Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 81 (1990)

Heft: 5

Artikel: Kurzwellenempfänger mit digitaler Signalverarbeitung

Autor: Jondral, Friedrich

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-903090

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 13.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Kurzwellenempfänger mit digitaler Signalverarbeitung

Friedrich Jondral

Die digitale Signalverarbeitung gestattet es, Kurzwellenempfänger in ihren Selektions-, Verstärkungs- und Demodulationseigenschaften sehr flexibel aufzubauen. Der vorliegende Aufsatz gibt dem interessierten Leser einen Überblick über die theoretischen Grundlagen der für die Konstruktion solcher Empfänger benötigten Signalverarbeitungsalgorithmen und stellt den Stand aktueller Entwicklungen anhand eines Einkanal- und eines Vielkanalempfängers dar. Auf die Diskussion mathematischer und technischer Detailprobleme wurde bewusst verzichtet, um den Charakter einer Übersichtsarbeit herauszustellen.

Le traitement numérique des signaux permet une structure très flexible des propriétés sectionnelles, d'amplification et de démodulation des récepteurs à ondes courts. L'article donne un aperçu des fondements théoriques des algorithmes de traitement de signaux requis pour la construction de tels récepteurs et présente l'état des développements actuels à l'exemple d'un récepteur multiplex et d'un récepteur monocanal. Pour faire ressortir le caractère global du travail, on a renoncé intentionnellement à discuter en détail les problèmes mathématiques et techniques.

Adresse des Autors

Friedrich Jondral, Priv.-Doz. Dr.rer.nat.habil., Telefunken Systemtechnik GMBH, Fachgebiet Funk-EloKa, Sedanstrasse 10, D-7900 Ulm

Die Überschrift dieses Aufsatzes soll darauf hinweisen, dass sich die hier dargestellten Überlegungen vorzugsweise auf Empfängerentwicklungen für den *Kurzwellenbereich* (1,5 MHz bis 30 MHz) beziehen. Dabei werden Empfänger behandelt, die sich der *digitalen Signalverarbeitung* bedienen und die sowohl analoge Signale (also Sprache oder Musik) als auch digitale Signale (zur Datenübertragung) verarbeiten. Es liegt auf der Hand, dass wegen der exakten Reproduzierbarkeit digitaler Signalverarbeitungsprozesse solche Empfänger insbesondere für die *Signalanalyse* – oder für Überwachungsaufgaben eingesetzt werden.

Die Anwendung digitaler Signalverarbeitungsmethoden in der Funkempfangstechnik ist nun nicht etwa die sinngemässe Übertragung bisher in Analogtechnik dargestellter Verarbeitungsprozesse auf Signalprozessoren. Es eröffnen sich vielmehr ganz andere Verarbeitungsmöglichkeiten, die grösstenteils darauf beruhen, dass die *komplexe digitale Basisbanddarstellung* des Empfangssignals (der in analoger Technik das analytische Signal entspricht) relativ einfach erzeugt werden kann. Die komplexe Basisbanddarstellung ermöglicht eine oft elegante Implementierung effektiver Demodulationsalgorithmen, da von Realteil und Imaginärteil der Signalfunktion leicht auf Betrag und Phase des Signals übergegangen werden kann.

Für Überwachungsaufgaben, die die Erfassung eines Signals mit extrem hoher Wahrscheinlichkeit verlangen, bieten sich *Empfängerbänke* an, die in der Kurzwelle, bedingt durch die besonderen Eigenschaften dieses Kanals, gleichzeitig ein Frequenzintervall von etwa 4 MHz Breite lückenlos abdecken sollten. Bei einer Empfangsbandbreite von 1 kHz verlangt diese Aufgabe immerhin den gleichzeitigen Einsatz von 4000 Empfängern. Eine aufwandsgünstige Realisierungsalternative stellen in einem solchen Fall Digitalfilterbänke dar, die im abschliessenden Teil dieses Aufsatzes behandelt werden.

Eine Übersichtsarbeit verbietet es, auf technische oder theoretische Details näher einzugehen. Der interessierte Leser findet am Ende dieser Arbeit ein Literaturverzeichnis, das ihm eine tiefere Einarbeitung in die digitale Funkempfangstechnik ermöglichen soll.

Leistungsanforderungen an einen Kurzwellenempfänger

Bei der hohen Senderdichte im Kurzwellenbereich, besonders in Mitteleuropa, ist für Analyse- und Aufklärungsempfänger eine Nachbarkanalselektion von mindestens 60 dB notwendig. Dabei ist zu beachten, dass die optimale Empfangsbandbreite zwischen ungefähr 0,1 kHz und 10 kHz liegen kann. D.h., ein universal einsetzbarer Kurzwellenempfänger muss viele verschiedene Hauptselektionsfilter mit hoher Sperrdämpfung zur Verfügung stellen.

Am Rande dürfen einige Effekte, die den Analogteil des Empfängers betreffen, nicht unerwähnt bleiben:

Unter *Intermodulation* wird die Mischung mehrerer Signale verstanden. Die Summen- oder Differenzbildung zweier Signale wird als Intermodulation zweiter Ordnung bezeichnet. Mischen sich die Oberwelle eines Signals und die Grundwelle eines anderen Signals oder die Grundwellen dreier Signale, kommt es zur Intermodulation dritter Ordnung.

Der in einem Überlagerungsempfänger vorhandene Oszillator liefert keine diskrete Frequenzlinie, sondern ein Spektrum, das auch sogenannte Rauschseitenbänder enthält. Werden diese nicht hinreichend stark unterdrückt, können schwache Signale neben sehr starken Sendern im Empfänger durch *reziprokes Mischen* zugedeckt werden.

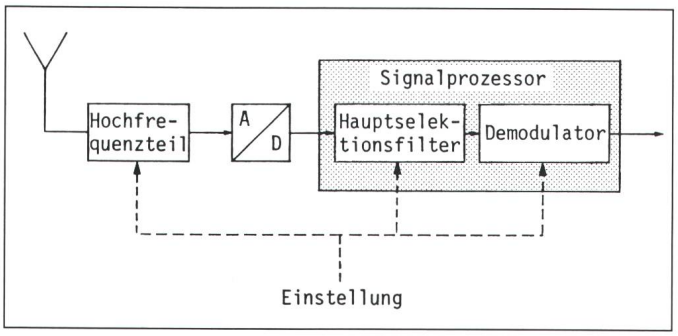


Bild 1
Prinzipieller Aufbau eines Empfängers mit digitaler Signalverarbeitung

Die *Kreuzmodulation* überträgt die Modulation eines oder die Summe der Modulationen mehrerer Nachbarsender auf das Nutzsignal, was dann wie eine undefinierte Gleichkanalstörung wirkt.

Leistungsfähige Kurzwellenempfänger sind so entwickelt, dass sie die oben genannten Effekte nach dem Stand der Technik weitgehend vermeiden.

Den prinzipiellen Aufbau eines Empfängers mit digitaler Signalverarbeitung zeigt das Bild 1: Von der Antenne gelangt das Signal über ein Hochfrequenzteil, welches das Signal auf eine Zwischenfrequenz umsetzt, ein Bandbegrenzungsfilter enthält und über eine Regelung zum Ausgleich von Schwunderscheinungen verfügt, an den Analog-Digital-Wandler, der das zeitkontinuierliche Signal in eine Folge zeitlich äquidistanter Abtastwerte verwandelt. Darauf folgen im Signalprozessor die Hauptselektion und die Demodulation des Signals. Das demodulierte Signal kann schliesslich entweder als Datenstrom an eine Nachverarbeitungseinheit weitergegeben oder über einen Digital-Analog-Wandler mit nachfolgendem Tiefpass und Lautsprecher hörbar gemacht werden.

Abtasttheorem und Bandpassunterabtastung

Die Grundlage jeder digitalen Signalverarbeitung ist das *Abtasttheorem,* das bereits 1915 im Rahmen der Approximationstheorie vom englischen Mathematiker E.T. Whittaker [30] bewiesen und dessen Wichtigkeit für nachrichtentechnische Anwendungen durch die 1949 erschienene Arbeit [29] von *C.E. Shannon* bekannt wurde.

Die Aussage des Abtasttheorems besteht darin, dass ein bandbegrenztes Signal durch seine zu äquidistanten Zeitpunkten genommenen Abtastwerte dargestellt und, was genauso wichtig ist, aus diesen rekonstruiert werden kann. Die minimal notwendige Abtastrate ist grösser als das Doppelte der höchsten im Signal vorkommenden Frequenz. Im Spektralbereich wird durch die Abtastung des Signals dessen Spektrum periodisch mit der Abtastfrequenz fortgesetzt (Bild 2a, b). Bild 2c veranschaulicht den Fehler, der auftritt, wenn mit zu kleiner Abtastrate digitalisiert wird: Die Perioden des Spektrums werden ineinandergeschoben. Dies führt zu einer Verfälschung des Signals, es findet *Überfaltung* (englisch Aliasing) statt.

Neben dem Überfaltungseffekt, dessen Vermeidung die Einhaltung der Voraussetzungen des Abtasttheorems garantiert, sind bei der Digitalisierung analoger Signale weitere Fehlerquellen zu beachten. Dem Praktiker muss immer bewusst sein, dass es sich beim Abtasttheorem um eine theoretische Aussage handelt. Die wichtigsten Fehlerquellen sind der *Quantisierungsfehler,* der auf der endlichen Auflösung des Analog-Digital-Wandlers beruht, der *Jitter des Abtastzeitpunktes,* d.h. die Tatsache, dass realer und gewünschter Abtastzeitpunkt voneinander abweichen, und schliesslich der Fehler, der dadurch auftritt, dass nur *endlich lange Signalausschnitte* bearbeitet werden können.

Die beiden erstgenannten Effekte lassen sich durch die Auswahl von Sample-Hold-Schaltung und Analog-Digital-Umsetzer kontrollieren. Die Einschränkung, dass nur eine in ihrem zeitlichen Ausschnitt begrenzte Beobachtung einer Signalfunktion möglich ist, führt zu der Interpretation, dass das Signal mit einer *Fensterfunktion,* die im Beobachtungsintervall den Wert 1 hat und ausserhalb dessen verschwindet, multipliziert wurde. Da die Fouriertransformierte dieser Rechteckfunktion eine *Spaltfunktion* (Typ: (sin x)/x) ist, ergibt die Fouriertransformation des gefensterten Signals die Faltung der Fouriertransformierten des (nicht gefensterten) Signals mit der Spaltfunktion.

Die Grösse der spektralen Störung ergibt sich nach Massgabe des Gibbsschen Phänomens. Diese Störung kann, allerdings um den Preis einer geringeren spektralen Auflösung, durch die Benutzung von Fensterfunktionen, die bessere Differenzierbarkeitseigenschaften als die Rechteckfunktion aufweisen, abgeschwächt werden [9]. Wird das Signal nicht, wie es z.B. beim Vielkanalempfänger nach dem Prinzip der schnellen Fouriertransformation der Fall ist, blockweise, sondern fortlaufend verarbeitet, hat die Fensterfunktion eine breite zeitliche Ausdehnung. Dementsprechend schmal ist dann im Spektralbereich die Spaltfunktion. Der aus der Fensterung des Digitalsignals resultierende Fehler hat daher bei dieser Art der Signalverarbeitung praktisch keinen Einfluss.

Eine für die Funkempfangstechnik interessante Variante des Abtasttheorems liefert die *Bandpassunterabtastung.* Ihre Anwendung bietet sich an, wenn das zu digitalisierende Signal in Bandpasslage vorliegt. Dabei ist zu beachten, dass die Fouriertransformierte eines reellwertigen Signals immer einen geraden Betragsverlauf (Spektrum) und einen ungeraden Phasenverlauf besitzt. Bei einem Bandpasssignal (Bild 3a) fällt auf, dass zwischen dem Nullpunkt der Frequenzachse und der niedrigsten im Signal auftretenden Frequenz ein relativ grosser Spektralbereich ungenutzt bleibt. Diese Tatsache macht sich die Bandpassunterab-

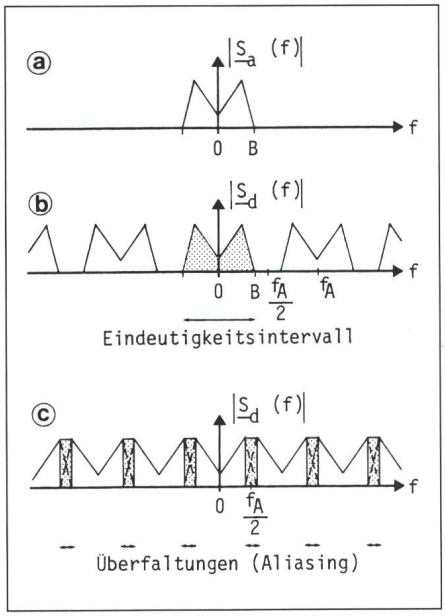


Bild 2 Zum Abtasttheorem
a Tiefpasssignal
b Abtastung mit $f_s > 2B$
c Abtastung mit $f_s < 2B$

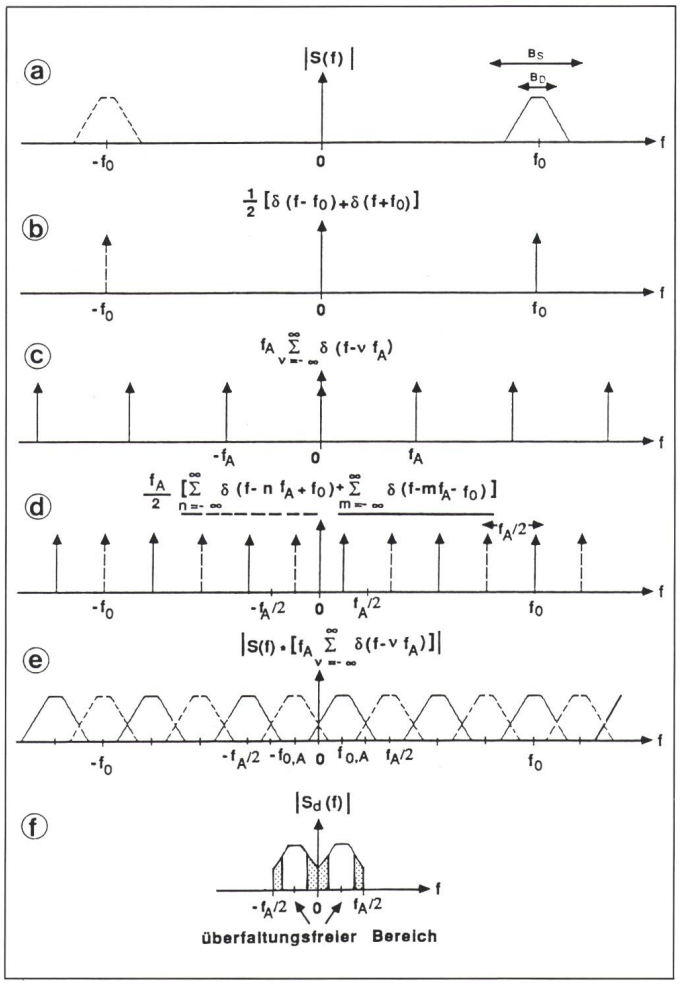


Bild 3
Zur Bandpass-unterabtastung

a Spektrum eines Bandpasssignals mit der Mittenfrequenz f_0
b Spektrum eines sinusförmigen Signals der Frequenz f_0
c Spektrum der Abtastfolge
d Spektrum des sinusförmigen Signals der Frequenz f_0 nach der Unterabtastung
e Spektrum des Bandpasssignals mit Mittenfrequenz f_0 nach der Unterabtastung
f Spektraler Eindeutigkeitsbereich nach der Unterabtastung

tastung mit dem Ziel einer Verminderung der Abtastrate zunutze. Die Bilder 3b bis 3d zeigen den Effekt der Unterabtastung eines sinus-förmigen Signals: Das Spektrum des Signals (Bild 3b) wird mit der Abtastfrequenz f_A periodisch fortgesetzt, d.h. mit einem Impulskamm (Bild 3c), dessen Einzelpulse um f_A auseinander liegen, gefaltet. Das Faltungsergebnis gibt Bild 3d wieder. Die Verallgemeinerung dieses Vorgehens auf Bandpasssignale skizziert Bild 3e. Über zwei einfache Formeln kann die optimale Abtastfrequenz bei gegebener Mittenfrequenz f_0 des Bandpasssignals und Sperrbandbreite B_S des Antialiasingfilters bestimmt werden [17]. Der erste Schritt der nachfolgenden digitalen Signalverarbeitung ist eine Filterung, mit der die Spektralbereiche, in denen eine Überfaltung stattgefunden hat (in Bild 3f grau unterlegt), auf das gewünschte Mass gedämpft werden, ohne dass der Durchlassbereich B_D verkleinert wird.

Die aus der Anwendung der Bandpassunterabtastung resultierende Verminderung der Belastung für den Signalprozessor illustriert das folgende Beispiel:

Aus den für einen Kurzwellenempfänger geltenden Spezifikationen,

Zwischenfrequenz (Mittenfrequenz des Signals) f_0 = 200 kHz, Durchlassbandbreite des Antialiasingfilters B_D = 10 kHz und Sperrbandbreite des Antialiasingfilters B_S = 60 kHz,

ergeben sich folgende Daten für die Bandpassunterabtastung:

Abtastfrequenz f_A = 88,8 kHz, Breite des überfaltungsfreien Bereichs Δf_u = 28,8 kHz, Zwischenfrequenz nach der Unterabtastung $f_{0,A}$ = 22,2 kHz.

Die Frequenz der Bandpassunterabtastung von 88,8 kHz liegt gegenüber dem Doppelten der höchsten im Signal auftretenden Frequenz (460 kHz) um mehr als den Faktor 5 niedriger!

Digitale Systeme

Während analoge Systeme in ihren Eigenschaften direkt durch die zu ihrem Aufbau verwendeten elektrischen Schaltelemente (Widerstände, Kondensatoren, Spulen) bestimmt werden, ist die einzige Anforderung an eine digitale Empfängerhardware, dass sie *echtzeitfähig* ist. D.h. sie muss dazu in der Lage sein, die Signalabtastwerte im Takt ihres Eintreffens zu verarbeiten. Ein digitales System wird auf einem echtzeitfähigen Prozessor durch Speicher zur Zeitverzögerung um einen Abtasttakt, Addierer und Multiplizierer aufgebaut.

Die für die Funkempfangstechnik wesentlichen Systemkomponenten sind *komplexe Mischer, frequenzselektive Filter* und *Demodulatoren*. Allerdings sollte nicht davon ausgegangen werden, dass die Algorithmen, die digitale Systeme darstellen, die genannten Funktionen unabhängig voneinander realisieren. So empfiehlt es sich z.B., in bestimmten Anwendungen komplexe Mischer und Filter als ein System anzusehen.

Ein konzeptuell wesentlicher Unterschied zwischen analoger und digitaler Systemtechnik besteht darin, dass die Mathematik für die Analogtechnik als Entwurfshilfsmittel benutzt wird, während sie in der Digitaltechnik darüber hinaus auch direkt die Verarbeitungsalgorithmen zur Verfügung stellt. Ein komplexer Mischer realisiert den Modulationssatz der Fouriertheorie: Durch Multiplikation des Signals im Zeitbereich mit einem komplexen Träger der Kreisfrequenz ω_0 wird die Fouriertransformierte des Signals (und damit auch sein Spektrum) um ω_0 verschoben. Die wichtigste Anwendung der komplexen Mischung ist die Erzeugung des *komplexen, digitalen Basisbandsignals*, die im Bild 4 skizziert ist: Das reelle Digitalsignal wird mit einem komplexen Träger der Frequenz $f_m = -f_A/4$ gemischt und anschliessend mit identischen Filtern in Realteil- und Imaginärteilzweig tiefpassgefiltert. Danach kann, wie im folgenden gezeigt wird, ohne das Abtasttheorem zu verletzen, die Abtastrate halbiert werden. Bild 5 gibt einen Überblick über die zugehörigen Spektren; in ihm sind die jeweiligen Eindeutigkeitsbe-

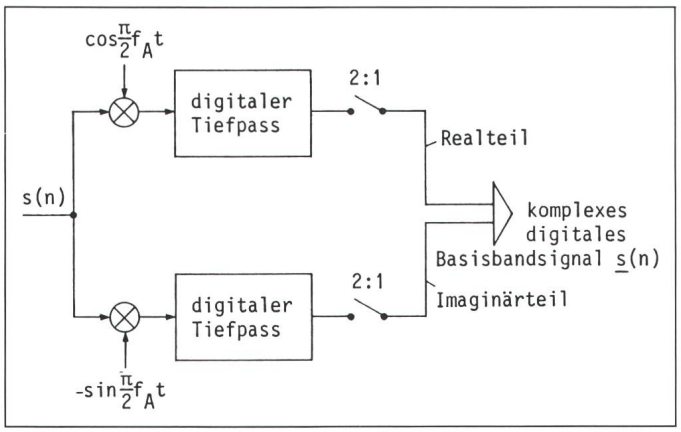


Bild 4 Erzeugung des komplexen Basisbandsignals
(im Zeitbereich gesehen)

reiche grau unterlegt: Auch für Digitalsignale ist nach den Regeln der Fouriertransformation das Spektrum eines reellen Signals eine gerade Funktion der Frequenz (Bild 5a). Die Mischung mit dem komplexen Träger verschiebt das Spektrum um $f_A/4$ nach links und verdoppelt die spektrale Leistungsdichte (Bild 5b). Wegen der ursprünglichen Symmetrie des Spektrums kann ohne Informationsverlust die linke Hälfte des spektralen Eindeutigkeitsbereiches weggefiltert werden (Bild 5c). Auch die abschliessende Reduktion der Abtastrate um den Faktor 2 (Bild 5d) verfälscht das Signal nicht. Das Ergebnis der in Bild 4 dargestellten Operation ist das komplexe, digitale Basisbandsignal, das in gewisser Weise als zeitdiskretes Analogon eines analytischen Signals interpretiert werden kann.

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*. Algorithmisch gesehen werden Digitalfilter in ihrem Eingangs-Ausgangs-Verhalten durch die Zustandsraumdarstellungen linearer Differenzengleichungen mit konstanten Koeffizienten repräsentiert. Frequenzselektive Digitalfilter lassen sich entweder als FIR-Systeme (Finite Impulse Response), d.h. Systeme mit endlich langer Impulsantwort, oder als IIR-Systeme (Infinite Impulse Response) darstellen. Der Entwurf beider Filtertypen geht von der Vorgabe eines Toleranzschemas für den Amplitudengang aus (vergleiche z.B. [26]). *FIR-Filter* bieten die Vorteile, unabhängig vom Amplitudengang einen exakt linearen Phasengang realisieren zu können und grundsätzlich stabil zu sein. Scharf selektierende *FIR-Filter* verlangen im allgemeinen im Vergleich mit *IIR-Filtern* einen höheren Realisierungsaufwand. Bild 6a zeigt eine FIR-Filterstruktur.

Zu einem IIR-Filter existiert immer ein analoges Gegenstück. Der Entwurf eines IIR-Filters 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 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 6b zeigt ein IIR-Filter in der dritten kanonischen Form.

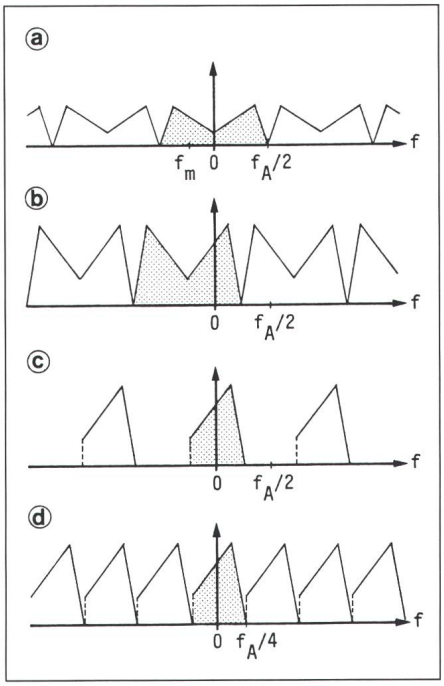


Bild 5 Erzeugung des komplexen Basisbandsignals
(spektral gesehen)

a Ausgangsspektrum (Betrag)
b nach der komplexen Mischung (dabei Verdoppelung der spektralen Leistungsdichte)
c nach der digitalen Tiefpassfilterung
d nach der Reduktion der Abtastrate

Die komplexe Basisbanddarstellung gestattet einen eleganten Zugriff auf Betrag und Phase des Signals: Zu jedem Zeitpunkt bilden Realteil und Imaginärteil 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 wegen der Gültigkeit des Abtasttheorems der komplexe Zeiger zwischen zwei Abtastwerten nur um weniger als π drehen kann, ist das Vorzeichen der Frequenz durch die Drehrichtung des Zeigers bestimmt (Bild 7). Der Übergang von der Realteil-Imaginärteil-Darstellung des Signals zu seiner Betrag-Phase-Darstellung ist eine Koordinatenwandlung von kartesischen in Polarkoordinaten.

Mit der Koordinatenwandlung des komplexen Basisbandsignals ist ein wesentlicher Beitrag zur Demodulation geleistet. Obwohl es eine kaum überschaubare Zahl von Modulationsverfahren gibt, haben diese alle eines gemeinsam: Die zu übertragende Information wird einer sinusförmigen Trägerschwingung durch Variation von Amplitude, Momentanfrequenz, relativer Nullphasenlage oder Kombinationen dieser drei Grössen aufgeprägt (wichtige Beispiele Tab. I). Für die Praxis ist zu beachten, dass Betrag und Phase eines Signals im allgemeinen genauso wenig wie Realteil und Imaginärteil unabhängig voneinander beeinflusst werden können. D.h. es ist z.B. unmöglich, die Amplitude zu modulieren, ohne die Phase zu beeinflussen. Eine detaillierte Beschreibung spezieller Demodulationsverfahren

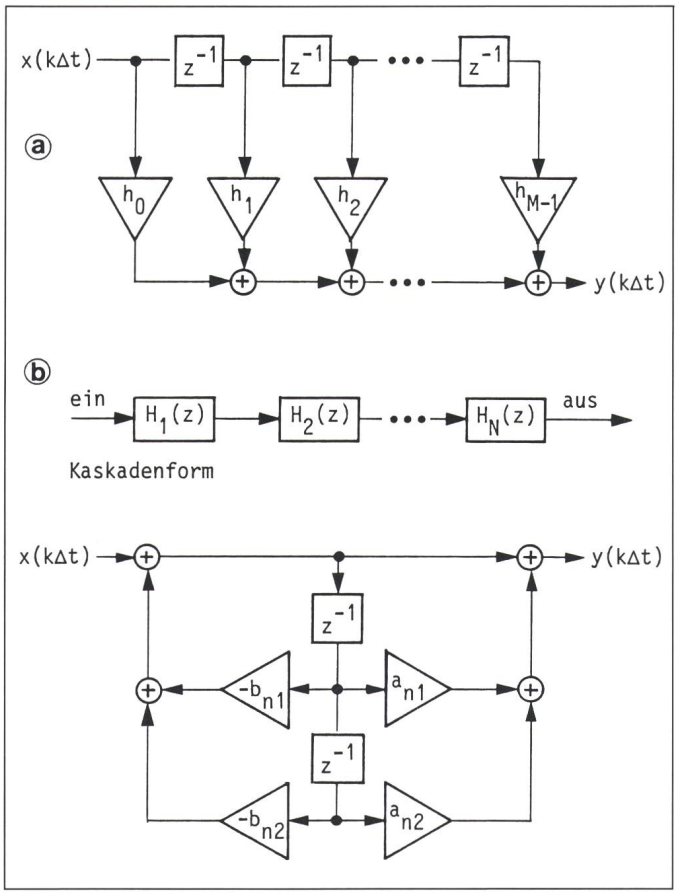


Bild 6 Strukturen frequenzselektiver Digitalfilter

a FIR-Filter

b IIR-Filter (dritte kanonische Form)
$H_n(z)$: Teilsystem zweiter Ordnung

würde den Umfang des vorliegenden Aufsatzes sprengen. Aufbauend auf der komplexen Basisbanddarstellung des Empfangssignals wurden Demodulationsalgorithmen für die im Kurzwellenbereich bekannten Modulationsverfahren entwickelt, die insbesondere für den Einsatz in Aufklärungsempfängern geeignet sind.

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

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	$\theta_1 + k\frac{\pi}{4}$, $k = 0, 1, \ldots, 7$
ASK2/PSK8	a_1, a_2	konstant	$\theta_1 + k\frac{\pi}{4}$, $k = 0, 1, \ldots, 7$

Tabelle I Mögliche Signalparameterzustände bei digitalen Modulationsverfahren

Diskrete Fouriertransformation

Die Fouriertransformation eröffnet die Möglichkeit, Signale und Systeme unter einem anderen Blickwinkel als dem von Zeitfunktionen und Impulsantworten zu betrachten.

Zu einem Signal gehört eine *Fouriertransformierte,* bei der es sich um eine (im allgemeinen komplexwertige) Funktion der Frequenz handelt. Der Betragsverlauf der Fouriertransformierten heisst *Amplitudenspektrum* (oft auch nur kurz Spektrum), ihr Phasenverlauf ist das *Phasenspektrum.* Das Amplitudenspektrum gibt die Verteilung der im Signal vorhandenen Leistung auf die Frequenzen wieder, das Phasenspektrum beschreibt die innere Bindung unter den Frequenzen. Als äquivalent zum Signal ist allein seine Fouriertransformierte anzusehen. Die Rückgewinnung des Signals aus seiner Fouriertransformierten leistet die *inverse Fouriertransformation.*

Die Fouriertransformation besitzt Eigenschaften, die sie für die Nachrichtentechnik interessant machen: Zunächst einmal ist sie linear, d.h. beliebige Linearkombinationen (Superpositionen) von Signalen werden auf die entsprechenden Linearkombinationen der Fouriertransformierten abgebildet. Dies bedeutet, dass sich als Definitionsbereiche für eine Fouriertransformation lineare Funktionenräume (Vektorräume) anbieten. Als besonders effektiv erweist sich die Fouriertransformation, wenn sie als topologische Abbildung eines Vektorraums auf sich selbst erklärt werden kann. In diesem Fall handelt es sich sowohl bei der Fouriertransformation selbst als auch bei ihrer Inversen um eine stetige injektive Abbildung.

Die Fouriertransformierte einer Impulsantwort heisst *Übertragungsfunktion,* ihr Betragsverlauf ist der *Amplitudengang,* ihr Phasenverlauf der *Phasengang* des Systems. Die Reaktion eines linearen zeitinvarianten Systems auf ein Eingangssignal ist die Faltung seiner Impulsantwort mit der das Signal beschreibenden Zeitfunktion. Durch die Fouriertransformation wird die Faltung im Zeitbereich in die Multiplikation der zugehörigen Fouriertransformierten verwandelt. D.h. im Frequenzbereich ist die Fouriertransformierte des Ausgangssignals die Multiplikation der Übertragungsfunktion mit der Fouriertransformierten

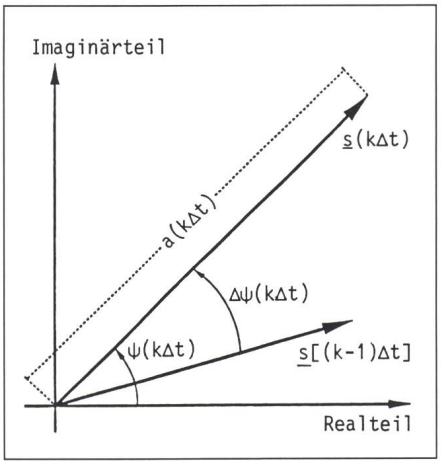


Bild 7 Zeigerdiagramm in der Realteil-Imaginärteil-Ebene

des Eingangssignals. Hieraus wird verständlich, dass sich manche Operationen im Zeitbereich und andere im Frequenzbereich anschaulicher darstellen lassen.

Soviel zur reinen Lehre: In der Praxis können, wie oben bereits diskutiert, nur endliche Signalausschnitte beobachtet werden. Das führte dort zu der Interpretation, dass die Signalfunktion mit einem Rechteckfenster

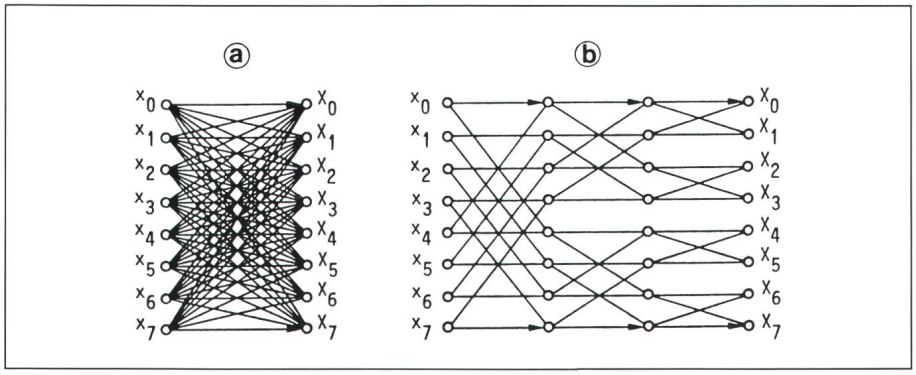


Bild 8 DFT- und FFT-Signalflussgraphen für N=8

a DFT: N^2 Multiplikation b FTT: ½N Multiplikation

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

endlicher Länge zu multiplizieren ist. Dieses Produkt wird nun fouriertransformiert, um eine *Approximation* der Fouriertransformierten des Signals zu erhalten.

Beschränkt man sich darauf, die Fouriertransformierte an endlich vielen diskreten Frequenzen zu approximieren, und beachtet man, dass real existierende Signale immer bandbegrenzt sind, wird man auf einen Zusammenhang zwischen einer endlichen Anzahl zeitlich aufeinanderfolgender Abtastwerte des Signals, die unter Beachtung des Abtasttheorems zu entnehmen sind, und derselben Anzahl von auf der Frequenzachse äquidistanten Stützstellen zwischen $-f_A/2$ und $f_A/2$, die eine frequenzdiskrete Approximation der Fouriertransformierten des abgetasteten Signals darstellen, geführt. Dieser Zusammenhang ist die *diskrete Fouriertransformation* (DFT).

Bezogen auf endliche Folgen (Blökke) von Abtastwerten hat die DFT die gleichen Eigenschaften wie die Fouriertransformation. Insbesondere ist sie linear und führt die Faltung zweier Folgen in das Produkt ihrer Transformierten über (und umgekehrt). Mit Abtasttheorem und DFT ist damit die Möglichkeit gegeben, die Fouriertransformierte eines bandbegrenzten Signals und damit insbesondere sein Spektrum numerisch zu approximieren.

In ihrer Grundform ist die DFT ein rechentechnisch aufwendiger Prozess. Bei N Abtastwerten im Zeitbereich (und damit auch N Stützstellen im Frequenzbereich) erfordert sie N^2 Multiplikationen und $N(N\text{-}1)$ Additionen komplexer Zahlen. In ihrer 1965 erschienenen Arbeit [6] konnten *Cooley* und *Tukey* zeigen, dass die Anzahl der benötigten Operationen durch eine Umstrukturierung des Algorithmus (vergleiche Bild 8 für den Fall $N = 8$) auf $(N/2)$ ld N Multiplikationen und N ld N Additionen komplexer Zahlen reduziert werden kann, wenn N eine Zweierpotenz ist und mit ld der Logarithmus zur Basis 2 bezeichnet wird.

Die grundsätzliche Idee des Algorithmus besteht in der Erkenntnis, dass die DFT als stufenweiser Prozess über ld N Verarbeitungsebenen angesehen werden kann und von Stufe zu Stufe Paare von Eingabewerten auf immer wieder dieselbe Art zu Paaren von Ausgabewerten verknüpft werden. Diese Verknüpfung ist die sogenannte Butterfly-Operation.

Den Komplexitätsvergleich zwischen der DFT und dem von Cooley und Tukey angegebenen Algorithmus, der wegen des durch die Benutzung geeigneter Hardwareschaltungen erreichbaren Gewinns an Rechenzeit auch schnelle Fouriertransformation (Fast Fourier Transform, FFT) heisst, zeigt Bild 9.

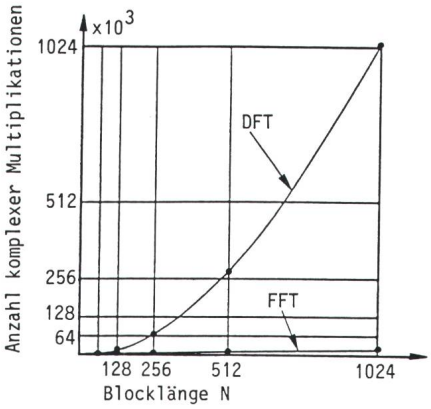


Bild 9 Komplexitätsvergleich zwischen DFT und FFT

Einkanalempfänger

Einkanalige Kurzwellenempfänger dienen dazu, ein bestimmtes Signal aus dem Kurzwellenband herauszufiltern, zu verstärken, zu demodulieren und hörbar zu machen bzw. den Nachrichteninhalt an eine Weiterverarbeitungseinrichtung zu übergeben. Für Universalempfänger gilt, dass sie über den gesamten Bereich zwischen 1,5 MHz und 30 MHz abstimmbar und in der Empfangsbandbreite und in ihren Demodulationsalgorithmen schaltbar sind.

Analoge Vorverarbeitung

Jeder Empfänger, der sich der digitalen Signalverarbeitung bedient, muss eine Vorverarbeitungsstufe in Analogtechnik besitzen, da zur Anwendung des Abtasttheorems die Bandbegrenzung des Signals eine unabdingbare Voraussetzung darstellt. Da jedes Bandpassfilter auf einer festen Zwischenfrequenz arbeitet, funktioniert der Analogteil des Emfängers (Bild 1) folgendermassen: Das Antennensignal wird auf die geeignete Zwischenfrequenz umgesetzt und anschliessend durch ein Filter bandbegrenzt. Dem Analog-Digital-Wandler ist ein Regelverstärker vorgeschaltet, der allzu grosse Pegelschwankungen vor dem Eingang des Digitalteils ausgleicht.

Zur Dynamik digitaler Empfänger

Ein analoger Empfänger erzeugt, auch wenn kein Eingangssignal von der Antenne her anliegt, ein Ausgangssignal, sein Eigenrauschen. 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 Empfängerausgang 1 ist. Die Empfängerausgangsleistung wird wegen der benutzten Filter frequenzselektiv bewertet, so dass auch die Rauschleistung des Empfängers frequenzselektiv zu messen ist. Damit ist die minimal notwendige Empfängereingangsleistung gleich der Leistung des Eigenrauschens P_{Rausch} multipliziert mit dem Quotienten aus Ausgangsbandbreite b und Eingangsbandbreite B des Empfängers.

Steigt nun der Signalpegel am Empfängereingang an, so nimmt das Signal-Stör-Verhältnis zu, und zwar so lange, bis sich die nichtlinearen Antei-

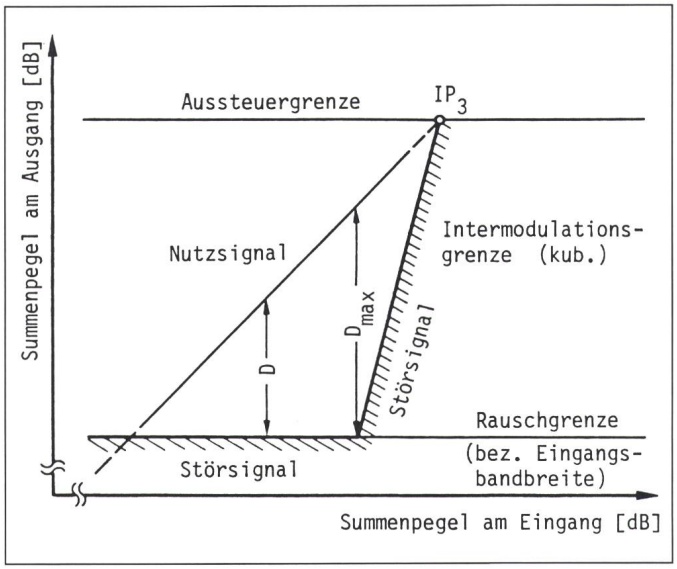


Bild 10 Dynamikbereich analoger Empfänger

le der Verstärkerkennlinie bemerkbar machen. Vom Einsatz der durch diese Nichtlinearitäten erzeugten Störlinien an nimmt das Signal-Stör-Verhältnis wieder ab (Bild 10). Am Punkt des grössten Signal-Stör-Verhältnisses ist die optimale Signaleingangsleistung P_{opt}, die im Empfänger durch eine Regelung gehalten werden sollte, erreicht.

Der *Dynamikbereich analoger Empfänger* wird definiert durch den Logarithmus des Verhältnisses von optimaler zu minimal notwendiger Signaleingangsleistung:

$$D_{analog}\,[\mathrm{dB}] := 10 \log (P_{opt}/P_{Rausch}) + 10 \log (B/b), \qquad (1)$$

worin der zweite Summand auf der rechten Seite als *Prozessgewinn* des Empfängers bezeichnet wird.

In Anlehnung an das Vorgehen bei analogen Empfängern wird der *Dynamikbereich digitaler Empfänger* unter der Annahme definiert, dass die einzige Störung das Quantisierungsrauschen des Analog-Digital-Wandlers ist.

Ist N die Wortlänge des Analog-Digital-Wandlers, so ist die Leistung des Quantisierungsrauschens gegeben durch

$$P_{RQ} = Q^2/12 \text{ mit } Q = 2^{-(N-1)} \qquad (2).$$

Am Empfängerausgang liegt also das Signal-Rauschverhältnis 1 vor, wenn das Eingangssignal die Leistung

$$P_{min,ein} = (Q^2/12) \cdot (b/B) \qquad (3)$$

hat. Der Analog-Digital-Wandler ist optimal ausgesteuert, wenn die Spitzen des Signals gerade noch erfasst werden. Mit der hier benutzten Definition von Q können am Ausgang des Analog-Digital-Wandlers Zahlen zwischen -1 und 1 dargestellt werden. Damit ergibt sich für den Dynamikbereich eines digitalen Empfängers, wenn das Eingangssignal als sinusförmig angenommen wird:

$$D_{digital} := 10 \log \frac{P_{opt}}{P_{min,ein}} = 10 \log \frac{1/2}{(Q^2/12)\,(b/B)} \qquad (4)$$

und damit näherungsweise

$$D_{digital}\,[\mathrm{dB}] \approx 2 + 6N + 10 \log (B/b) \qquad (5)$$

Er wird also im wesentlichen durch den Prozessgewinn und durch die Auflösung des Analog-Digital-Wandlers bestimmt.

Direkte Mischung und Überlagerungsprinzip

Zwei Empfangsprinzipien können für einen Empfänger mit digitaler Zwischenfrequenz-Niederfrequenz-Verarbeitung angewendet werden: Das Überlagerungsprinzip und die direkte Mischung (Bild 11). Eine direkte Mischung des Analogsignals ins (komplexe) Basisband vermeidet die beim Überlagerungsprinzip durch die analogen Mischer verursachten 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.

Diese Probleme treten bei der Anwendung des Überlagerungsprinzips mit Analog-Digital-Wandlung nach dem Bandpassunterabtastungsverfahren auf einer Zwischenfrequenz nicht auf. Die Zwischenfrequenz muss allerdings so niedrig liegen, dass die Aperturzeit des Analog-Digital-Wandlers für seinen Einsatz bei dieser Frequenz geeignet ist.

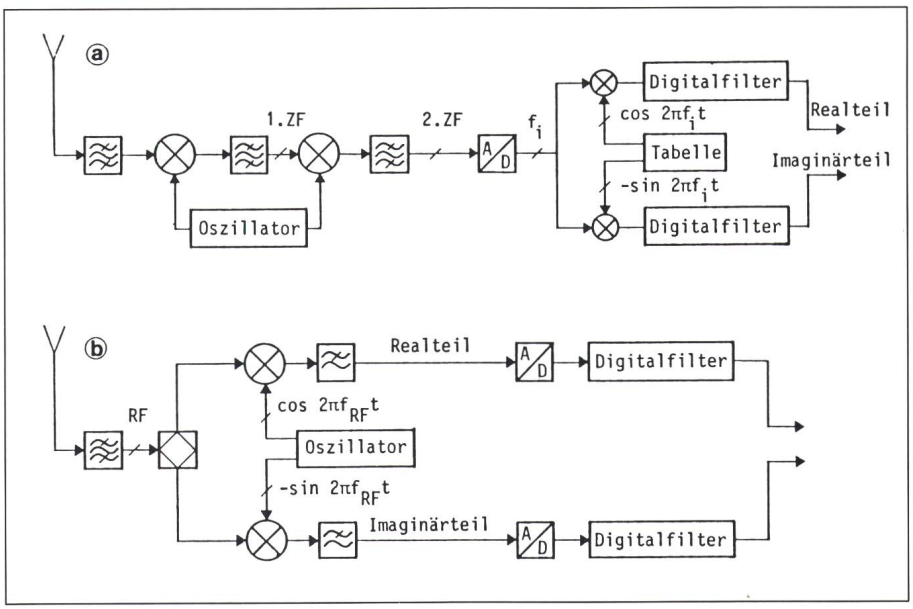


Bild 11 Empfängerstrukturen

a Überlagerungsprinzip

b direkte Mischung

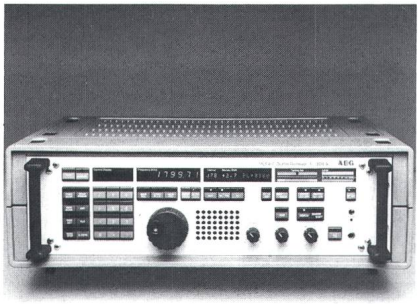


Bild 12 VLF/HF-Empfänger E1800 A von Telefunken Systemtechnik

Beispiel für einen Empfänger

Der von der *Telefunken Systemtechnik GmbH* entwickelte Einkanalempfänger E 1800 A (Bild 12) dient insbesondere der Analyse von Kurzwellensignalen.

Er arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip (Bild 13). Das empfangene Signal wird im Hochfrequenzteil auf eine Zwischenfrequenz umgesetzt und bandpassgefiltert. Anschliessend wird es durch eine Bandpassunterabtastung digitalisiert, im Digitalteil des Empfängers komplex ins Basisband gemischt und durch das ausgewählte Hauptselektionsfilter gefiltert. Danach wird das Signal in einem Koordinatenwandler von der Realteil-Imaginärteil-Darstellung in die Betrag-Phase-Darstellung umgerechnet. Der Demodulatorprozessor führt die dem Signal angepasste Demodulationsprozedur aus und liefert an seinem Ausgang die durch das Signal übertragene Information.

Das Herzstück der digitalen Signalverarbeitung ist die in Bild 14 gezeigte Signalprozessorkarte. Die digitale Zwischenfrequenz-Niederfrequenz-Verarbeitung eröffnet neue Möglichkeiten für die Signalanalyse, während durch die Verwendung von in Analogempfängern bewährten Baugruppen für die Signalvorverarbeitung herausragende Eigenschaften wie Grosssignalfestigkeit, ergonomische Bedienung, Fern- und Rechnersteuerbarkeit sowie *B*ITE-überwachte Modulbauweise beibehalten wurden.

Durch die Standardbestückung mit mehr als 20 Filterdurchlassbandbreiten zwischen 0,1 kHz und 10 kHz ist eine genau angepasste Selektion möglich. Über eine digitale Schnittstelle werden Betrag und Phase oder Real- und Imaginärteil des Signals nach aussen zur Verfügung gestellt.

Ausblick

Neben den diskutierten Eigenschaften kommerzieller Kurzwellenempfänger werden einkanalige Analyseempfänger zukünftig eine einfache Kommandierung über wenige Bedienelemente, eine gut durchdachte Menüführung durch die verschiedenen Betriebsmodi und einen Bildschirm zur Darstellung unterschiedlichster Aspekte des zu verarbeitenden Signals besitzen.

Dabei wird sich immer mehr die Vorstellung durchsetzen, dass jedes Funksignal als komplexer Zeiger, der sich um die Zeitachse drehend entlang dieser bewegt, interpretiert werden kann. Für ein sinusförmiges Trägersignal ist dieser Zusammenhang in Figur 15 skizziert. In diesem Spezialfall hat der Zeiger konstante Länge, und er bewegt sich bei konstanter Drehfrequenz mit konstanter Geschwindigkeit entlang der Zeitachse. Die Projektion in die Realteil-Imaginärteil-Ebene liefert die Darstellung des Signals in Form des in Bild 7 gezeigten Drehzeigers. In der Realteil-Zeit-Ebene ergibt sich der Realteil des analytischen Signals, in der Imaginärteil-Zeit-Ebene sein Imaginärteil. Die Projektion in die Realteil-Zeit-Ebene liefert, wenn die Funktion im Takt der Schrittgeschwindigkeit, immer wieder am Zeitnullpunkt beginnend, übereinander geschrieben wird, für phasengetastete Signale das bekannte Augendiagramm. Bild 16 zeigt beispielsweise das Augendiagramm eines QPSK-Signals.

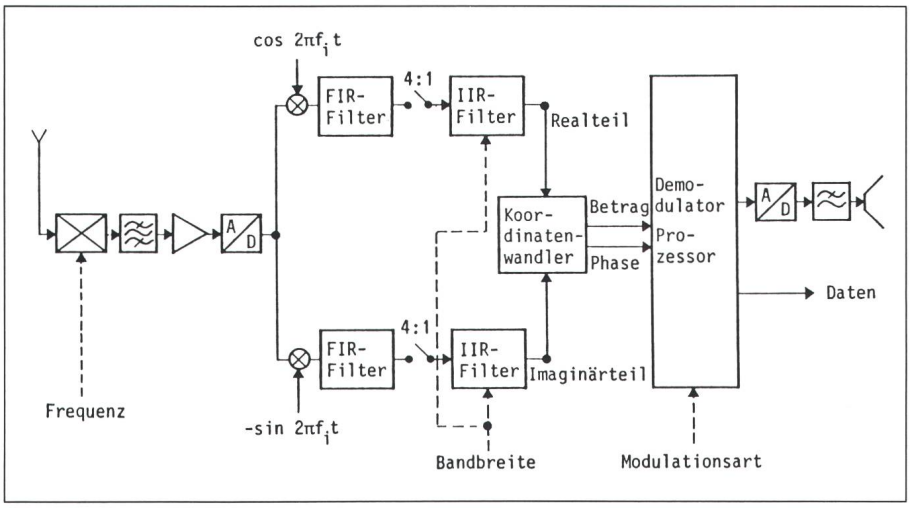


Bild 13 Verarbeitungsblöcke eines ZF-digitalisierten Empfängers nach dem Überlagerungsprinzip

Vielkanalempfänger

Eine wichtige Aufgabe der Funkaufklärung ist die Überwachung breiter Spektralbereiche. Dabei erscheint vom Standpunkt der Technik aus gesehen gerade die Kurzwellenaufklärung besonders interessant, da einerseits dieser Frequenzbereich weltweite Funkverbindungen gestattet und andererseits kein festes Kanalraster vorgegeben ist. Die Möglichkeiten der Breitbandüberwachung sind breit gefächert, und die Auswahl der benutzten Mittel und Methoden hängt stark vom Aufklärungsziel und vom vertretbaren Aufwand ab.

Zur Feststellung von Aktivitäten im zu beobachtenden Band genügt häufig der Einsatz eines *scannenden Empfängers*. Das grundsätzliche Problem liegt hier darin, dass der Empfänger entweder scharf selektiert, dafür aber wegen der erhöhten Filtereinschwingzeit eine niedrige Scangeschwindigkeit hat, oder er kann schnell scannen, hat dann aber eine schlechtere Selektion (Bild 17).

Die Erfassungswahrscheinlichkeit kann durch den Einsatz einer *Empfängerbank* erhöht werden. Das Bild 18 zeigt eine solche Anlage mit 50 Überwachungsempfängern. Der Vorteil der Empfängerbank liegt in der ho-

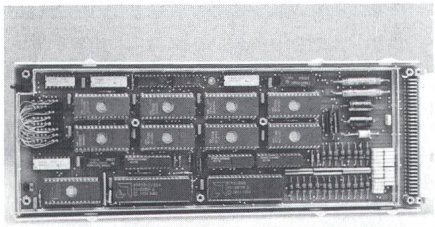


Bild 14 Signalprozessorkarte des E1800 A

hen Flexibilität der einzelnen Kanäle, die z.B. in Frequenz, Bandbreite und Modulationsverfahren unabhängig voneinander kommandierbar sind. Der hierfür zu zahlende Preis liegt in den Kosten für die Steuer-Software des Systems. Für Überwachungsaufgaben, deren Bearbeitung mehrere hundert oder gar tausend Empfänger erfordert, eignen sich wegen des wachsenden Volumens der Anlage Empfängerbänke nicht mehr.

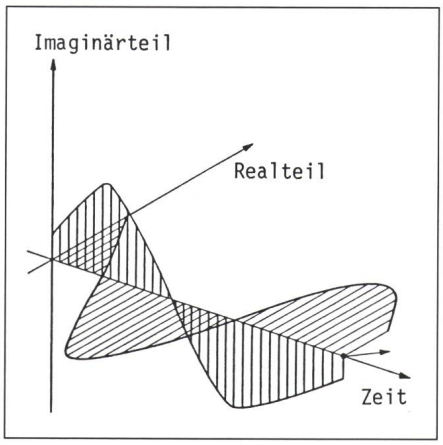


Bild 15 Sinusförmiger Träger im Realteil-Imaginärteil-Zeit-Raum

Eine gleichzeitige Überwachung einer hohen Anzahl von Kanälen mit minimalem Informationsverlust ist nur mit einem Filterbankempfänger durchführbar. Wesentliche Voraussetzung für den Einsatz einer Filterbank ist die Abgrenzung der zu erfassenden Signalmenge: Ein kurzer Burst von 20 kHz spektraler Breite ist z.B. mit einer Filterbank, deren Filter eine Durchlassbreite von 100 Hz haben, im allgemeinen nicht detektierbar.

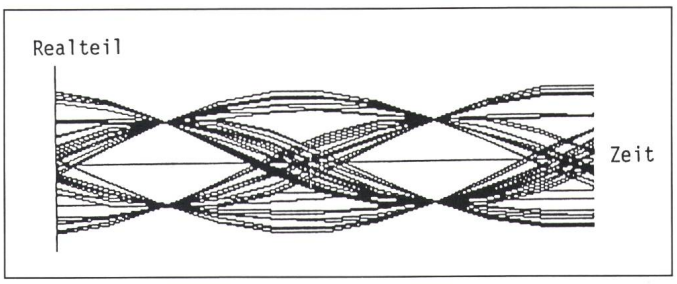
Wegen der hohen Dynamikanforderungen, die im Kurzwellenbereich für jeden Empfänger gelten, bietet sich hier die Verwendung digitaler Filterbänke, die nach dem FFT-Prinzip arbeiten, an. Mit solchen Vielkanalempfängern sind mit heutiger Technik Nachbarkanalselektionen von mehr als 110 dB realisierbar.

Vielkanalempfang und Prinzip der Digitalfilterbank

In einem Vielkanal-Empfangssystem gelangt das breitbandige Eingangssignal von der Antenne über einen Breitbandumsetzer, der es einerseits in den Tiefpassbereich transformiert und der andererseits das auch hier notwendige Anti-Aliasingfilter enthält, zu einem Analog-Digital-Wandler, der unter Berücksichtigung des Abtasttheorems eine Tiefpassabtastung ausführt. Die Zeitdifferenz zwischen zwei Abtastwerten sei Δt. Das digitalisierte Breitbandsignal, das jetzt durch eine Datenfolge repräsentiert wird, kann nun von einer aus N äquidistanten Filtern gleicher Durchlasscharakteristik bestehenden Digitalfilterbank, deren Funktionsprinzip im folgenden anhand von Bild 19 skizziert wird, weiterverarbeitet werden:

Die Übertragungsfunktion des n-ten Kanalbandpasses ($n = 0, 1, \ldots, N\text{-}1$) ergibt sich aus der Übertragungsfunktion des Grundtiefpasses ($n = 0$) durch Faltung mit einem bei der Mittenfrequenz des n-ten Kanals gelegenen Diracstoss. Wird nun der Grundtiefpass durch ein FIR-Filter mit M reellen Koeffizienten realisiert, ergeben sich aufgrund des Modulationssatzes der Fouriertransformation die Koeffizienten des n-ten Kanalbandpasses durch Multiplikation der Filterkoeffizienten mit einem komplexen Drehzeiger: Die Filterkoeffizienten des n-ten Bandpasses sind also komplexe Zahlen; an seinem Ausgang liegt daher ein komplexwertiges Digitalsignal vor. Dieses Signal ist wegen der gegenüber dem Eingangssignal um den Faktor 2N eingeschränkten Bandbreite stark redundant. Zur Erfüllung des Abtasttheorems 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 $M/(2N)$ eine ganze Zahl ist, lassen sich die Ausgangssignale der N Kanalbankpässe durch die formale Anwendung der Rechenvorschrift für die inverse diskrete Fouriertransformation auf das durch das FIR-Filter vorbehandelte breitbandige Eingangssignal berechnen. Im Rahmen der hier verfolgten Argumentationskette handelt es sich dabei wirklich nur um einen formalen Zusammenhang, da sowohl die Eingangsfolge als auch die Ausgangsfol-

Bild 16 Augendiagramm in der Realteil-Zeit-Ebene am Beispiel eines QPSK-Signals



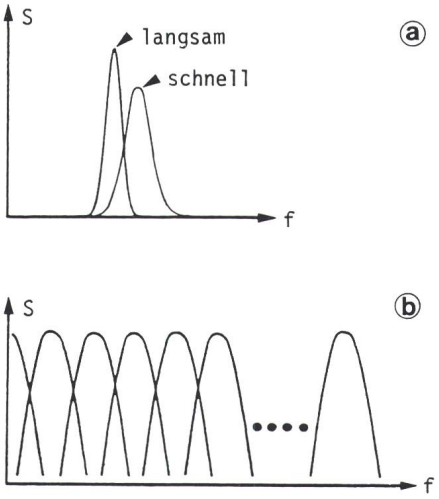
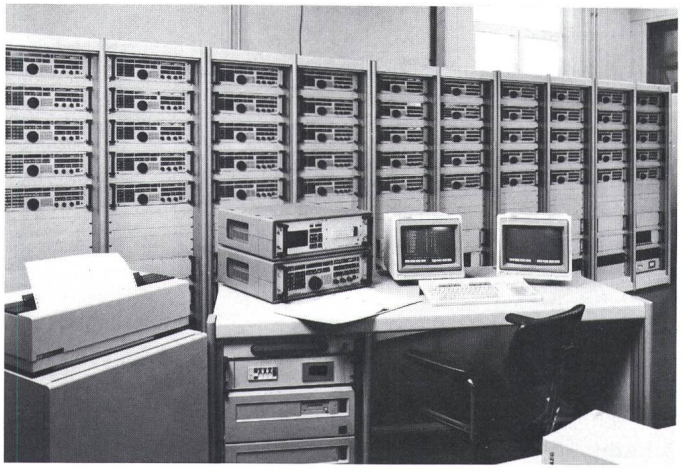


Bild 17 Kanalabdeckungen

a Der scannende Empfänger ist charakterisiert durch hohe Selektivität und langsame Suche

b Der Vielkanalempfänger erreicht hohe Selektivität durch Parallelempfang

Bild 18 Empfängerbank mit 50 Empfängern von Telefunken Systemtechnik



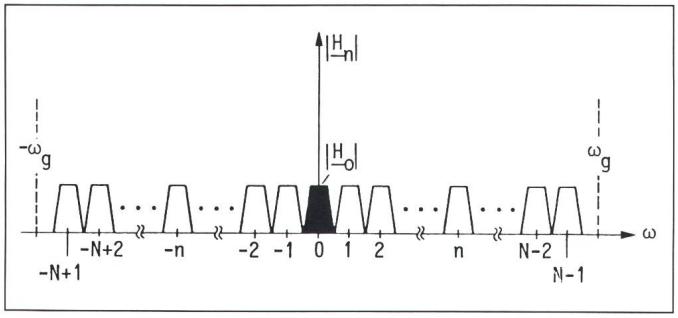


Bild 19
Zum Prinzip der Digitalfilterbank

gen des digitalen Vielkanalempfängers Zeitfunktionen repräsentieren.

Aus Aufwandsgründen wird zur Berechnung der Kanalausgangsgrössen der Algorithmus der schnellen Fouriertransformation herangezogen. Hieraus erklärt sich, dass der digitale Vielkanalempfänger häufig auch als FFT-Vielkanalempfänger bezeichnet wird.

Zur Berechnung der Kanalausgangsgrössen wird somit in zeitlichen Abständen $T = 2N\Delta t$ eine FFT für $2N$ reelle Eingangswerte ausgeführt, die aus einer Verknüpfung der Signalabtastwerte mit den Koeffizienten des Grundtiefpasses zu bestimmen sind. Als Ausgang ergibt sich in jedem der N Filterbankkanäle, die sich - wegen der durch die Reduktion der Abtastrate um den Faktor $2N$ vorgenommenen Unterabtastung - alle in Tiefpasslage befinden, je ein komplexer Abtastwert im Zeitraster T.

Das Verarbeitungsschema einer Digitalfilterbank zeigt das Bild 20: In der Zeit T werden aus einem Block von $2N$ reellen Eingangswerten die N komplexen Ausgangswerte der Filterbankkanäle berechnet. Die digitale Filterbank besteht aus zwei Blöcken, dem *Fensterprozessor,* der die Verknüpfung zwischen breitbandigem Eingangssignal und den Koeffizienten des Grundtiefpasses leistet, und dem *FFT-Prozessor.*

Fensterung und blocküberlappende Verarbeitung

Aus der bisherigen Diskussion geht hervor, das der digitale Vielkanalempfänger das Eingangssignal blockweise und in Echtzeit verarbeitet; dies garantiert, dass keine Information verloren geht. Wegen der blockweisen Verarbeitung treten in den Ausgangskanälen Nachbarkanalbeeinflussungen auf, die ihren Ursprung in der endlichen Blocklänge haben. Ihr Einfluss wird im wesentlichen durch die Wahl der Koeffizienten des Grundtiefpasses, d.h. durch die Fensterfunktion, bestimmt. Die Güte eines digitalen Vielkanalempfängers hängt daher in erster Linie von der Wahl der geeigneten Fensterfunktion ab. Die Filterkoeffizienten werden nach dem Entwurfsprinzip eines FIR-Filters berechnet, sie bestimmen die Kanalselektion des Vielkanalempfängers. Um von der unerwünschten Modulation des Eingangssignals durch die Fensterfunktion loszukommen (die Werte an den Rändern des Verarbeitungsblocks werden wesentlich schwächer gewichtet als die Werte in der Mitte), muss zu einer blocküberlappenden Verarbeitung (vgl. z.B. [26]) übergegangen werden.

Beispiel für einen Vielkanalempfänger

Das Bild 21 zeigt den von der Telefunken Systemtechnik GmbH entwickelten FFT-Vielkanalempfänger VKE 3800, der die Signale aus vier Nutzbändern mit einer Bandbreite von je 950 kHz in 3800 Kanälen gleichzeitig empfängt. Die vier Empfangsbänder sind zwischen 2 MHz und 30 MHz beliebig positionierbar. Die 950 Kanäle eines Bandes decken dessen gesamten Frequenzbereich bei einer Kanalbandbreite von 1 kHz lückenlos ab. 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.

Eine Weiterentwicklung des VKE 3800 zeichnet sich durch die Schaltbarkeit des Analyserasters der FFT aus, die durch eine geeignete Architektur des Filterprozessors erreicht wird und eine vielseitige Verwendbarkeit des Vielkanalempfangssystems garantiert.

Datenströme

Am Ausgang von Vielkanalempfängern wird der Anwender von einer wahren Datenflut überschüttet: Mehrere Megawörter (die Wortbreite liegt je nach Ausführung des Prozessors zwischen 24 Bit und 32 Bit) fallen in jeder Sekunde an. Die Ausgangsdaten-

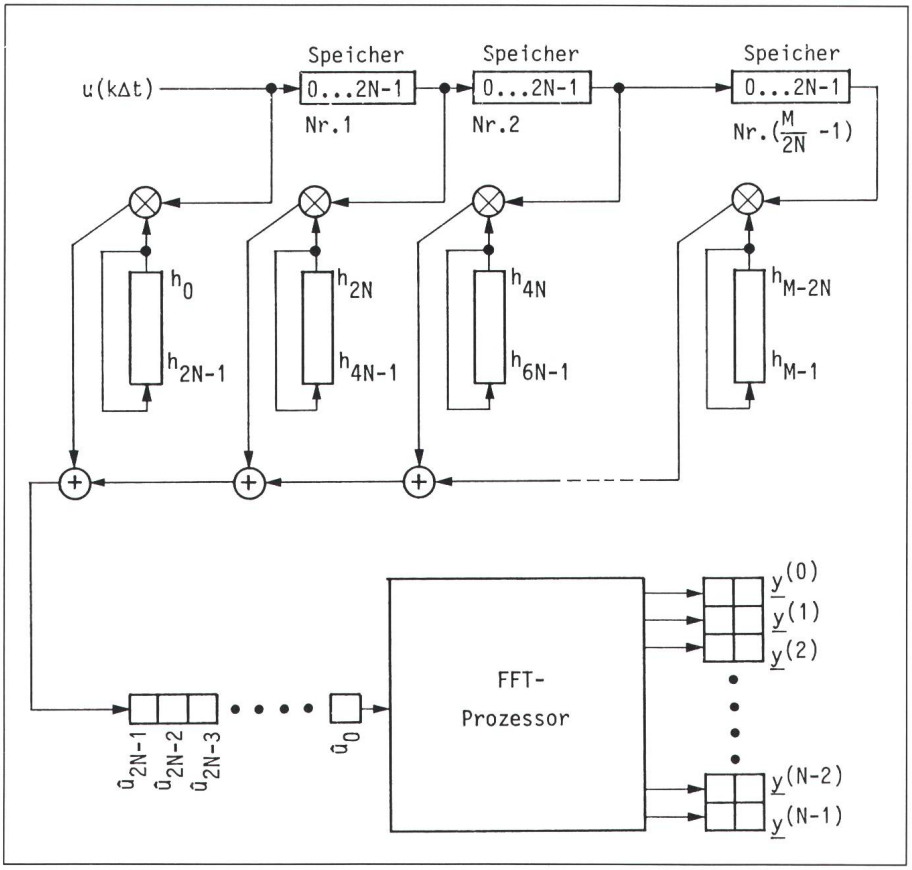


Bild 20 Verarbeitungsschema einer FFT-Digitalfilterbank

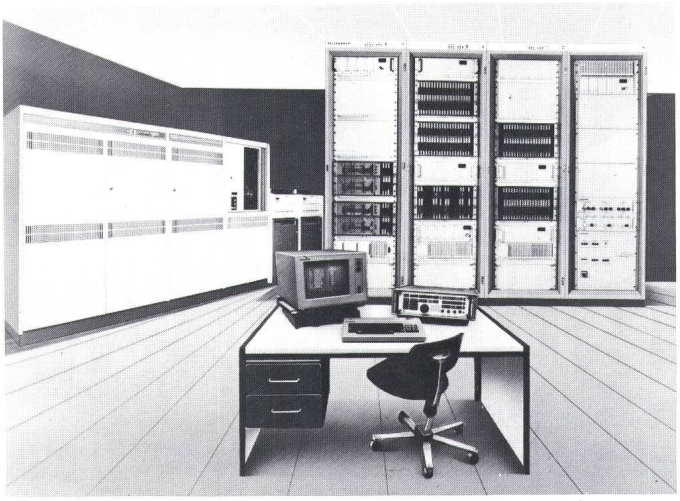


Bild 21 FFT-Vielkanalempfangsanlage mit VKE 3800 von Telefunken Systemtechnik

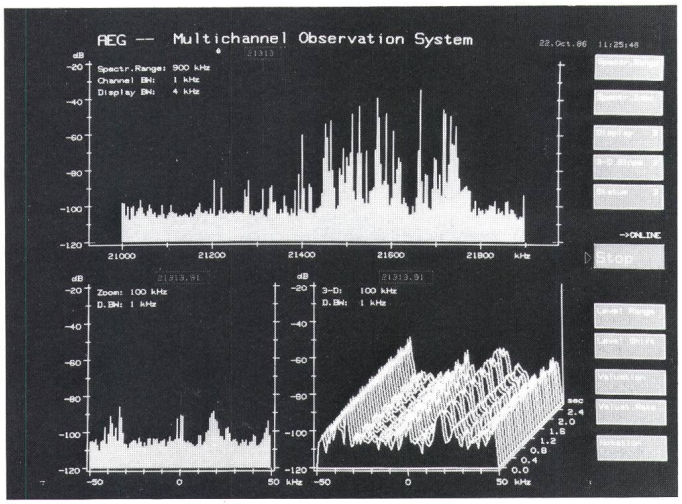


Bild 22 FFT-Vielkanalempfangsanlage, Bildschirmdarstellung mit Soft Keys

rate des in Bild 21 gezeigten Vielkanalempfängers beträgt z.B. $8 \cdot 10^6$ Wörter/s 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 Vielkanalsystemen 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 Teile 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 Bediener eines Vielkanalaufklärungssystems eine grosse Anzahl möglicher Bildschirmdarstellungen zur Verfügung gestellt, deren Auswahl über «Soft Keys» erfolgt (Bild 22). Die Echtzeit-Datenanalyse muss allerdings, wenn sie unter systematischen Gesichtspunkten erfolgreich sein soll, automatisch ablaufen.

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 und Frequenzhüben, finden je nach Anwendungsfall Berücksichtigung.

Literatur

[1] *M. G. Bellanger:* New applications of digital signal processing in communications. IEEE ASSP Magazine 3 (1986) 3, p. 6 ... 11.

[2] *J. Boswell:* «Radio on a chip» - moderne Empfängertechnik mit Hilfe der DSV. Handbuch der Modernen Datenverarbeitung. Wiesbaden, Forkel-Verlag, 1985; Heft 123, S. 93 ... 108.

[3] *R. A. Brown, R. J. Dewey* and *C. J. Collier:* An investigation of the limitations in a direct conversion radio on FM reception. Third International Conference on Land Mobile Radio, Cambridge 10 ... 13 December 1985. IERE Publication (1985)65, p. 157 ... 164.

[4] *R. A. Brown, R. J. Dewey* and *C. J. Collier:* Limitation in a direct conversion radio on AM reception. 4th International Conference on Radio Receivers and Associated Systems, Bangor/Wales, 1st ... 4th July 1986. IERE Publication (1986)68, p. 199 ... 206.

[5] *R. A. Brown, R. J. Dewey* and *C. J. Collier:* Some features of signal demodulation resulting from the practical implementation of a direct conversion radio receiver. Philips Journal of Research 41(1986)3, p. 219 ... 231.

[6] *J. W. Cooley* and *J. W. Turkey:* An algorithm for machine calculation of complex Fourier series. Mathematics of Computation 19(1965)-, p. 297 ... 301.

[7] *K. R. Fink* u. a.: Digitaler Empfänger. Abschlussbericht zum gleichnamigen BMFT-Vorhaben. Ulm, Telefunken Systemtechnik, Mai 1985.

[8] *K. R. Fink* und *F. Hölzel:* Empfangskonzept für einen digitalen Empfänger. NTZ-Archiv 5(1983)12, S. 353 ... 358.

[9] *F. J. Harris:* On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. Proc. IEEE 66(1978)1, p. 51 ... 83.

[10] *K. Humann* u. a.: In Zukunft digital: Professionelle KW-Empfänger heute und morgen. Kurzwelle hören, Ausgabe 1988/89, S. 36 ... 38.

[11] *F. Jondral:* Digital signal processing in a commercial short wave receiver. A preliminary study. Signal Processing III: Theories and applications. Proceedings of Eusipco-86: Third European Signal Processing Conference, The Hague/The Netherlands, 2 ... 5 September 1986; part 2, p. 1105 ... 1108.

[12] *F. Jondral:* Methoden zur Analyse von Kurzwellensignalen. AEÜ 41(1987)3, S. 149 ... 155.

[13] *F. Jondral:* Analyse von Funksignalen. Krieg im Aether. Sammlung der Kolloquiumsvorträge 27. Folge 1988; S. 8-1 ... 8-25.

[14] *F. Jondral:* Digitale Peilempfänger. In: R. Grabau und K. Pfaff: Funkpeiltechnik. Stuttgart, Franckh'sche Verlagshandlung, 1989; S. 265 ... 271.

[15] *F. Jondral:* Digitale Vielkanalpeiler. In: R. Grabau und K. Pfaff: Funkpeiltechnik. Stuttgart, Franckh'sche Verlagshandlung, 1989; S. 272 ... 277.

[16] *F. Jondral:* Analyse von Funksignalen. NTZ 42(1989)6, S. 360 ... 367.

[17] *F. Jondral:* Die Bandpassunterabtastung. AEÜ 43(1989)4, S. 241 ... 242.

[18] *K.-D. Kammeyer:* Ein Verfahren zur digitalen Demodulation frequenzmodulierter Signale. AEÜ 36(1982)7/8, S. 292 ... 298.

[19] *K.-D. Kammeyer:* Realisierung einer digitalen Demodulationseinheit für den Einsatz im UKW-Zwischenfrequenzbereich. Frequenz 37(1983)1, S. 16 ... 22.

[20] *K.-D. Kammeyer:* Probleme der ADU-Genauigkeit in einem digitalen UKW-Empfangssystem. NTG-Fachberichte 84(1983), S. 239 ... 248.

[21] *W. Krimse:* Digitale Frequenzmodulation. NTZ-Archiv 10(1988)6, S. 155 ... 165.

[22] Rockwell-Collins HF 2050 receiver. Radio Communication (London) - (1985)May, p. 359 ... 360.

[23] Aufklärungs- und Analyseempfänger E 1800 A Frequenzbereich 10 kHz bis 30 MHz. Vorläufige Information. Ulm, Telefunken Systemtechnik, Fachbereich Empfänger und Peiler. 1989.

[24] *H. Nuszkowski* und *A. Flach:* Digitaler MSK-Demodulator. Nachrichtentechnik/Elektronik 39(1989)1, S. 26 ... 27.

[25] *T. H. Pearce* and *S. D. Rogers:* Design considerations for an HF digital radio receiver. 4th International Conference on Radio Receivers and Associated Systems, Bangor/Wales, 1st ... 4th July 1986. IERE Publication (1986)68, p. 207 ... 212.

[26] *L. R. Rabiner* and *B. Gold:* Theory and application of digital signal processing. Englewood Cliffs/N. J. Prentice-Hall, 1975.

[27] *W. Schaller:* Verwendung der schnellen Fouriertransformation in digitalen Filtern. NTZ 27(1974)11, S. 425 ... 431.

[28] *W. Schaller:* Digitaler Empfänger. In: Meinke/Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. 4. Auflage. Band 3: Systeme. Berlin u. a., Springer-Verlag, 1986; S. Q57 ... Q61.

[29] *C. E. Shannon:* Communication in the presence of noise. Proc. IRE 37(1949)1, p. 10 ... 21.

[30] *E. T. Whittaker:* On the functions which are represented by the expansions of the interpolation-theory. Proceedings of the Royal Society of Edinburgh 35(1915)-, p. 181 ... 194.

[31] *M. Zimmer:* Ein Beitrag zu Analog/Digital-Umsetzern für digitale Hochfrequenzempfänger und ihrer technischen Realisierbarkeit. Dissertation der Ruhr-Universität Bochum, 1984.

Kabelspleissen mit Druck: ‹Hier ist 3M-Sicherheit gefragt!›

3M-Produkte und -Ideen sind führend in der Spritztechnik. Die 3M-Sortimentskiste enthält alles notwendige Material für massgeschneiderte Resultate in diesem hochqualifizierten Arbeitsbereich.

Fordern Sie die aufschlussreiche Dokumentation an.

Unsere Erfahrung ist Ihr Vorteil.

3M (Schweiz) AG
Abt. Elektroprodukte
8803 Rüschlikon
Tel. 01/724 93 51

3M

da stimmen Qualität, Produkt und Preis

Unser Entstörungslabor

- prüft die Störempfindlichkeit und das Störvermögen,
- bestimmt Störschutz- und Schirmmassnahmen,
- kontrolliert Apparate und Anlagen auf Einhaltung der gesetzlichen Störschutzbestimmungen,
- führt Prototyp- und serienmässige Entstörungen aus,
- steht Fabrikations- und Importfirmen für fachmännische Beratung in EMV-Problemen zur Verfügung.

PRO RADIO-TELEVISION, Entstörungslabor, 3084 Wabern, Telefon 031 / 54 22 44