

KRIEG IM AETHER

Vorlesungen an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich
im Wintersemester 1987/1988

Leitung:

Bundesamt für Übermittlungstruppen

Divisionär J. Biedermann, Waffenchef der Übermittlungstruppen

Analyse von Funksignalen

Referent: F. Jondral, PD Dr. rer.nat.

8-1

ANALYSE VON FUNKSIGNALLEN

F. Jondral, Dr. rer. nat.

INHALTSVERZEICHNIS

1. Einleitung
 - 1.1 Informationen
 - 1.2 Funksignale
2. Einkanal-Empfang
 - 2.1 Digitale Signalverarbeitung beim Funkempfang
 - 2.2 Empfängerstrukturen
 - 2.3 Die Bedeutung des Abtasttheorems
 - 2.4 Der Dynamikbereich digitaler Empfänger
3. Signalanalyseverfahren
 - 3.1 Signalklassifikation
 - 3.2 Bitstrom-Korrelation
 - 3.3 Die diskrete Fouriertransformation
4. Digitaler Vielkanalempfänger
 - 4.1 Die digitale Vielkanalempfangstechnik
 - 4.2 Realisierung eines digitalen Vielkanalempfängers
 - 4.3 Zur Weiterverarbeitung der Datenströme
5. Aufklärung von Frequenzsprungsendern
 - 5.1 Entdeckung durch Frequency Scan
 - 5.2 Einsatz einer Empfängerbank
 - 5.3 Vielkanalpeilung als Ansatz zum Dehopping
6. Literaturverzeichnis

Adresse des Autors:

PD Dr. F. Jondral
AEG Aktiengesellschaft
Fachbereich Empfänger und Peiler
Postfach 1730

D-7900 Ulm

1. EINLEITUNG

Die von Funksendern ausgesandten Signale werden in mehrfacher Weise beeinflusst: Dem Träger wird eine Information aufgeprägt. Dabei wird die Trägerschwingung nach bekannten Gesetzmässigkeiten verändert. Auf dem Uebertragungsweg treten Störungen hinzu, die eine Beurteilung des Signals am Empfangsort zusätzlich erschweren. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Empfang und der Analyse unbekannter Kommunikationssignale.

1.1 INFORMATIONEN

Ueber den Funkkanal übertragene Informationen liegen im allgemeinen als Sprach-, Bild- oder Datensignale vor. Bilder und Sprache werden als Analogsignale verstanden. Für die Datenübertragung, zu der auch die Uebertragung digitalisierter Sprache und Bilder gerechnet werden muss, werden die zu übertragenden Informationen zu 0-1 Folgen codiert, gesendet und am Empfangsort rekonstruiert. Die Uebertragung erfolgt dabei oft in Zeichengruppen, zu denen die Bits zusammengefasst werden. Ein Beispiel für ein solches Uebertragungsverfahren zeigt Fig. 1. Auffallend ist dabei, dass in periodischen Abständen bestimmte Kennbits (hier Start-Stop-Bits) gesetzt werden.

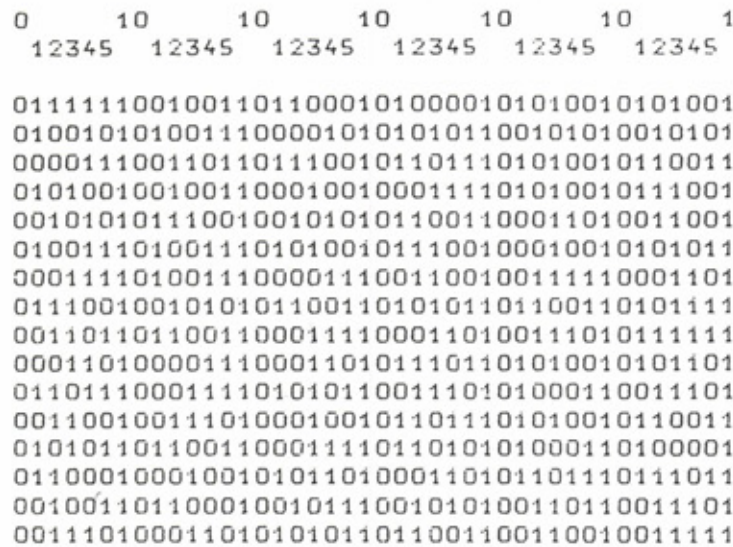


Fig. 1 Datenfolge mit Start-Stop-Bits

1.2. FUNKSIGNALE

Jedes Funksignal mit Sinusträger kann in der Form

$$s(t) = a(t) \cos\{\omega_T t + \omega(t)t + \theta(t)\} \tag{1}$$

geschrieben werden. Die Parameter des Signals sind die Amplitude $a(t)$, die momentane Informationskreisfrequenz $\omega(t) = 2\pi f(t)$, die Nullphase $\theta(t)$ und die Trägerkreisfrequenz $\omega_T = 2\pi f_T$. Für viele Rechnungen ist der Uebergang von (1) zur komplexen Signalardarstellung vorteilhaft. Nach den Regeln der Hilbert-Transformation ergibt sich

$$s(t) = a(t) e^{j\{\omega_T t + \omega(t)t + \theta(t)\}} = a(t) e^{j\psi(t)}, \quad j = \sqrt{-1} \tag{2}$$

Die Funktion $\psi(t)$ heisst Argument oder Winkel des Signals. Zur Uebertragung von Nachrichten werden die Signalparameter nach bestimmten, die Nachricht beschreibenden Regeln geändert. Analogsignale beeinflussen entweder die Amplitude $a(t)$ oder den Winkel $\psi(t)$, während der jeweils andere dieser beiden Parameter konstant gehalten wird. Durch die Variation von $a(t)$ entsteht ein amplitudenmoduliertes Signal (Zweiseitenband, ZSB). Wird eins der beiden Seitenbänder unterdrückt, ergibt sich ein Einseitenbandsignal (ESB), das dieselbe Information wie das ZSB trägt. Die Varia-

tion von $\psi(t)$ bewirkt eine Winkelmodulation. Je nachdem, ob $\omega(t)$ oder $\theta(t)$ geändert wird, spricht man von einer Frequenz- oder von einer Phasenmodulation. Zur Datenübertragung werden in (2) die Parameter $a(t)$, $\omega(t)$ oder $\theta(t)$ digital geändert. Eine Umschaltung zwischen zwei Frequenzen bei Konstanzhaltung der anderen Parameter führt z.B. auf ein F1B-Signal. Weitere Beispiele für das Parameterverhalten digitaler Modulationsarten zeigt Fig. 2. Jedes Funksignal (2) unterliegt natürlich Störeinflüssen wie Rauschen, Fading usw. In dem hier diskutierten Zusammenhang wird jedoch auf eine Beachtung dieser Effekte verzichtet.

$$s(t) = a(t)\cos[\omega_T t + \omega(t)t + \theta(t)].$$

Modulationsverfahren	Signalparameter		
	$a(t)$	$\omega(t)$	$\theta(t)$
A1A, A1B (ASK 2)	a_1, a_2	konstant	konstant
F1A, F1B (FSK 2)	konstant	ω_1, ω_2	konstant
F7B (FSK 4)	konstant	$\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$	konstant
PSK 2	konstant	konstant	$\theta_1, \theta_1 + \pi$
PSK 4	konstant	konstant	$\theta_1 + k \frac{\pi}{2}$, $k = 0, 1, 2, 3$
PSK 8	konstant	konstant	$\theta_1 + k \frac{\pi}{4}$, $k = 0, 1, \dots, 7$
ASK2/PSK8	a_1, a_2	konstant	$\theta_1 + k \frac{\pi}{4}$, $k = 0, 1, \dots, 7$

Fig. 2 Mögliche Signalparameterzustände bei digitalen Modulationsverfahren

Der Inhalt eines Spektralbandes kann als Summe von Signalen der Form (2) dargestellt werden:

$$b(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) e^{j\omega_{T_k} t} = \sum_{k=1}^K a_k(t) e^{j\{\omega_{T_k} t + \omega_b(t)t + \theta_k(t)\}} \tag{3}$$

Wird das Spektrum des Tiefpasssignals

$$s_k(t) = a_k(t) e^{j\{\omega_b(t)t + \theta_k(t)\}}$$

mit

$$S_k(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t) e^{-j\omega t} dt$$

bezeichnet, ergibt sich für die Fourier-Transformierte von $b(t)$:

$$B(\omega) = \sum_{k=1}^K S_k(\omega - \omega_{T_k}) \tag{4}$$

Das Band B setzt sich also additiv aus den Spektren der Tiefpasssignale, die an die jeweiligen Trägerfrequenzen verschoben wurden, zusammen. Ein bestimmtes Signal $S_{k_0}(t)$ zu empfangen, heisst $S_{k_0}(\omega)$ aus (4) herauszufiltern bzw. aus der Summe $b(t)$ den k_0 -ten Summanden zu bestimmen. Für die Analyse von Funksignalen sind in der Zukunft die digitale Signalverarbeitung sowie statistische Auswertungsverfahren von fundamentaler Bedeutung. Die Methoden der digitalen Signalverarbeitung eröffnen dabei erst die Möglichkeit zur Anwendung der Statistik, weil nur mit diesen Methoden exakte und reproduzierbare Daten, die ein Signal beschreiben, zur Verfügung stehen.

2. EINKANAL-EMPFANG

DIGITALE SIGNALVERARBEITUNG BEIM FUNKEMPFANG

Grundlage jeder digitalen Signalverarbeitung ist das Abtasttheorem (C.E. Shannon /22/, 1949), dessen Aussage darin besteht, dass ein bandbegrenzttes Signal durch seine zu äquidistanten Zeitpunkten genommenen Abtastwerte dargestellt und - was genauso wichtig ist - aus diesen rekonstruiert werden kann. Die minimal notwendige Abtastrate ist das Doppelte der höchsten im Signal vorkommenden Frequenz. Im Spektralbereich wird durch die Abtastung des Signals dessen Spektrum periodisch mit der Abtastfrequenz fortgesetzt (vergl. Fig. 3 a,b). Fig. 3c veranschaulicht den Fehler, der auftritt, wenn mit zu kleiner Abtastrate digitalisiert wird: In den Eindeutigkeitsbereich des Signals auf der Frequenzachse werden Spektralanteile hineingefaltet, die zu einer Verfälschung des Signals führen (Aliasing).

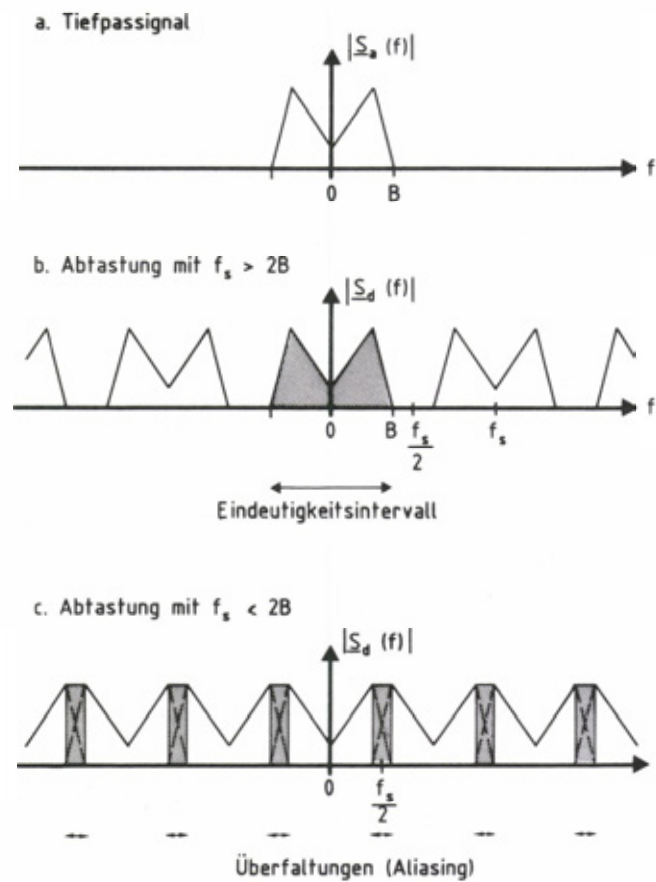


Fig. 3 Tiefpassabtastung

Hat das zu digitalisierende bandbegrenzte Signal Bandpasslage, kann bei geschickter Wahl der Abtastrate eine Bandpassunterabtastung (vergl. Fig. 4 a,b) vorgenommen werden, die dafür sorgt dass die Leistungsanforderungen an den Signalprozessor möglichst niedrig bleiben. Diesem Ziel dient auch der nächste Verarbeitungsschritt, die komplexe Mischung des Signals (siehe Fig. 4c) mit anschließender Tiefpassfilterung und Reduktion der Abtastrate. Die Mischfrequenz ist das Negative der Frequenz, die als Bild der ZF im Eindeutigkeitsintervall des Spektrums nach der Bandpassunterabtastung auftritt. Aus dem reellen Eingangssignal ist jetzt das zugehörige komplexe Signal geworden. Dementsprechend ist die nachfolgende Hauptselektion mit identischen Filtern in Real- und Imaginärteilzweig getrennt durchzuführen.

8-5

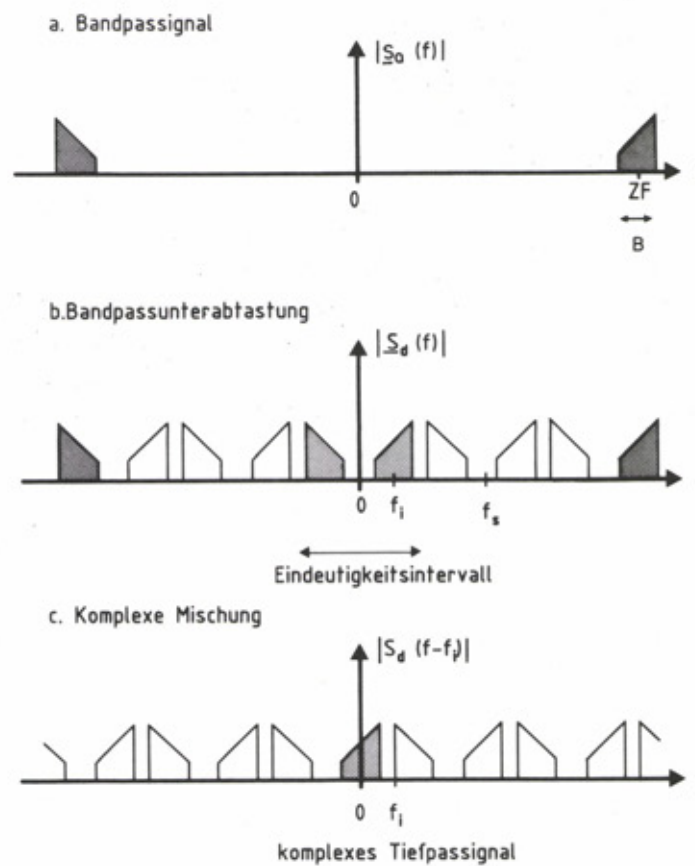


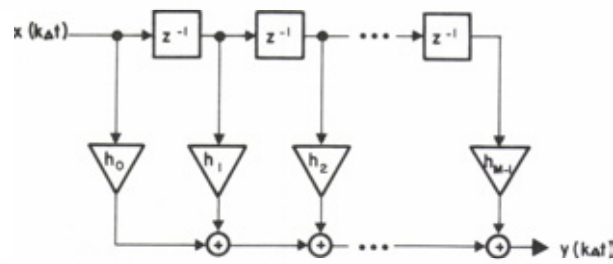
Fig. 4 Bandpassunterabtastung

Da nach Massgabe des Abtasttheorems Signale durch Zahlenfolgen, die diesen völlig äquivalent sind, dargestellt werden können, ist es möglich, zu einer solchen Zahlenfolge eine zweite Zahlenfolge anzugeben, deren zugehöriges Signal dem Ergebnis einer frequenzselektiven Filterung des zur ersten Folge gehörenden Signals entspricht. Die Vorschrift zur Berechnung der zweiten Folge aus der ersten ist ein frequenzselektives Digitalfilter.

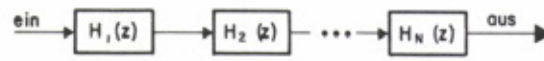
Frequenzselektive Digitalfilter lassen sich entweder als FIR-Systeme (FIR=Finite Impulse Response), d.h. Systeme mit endlich langer Impulsantwort, oder als IIR-Systeme (IIR=Infinite Impulse Response) darstellen. Der Entwurf beider Filtertypen geht von der Vorgabe eines Toleranzschemas für den Amplitudengang aus (vergl. z.B. /18/). FIR-Filter bieten die Vorteile, unabhängig vom Amplitudengang einen exakt linearen Phasengang zuzulassen und grundsätzlich stabil zu sein. Scharf selektierende FIR-Filter verlangen im Vergleich mit IIR-Filtern jedoch einen höheren Realisierungsaufwand. Fig. 5a zeigt eine FIR-Filter-Struktur.

Zu einem IIR-Filter existiert immer ein analoges Gegenstück. Der Entwurf eines IIR-Filterns kann tatsächlich so durchgeführt werden, dass zunächst das entsprechende Analogfilter berechnet und die Lösung dann mittels einer Transformation in das zugehörige Digitalfilter überführt wird. Genauso wie Analogfilter können digitale IIR-Filter gemäss der Pol-Nullstellenverteilung ihrer Übertragungsfunktion in aufeinanderfolgende Teilsysteme gleicher Struktur (Kaskadenform), die je ein konjugiert komplexes Pol-Nullstellen-Paar repräsentieren, zerlegt werden. Die für das einzelne Teilsystem zu wählende Struktur hängt von der Signalverarbeitungsaufgabe oder vom verwendeten Rechner ab. Bild 5b zeigt ein IIR-Filter in der dritten kanonischen Form.

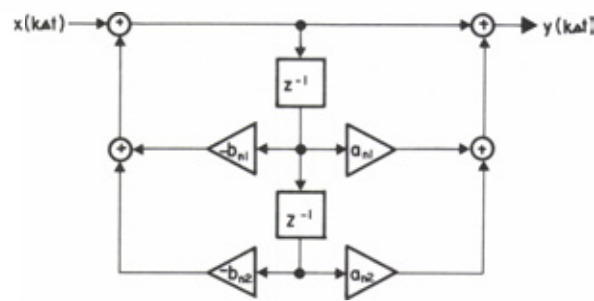
8-6



a. FIR-Filter



Kaskadenform



$H_n(z)$: Teilsystem zweiter Ordnung

b. IIR - Filter (dritte kanonische Form)

Fig. 5 Digitale Filter

Die komplexe Signaldarstellung gestattet einen eleganten Zugriff auf Betrag und Phase des Signals: Zu jedem Abtastzeitpunkt bilden Real- und Imaginärteil gemeinsam einen Zeiger in der komplexen Ebene. Seine Länge ist die momentane Amplitude, der mit der positiven Realteilachse gebildete Winkel ist die Augenblicksphase (modulo 2π). Wird die Änderung der Augenblicksphase zwischen zwei Abtastwerten auf die Differenz zweier Abtastzeitpunkte bezogen, ergibt sich die Augenblicksfrequenz. Sie kann Werte zwischen dem Negativen der halben Abtastfrequenz und der halben Abtastfrequenz annehmen. Da sich in diesem Bereich der komplexe Zeiger zwischen zwei Abtastwerten nur um weniger als π drehen kann, ist das Vorzeichen der Frequenz durch die Drehrichtung des Zeigers bestimmt (siehe Fig. 6).

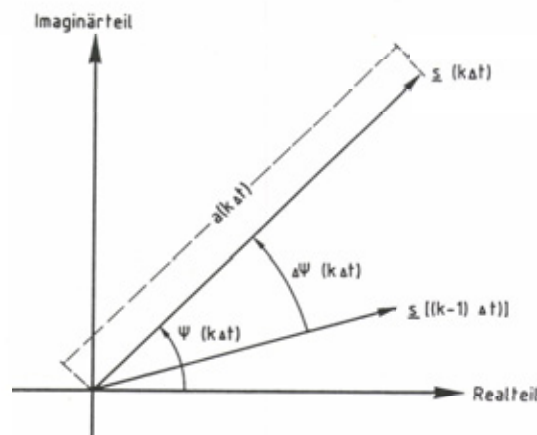


Fig. 6 Zeiger in der komplexen Ebene

Der Algorithmus, der die Realteil-Imaginärteil-Darstellung des komplexen Zeigers in seine Betrag-Phase-Darstellung umrechnet, ist ein Koordinatenwandler von kartesischen in Polarkoordinaten. Der Koordinatenwandler ist die Grundlage für die einfache Implementierbarkeit der Demodulationsprozeduren.

Die Demodulation amplitudenmodulierter Signale (z.B. A1A, A1B, A2A, A2B, A3E) wird einfach durch die Betragsbildung geleistet. Einseitenbandsignale müssen so behandelt werden, dass das gesamte Signalspektrum nach der Bandpassunterabtastung und der komplexen Mischung in den Durchlassbereich des Selektionsfilters fällt. F1B- und F1C-Signale können, soweit eine Audio-Demodulation erwünscht ist, wie Einseitenbandsignale behandelt werden. Der Demodulatorprozessor enthält einen abstimmbaren Beat Frequency Oscillator (BFO). Zur Gewinnung des Dateninhaltes getasteter Sendungen sind zusätzliche Prozeduren realisiert.

Ein idealer digitaler Empfänger digitalisiert direkt das Antennensignal. Aufgrund technologischer Schranken (insbesondere fehlen Analog-Digital-Wandler mit hinreichend hoher Abtastfrequenz und Auflösung) sind solche Empfänger heute noch nicht realisierbar. Einen vernünftigen Kompromiss zwischen analoger und digitaler Signalverarbeitung bieten Empfänger mit digitaler ZF/NF-Verarbeitung, mit deren Prinzipien wir uns im folgenden beschäftigen wollen.

2.2 EMPFAENGERSTRUKTUREN

Zwei Empfangsprinzipien können für den einen Empfänger mit digitaler ZF/NF-Verarbeitung angewendet werden: Das Ueberlagerungsprinzip und die direkte Mischung (Fig. 7). Eine direkte Mischung ins Basisband vermeidet die beim Ueberlagerungsprinzip auftretenden Spiegelprobleme und bietet den Vorteil, dass die Analog-Digital-Wandler im Tiefpassbereich, d.h. bei der niedrigsten möglichen Abtastrate, arbeiten. Andererseits muss für den exakten Gleichlauf der Mischer, der (analogen) Tiefpassfilter und der Analog-Digital-Wandler in beiden Signalzweigen gesorgt werden, damit eine genaue Darstellung des Empfangssignals in komplexer, digitaler Form garantiert ist. Darüber hinaus wird für die Verstärkung der beiden Mischerausgänge ein gutes Gleichstromverhalten und niedriges 1/f-Rauschen verlangt.

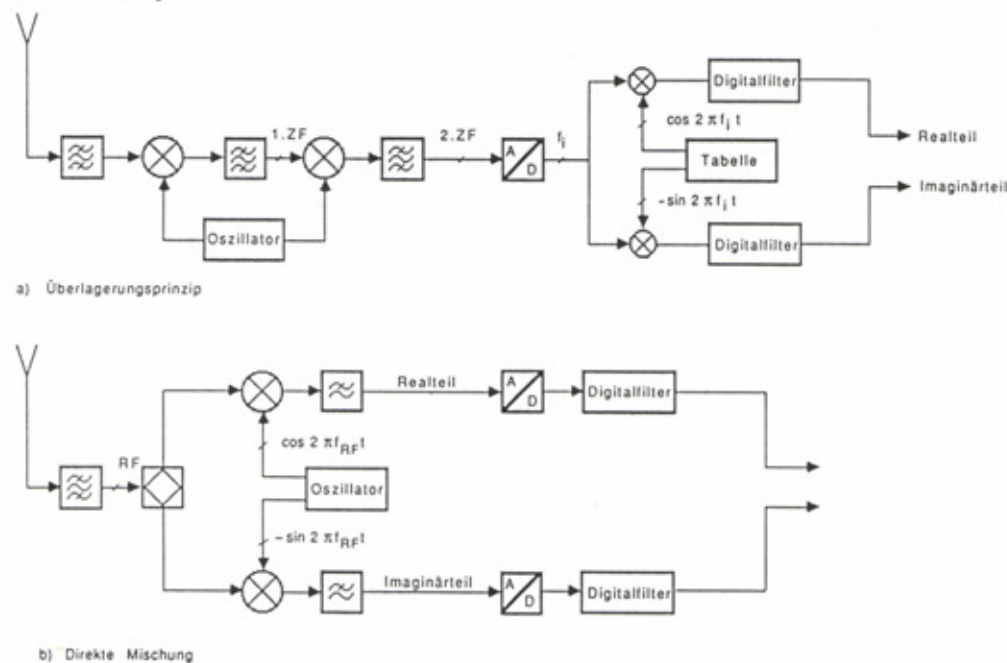


Fig. 7 Empfängerstrukturen

Diese Probleme gibt es bei der Anwendung des Ueberlagerungsprinzips mit Analog-Digital-Wandlung auf einer ZF-Ebene nicht. Die ZF muss allerdings so niedrig liegen, dass die Aperturzeit des Analog-Digital-Wandlers (s. Abschnitt 2.3) für seinen Einsatz bei dieser Frequenz geeignet ist. Die Digitalisierung erfolgt beim Ueberlagerungsprinzip nach dem Abtasttheorem für Bandpasssignale. Aus der Kenntnis der Zwischenfrequenz f_i und der Sperrbandbreite des Anti-Aliasing-Filters Δf_a errechnen sich die möglichen Abtastfrequenzen zu (s./10/)

$$f_s(n) = \frac{2\tilde{f}_i}{n + \frac{1}{2}} \quad n = 1, 2, 3, \dots \tag{5}$$

Die Breite des nach der Abtastung überfaltungsfreien Frequenzbereichs ist

$$\Delta f_u = \min \{ \Delta f_a, f_s(n) - \Delta f_a \} \tag{6}$$

wobei natürlich $f_s(n) > \Delta f_a$ gefordert werden muss.

Ein auf dem Ueberlagerungsprinzip basierender Empfänger arbeitet etwa folgendermassen: Das empfangene Signal wird in einem Hochfrequenzteil auf eine Zwischenfrequenz umgesetzt und bandpassgefiltert. Anschliessend wird es unter Berücksichtigung des Abtasttheorems für Bandpass-signale digitalisiert und im Digitalteil des Empfängers komplex ins Basisband abgemischt und gefiltert. Nach dieser digitalen Hauptselektion wird das Signal in einem Koordinatenwandler von der Realteil-Imaginärteil-Darstellung in seine Betrag-Phase-Darstellung umgerechnet. In dieser Form steht es dem Demodulatorprozessor zur Verfügung. Dieser führt die dem Signal angepasste Demodulationsprozedur aus und liefert an seinem Ausgang die durch das Signal übertragene Information.

2.3 DIE BEDEUTUNG DES ABTASTTHEOREMS

In diesem Abschnitt wollen wir uns mit der Bedeutung des Abtasttheorems in technischen Anwendungen beschäftigen. In seiner 1949 erschienenen Arbeit /22/ gibt C.E. Shannon den folgenden wichtigen Satz an:

Die quadratintegrale Funktion $s(t)$ besitze ein Spektrum $S(\omega)$, für das

$$S(\omega) \equiv 0 \quad \forall \omega, |\omega| > \Omega = 2\pi B \quad (7)$$

gilt, d.h. $s(t)$ sei bandbegrenzt.

Dann ist die Funktion $s(t)$ zu jedem beliebigen Zeitpunkt durch die Werte $s(t_k), k \in \mathbb{Z}$, festgelegt, die sie im Abstand von $\Delta t = 1/(2B)$ annimmt. Es gilt die Darstellung

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(t_k) \frac{\sin \Omega(t-t_k)}{\Omega(t-t_k)} \quad (8)$$

Die Aussage des Abtasttheorems ist also, dass es möglich ist, ein analoges bandbegrenzte Signal $s(t)$ in eine Datenfolge $s(t_k)$ umzuwandeln, ohne dass dabei Information verloren geht. Mehr noch: Die Gleichung (8) garantiert, dass $s(t)$ aus der Folge $\{s(t_k)\}$ der Abtastwerte exakt rekonstruiert werden kann.

Die technische Anwendung des Abtasttheorems setzt eine Vertrautheit mit den Fehlerquellen voraus, die in realen Systemen auftreten und die wir im folgenden kurz diskutieren wollen /15/:

2.3.1 QUANTISIERUNGSFEHLER

Aufgrund der endlichen Ausgabewortlänge eines Analog-Digital-Wandlers unterscheiden sich die Werte an seinem Ausgang $s_q(n\Delta t)$ von den exakten Abtastwerten $s(n\Delta t)$ des Signals. Der Fehler zwischen $s(t)$ und dem aus $s_q(n\Delta t)$ rekonstruierten Signal ergibt sich dann zu

$$\begin{aligned} e_q(t) &= s(t) - s_q(t) = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \epsilon_n \frac{\sin \Omega(t-n\Delta t)}{\Omega(t-n\Delta t)} \end{aligned} \quad (9)$$

mit den lokalen Fehlern $\epsilon_n = s(n\Delta t) - s_q(n\Delta t)$. Da $e_q(t)$ durch Ω bandbegrenzt ist, folgt mit der Schwarzischen Ungleichung, der Parsevalschen Formel und der Fouriertransformierten $E_q(\omega)$ von $e_q(t)$:

$$\begin{aligned} |e_q(t)|^2 &= \frac{1}{4\pi^2} \left| \int_{-\Omega}^{\Omega} E_q(\omega) e^{j\omega t} d\omega \right|^2 \leq \\ &\leq \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\Omega}^{\Omega} |E_q(\omega)|^2 d\omega \cdot \int_{-\Omega}^{\Omega} d\omega = \\ &= \frac{\Omega}{\pi} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} |E_q(\omega)|^2 d\omega = \frac{\Omega E}{\pi} \end{aligned}$$

wobei E die Energie des Fehlersignals ist.

2.3.2 FEHLER DURCH ZEITFENSTER

In jeder realen Anwendung gelingt nur eine in ihrem zeitlichen Ausschnitt begrenzte Beobachtung einer Signalfunktion $s(t)$. Für die verarbeitete Funktion $s_N(t)$ gilt also

$$s_N(t) = s(t) \cdot w_T(t) \quad (10)$$

mit der Fensterfunktion

$$w_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| \leq T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (11)$$

Im Spektralbereich wird aus der Gleichung (10)

$$S_N(\omega) = S(\omega) * W_T(\omega)$$

Da die Fouriertransformierte $W_T(\omega)$ von $w_T(t)$ eine Spaltfunktion ist, muss mit einer Störung des Spektrums durch das Gibbs'sche Phänomen (s./18/) gerechnet werden. Die Störung kann, allerdings um den Preis einer geringeren spektralen Auflösung, durch die Benutzung von Fensterfunktionen, die von (11) verschieden sind, abgeschwächt werden (s./8/).

Das aus der zeitlichen Begrenzung folgende Fehlersignal ist

$$e_N(t) = s(t) - s_N(t) = \sum_{|n| > N} s(n\Delta t) \frac{\sin \Omega(t - n\Delta t)}{\Omega(t - n\Delta t)}$$

Im Beobachtungsintervall $[-T, T]$ gilt, wie eine längere Rechnung (vergl./15/) zeigt

$$|e_N(t)| \leq \frac{\sin \Omega t}{\sqrt{\pi} \Omega} \left\{ \left[\frac{1}{N\Delta t + t} \sum_{n=-\infty}^{-(N+1)} s^2(n\Delta t) \right]^{1/2} + \left[\frac{1}{N\Delta t + t} \sum_{n=N+1}^{\infty} s^2(n\Delta t) \right]^{1/2} \right\}$$

2.3.3 SPEKTRALE UEBERFALTUNGEN (ALIASING)

Vollständig bandbegrenzte Signale existieren in der Praxis nicht. Es stellt sich daher die Frage, welchen Fehler die Spektralkomponenten des Signals, die oberhalb der halben Abtastfrequenz $\Omega' = \frac{\omega}{2} = \frac{\pi}{\Delta t}$ liegen, bei der Signalrekonstruktion verursachen.

Das aus den Abtastwerten rekonstruierte Signal $s_a(t)$ ist

$$s_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta t) \frac{\sin \Omega'(t - n\Delta t)}{\Omega'(t - n\Delta t)} \tag{12}$$

Es gilt $s(t) \neq s_a(t)$. Mit $e_a(t) = s(t) - s_a(t)$ bezeichnen wir den Ueberfaltungsfehler, sein Spektrum sei $E_a(\omega)$. Für $e_a(t)$ gilt die Abschätzung

$$|e_a(t)| = \frac{1}{2\pi} \left| \int_{-\infty}^{\infty} E_a(\omega) e^{j\omega t} d\omega \right| \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |E_a(\omega)| d\omega$$

D.h. es gilt, wie zu erwarten war, dass der Ueberfaltungsfehler klein wird, wenn die spektralen Anteile des Signals $s(t)$ oberhalb der halben Abtastfrequenz Ω' gering sind.

2.3.4 JITTER DES ABTASTZEITPUNKTES

Theoretische Ueberlegungen gehen im allgemeinen davon aus, dass eine Abtastung des Signals $s(t)$ exakt zu den Zeitpunkten $t = n\Delta t$ erfolgt. In der Praxis werden jedoch die Abtastwerte $s(n\Delta t - \mu_n)$ beobachtet, wobei die μ_n die Abweichungen von den exakten Abtastzeitpunkten $n\Delta t$ sind.

Für die Abweichungen sind im allgemeinen die Toleranzen bekannt, die der verwendete Analog-Digital-Wandler erlaubt. Das rekonstruierte Signal

$$s_j(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta t - \mu_n) \frac{\sin \Omega(t - n\Delta t)}{\Omega(t - n\Delta t)} \tag{13}$$

weicht von $s(t)$ durch den Jitterfehler $e_j(t) = s(t) - s_j(t)$ ab. Mit $j_n = s(n\Delta t) - s(n\Delta t - \mu_n)$ lässt sich der Jitterfehler schreiben als

$$e_j(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n \frac{\sin \Omega(t - n\Delta t)}{\Omega(t - n\Delta t)}$$

Es handelt sich dabei um einen dem Quantisierungsfehler $e_q(t)$ (s.Gl.(9)) ähnlichen Effekt, der dann auch mit den gleichen Methoden untersucht werden kann.

2.4 DER DYNAMIKBEREICH DIGITALER EMPFÄNGER

Ein analoger Empfänger erzeugt, ohne dass ein Eingangssignal von der Antenne her anliegt, ein Ausgangssignal, das Eigenrauschen des Empfängers.

Ein an den Eingang des Empfängers gelegter Signalgenerator liefert definitionsgemäss ein Signal mit der minimal notwendigen Empfängereingangsleistung $P_{min, ein}$, wenn das Signal-Rausch-Verhältnis

am Empfängeranfang 1 ist.

Die Empfängeranfangsleistung wird frequenzselektiv gemessen, so dass auch die Rauschleistung des Empfängers frequenzselektiv zu betrachten ist. Mit der Eingangsbandbreite B und der Ausgangsbandbreite b ergibt sich somit

$$P_{\min, \text{ein}} = \frac{b}{B} P_{\text{Rausch}}$$

Steigt nun der Signalpegel an, nimmt das Signal-Stör-Verhältnis zu, und zwar so lange, bis sich die nichtlinearen Anteile der Verstärkerkennlinie bemerkbar machen. Vom Einsatz der durch diese Nichtlinearitäten erzeugten Störlinien an, nimmt das Signal-Stör-Verhältnis wieder ab (s. Fig. 8). Am Punkt des grössten Signal-Stör-Verhältnisses ist die optimale Signaleingangsleistung P_{opt} erreicht. Zum Halten der optimalen Signaleingangsleistung ist eine Regelung erforderlich.

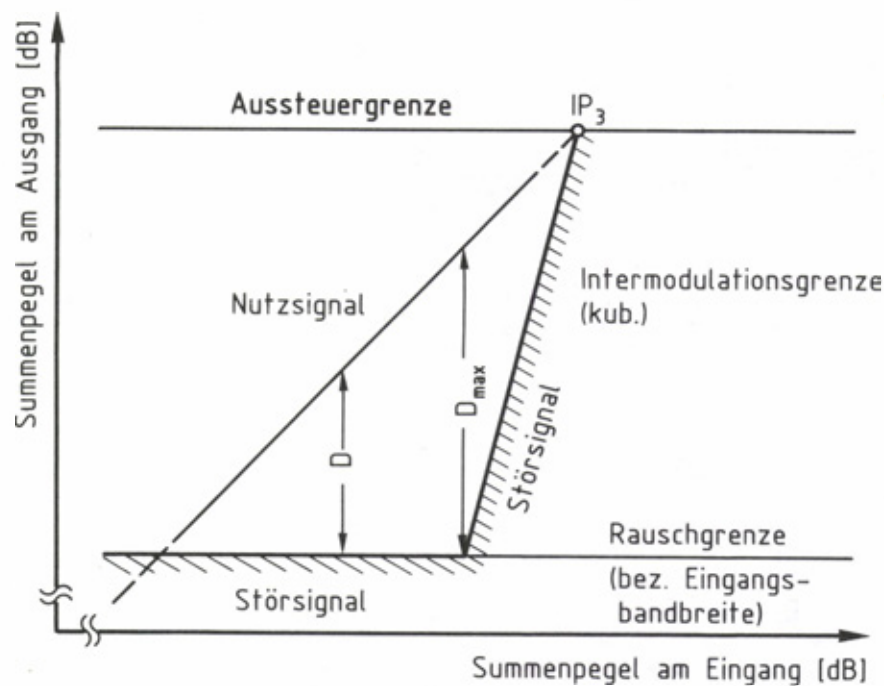


Fig. 8 Dynamikbereich analoger Empfänger

Der Dynamikbereich eines analogen Empfängers wird definiert durch das logarithmische Verhältnis von optimaler Signaleingangsleistung zu minimal notwendiger Eingangsleistung:

$$D_{\text{analog}} := 10 \log \frac{P_{\text{opt}}}{P_{\min, \text{ein}}} = 10 \log \frac{P_{\text{opt}}}{P_{\text{Rausch}}} + 10 \log \frac{B}{b} \quad (14)$$

Die Grösse $10 \log (B/b)$ heisst Prozessgewinn.

Der Dynamikbereich digitaler Empfänger wird nun definiert unter der Annahme, dass die einzige Störung das Quantisierungsrauschen des Analog-Digital-Wandlers ist.

Ist N die Wortlänge des Analog-Digital-Wandlers, ist mit $Q = 2^{-(N-1)}$ die Leistung des Quantisierungsrauschens gegeben durch $Q^2/12$. Daraus folgt, dass das kleinste am Ausgang des Empfängers feststellbare Signal die minimale Eingangsleistung

$$P_{\min, \text{ein}} = \frac{Q^2}{12} \cdot \frac{b}{B}$$

haben muss, wenn am Empfängeranfang ein Signal-Rausch-Verhältnis von 1 vorliegen soll. Der Analog-Digital-Wandler ist optimal ausgesteuert, wenn die Spitzen des Signals gerade noch erfasst werden. Mit der oben benutzten Definition von Q können am Analog-Digital-Wandler-Ausgang Zahlen aus dem Intervall $(-1, 1)$ dargestellt werden. Bei Sinusaussteuerung ist dann die optimale Eingangsleistung $P_{\text{opt}} = 1/2$. Damit ergibt sich als Definition für den Dynamikbereich eines digitalen Empfängers:

8-11

$$\begin{aligned}
 D_{\text{digital}} &:= 10 \log \frac{P_{\text{opt}}}{P_{\text{min, ein}}} = \\
 &= 10 \log \frac{1/2}{(Q^2/12)(b/B)} = 10 \log [6 \cdot 2^{2(N-1)}] + 10 \log \frac{B}{b} = \\
 &= 10 \cdot \log \frac{3}{2} + 20 \log 2^N + 10 \log \frac{B}{b} \approx \\
 &\approx (1,8 + 6N + 10 \log \frac{B}{b}) \quad [\text{dB}] \tag{15}
 \end{aligned}$$

Dabei ist $10 \log (B/b)$ der beim Uebergang von der Eingangsbandbreite B zur Ausgangsbandbreite b des digitalen Empfängers erzielte Prozessgewinn.

Die Definition des Dynamikbereichs eines digitalen Empfängers zeigt, dass auch Signale auffindbar sein müssen, die in ihrem Pegel unter der durch die Auflösung des Analog-Digital-Wandlers gegebenen Grenze liegen und zwar bis hinunter zur minimal notwendigen Signaleingangsleistung.

3. SIGNALANALYSEVERFAHREN

3.1 SIGNALKLASSIFIKATION

Wir setzen voraus, dass Mittenfrequenz und Bandbreite des zu analysierenden Signals $s(t)$, sei es aufgrund einer durchgeführten Bandsegmentierung oder aufgrund manueller Empfängerabstimmung, bekannt seien. Ferner sei das Signal $s(t)$ durch ein Filter angepasster Durchlassbandbreite begrenzt worden. Es liege in komplexer Basisbandlage als Datenstrom

$$s_n = s(n \Delta t) \quad , \quad n \in \mathbb{Z} \tag{16}$$

vor, wobei die Abtastrate $f = 1/\Delta t$ der Bandbreite des benutzten Filters angepasst gewählt wurde. Dem Datenstrom (16) wird eine feste Anzahl M aufeinanderfolgender komplexer Abtastwerte entnommen:

$$\{s_m\}_{m=1}^M = \{s(n \Delta t)\}_{m=1}^M \tag{17}$$

Die Folge (17) wird als Digitalisierung eines Musters interpretiert. Die Signalklassifikation, die der automatischen Bestimmung des zur Erzeugung von $s(t)$ benutzten Modulationsverfahrens dient, kann als Mustererkennungsaufgabe interpretiert werden /10/. Dann ist die Gesamtheit der Signale, die in der Kurzwelle auftreten können,

$$S = \{s(t) ; t \in T\}$$

der Problemkreis oder die Menge der Quellensignale. S zerfällt bezüglich der Modulationsverfahren in disjunkte Musterklassen S_k ; $k = 1, 2, \dots, K$:

$$S = \sum_{k=1}^K S_k \quad , \quad S_i \cap S_j = \emptyset \quad \text{für } i \neq j \tag{18}$$

Zur Sammlung von Informationen über den Problemkreis steht eine repräsentative, gekennzeichnete Lernstichprobe

$$L = \{s_1(t), s_2(t), \dots, s_T(t)\} \subset S$$

zur Verfügung, mit deren Hilfe die Entscheidungsstufe des Klassifikators belehrt wird. Nach erfolgter Adaption ist das Klassifikationssystem dazu in der Lage, ein neu vorgelegtes Muster genau einer der Klassen S_k zuzuweisen. Dazu werden aus der Folge (17) zunächst Amplitude, Kreisfrequenz und relative Nullphasenlage des Signals für die Zeitpunkte $m \Delta t$ ($m=1, 2, \dots, M$) geschätzt. Ueber die Schätzwerte für diese drei Parameter werden Statistiken geführt, die nach geeigneten Normierungen als Histogramme gelesen, den Merkmalsvektor v liefern.

Fig.9 zeigt beispielhaft die nach dem hier beschriebenen Verfahren berechneten Merkmalsvektoren für verschiedene Hochfrequenzsignale. Die verwendeten Signalausschnitte stammen aus realen Sendungen. Nach rechts ist dabei die Numerierung der Merkmale und nach oben deren Auftretenshäufigkeit in (17) aufgetragen. Der Merkmalsvektor v enthält 192 Komponenten, je 32 für das Amplituden- bzw. das Nullphasenhistogramm und 128 für das Momentanfrequenzhistogramm.

8-12

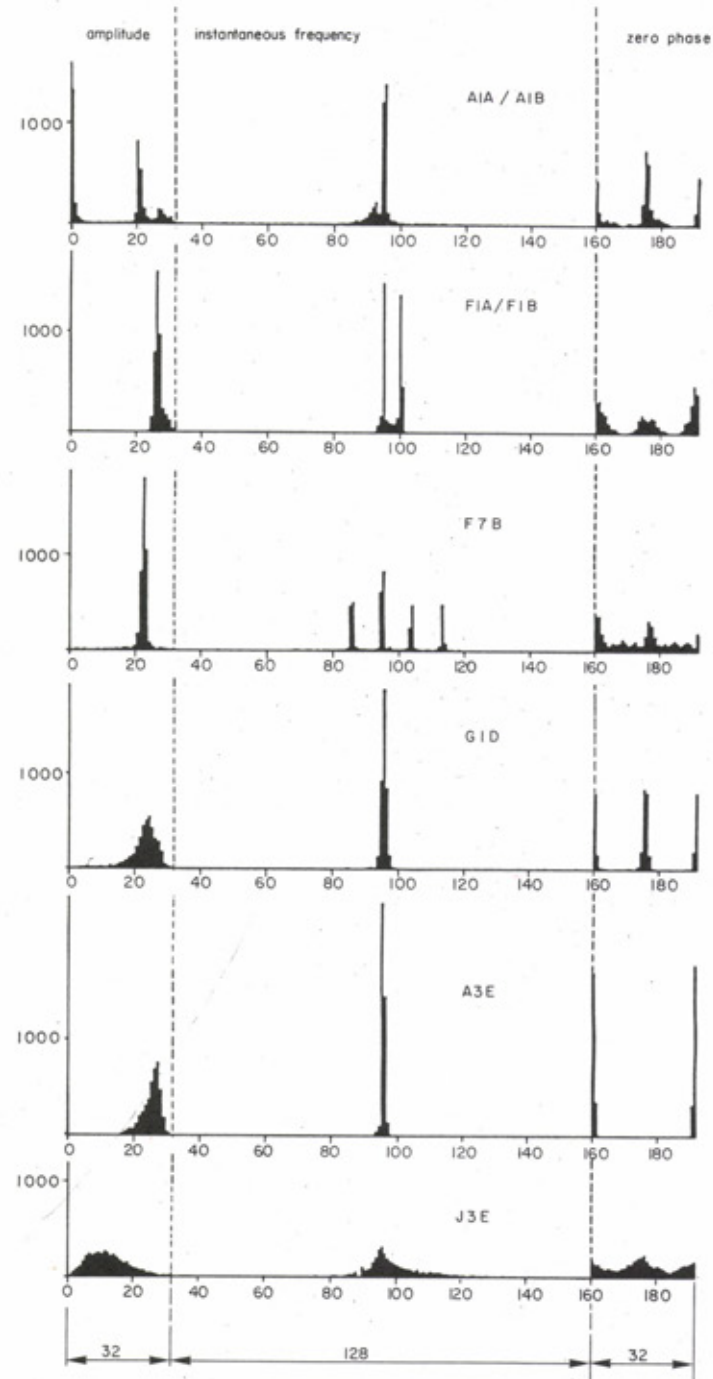


Fig. 9 Merkmalsvektoren von Kurzwellensignalen

Als Entscheidungseinheit wird für die vorliegende Aufgabenstellung ein Polynomklassifikator verwendet. Der Polynomklassifikator führt eine Abbildung des Merkmalsraums in den Entscheidungsraum durch, d.h. aus einem vorgelegten Merkmalsvektor v wird eine Entscheidung über die Klassenzugehörigkeit des Signals $s(t)$ abgeleitet. Die Klassenzugehörigkeit des Zeichens kann beschrieben werden durch den Klassennamen S_k , den Klassenindex k oder den aus den Klassenzugehörigkeitsindikatoren

$$y_k = \begin{cases} 1 & \text{für } s(t) \in S_k \\ 0 & \text{für } s(t) \notin S_k \end{cases}$$

gebildeten Klassenzielvektor

$$y = (y_1, y_2, \dots, y_k)^T \tag{19}$$

Unter bestimmten Voraussetzungen approximiert die Schätzung des Klassenzielvektors $d(v)$, die gemäss dem Ansatz als Polynomklassifikator ein Polynom in den Komponenten des Merkmalsvektors ist, die klassenspezifischen Rückschlusswahrscheinlichkeiten $P(y_k = 1 | v)$:

$$d(v) = \hat{P}(y | v) = \begin{bmatrix} \hat{P}(y_1 = 1 | v) \\ \hat{P}(y_2 = 1 | v) \\ \vdots \\ \hat{P}(y_k = 1 | v) \end{bmatrix} \tag{20}$$

Die Entscheidung fällt für die Klasse, deren Komponente in d maximal ist. Mit dieser Zuordnung wird zunächst eine Zwangsklassifikation herbeigeführt, die keine Aussage über die Verlässlichkeit der Entscheidung zulässt. Da der Vektor d aber nicht nur eine Approximation der Rückschlusswahrscheinlichkeiten ist, sondern eine Schätzung für den zutreffenden Klassenzielvektor y darstellt, besteht die Möglichkeit, folgendes Gütekriterium, das berücksichtigt, wie weit der Schätzvektor d vom nächstliegenden Klassenzielvektor y entfernt ist, einzuführen. Dieses Kriterium ermöglicht eine Rückweisungsprüfung; Wird der Abstand zwischen d und y grösser als eine vorgegebene Schwelle RAD , findet keine Entscheidung statt. Das vorliegende Muster wird zurückgewiesen.

3.2 BISTROM-KORRELATION

Nach erfolgreicher Signalklassifikation ist es möglich, das zu analysierende Signal $s(t)$ angepasst zu demodulieren. Bei (analoger) Sprachübertragung erübrigt sich danach eine weitere Untersuchung, da der Nachrichteninhalte mitgehört oder aufgezeichnet werden kann. Wird die Information digital übertragen, können zunächst Messungen von Frequenzhub, Schrittgeschwindigkeit usw. durchgeführt werden. In einem weiteren Analyseschritt werden die durch die Demodulation erzeugten 0-1 Folgen auf periodisch auftretende Kennbits hin untersucht.

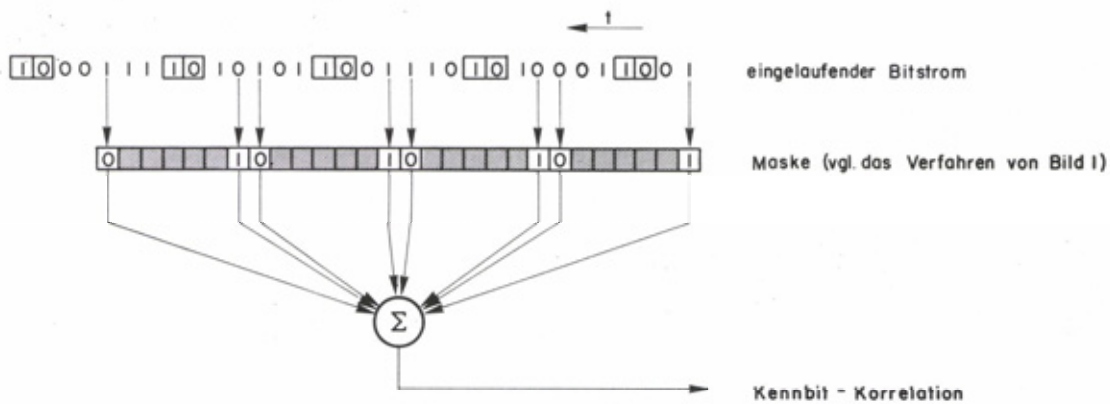


Fig. 10 Verfahrenserkennung

Dazu wird der gewonnene Bitstrom über einen Korrelator geschickt, dessen Maske nur an bestimmten Stellen besetzt ist. Fig. 10 zeigt einen solchen Korrelator für einen Bitstrom der in Fig. 1 dargestellten Art. Steht für ein bestimmtes Codierverfahren eine Korrelationsmaske zur Verfügung, kann es auf diese Weise aus einem Bitstrom heraus wiedergefunden werden.

3.3 DIE DISKRETE FOURIER-TRANSFORMATION

Das Spektrum $S(\omega)$ des reellen Signals $s(t)$ sei tiefpassbegrenzt, d.h. es gibt ein Ω , so dass

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \equiv 0 \quad \forall \omega, |\omega| > \Omega = 2\pi B$$

gilt. $S(\omega)$ kann an den diskreten Stützstellen $n\omega_0$ ($n=0, 1, \dots, N-1$; $\Delta\omega = \frac{\pi}{N\Delta t}$) approximativ aus einer endlichen Anzahl N aufeinanderfolgender Abtastwerte berechnet werden. Eine ausführliche Ableitung des Zusammenhangs zwischen dem Spektrum und seiner diskreten Approximation enthält [16].

Seien $\{s(n)\}_{n=0}^{N-1} = \{s(n\Delta t)\}_{n=0}^{N-1}$ die Abtastwerte des zu analysierenden Signalausschnittes. Dann ist die diskrete Fourier-Transformierte $\{S(m)\}_{m=0}^{N-1} = \{S(m\Delta\omega)\}_{m=0}^{N-1}$ definiert durch

$$S(m) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}}; \quad m = 0, 1, \dots, N-1. \tag{21}$$

Mit der inversen diskreten Fouriertransformation kann aus $\{S(m)\}_{m=0}^{N-1}$ die zugehörige Folge $\{s(n)\}_{n=0}^{N-1}$ berechnet werden:

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} S(m) e^{2\pi j \frac{mn}{N}}; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \tag{22}$$

Die Gleichungen (21) und (22) stellen eine eindeutige Zuordnung der Folgen

$\{s(n)\}_{n=0}^{N-1}$ und $\{S(m)\}_{m=0}^{N-1}$ zueinander dar. Nehmen wir an, dass (21) und (22) für jedes m und jedes n gelten, müssen die Folgen $\{s(n)\}$ und $\{S(m)\}$ periodisch mit der Periode N sein. Wegen der π -Periodizität der e-Funktion gelten

$$s(n+kN) = s(n) \quad \text{und} \quad S(m+kN) = S(m).$$

Die diskrete Fourier-Transformation kann daher als eindeutige Korrespondenz zweier mit der Periode N periodischen Folgen angesehen werden. Da das zu analysierende Signal $s(t)$ hier als reell vorausgesetzt war, sind auch seine Abtastwerte $s(n) = s(n\Delta t)$ reell. Dann gilt aber für die Spektralwerte (21):

$$S^*(m) = S(-m) \tag{23}$$

Wegen der Gültigkeit dieser Gleichung und der Periodizität von $\{S(m)\}$ reicht es zur Bestimmung von $S(m)$ für jedes m aus, $S(m)$ für $m=0, 1, \dots, [N/2]^2$ zu kennen. Da mit der diskreten Fourier-Transformation nur ein begrenzter Zeitausschnitt von $s(t)$ in den Spektralbereich abgebildet wird, ist $S(m)$ die Approximation des zu einem Zeitintervall der Länge $N\Delta t$ gehörenden Kurzzeitspektrums. Für den Einfluss, den die zeitliche Begrenzung des Signals auf das Spektrum hat, gelten sinngemäss die in Abschnitt 2.3.2 angedeuteten Zusammenhänge.

Die numerische Berechnung der diskreten Fourier-Transformation erfordert N^2 Multiplikationen und $N(N-1)$ Additionen komplexer Zahlen, wenn direkt nach der Gleichung (21) vorgegangen wird (vgl. Fig. 11a). Cooley und Tukey konnten 1965 beweisen, dass die Anzahl der benötigten Operationen durch eine Umstrukturierung des Algorithmus (vgl. Fig. 11b) auf $(N/2) \lg N$ Multiplikationen und $N \lg N$ Additionen reduziert werden kann [5], wenn N eine Zweierpotenz ist. Der von ihnen angegebene Algorithmus heisst schnelle Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform, FFT) und ist nichts weiter als eine rechentechnisch effektive Implementierung der diskreten Fourier-Transformation. Den Rechenvorteil, den die Anwendung des FFT-Algorithmus gegenüber der DFT bietet, verdeutlicht Fig. 12.

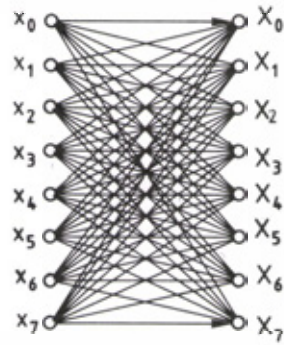
4. DIGITALER VIELKANALEMPFÄNGER

Soll ein breites Frequenzband überwacht werden, stellt sich das Problem der Abdeckung dieses Bandes durch einen Empfänger. Ein scannender Empfänger (Fig. 13) führt zu dem Problem, dass er entweder scharf selektiert, dafür aber eine langsame Scan-Geschwindigkeit (wegen der Filtereinschwingzeit) hat, oder er kann schnell scannen, besitzt dann aber eine schlechtere Selektion. Eine gleichzeitige Ueberwachung vieler Kanäle ohne Informationsverlust ist mit einem scannenden Empfänger nicht durchführbar. Zu diesem Zweck kommen nur Filterbankempfänger in Frage. Man muss allerdings auch dabei vorsichtig sein und wissen, was man empfangen möchte. Ein kurzer Burst von 20 kHz Breite ist z.B. mit einer Filterbank, deren Filter 100 Hz breit sind, im allgemeinen nicht detektierbar.

1) a^* ist die zu a konjugiert komplexe Zahl
 2) $[N/2]$ ist die grösste ganze Zahl $\leq N/2$

8-15

DFT: N^2 Mult.



$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-2\pi j i k / N}$$

Fig. a)

FFT: $\frac{1}{2}N \log_2 N$ Mult.

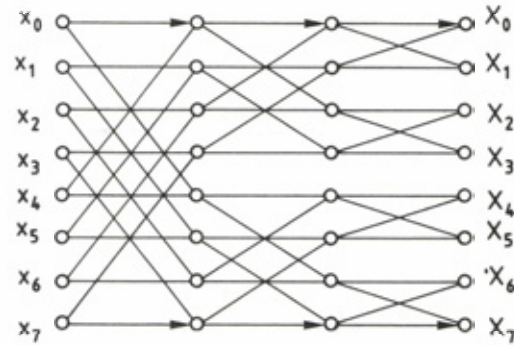


Fig. b)

Fig. 11 DFT- und FFT-Signalflussgraphen

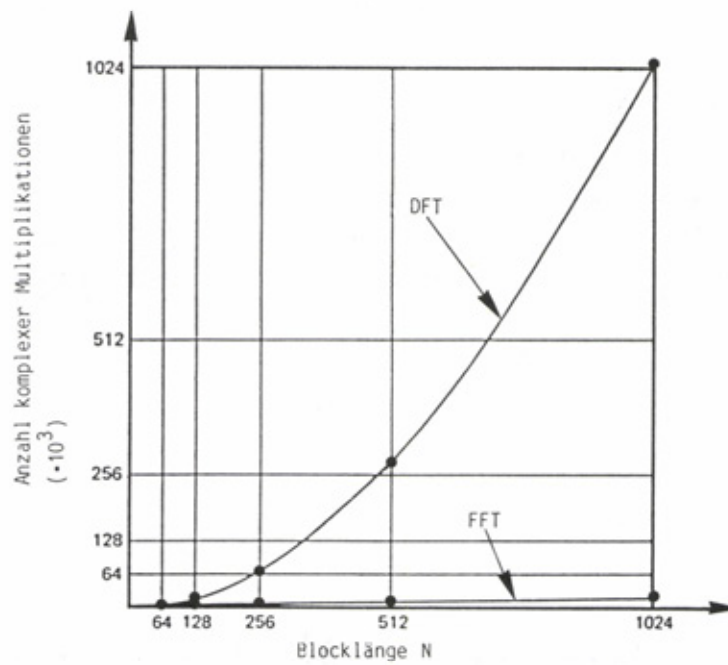


Fig. 12 Komplexitätsvergleich DFT/FFT

8-16

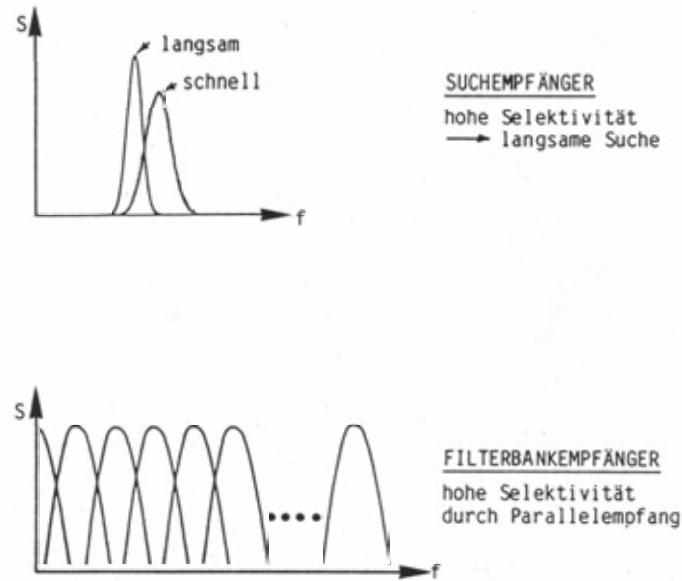


Fig. 13 Kanalabdeckungen von scannendem Empfänger und Filterbankempfänger

Wegen der hohen Dynamikanforderungen an den Filterbankempfänger bietet sich für den Kurzwellenbereich der Einsatz von digitalen Filterbänken, die nach dem Prinzip der FFT arbeiten, an. Mit solchen Vielkanalempfängern können Nachbarkanalselektionen von > 110 dB mit heutiger Technologie erreicht werden.

4.1' DIE DIGITALE VIELKANALEMPFANGSTECHNIK

Das breitbandige Eingangssignal $u(t)$ gelangt von der Antenne über einen Breitbandumsetzer, der $u(t)$ einerseits in den Tiefpassbereich transformiert und andererseits das auch hier notwendige Antialiasingfilter enthält, zu einem Analog-Digital-Wandler, der unter Berücksichtigung des Abtasttheorems eine Tiefpassabtastung durchführt. Die Zeitdifferenz zwischen zwei Abtastwerten sei Δt . Das so digitalisierte Breitbandsignal, das jetzt durch die Datenfolge $u(k\Delta t) = u(k)$ repräsentiert wird, kann nun von einer aus N äquidistanten Filtern gleicher Durchlasscharakteristik bestehenden Digitalfilterbank, deren Funktionsprinzip im folgenden anhand von Fig. 14 skizziert wird, weiterverarbeitet werden:

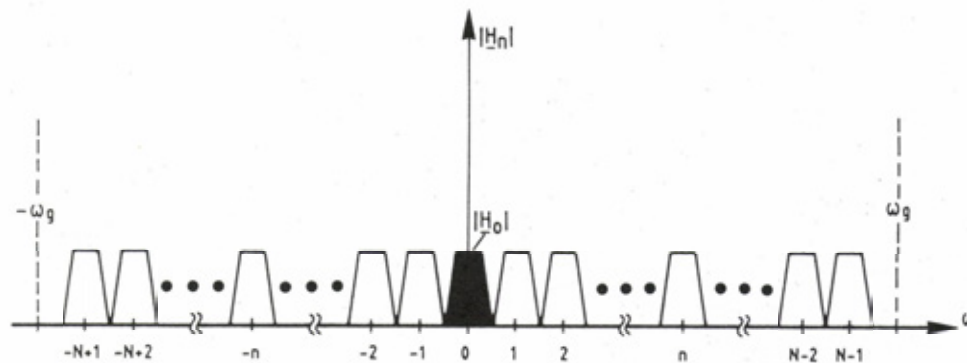


Fig. 14 Prinzip der Digitalfilterbank

3-17

Die Übertragungsfunktion H_n des n -ten Kanalbandpasses ($n=0, 1, \dots, N-1$) ergibt sich aus der Übertragungsfunktion des Tiefpasses H_0 durch Faltung mit einem bei der Mittenfrequenz f_n des n -ten Kanals gelegenen Diracstoss $\delta(f-f_n)$. Das Ergebnis ist die spektrale Verschiebung von H_0 an die Frequenz f_n . Wird nun der Grundtiefpass H_0 durch ein FIR-Filter (s. Abschnitt 2.1) mit M reellen Koeffizienten h_m ($m=0, 1, \dots, M-1$) realisiert, ergeben sich aufgrund des Modulationsatzes der Fouriertransformation /23/ die Koeffizienten des Kanalbandpasses H_n durch Multiplikation der h_m mit einem komplexen Drehzeiger der Frequenz f_n : Die Filterkoeffizienten des n -ten Bandpasses sind also komplexe Zahlen; an seinem Ausgang liegt daher ein komplexwertiges Digital-signal $y^{(n)}(k)$ vor. Dieses Signal ist, wegen der gegenüber dem Eingangssignal $u(k)$ um den Faktor $2N$ eingeschränkten Bandbreite, stark redundant. Zur Erfüllung des Abtasttheorems für $y^{(n)}(k)$ genügt es daher, ausgangsseitig nur jeden $2N$ -ten Wert zu berechnen.

Werden nun der Grad M des FIR-Filters und die Anzahl N der Filterbankkanäle so gewählt, dass $L = M/2N$ eine ganze Zahl ist, hat das Ausgangssignal $y^{(n)}(2Nk)$ des n -ten Kanalbandpasses folgendes Aussehen:

$$y^{(n)}(2Nk) = \sum_{m=0}^{2N-1} \underbrace{\sum_{p=0}^{L-1} h_{m+2Np} u(2N(k-p)-m)}_{\text{"Fensterfunktion"}} e^{2\pi j \frac{mn}{2N}} =$$

$$= \sum_{m=0}^{2N-1} \hat{u}_m(2Nk) \cdot e^{2\pi j \frac{mn}{2N}} ; n=0, 1, \dots, N-1 \quad (24)$$

Der Grund, aus dem die Gleichung (24), deren Ableitung z.B. in /6/, /12/, /13/ oder /24/ nachgelesen werden kann, hier angegeben wird, ist darin zu sehen, dass ihre rechte Seite formal das Aussehen einer inversen diskreten Fouriertransformation hat. Im Rahmen der hier verfolgten Argumentationskette handelt es sich dabei wirklich nur um einen formalen Zusammenhang, da sowohl die Eingangsfolge $u(k)$ als auch die Ausgangsfolgen $y^{(n)}(2Nk)$ Zeitfunktionen repräsentieren.

Aus Aufwandsgründen wird zur Berechnung der Kanalausgangsgrößen nach Gleichung (24) der Algorithmus der schnellen Fouriertransformation herangezogen. Hieraus erklärt sich, dass der digitale Vielkanalempfänger häufig auch als FFT-Vielkanalempfänger bezeichnet wird.

Zur Berechnung der Kanalausgangsgrößen $y^{(n)}(2Nk)$ wird somit in zeitlichen Abständen $T = 2N\Delta t$ eine FFT für $2N$ reelle Eingangswerte $\hat{u}_m(2Nk)$ ($m=0, 1, \dots, 2N-1$) ausgeführt, die aus einer Verknüpfung der Abtastwerte $u(k)$ mit den Filterkoeffizienten h_m zu bestimmen sind. Als Ausgang ergibt sich in jedem der N Filterbankkanäle, die sich, wegen der durch die Reduktion der Abtast-rate um den Faktor $2N$ vorgenommenen Unterabtastung, alle in Tiefpasslage befinden, je ein komplexer Abtastwert im Zeitraster T .

Das Verarbeitungsschema einer Digitalfilterbank zeigt Fig. 15. In der Zeit T werden aus einem Block von $2N$ reellen Eingangswerten die N komplexen Ausgangswerte der Filterbankkanäle berechnet. Die digitale Filterbank zerfällt in zwei Blöcke: Den Fensterprozessor, der die Verknüpfung zwischen breitbandigem Eingangssignal und den Koeffizienten des Grundtiefpasses H_0 leistet, und den FFT-Prozessor.

Aus der bisherigen Diskussion geht hervor, dass der digitale Vielkanalempfänger das Eingangssignal $u(k)$ blockweise und in Echtzeit verarbeitet. Die Echtzeitverarbeitung garantiert, dass keine Information verloren geht. Durch die blockweise Verarbeitung treten in den Ausgangskanälen Nachbarkanalbeeinflussungen auf, die ihren Ursprung in der endlichen Blocklänge haben. Ihr Einfluss wird im wesentlichen durch die Wahl der Filterkoeffizienten h_m , d.h. durch die Fensterfunktion bestimmt. Die Filterkoeffizienten werden nach dem Entwurfsprinzip eines FIR-Filters berechnet (siehe z.B. /18/), sie bestimmen die Kanalselektion des Vielkanalempfängers. Um von der unerwünschten Modulation des Eingangssignals durch die Fensterfunktion loszukommen (die Werte an den Rändern des Verarbeitungsblockes werden wesentlich schwächer gewichtet als die Werte in der Mitte des Blockes), muss zu einer blocküberlappenden Verarbeitung (vergl. /18/, S.386 ff.) übergegangen werden.

4.2 REALISIERUNG EINES DIGITALEN VIELKANALEMPFÄNGERS

Fig. 16 zeigt die Realisierung eines nach dem FFT-Prinzip arbeitenden Vielkanalempfängers /1/, der die Signale aus vier Nutzbändern mit einer Bandbreite von je 950 kHz in 3800 Kanälen gleichzeitig empfängt. Die Empfangsbänder sind zwischen 2 MHz und 30 MHz beliebig positionierbar. Die 950 Kanäle eines Bandes decken dessen gesamten Frequenzbereich lückenlos ab (Kanalbandbreite: 1 kHz). Die Kanaldynamik, d.h. das Verhältnis zwischen grösstem und kleinstem darstellbarem Signal, ist grösser als 110 dB. Eine leistungsfähige Schnittstelle stellt die Kanalsignale im Zeitmultiplex für die Weiterverarbeitung zur Verfügung.

Die Schaltbarkeit des Analyserasters der FFT, die durch eine geeignete Architektur des Filterbankprozessors erreicht wird, garantiert eine vielseitige Einsetzbarkeit des Vielkanalempfängersystems.

8-18

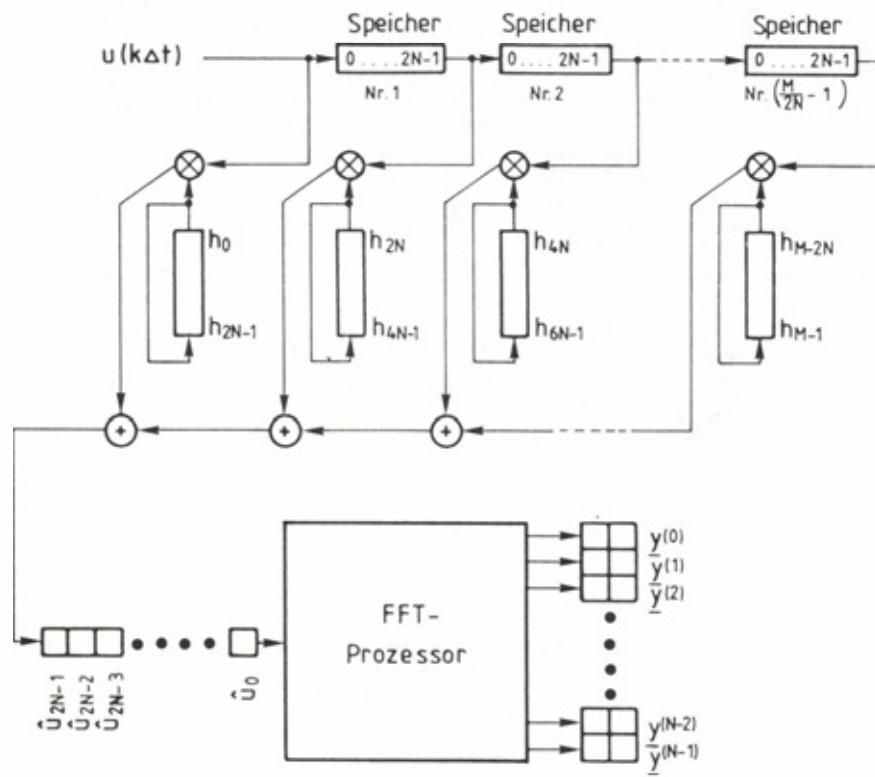


Fig. 15 Verarbeitungsschema einer Digitalfilterbank

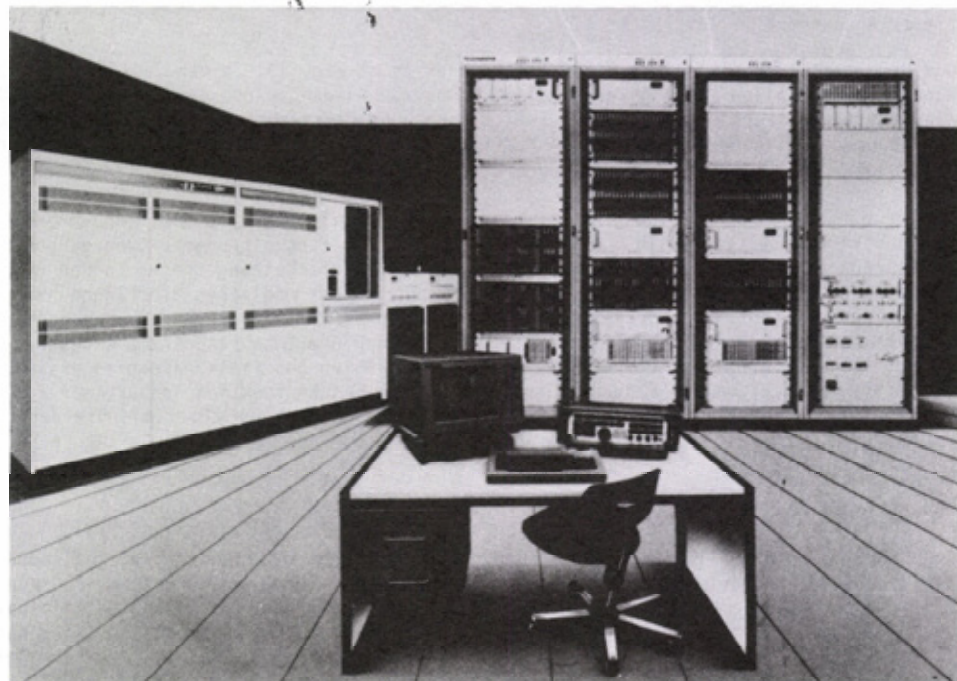


Fig. 16 Realisierung eines Vielkanalempfangssystems

8-19

4.3 ZUR WEITERVERARBEITUNG DER DATENSTROEME

Am Ausgang von Vielkanalempfängern wird der Anwender von einer wahren Datenflut überschüttet: Mehrere Megaworte (die Wortbreite liegt je nach Ausführung des Prozessors zwischen 24 und 32 Bit) fallen in jeder Sekunde zur Weiterverarbeitung an. Die Ausgangsdatenrate des in Fig. 16 gezeigten Vielkanalempfängers beträgt z.B. $8 \cdot 10^6$ Worte pro Sekunde bei einer Wortbreite von 24 Bit.

Der Vergleich mit den Möglichkeiten des Menschen, der allenfalls einige 10 Bit pro Sekunde verarbeiten kann, macht klar, worin die Schwerpunkte der Zusammenarbeit zwischen Anwender und Hersteller bei der Konzeption von Vielkanalempfangsanlagen zu sehen sind: Es sind die klar umrissene Aufgabenbeschreibung und die Entwicklung darauf abgestimmter Datenreduktions- und Sortieralgorithmen, die es gestatten, aus dem gewonnenen Datenstrom die für die zu bearbeitende Aufgabe relevanten Anteile herauszufiltern, so dass nur die wirklich gewünschten Daten der weiteren Bearbeitung zugeführt und die nachverarbeitenden Einrichtungen nicht unnötig belastet werden.

Zur Orientierung und zur manuellen Auswertung wird dem Operateur eines Vielkanalaufklärungssystems eine grosse Anzahl möglicher Bildschirmdarstellungen, deren Auswahl und Steuerung über Soft Keys erfolgt, zur Verfügung gestellt (Fig.17). Die Echtzeit-Datenanalyse muss, wenn sie unter systematischen Gesichtspunkten erfolgreich sein soll, automatisch durchgeführt werden.

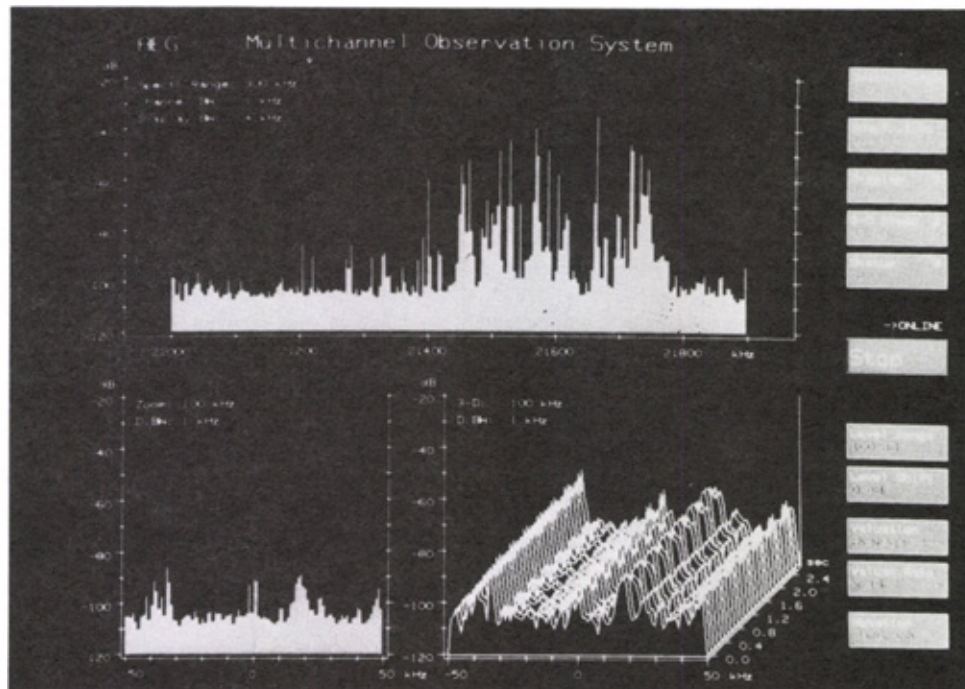


Fig. 17 Vielkanalaufklärungssystem, Bildschirmdarstellung mit Soft keys

Am Anfang der Datenreduktion wird immer ein Detektionsalgorithmus stehen, der es gestattet, momentan nicht belegte Kanäle von der weiteren Bearbeitung auszuschliessen. Weitere Reduktionskriterien, wie z.B. die Einfallsrichtung elektromagnetischer Wellen, das vom Sender verwendete Modulationsverfahren, die Bestimmung von Schrittgeschwindigkeiten, Frequenzhuben usw., finden je nach Anwendungsfall Berücksichtigung.

8-20

5. AUFKLAERUNG VON FREQUENZSPRUNGSENDERN

Frequenzspringen ist ein zeitlich periodisches Wechseln der Mittenfrequenz während einer Sendung. Die Frequenzfolge wird durch einen Pseudozufallszahlen-Generator bestimmt (d.h. beim Frequenzspringen kann es sich um eine Art der Verschlüsselung handeln). Die Tabelle (Fig.18) zeigt die Daten eines typischen VHF-Frequenzspringers. Wir wollen für die folgende Diskussion davon ausgehen, dass dem Frequenzspringer N Sprungkanäle zur Verfügung stehen, die er alle mit derselben Wahrscheinlichkeit $1/N$ anspringt. Zur Aufklärung von Frequenzsprungsendungen stehen je nach Auftrag oder verfolgtem Aufklärungsziel, verschiedene Möglichkeiten zur Verfügung.

Frequenzbereich	: 30 MHz - 79,975 MHz
Kanalzahl	: 2000
Kanalgruppen	: 4 mit je 256 Kanälen oder 4 mit je 2000 Kanälen möglich
Kanalbreite	: 25 kHz
Periode der Sprungfolge	: 10^{60}

Fig.18 Technische Daten eines typischen VHF-Frequenzspringers

5.1 ENTDECKUNG DURCH FREQUENCY SCAN

Der gesamte Bandbereich, in dem der Sender springen kann, wird mit einem scannenden Empfänger abgesucht. Innerhalb des Bandbereichs liegen die N benutzten Kanäle. Gefragt ist nach der Wahrscheinlichkeit, mit der innerhalb von L Scans über die N Kanäle mindestens 1-mal ein belegter Kanal getroffen wird. Dabei setzen wir voraus, dass Messvorgang und Sprungverhalten des Senders statistisch unabhängig voneinander sind.

Mit A bezeichnen wir das Ereignis, dass der Sender während eines Hops gemessen wird. Da alle N Frequenzen gleich häufig angesprungen werden, gilt

$$P(A) = \frac{1}{N}$$

Die Wahrscheinlichkeit des komplementären Ereignisses \bar{A} , d.h. eines Misserfolgs der Messung, ist dann

$$P(\bar{A}) = 1 - P(A) = 1 - \frac{1}{N}$$

Es werden nun n Messungen mit den möglichen Ausgängen A und \bar{A} ausgeführt, so dass die einzelnen Messungen voneinander vollständig unabhängig sind. B_k bezeichne das Ereignis, dass in den n Versuchen genau k -mal A stattgefunden hat. C_1 sei das Ereignis, dass A mindestens 1-mal eingetreten ist. Es gilt

$$P(C_1) = 1 - \sum_{k=0}^{n-1} P(B_k). \quad (25)$$

Dabei ist bekannt, dass die Ereignisse B_k einer Binomialverteilung genügen:

$$P(B_k) = \binom{n}{k} [P(A)]^k [1 - P(A)]^{n-k} \quad (26)$$

Werden bei $P(A) = 1/N$ insgesamt L Scans mit $L \cdot N$ Einzelmessungen durchgeführt, erhält man

$$P(B_k) = P(B_k^{(L)}) = \binom{LN}{k} \left(\frac{1}{N}\right)^k \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{LN-k} \quad (27)$$

8-21

Wird nun die Anzahl der Kanäle N (und damit auch $L \cdot N$) gross, kann für (27) der Poissonsche Grenzübergang /25/ ausgeführt werden. Er liefert

$$P(B_k^{(L)}) = \frac{L^k}{k!} e^{-L} \tag{28}$$

Beispiel:

Gefragt ist nach der Wahrscheinlichkeit dafür, dass bei grosser Kanalzahl N mindestens eine Messung in drei Scans erfolgreich ist. Es gilt mit (28):

$$P(B_0^{(3)}) = e^{-3} = 0,05 \implies P(C_1^{(3)}) = 0,95$$

Bemerkung:

Benutzt der Frequenzspringer $M < N$ der zur Verfügung stehenden Kanäle und springt er diese alle mit derselben Wahrscheinlichkeit $1/M$ an, können, sofern M genügend gross ist, die obigen Ueberlegungen sinngemäss auf die benutzten Kanäle angewendet werden. Die übrigen $N-M$ Messungen innerhalb eines Scans werden als nicht relevant angesehen.

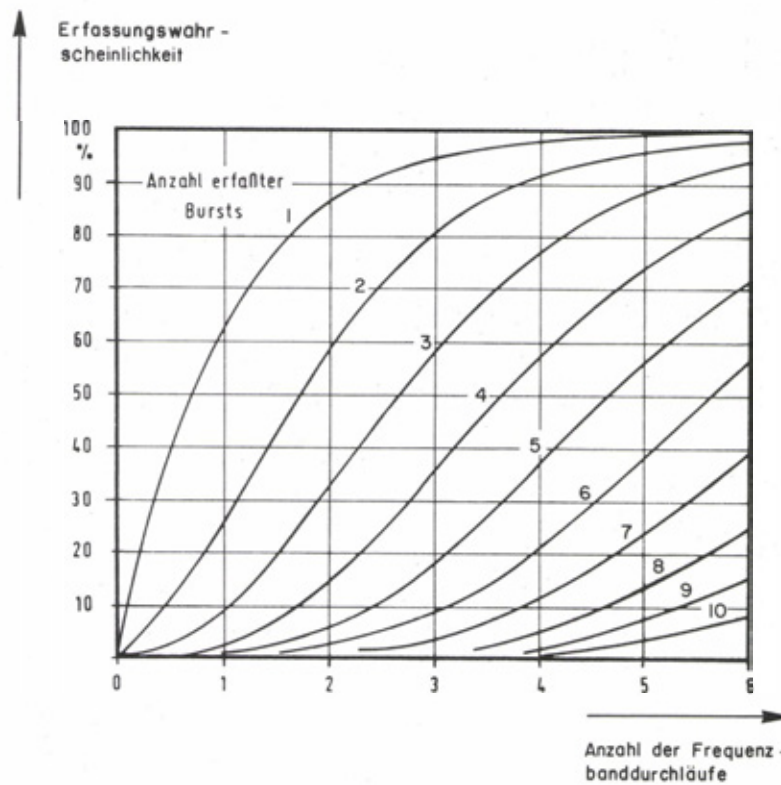


Fig. 19 Erfassungswahrscheinlichkeit für Frequenzsprungsendungen

Der Zusammenhang von Gleichung (28) ist in Fig. 1 für $k = 1, 2, \dots, 10$ und $L = 1, 2, \dots, 6$ dargestellt.

Eine auf den in diesem Abschnitt dargestellten Ueberlegungen basierende Aufklärung von Frequenzspringernetzen kann z.B. folgendermassen ablaufen (vergl. Fig 20):

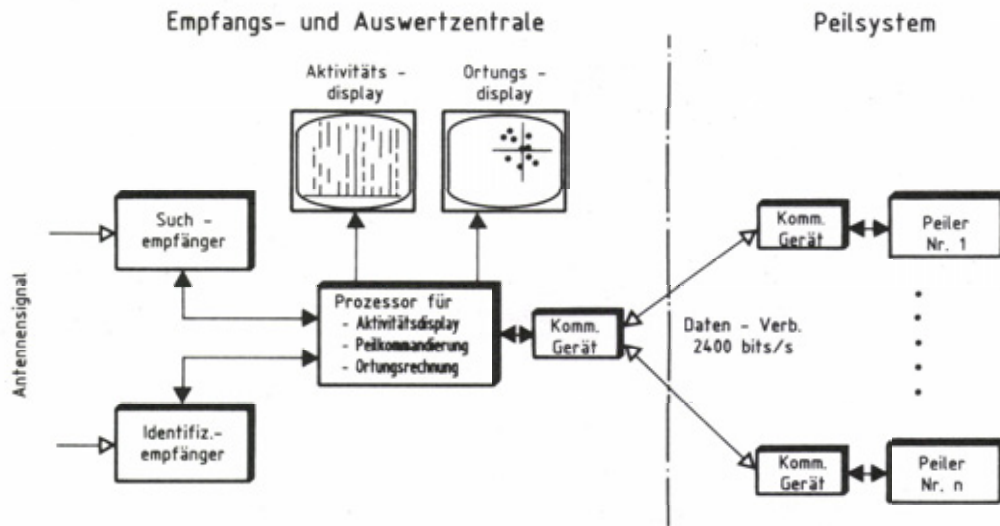


Fig. 20 Aufklärungssystem für Frequenzsprungsender

1. Die von den Frequenzspringern benutzten Kanäle werden mit einem scannenden Empfänger ermittelt und auf einem Aktivitätsdisplay dargestellt. Dabei wird eine Methode der Signalentdeckung mit hoher Empfindlichkeit bei niedriger Falschalarmrate angewendet.
2. Mit einem Peilempfänger, der einen genauen Peilwert aus der Vermessung eines einzelnen Hops ermitteln kann und der im Wartebetrieb auf einem vom Frequenzspringernetz benutzten Kanal arbeitet, werden Peilungen der einzelnen am Netz beteiligten Sender durchgeführt.
3. Die Ergebnisse mehrerer zusammenarbeitender Peilstationen werden zu Ortungen zusammengefasst und auf einem Ortungsdisplay dargestellt.

5.2 EINSATZ EINER EMPFÄNGERBANK

Ein Nachteil des in 5.1 beschriebenen Verfahrens ist darin zu sehen, dass eine grosse Anzahl von Hops gesendet werden muss (erst dann ist $L \cdot N$ gross!), wenn mehr als nur die Detektion geleistet werden soll. Machen wir uns die Verhältnisse am Beispiel des in der Tabelle (Fig. 18) beschriebenen VHF-Frequenzspringers deutlich: Der Sender benutzt den Frequenzbereich von 30 MHz bis 80 MHz. Die Kanalbandbreite beträgt 25 kHz, d.h. es gibt 2000 Kanäle, die angesprungen werden können. Eine Sendung dauere 10 s, die Dauer des einzelnen Hops sei 10^{-3} s. Die Sendung besteht also aus 10^4 Hops. Wie gross ist die Wahrscheinlichkeit dafür, dass mindestens 3 Hops der Sendung erfasst werden?

Gesucht ist also die Wahrscheinlichkeit

$$P(X_{10^4} \geq 3) = \sum_{l=3}^{10^4} \binom{10^4}{l} \left(\frac{1}{2000}\right)^l \left(1 - \frac{1}{2000}\right)^{10^4-l} \quad (29)$$

eine Grösse, die wir mit Hilfe des Satzes von de Moivre - Laplace /25/ berechnen. Dieser Satz sagt folgendes aus:

Gegeben sei eine Folge $\{X_n\}$ binomial verteilter Zufallsvariabler. Für jedes n kann die Zufallsvariable X_n die Werte $k = 1, 2, \dots, n$ annehmen mit den Wahrscheinlichkeiten (vergl. (26)):

$$P(X_n = k) = \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k} \quad ; \quad 0 < p < 1$$

Für Erwartungswert und Varianz von X_n gelten

$$E\{X_n\} = np, \quad D^2\{X_n\} = np(1-p)$$

8-23

Mit $\{Y_n\}$ bezeichnen wir die Folge der normierten Zufallsvariablen

$$Y_n = \frac{X_n - np}{\sqrt{np(1-p)}}$$

und mit $F_n(y)$ ihre Verteilungsfunktionen. Dann gilt für jeden Wert von y die Beziehung

$$\lim_{n \rightarrow \infty} F_n(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-t^2/2} dt, \quad (30)$$

d.h. Y_n ist asymptotisch normalverteilt mit dem Erwartungswert 0 und der Varianz 1.

Die Aussage des Satzes von de Moivre-Laplace versetzt uns in die Lage, die Wahrscheinlichkeit (29) einfach zu berechnen: Es ist $n = 10^4$, $p = 1/2000$, woraus $np = 5$ und $np(1-p) = 2,24$ folgt. Damit gilt

$$\begin{aligned} P(X_n \geq 3) &= P\left(\frac{X_n - np}{\sqrt{np(1-p)}} \geq \frac{3 - np}{\sqrt{np(1-p)}}\right) = \\ &= P(Y_n \geq -0,89) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-0,89}^{\infty} e^{-y^2/2} dy = 0,81. \end{aligned}$$

Diese Wahrscheinlichkeit ist noch relativ gross. Aber schon die Frage nach der Wahrscheinlichkeit, für das o.g. Beispiel mit einem Empfänger mehr als 10 Hops zu erfassen, hat eine ernüchternde Antwort. Sie lautet:

$$P(X_n \geq 10) = P(Y_n \geq 2,23) = 0,013$$

Fig. 21 zeigt den Zusammenhang zwischen k und der Wahrscheinlichkeit $P(X_n \geq k)$.

Anzahl der benutzten Hopper-Kanäle	$N = 2000$
Hopdauer	$T_H = 10^{-3} \text{ s}$
Sendungsdauer	$T_S = 10 \text{ s} \quad (n = 10^4 \text{ Hops})$
Anzahl der überwachten Hopper-Kanäle	$M = 1$
$p = M/N = 5 \cdot 10^{-4}$	
Anzahl erfaßter Hops X_n	

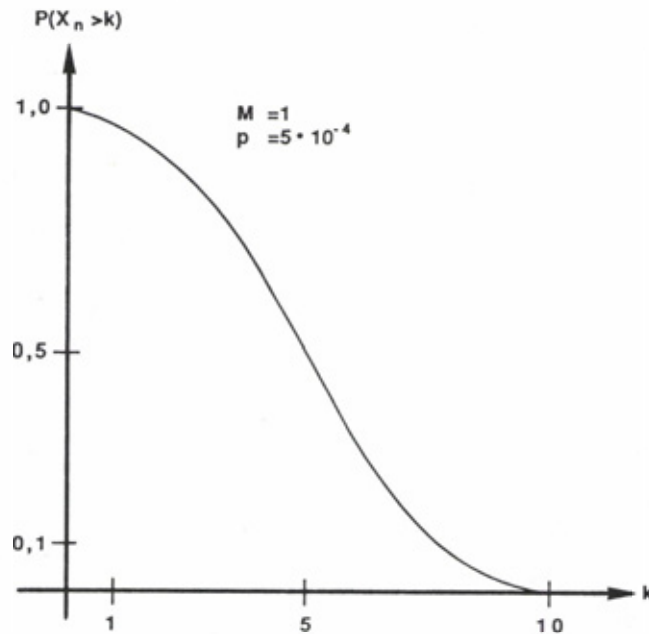


Fig. 21 Erfassungswahrscheinlichkeit bei kurzer Sendung

8-24

Folgerung:

Aufgrund der begrenzten Länge einer Frequenzsprungsendung kann bei Verwendung einer bestimmten Anzahl M von Empfängern ein gewisser Umfang von Informationen über das Verhalten des Frequenzspringers gewonnen werden.

Fig. 20 stellt für verschiedene M (d.h. für verschiedene $p = M/N$) die Wahrscheinlichkeiten für die Erfassung von mehr als k Hops über k dar.

Anzahl der benutzten Hopper-Kanäle $N=2000$, Hopdauer $T_H = 10^{-3}$ s, Sendungsdauer $T_S = 10$ s ($n=10^4$ Hops)
Anzahl der überwachten Hopper-Kanäle M , $p = M/N$, Anzahl erfaßter Hops X_N

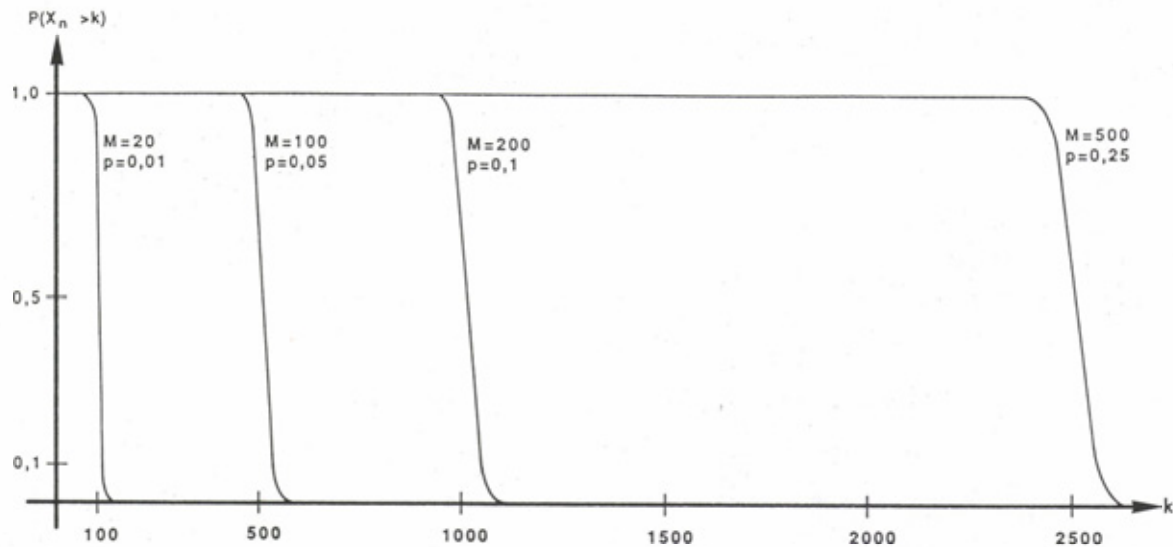


Fig. 22 Erfassungswahrscheinlichkeiten beim Einsatz von Empfängerbanken

5.3 VIELKANALPEILUNG ALS ANSATZ ZUM DEHOPPING

Dem einzelnen Frequenzsprungsender steht eine bestimmte Anzahl von Kanälen zur Verfügung, die er in zufälliger Reihenfolge zur Übertragung von Informationen benutzen kann. Er teilt sich diese Kanäle im allgemeinen mit den übrigen Sendern seines Netzes. Dadurch, dass er den Kanal in rascher Folge wechselt und die Abfolge der Frequenzen dem aussenstehenden Beobachter völlig zufällig erscheint, ist es dem Aufklärer unmöglich, die übertragene Nachricht über einen konventionellen Empfänger aufzuzeichnen, d.h. ein Dehopping durchzuführen. Dazu ist vielmehr eine Vielkanalempfangsanlage notwendig, die auf das Kanalaraster des Frequenzsprungsenders abgestimmt ist und darüber hinaus seinen gesamten Sprungbereich abdeckt.

Wird nun die Tatsache berücksichtigt, dass gleichzeitig viele Frequenzspringer denselben Bandbereich benutzen, stellt sich für die erfassten Hops das Sortierproblem. Nach erfolgter Zuordnung der Hops zu ihren Quellen, kann die von einem Sender abgestrahlte Nachricht schmalbandig aufgezeichnet und einer weiteren Verarbeitung (z.B. Dechiffrierung) zugeleitet werden. Voraussetzung hierfür ist die Echtzeitsignalverarbeitung.

Zur Zerlegung des überwachten Bandes in Analysekanäle können z.B. digitale Vielkanalempfänger, die nach dem Prinzip der schnellen Fouriertransformation (vergl. Abschnitte 3.3 und 4) arbeiten, eingesetzt werden. Das Ergebnis der Zerlegung ist eine (zeit- und frequenzdiskrete) komplexwertige Funktion $E(f, t)$ über der Zeit-Frequenz-Ebene, die die vollständige Nachrichteninformation über das Band innerhalb der Beobachtungsdauer wiedergibt, soweit dies durch die gewählte Breite der Analysekanäle möglich ist.

Die in $E(f, t)$ enthaltene Information allein lässt ein Dehopping jedoch noch nicht zu. Dazu muss eine zweite Funktion $P(f, t)$ über derselben Zeit-Frequenz-Ebene berechnet werden, die für jeden Zeit-Frequenz-Rasterpunkt das Azimut angibt, aus dem die Energie einfällt. Werden die Azimutwinkel farbcodiert, kann man sich vorstellen, dass das so über der Zeit-Frequenz-Ebene entstehende Bild Streifenmuster enthält. Azimutal zusammengehörende Analysekanäle tragen dieselbe Farbe. Dies ist, neben passend gewählten Zeitschranken, das Sortierkriterium für die Zusammengehörigkeit der empfangenen Hops.

Mit den heute zur Verfügung stehenden technologischen Möglichkeiten ist die Abdeckung von Frequenzbereichen der Breite 5 MHz bis 10 MHz mit einem Vielkanalempfänger/-peiler denkbar. Bezüglich der nachfolgenden Datenverarbeitung gelten die in Abschnitt 4.3 gemachten Bemerkungen.

i. LITERATUR

- / 1/ AEG: HF-Vielkanalempfänger VKE 3800, Firmendruckschrift
- / 2/ Bennett, W.R.(1948): "Spectra of Quantized Signals", Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 446-472
- / 3/ Boswell, J. (1985): "Radio on a Chip" - moderne Empfängertechnik mit Hilfe der DSV", Handbuch der modernen Datenverarbeitung, 22. Jahrgang, Heft 123, S. 93 - 108
- / 4/ Brigham, E.O.(1974): The Fast Fourier Transform, Englewood Cliffs (New Jersey): Prentice Hall Inc.
- / 5/ Cooley, J.W.; Tukey, J.W. (1965): "An algorithm for machine calculation of complex Fourier series", Math. Computation, vol. 19, pp. 297-301
- / 6/ Crochiere, R.E.; Rabiner, L.R.(1983): Multirate Digital Signal Processing, Englewood Cliffs (New Jersey): Prentice Hall Inc.
- / 7/ Fink, K.R.; Hölzel, F. (1983): "Empfangskonzept für einen digitalen Empfänger", ntz Archiv, Band 5, S. 353-358
- / 8/ Harris, F.J. (1978): "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Proceedings of the IEEE, vol. 66, pp. 51-83
- / 9/ Hewlett-Packard (1985): Fundamentals of Signal Analysis, Application Note 243
- /10/ Jondral, F. (1985): "Automatic Classification of High Frequency Signals", Signal Processing, vol. 9, pp. 177-190
- /11/ Jondral, F. (1986): "Digital Signal Processing in a Commercial Short Wave Receiver-A Preliminary Study", Signal Processing III: Theories and Applications (edited by I.T. Young et.al.), Elsevier Science Publishers B.V. (North Holland), Part 2, pp. 1105-1108
- /12/ Jondral, F. (1987): "Einführung in die Grundlagen verschiedener Peilverfahren", ntz Archiv, Band 9, S.29-34 und S. 67-72
- /13/ Jondral, F. (1987): "Methoden zur Analyse von Kurzwellensignalen", AEÜ, Band 41, S.149-155
- /14/ Kühne, F. (1974): "Modulationssysteme mit Sinusträger - Teil I. Allgemeine Theorie", AEÜ, Band 24, pp. 139-150
- /15/ Papoulis, A. (1966): "Error Analysis in Sampling Theory", Proceedings of the IEEE, vol. 54, pp. 947-955
- /16/ Papoulis, A. (1977): Signal Analysis, New York: Mc Graw-Hill
- /17/ Pearce, T.H.; Rogers, S.D.: "Design Considerations for an HF Digital Radio Receiver", Proceedings of the 4th International Conference on Radio Receivers and Associated Systems (Bangor, Wales, July 1-4, 1986), I.E.R.E. Publication No. 68, pp. 207-212
- /18/ Rabiner, L.R.; Gold, B. (1975): Theory and Application of Digital Signal Processing, Englewood Cliffs (New Jersey): Prentice Hall Inc.
- /19/ Schaller, W. (1986): "Digitaler Empfänger" in: Meinke/Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 4. Auflage (Herausgeber: K. Lange und K.-H. Löcherer), Berlin: Springer-Verlag, S. Q57-Q61
- /21/ Schwartz, M. (1980): Information Transmission, Modulation, and Noise (3rd edition), Tokyo: Mc Graw-Hill Kogakusha
- /22/ Shannon, C.E. (1949): "Communications in the Presence of Noise", Proceedings of the I.R.E., vol. 37, pp. 10-21
- /23/ Urkowitz, H. (1983): Signal Theory and Random Processes, Dedham (Mass.):Artech House Inc.
- /24/ Schaller, W. (1974): "Die Verwendung der schnellen Fouriertransformation in digitalen Filtern", NTZ, 27. Jahrgang, S. 425-431
- /25/ Fisz, M. (1971): Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik, Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften
- /26/ Dixon, R.C.(1976): Spread Spectrum Systems, New York: John Wiley & Sons
- /27/ Cooper, G.R. (1986): Modern Communications and Spread Spectrum, New York: McGraw-Hill