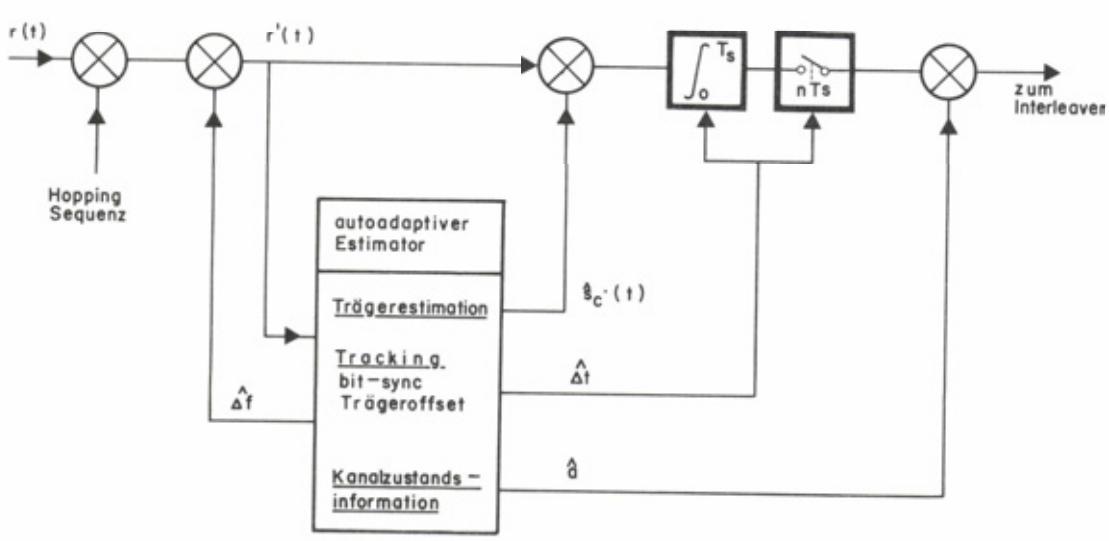


Fig. 26 Prinzipschema des Estimator-Korrelator-Empfängers

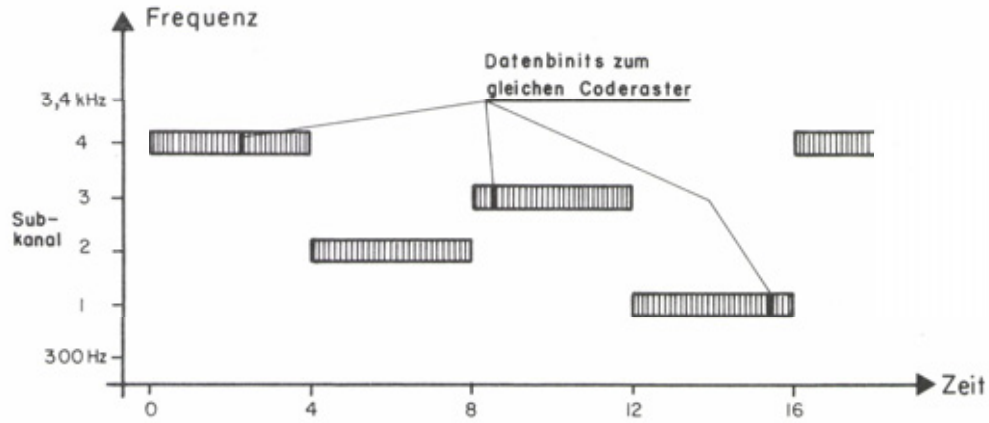


Fig. 27 Beispiel von CHIB-Hopping mit permutierten Datenbinits

Dieses Uebermittlungsverfahren wird robust gegenüber selektiven Störern, indem der Modulation zusätzlich ein CHIB-Frequenzhopping übergeordnet wird (Fig. 27). Nach dem Schema einer PN-Sequenz wird dabei sender- und empfängerseitig synchron die Subkanalfrequenz geändert. Die Verweilzeit auf einem Subkanal beträgt einige Sekunden, so dass genügend Zeit für eine optimale Estimation des Trägersignals zur Verfügung steht. Der Empfänger führt eine Statistik über die Qualität der einzelnen Subkanäle und teilt dem Sender von Zeit zu Zeit mit, welche er meiden soll. Obwohl die Verweilzeit auf einem Subkanal gross ist, handelt es sich im Endeffekt trotzdem um ein Hoppingsystem, bei welchem die Chip-Länge der Binitlänge entspricht und dieses weist die damit verbundenen Vorteile auf, denn senderseitig werden die einzelnen Binits des Datenstromes in einem Interleaver in ihrer Reihenfolge permutiert und erst dann dem Träger aufgebürdet. Der Empfänger führt die inverse Operation durch, um die einzelnen Binits wieder in ihre ursprüngliche Reihenfolge einzuordnen.

Durch dieses Verfahren wird die Information aller Nachrichtenzeichen eines Blockes hologrammartig auf der Frequenz-Zeit-Ebene zerstreut und im Mittel gleichmässig gestört, so dass das Blockrepetitionsverfahren effizient wird. Gleichzeitig wird durch die langsame Hüpffrequenz eine optimale Demodulation ermöglicht.

8. LISTE DER VERWENDETEN ABKUERZUNGEN UND BEZEICHNUNGEN

ADAT	Adaptive data transmission
AFM	Automatic frequency management
ALE	Automatic link establishment
ARQ	Automatic repeat request
AWGN	Additive white gaussian noise
BDD	Bounded distance decoding
CER	Character error rate
CHIB	Channel-in-band
CW	Continuous wave
ELF	Extreme low frequency
EOW	Engineering order wire
FOT	Optimal transmission frequency
FSK	Frequency shift keying
LQA	Link quality analysis
LRT	Low-rate transmission
LUF	Lowest-usable frequency
MODEM	Modulator-demodulator
MUF	Maximum-usable frequency
RMS	Root-mean-square
SNR	Signal-to-noise-ratio
SOM	Standard opening mode
WSK	Wahrscheinlichkeit

9. LITERATUR

/1/ Shannon, C.E. "A mathematical theory of Communication", Bell Syst.Techn.J., Vol 27 July/Okt. 1948, p 379-423, p 268-657.

/2/ Shepherd, R.A. "Frequency Spread in Ionospheric Radio Propagation", IEEE Trans.Comm.Syst. COM-15, 1967, p 268-275.

/3/ Doany, P. / Gott, G.F. "Theoretical performance of an adaptive frequency-hopping modem at HF", IEE Proc., Vol 133, Pt.F., No 5, Aug 1986.

/4/ Splitt, F.G. "Combined Frequency and Time-Shift Keyed Transmission Systems", IEEE Trans. Comm.Syst. Dec 1963, p 414-421.

/5/ Goldberg, B. "300 KHz - 30 MHz MF / HF", IEEE Trans.Comm.Syst., COM-14, 1966, p 767-784.

/6/ Küng, R. "Flexibler FFT-Prozessor löst Echtzeitaufgaben", Elektronik, Heft 21, 1986.