

**ZEITÜBERTRAGUNG AUF LANGWELLE DURCH AMPLITUDENMODULIERTE
ZEITSIGNALE UND PSEUDOZUFÄLLIGE UMTASTUNG DER TRÄGERPHASE**

Von der Fakultät Fertigungstechnik
der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs
(Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

vorgelegt von

Peter Hetzel
aus Arnstadt

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. F. Aßmus
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Ph. Hartl
Tag der mündlichen Prüfung: 6. Juli 1987

Institut für Zeitmeßtechnik, Fein- und Mikrotechnik
der Universität Stuttgart

1987

Inhaltsverzeichnis

	Abkürzungsverzeichnis	3
1	Einleitung	5
2	Zeitübertragung auf Langwelle	9
2.1	Ausbreitungseigenschaften von Langwellen	9
2.2	Der Zeitsignal- und Normalfrequenzsender DCF77	10
3	Empfang amplitudenmodulierter Zeitsignale	14
3.1	Signalform der von Langwellensendern abgestrahlten Zeitzeichen	14
3.2	Empfängerbandbreite und Wahl des Triggerpunktes	16
3.3	Demodulation amplitudenmodulierter Zeitsignale	18
3.4	Verfahren zur Störunterdrückung und Mittelung von Zeitsignalen	19
3.5	Prinzipielle Nachteile amplitudenmodulierter Zeitsignale	21
4	Anwendung von Korrelationsverfahren zur Zeitübertragung	23
4.1	Kreuzkorrelation von harmonischen Schwingungen	25
4.2	Kreuzkorrelation von pseudozufälligen Rausch- signalen	26
5	Zusatzmodulation von DCF77 mit einem Rauschsignal	33
5.1	AM-kompatible, pseudozufällige Umtastung der Trägerphase	34
5.2	Frequenzspektrum	37
6	Erzeugung des Steuersignals auf der Sendeseite	49
6.1	Die Steuereinrichtung des Senders DCF77	49
7	Empfang und Auswertung des Trägerrauschens	55
7.1	Prinzip der Empfangsschaltung	55
7.2	Realisierung der Empfangsschaltung	60
7.2.1	Empfangsantenne und Bandfilter	62
8	Zeitvergleiche mittels pseudozufälligen Phasen- rauschens	67
8.1	Allgemeine Betriebserfahrungen	68
8.2	Ergebnisse der Zeitvergleiche	69
9	Zusammenfassung	83
10	Literaturverzeichnis	87
	Lebenslauf	92

Abkürzungsverzeichnis

a	Dämpfung
A	Amplitude
A_O	Dauerstrich-Amplitude des Trägers
A_L	Induktivitätsfaktor
c	Lichtgeschwindigkeit
C	Kapazität
f	Frequenz
f_0	Trägerfrequenz
f_G	Grenzfrequenz
f_T	Taktfrequenz des Pseudozufallsgenerators
h	Höhe der ionosphärischen D-Schicht
L	Induktivität
MJD	Modifiziertes Julianisches Datum
n	Stufenzahl des Pseudozufallsgenerators
N	Zykluslänge der Pseudozufallsfolge
$p(t)$	Pseudozufallsfolge
P_n	Amplituden der Spektrallinien
R	Widerstand
$R(\tau)$	Korrelationsfunktion
s	Standardabweichung
S_K	konstante Rauschleistungsdichte
t	Zeit
t_0	definierter Sekundenbeginn
t_A	Ausschwingzeit
T_T	Taktdauer der Pseudozufallsfolge
T_K	Kode-Periodendauer
$x(t)$	vom Sender abgestrahltes Signal
$y(t)$	im Empfänger erzeugtes Suchsignal
$z(t)$	Störsignal
UTC	Koordinierte Weltzeitskala
w	Relative Bandbreite

α	Elevationswinkel
Δf	Bandbreite
$\Delta\varphi$	Phasenhub
τ	Zeitverschiebung bei der Korrelation
τ_0	Laufzeit auf der Übertragungsstrecke
τ_G	Gruppenlaufzeit
τ_S	Laufzeit im Sender
φ	Phasenwinkel
φ_m	Phasenmittelwert
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Bandfilter - Mittenkreisfrequenz
Ω	Kreisfrequenz des Trägers

1 Einleitung

Im Langwellenbereich (30 - 300 kHz) - auch mit Band 5 bezeichnet - arbeiten seit vielen Jahren Zeitsignal - und Normalfrequenzsender, die auf hochstabilen Trägerfrequenzen kontinuierlich Zeitinformationen ausstrahlen. In Westeuropa sind drei Sender dieser Art in Betrieb: der englische Sender MSF auf 60 kHz, der Schweizer Sender HBG auf 75 kHz und der deutsche Sender DCF77 auf 77,5 kHz /1/. Die ersten regelmäßigen Zeitsignalaussendungen über DCF77 und MSF begannen schon Ende der fünfziger Jahre /2/. HBG folgte 1965. Vor den europäischen Zeitzeichensendern war in den USA bereits 1956 der ebenfalls auf 60 kHz arbeitende Sender WWVB in Betrieb genommen worden.

Bis 1965 wurden von den erwähnten vier Sendern nur Normalfrequenzen und amplitudenmodulierte Zeitmarken ausgestrahlt. Mit diesen Zeitmarken konnten grob voreingestellte Uhren synchronisiert und danach im Gleichlauf gehalten werden. Eine vollständige Zeitinformation ließ sich jedoch aus den übertragenen Zeitsignalen nicht gewinnen. Erst mit der Einführung von Zeitcodes /3/ wurde es möglich, die komplette Uhrzeit und das Datum aus den ausgesendeten Signalen abzuleiten. Der erste Langwellensender, der Mitte 1965 mit der Aussendung eines Zeitcodes begann, war WWVB /4/. Auch in Europa wurde Mitte der sechziger Jahre überlegt, in kodierter Form Zeitinformationen zu übertragen /5/. Es dauerte dann aber noch mehrere Jahre, bis 1973 DCF77 als erster europäischer Sender einen Zeitcode einführte /6/. MSF folgte 1977 /7/, während HBG bis heute auf die Aussendung eines derartigen Codes verzichtet.

Bei der Nutzung der Ausstrahlungen eines Langwellensenders kann zwischen zwei Anwendungsarten unterschieden werden: Zum einen läßt sich von der Normalfrequenz des Trägers Gebrauch machen, und zum anderen kann die dem Träger aufmodulierte Zeitinformation ausgewertet werden.

Geräte, die die von Zeitzeichensendern ausgestrahlte Zeitinformation empfangen, demodulieren, dekodieren und zur Anzeige bringen oder in Form von Impulsen ausgeben, werden als Funkuhren bezeichnet. Ermöglicht durch die Weiterentwicklung der Mikroelektronik hat es auch auf dem Gebiet der Funkuhren in den letzten Jahren große Fortschritte gegeben. Durch den Einsatz von Mikroprozessoren konnte der Bauteileaufwand beträchtlich reduziert werden bei gleichzeitiger Erhöhung der Zuverlässigkeit der Zeitanzeige. Insbesondere die sichere Signalerkennung - auch unter ungünstigen Empfangsbedingungen - konnte durch mikroprozessorunterstützte Filter- und Signalerkennungsverfahren /8, 9, 10/ wesentlich verbessert werden. Ferner bieten Mikroprozessoren durch ihre große Rechenkapazität die Möglichkeit, von der Gesetzmäßigkeit der Zeitzählung zur Fehlererkennung Gebrauch zu machen und Übertragungsfehler zu eliminieren. Im Fall von Störungen oder bei Unterbrechungen der Aussendung kann die Funkuhr dann als Quarzuhr weiterlaufen, indem der interne Taktoszillator zur Gangreserve benutzt wird. Eine ausführliche Bestandsaufnahme der Funkuhrentechnik wurde in /11/ vorgenommen.

Die Zeitpunkte der mit Funkuhren gewonnenen Zeitsignale haben zeitliche Abweichungen von den Soll-Zeitmarken der Bezugszeitskala UTC(S), die vom Sender S abgestrahlt wird. Bedingt durch Laufzeiten auf der Übertragungstrecke und im Empfänger sind die Funkuhr-Signale gegenüber den Sollwerten verzögert. Da diese Laufzeiten im allgemeinen schwanken, hängt somit auch die Unsicherheit, mit der sich die Zeitpunkte der Funkuhr-Signale bestimmen lassen, davon ab, mit welcher Unsicherheit der Mittelwert der Laufzeiten ermittelt werden kann. Von praktischer Bedeutung für die Beurteilung der Unsicherheit eines Zeitübertragungssystems sind daher die zeitliche Streuung der aufgenommenen Signale mit Bezug auf die Referenzzeitskala sowie systematisch auftretende Laufzeitänderungen. Der konstante Laufzeitanteil, der sich im Betrag des Laufzeitmittelwertes ausdrückt und durch Kalibrierung in einem Zeitinstitut oder mit Hilfe eines über-

legenden Zeitübertragungsverfahren zu ermitteln ist, kann für Unsicherheitsabschätzungen außer Betracht gelassen werden. Von Belang für die Unsicherheit sind allein die insgesamt auftretenden zufälligen und systematischen Laufzeitänderungen.

In diesem Zusammenhang stellt sich die Frage, wo die Grenzen für die Unsicherheit der aufgenommenen Zeitsignale liegen. Ideal wäre es, wenn die Zeitpunkte der empfangenen Zeitinformation mit einer Unsicherheit von weniger als einer halben Trägerperiode ermittelt werden könnten. Dann ließen sich den demodulierten Zeitsignalen bestimmte Nulldurchgänge des Trägers zuordnen, und die Unsicherheit der Zeitübertragung wäre gleich der Unsicherheit der aufgenommenen Trägerphasenzeit, die nur Bruchteile einer Mikrosekunde bis zu wenigen Mikrosekunden beträgt.

Bei der Entwicklung von Funkuhren steht meistens der Gesichtspunkt der Zuverlässigkeit der aufgenommenen Zeitinformation an erster Stelle. Geeignete Verfahren, eine hohe Betriebssicherheit zu erreichen, stehen heute zur Verfügung. Die Zeitpunkte der aufgenommenen Signale können jedoch für zahlreiche Anwendungen (z. B. zeitsynchronisierte Datensysteme, Datierung von Ereignissen, Prozeßablaufsteuerungen) nicht mit der erforderlichen Genauigkeit bestimmt werden. Viele der heute im Einsatz befindlichen Anordnungen begnügen sich mit Unsicherheiten von 1 ms und darüber. Zwar läßt sich durch die Anwendung von Mittelungsverfahren diese Unsicherheit noch bis zu etwa 0,1 ms herabsetzen. Unter den an vielen Empfangsorten vorliegenden Empfangsgegebenheiten sind aber in der Praxis Unsicherheiten unter 1 ms nur schwer erreichbar, da sie breitbandigen Empfang voraussetzen, was wiederum die Störanfälligkeit erhöht.

Langwellensender können daher die zunehmenden Ansprüche an die Genauigkeit der Zeitübermittlung oft nicht ausreichend erfüllen. Ziel der vorliegenden Arbeit ist es deshalb, ein stör-sicheres Verfahren zu entwickeln mit dem sich die Genauigkeit

der Zeitübertragung auf Langwelle erhöhen läßt. Diese Zielsetzung ist auch in Übereinstimmung mit den empfohlenen Studienprogrammen 2B/7 (Operational Methods for Standard Frequency and Time Signal Emissions in the VLF and LF Bands) and 3A-1/7 (Optimum Use of the Frequency Spectrum for High-Precision Time Signals) des Comité Consultatif International des Radiocommunications (CCIR) /12/.

Im ersten Teil dieser Arbeit wird zunächst eine Übersicht gegeben über die heute zur Verfügung stehenden Empfangstechniken für amplitudenmodulierte Zeitsignale. Es wird gezeigt, daß diese in der Vergangenheit ständig weiterentwickelten Techniken an prinzipielle Grenzen stoßen. Die Möglichkeiten, durch weitere Verbesserungen dieser Verfahren die Unsicherheit der Zeitübertragung noch wesentlich verringern zu können, sind daher sehr beschränkt.

Eine deutliche Erhöhung der Genauigkeit der Zeitübertragung auf Langwelle ist nur durch die Einführung neuer Techniken zu erwarten. Im zweiten Teil der vorliegenden Arbeit wird deswegen ein für Langwellensender geeignetes Korrelationsverfahren beschrieben, das mit pseudozufälligem Phasenrauschen arbeitet. Dieses Phasenrauschen wird dem Träger zusätzlich aufmoduliert, wobei dafür gesorgt wird, daß die amplitudenmodulierten Zeitsignale und der Mittelwert der Trägerfrequenz unverändert bleiben und die bisherige Nutzungsweise des Langwellensenders nicht gestört wird.

Das vorgestellte Korrelationsverfahren ist am Sender DCF77 erprobt worden. Über einen Zeitraum von fast zwei Jahren wurden Messungen durchgeführt, die die Vorteile von pseudozufälligen Rauschsignalen gegenüber herkömmlichen amplitudenmodulierten Zeitsignalen deutlich machen und die günstigen Eigenschaften von Rauschsignalen auch für die Zeitverbreitung auf Langwelle bestätigen.

2 Zeitübertragung auf Langwelle

2.1 Ausbreitungseigenschaften von Langwellen

Für Zeitzeichenaussendungen im Langwellenbereich sind von den Funkverwaltungskonferenzen WARC 1959 und WARC 1979 (World Administrative Radio Conference) der Frequenzbereich bis 70 kHz sowie - nur für Europa - die Frequenzbänder 72 bis 84 kHz und 86 bis 90 kHz festgelegt worden /13/. Diese Frequenzbereiche haben sich aus folgenden Gründen für Zeitdienste als besonders geeignet erwiesen:

1. Die sehr stabile Bodenwelle /14/ hat eine große Reichweite, und für Entfernungen bis zu einigen hundert Kilometern vom Sendeort ist ihre Amplitude deutlich größer als die der Raumwelle.
2. Die Raumwelle /15/ breitet sich über die ionosphärische D-Schicht aus, und ihre Ausbreitung ist besonders am Tage sehr konstant. In der Praxis kann man mit Reichweiten der Raumwelle bis etwa 2000 km rechnen. Lediglich im Zwischenbereich von etwa 500 bis 1100 km sind die Empfangsbedingungen zeitweise weniger günstig. Hier können Raum- und Bodenwellen gelegentlich gleich groß sein, was zur gegenseitigen Auslöschung (Fading) führen kann.
3. Der Empfang von Langwellensignalen wird durch Hindernisse wie Bäume oder Gebäude praktisch nicht beeinträchtigt. So dringen Langwellen in Gebäude ein, was z. B. für den Empfang in Hochhäusern oder Tiefgaragen von Bedeutung ist. In vielen Fällen reicht die Signalfeldstärke für den Empfang mit einer Innenantenne aus, so daß lange Kabelverbindungen wegfallen können.

4. Der empfangsseitig erforderliche Antennenaufwand ist gering. Als Empfangsantennen kommen vor allem Langdraht-Rahmen- oder Ferritantennen in Frage. Wegen der Möglichkeit, Ferritantennen besonders klein ausführen zu können, wird diese Antennenform am häufigsten angewendet.
5. Trotz der großen Wellenlänge lassen sich für Sendeantennen im Langwellenbereich schon recht hohe Wirkungsgrade erzielen und die erreichbaren Bandbreiten sind bereits so groß, daß sich dem Träger Zeitsignale mit ausreichend steilen Flanken aufmodulieren lassen.

Wie die aufgeführten Ausbreitungseigenschaften zeigen, sind die Reichweiten eines Langwellensenders für europäische Entfernungsverhältnisse sehr günstig. So überdeckt z. B. der zentral in Mitteleuropa gelegene Sender DCF77 nicht nur das Gebiet der Bundesrepublik Deutschland, sondern ist auch noch in vielen Nachbarstaaten zuverlässig zu empfangen. Die Zeitverbreitung auf Langwelle hat sich daher in Europa besonders durchgesetzt und spielt heute bei der Versorgung von Wissenschaft und Industrie, Wirtschaft und Öffentlichkeit mit genauer Zeit und Normalfrequenz eine bedeutende Rolle /16/.

2.2 Der Zeitsignal- und Normalfrequenzsender DCF77

Standort des Senders DCF77 /17/ ist die Sendefunkstelle Mainflingen (50°01' Nord, 9°00' Ost), etwa 25 km südöstlich von Frankfurt/Main.

Als Antenne wird eine 150 m hohe (im Falle der Aussendung mit Reserveantenne eine 200 m hohe) vertikale Rundstrahlungsantenne mit Dachkapazität verwendet.

DCF77 sendet im 24-h-Dauerbetrieb Zeitinformation entsprechend der Gesetzlichen Zeit der Bundesrepublik Deutschland. Kurze Unterbrechungen von wenigen Minuten sind notwendig, wenn im Falle von Störungen oder Wartungsarbeiten auf einen Reservesender oder eine Reserveantenne umgeschaltet werden muß. Bei Gewittern am Sendeort können auch längere Abschaltungen, je nach der Dauer des Gewitters, vorkommen.

Die vom Sender an die Antenne abgegebene Leistung beträgt 50 kW, und die geschätzte abgestrahlte Leistung liegt bei etwa 25 kW. Über die aus dieser Leistung resultierende Feldstärke in Abhängigkeit von der Entfernung zum Sender liegen eingehende theoretische Abschätzungen /18/ und auch Meßergebnisse /19/ vor.

Die Trägerfrequenz von DCF77 ist eine hochstabile Normalfrequenz von 77,5 kHz. Sie wird von Atomfrequenznormalen der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) abgeleitet und weicht am Sendeort im Mittel über 1 Tag weniger als relativ $1 \cdot 10^{-12}$ vom Nennwert ab. Langzeitig wird die Phasenzeit des Trägers so nachgeregelt, daß sie weitgehend in Übereinstimmung mit UTC(PTB) bleibt. Die Schwankungen der Trägerphasenzeit, bezogen auf UTC(PTB), betragen am Sendeort höchstens $\pm 0,3 \mu\text{s}$. Am Empfangsort beobachtete größere Phasen- bzw. Frequenzschwankungen sind ausbreitungsbedingt.

Ausbreitungsbedingte Phasen- bzw. Frequenzschwankungen entstehen durch die Überlagerung von Raum- und Bodenwelle und beruhen im wesentlichen auf Ausbreitungsschwankungen der Raumwelle. Für die Unsicherheit der Normalfrequenzübertragung läßt sich deshalb kein bestimmter Wert angeben, da die Ausbreitungsschwankungen abhängig sind von der Tages- und Jahreszeit sowie der Entfernung vom Sender. Durch Mittelung der empfangenen Normalfrequenz können

diese ausbreitungsbedingten Schwankungen jedoch weitgehend herausgefiltert werden, wenn die lokalen Oszillatoren über eine genügende Eigenstabilität verfügen. Methoden zum Empfang von Normalfrequenzen auf Langwelle und geeignete Mittelungsverfahren zur Glättung der ausbreitungsbedingten Frequenzschwankungen sind in der Literatur /20 - 23/ beschrieben. Desgleichen sind ausführliche Untersuchungen über die bei Frequenzvergleichen mit der DCF77 - Trägerfrequenz erreichbaren Unsicherheiten durchgeführt worden /24 - 26/. So läßt sich die Phasenzeit /27/ des Trägers mit Unsicherheiten von wenigen zehntel Mikrosekunden bis zu einigen Mikrosekunden aufnehmen, je nach Tages- und Jahreszeit sowie nach der Entfernung vom Sender. Dies entspricht im Mittel über einen Tag relativen Frequenzinstabilitäten von wenigen 10^{-12} bis zu einigen 10^{-11} .

Der Träger wird mit Sekundenmarken amplitudenmoduliert, indem zu Beginn jeder Sekunde (mit Ausnahme der 59. Sekunde jeder Minute) die Trägeramplitude auf etwa 25 % für die Dauer von 0,1 s oder 0,2 s abgesenkt wird. Dabei kennzeichnet der Beginn der Trägerabsenkungen den jeweiligen Sekundenbeginn. Durch das Fehlen der 59. Sekundenmarke wird die nächstfolgende Minutenmarke angekündigt. Zeitmarken und Träger sind zueinander phasensynchron.

Die unterschiedliche Dauer der Sekundenmarken von 0,1 s oder 0,2 s dient zur Kodierung von Uhrzeit und Datum. Im BCD-Kode werden einmal in jeder Minute die Nummer der nächstfolgenden Minute sowie die dazugehörigen Nummern von Stunde, Tag, Wochentag, Monat und Jahr übertragen. Bei dieser Impulsdauermodulation entsprechen Sekundenmarken mit einer Dauer von 0,1 s der binären Null und solche mit einer Dauer von 0,2 s der binären Eins. Die Zuordnung der einzelnen Sekundenmarken auf die übertragene Zeitinformation zeigt das in Bild 1 dargestellte Kodierschema:

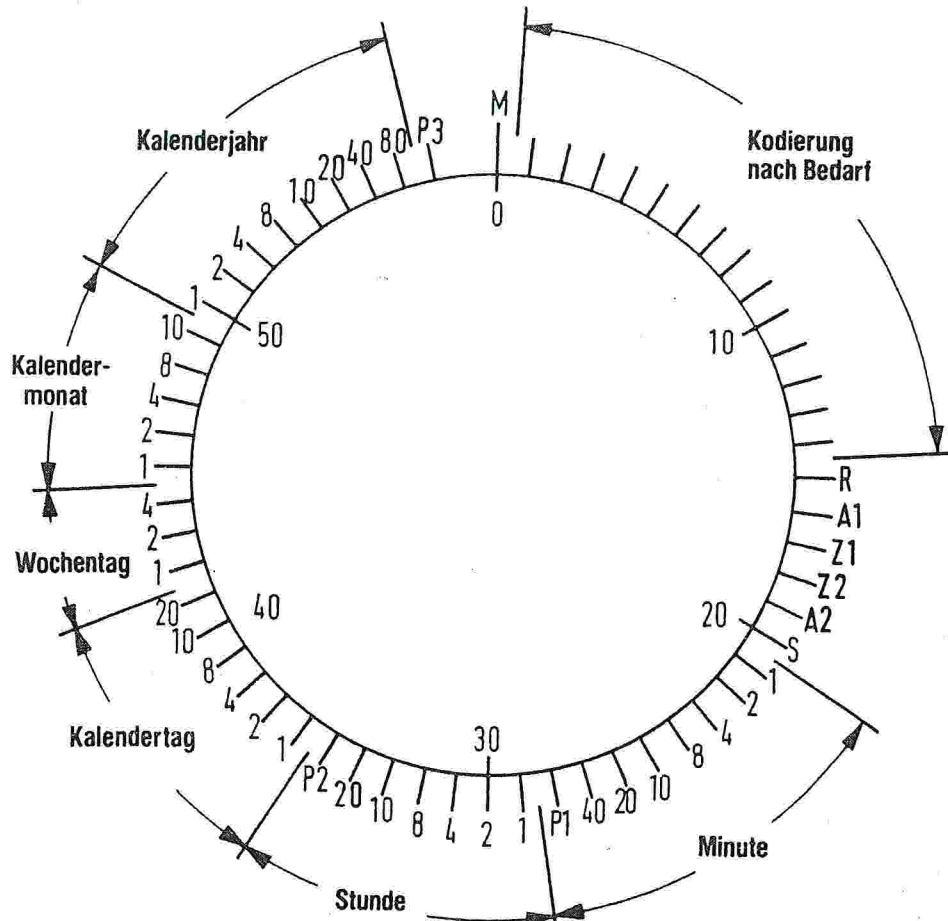


Bild 1 Schema der kodierten Zeitinformation von DCF77

- M Minutenmarke (0,1 s)
- R Antennenbit (0,2 s bei Aussendung über die Reserveantenne)
- A1 Ankündigungsbit für bevorstehenden Wechsel von Mitteleuropäischer Zeit (MEZ) auf Mitteleuropäische Sommerzeit (MESZ) oder umgekehrt. A1 erscheint sechszigmal vor dem Wechsel mit einer Dauer von 0,2 s.
- Z1 Zonenzeitbit 1 (0,2 s bei MESZ)
- Z2 Zonenzeitbit 2 (0,2 s bei MEZ)
- A2 Ankündigungsbit für die bevorstehende Einfügung einer Schaltsekunde. A2 erscheint sechszigmal vor dem Einfügen mit einer Dauer von 0,2 s
- S Startbit der BCD-kodierten Zeitinformation (0,2 s)
- P1 Prüfbit für die Minute, P2 Prüfbit für die Stunde
- P3 Prüfbit für das Datum einschl. der Nummer des Wochentages

3 Empfang amplitudenmodulierter Zeitsignale

3.1 Signalform der von Langwellensendern abgestrahlten Zeitzeichen

Eine Langwellenantenne stellt einen schwach bedämpften Schwingkreis dar, der schnellen Änderungen der Zeitzeichen nur unvollkommen folgen kann. Durch den ausgangsseitigen Innenwiderstand der Senderendstufe wird der Antennenkreis jedoch zusätzlich bedämpft, was eine erhebliche Abkürzung der Ein- und Ausschwingvorgänge zur Folge hat. Besonders niedrige Innenwiderstände ergeben sich bei Gegenkopplung der Endröhre. Auf diese Weise läßt sich der Antennenkreis soweit bedämpfen, daß die Ein- und Ausschwingzeiten der abgestrahlten Zeitzeichen unter 1 ms liegen.

Bild 2 zeigt die abfallende Flanke der von DCF77 abgestrahlten Trägereinhüllenden zu Beginn einer Sekundenmarke. Als Folge der Absenkung der Trägeramplitude auf 25 % würde die abfallende Flanke normalerweise den Verlauf entsprechend der gestrichelten Linie b annehmen, wenn das den Sender steuernde Signal dem Verlauf b' folgen würde. Eine steilere Flanke wird senderseitig aber dadurch erreicht, daß das Steuersignal a' zunächst für die Dauer von etwa 250 μ s auf Null getastet wird und erst danach die Restamplitude annimmt. Diese Austastung auf Null bewirkt ein schnelleres Ausschwingen des Antennenkreises, so daß sich die gleiche Flankensteilheit ergibt wie bei einem Zeitsignal ohne Restamplitude.

Die in Bild 2 eingetragene Ausschwingzeit t_A ist ein zweckmäßiges Maß zur Charakterisierung eines Ausschwingvorgangs. Sie ist bestimmt durch die Schnittpunkte einer im Punkt der größten Steilheit der Trägereinhüllenden angelegten Tangente mit den Endwerten des Signals. Im Falle einer Sekundenmarke von DCF77 sind als Endwerte die 100 %-Amplitude und - wegen

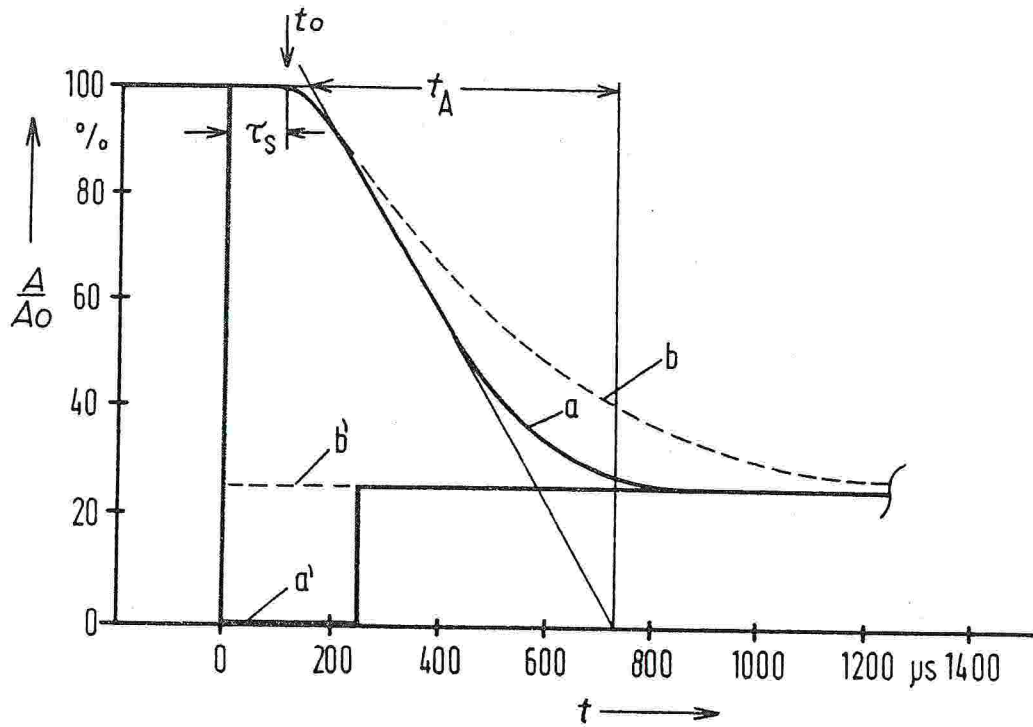


Bild 2

Die abfallende Flanke der von DCF77 abgestrahlten Träger-einhüllenden zu Beginn einer Sekundenmarke.

a' Steuersignal mit Austastlücke, b' Steuersignal ohne Austastlücke, a abgestrahlte Flanke zu a', b abgestrahlte Flanke zu b', τ_s Laufzeit ($94 \mu s$) im Sender, t_0 definierter Sekundenbeginn nach UTC, t_A Ausschwingzeit,

der Austastlücke - die Amplitude Null anzusehen. Die so definierte Ausschwingzeit stellt den wichtigen Zusammenhang her zwischen dem zeitlichen Verlauf der Flanke eines Zeitsignals und der für die Übertragung erforderlichen Bandbreite Δf . Nach /28/ besteht in einem ideal bandbegrenzten System zwischen t_A und Δf folgende Beziehung: $t_A = 1/\Delta f$. Daraus ergibt sich, daß bei DCF77 spektrale Anteile im Abstand bis zu etwa ± 850 Hz vom Träger vorhanden sind.

3.2 Empfängerbandbreite und Wahl des Triggerpunktes

Beim Empfang von Zeitzeichen auf Langwelle ist dem Nutzs-
signal häufig ein hoher Störpegel überlagert. In vielen
Fällen wird dieser Störpegel lokal erzeugt, z. B. durch die
verschiedenartigsten elektrischen Maschinen und elektroni-
schen Geräte. Aber auch atmosphärische Störungen, die z. B.
durch Entladungen bei Gewittern hervorgerufen werden, führen
oft zu einer starken Beeinträchtigung des Zeitzeichen-
empfangs. Eine weitere Störungsursache können auch Interfe-
renzen mit Signalen aus benachbarten Frequenzbereichen sein,
z. B. Schwebungen zwischen den Trägern von DCF77 und HBG.

Um den Einfluß der verschiedenen Störungen auf die Zeitsig-
nale gering zu halten, werden im allgemeinen sehr schmal-
bandige Empfangsschaltungen verwendet. Dadurch gelingt es
zwar, die Störanteile im Nutzsinal weitgehend zu reduzie-
ren, andererseits bewirkt aber die Einschränkung des Übertra-
gungsfrequenzbereiches eine Abflachung und Verrundung der
Signalflanken.

Hierdurch wird die Feststellung der genauen Zeitpunkte der
Sekundenmarken umso unsicherer, je schmalbandiger das Filter
ist. Dies bedeutet, daß die Bandbreite nicht zu sehr einge-
schränkt werden darf, wenn eine hohe Meßgenauigkeit ange-
strebt wird. Zur Veranschaulichung dieser Zusammenhänge sind
in Bild 3 die vom Sender abgestrahlte Flanke und die am Aus-
gang eines dreikreisigen Filters mit der Bandbreite 400 Hz
gemessene Ausschwingkurve dargestellt. Man erkennt, daß die
Flankensteilheit im jeweils steilsten Bereich der Kurven von
etwa 1 % / 6 μ s auf etwa 1 % / 25 μ s abnimmt.

Wie Bild 3 weiterhin zeigt, hat neben der Bandbreite die
Wahl des Triggerpunktes auf der abfallenden Flanke Einfluß
auf die Meßgenauigkeit. Um die Zeitpunkte des Eintreffens
der Sekundenmarken mit möglichst geringer Streuung bestimmen
zu können, empfiehlt es sich, mit einem relativ hohen

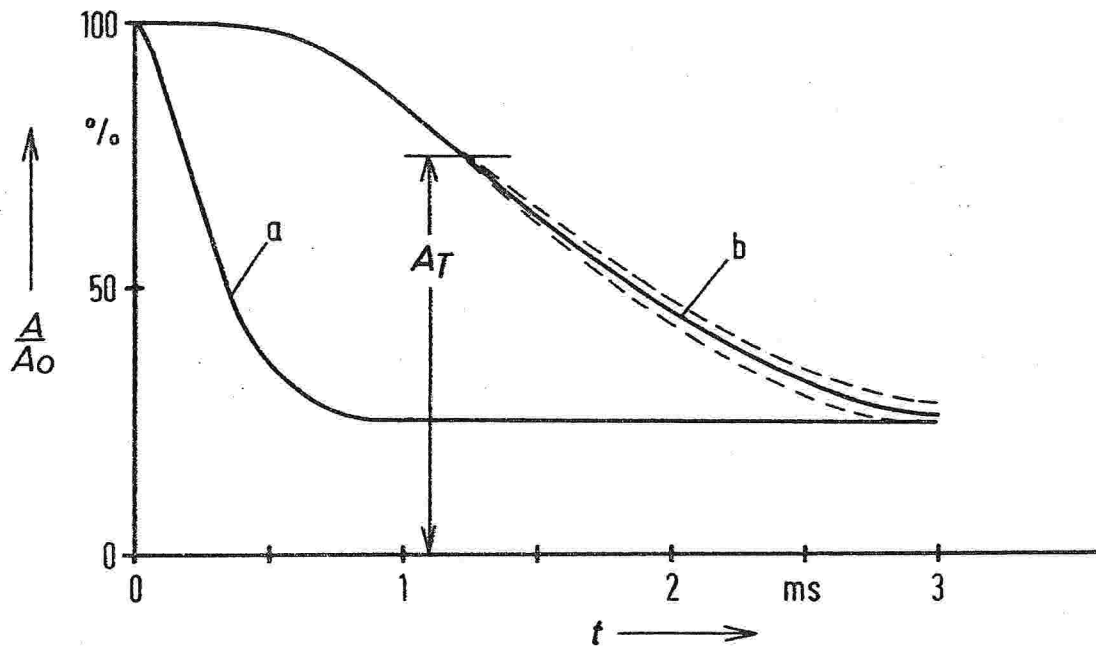


Bild 3 a breitbandig aufgenommene abfallende Flanke des von DCF77 abgestrahlten Trägers

b am Ausgang eines dreikreisigen Filters mit einer Bandbreite von etwa 400 Hz gemessene Ausschwingkurve

A_T Triggeramplitude

Triggerpunkt (z. B. 80 %) zu arbeiten. Einerseits ist die Steilheit der Ausschwingkurve im oberen Bereich zwischen 60 % und 80 % am größten, andererseits machen sich Änderungen im zeitlichen Verlauf der abfallenden Flanke (in Bild 3 gestrichelt angedeutet) bei einem hoch liegenden Triggerpunkt erfahrungsgemäß weniger bemerkbar als bei einem tiefer gelegenen Triggerpunkt. Die Ursache für Änderungen der abfallenden Flanke können z.B. geringfügige Verstimmungen der An-

tennenanpassung infolge Erwärmung oder Änderungen der Röhreneigenschaften durch Alterung sein.

Aufgrund der dargelegten Gesichtspunkte spricht also sehr viel dafür, breitbandig und mit einem relativ hohen Triggerniveau zu arbeiten, wenn eine geringe Meßunsicherheit gefordert wird. Sowohl breitbandiger Empfang als auch ein hochgelegener Triggerpunkt machen eine Empfangsanordnung jedoch anfällig gegen Störungen. Ausreichend betriebssichere Zeitsignale lassen sich aber trotzdem gewinnen, wenn zur Weiterverarbeitung des breitbandig gefilterten HF-Signals geeignete Demodulationsverfahren, Mittelungstechniken und sonstige Verfahren zur Störunterdrückung angewendet werden.

3.3 Demodulation amplitudenmodulierter Zeitsignale

Nach der Frequenzselektion durch das Eingangsfilter muß das empfangene HF-Signal in einer Demodulationsschaltung in eine analoge NF-Spannung umgesetzt werden, die proportional zur Trägereinhüllenden ist. Hierzu bieten sich verschiedene Demodulationsverfahren /29/ an. Das wegen des geringen Aufwandes gebräuchlichste Verfahren ist die additive Demodulation durch lineare Gleichrichtung an einer geradlinigen Diodenkennlinie.

Wesentlich mehr Aufwand erfordert die multiplikative Demodulation - Synchrondemodulation genannt -, die durch Multiplikation mit einem Hilfssignal erfolgt, das nach Frequenz und Phase mit dem empfangenen Träger übereinstimmen muß. Gegenüber der geradlinigen Demodulation mit Gleichrichter weist der Synchrondemodulator einige Vorzüge auf. Neben der hohen Linearität sind diese vor allem seine geringen Demodulationsverzerrungen und seine frequenzselektive Übertragungscharakteristik, die zur Unterdrückung von Fremdsignalen ausgenutzt

werden kann. So erscheinen beim Synchrondemodulator Störsignale auf der NF-Seite mit den gleichen Frequenzabständen, um die sie auf der HF-Seite vom Träger abliegen. Liegen die Störer außerhalb der Nutzbandbreite, die zur Signalübertragung erforderlich ist, dann können sie mit einem dem Synchrondemodulator nachgeschalteten Tiefpaß ausgesiebt werden.

Trifft dagegen das Nutzsignal und verschiedene Störsignale auf einen additiven Demodulator, so können dabei Differenzfrequenzen im NF-Bereich entstehen, deren Trennung nicht mehr möglich ist. Bei richtiger Dimensionierung des dem Gleichrichter nachgeschalteten RC-Gliedes aus Ladekondensator und Ableitwiderstand liefert aber auch die additive Demodulation hinreichend störbefreite Zeitsignale. Die Zeitkonstante des RC-Gliedes darf nur nicht zu groß gewählt werden, damit das gleichgerichtete Signal der Trägereinhüllenden noch schnell genug folgen kann und die Zeitmarkenflanken nicht zu stark verzerrt werden.

3.4 Verfahren zur Störunterdrückung und Mittelung von Zeitsignalen

Die in den Zeitsignalen enthaltene Gesetzmäßigkeit läßt sich ebenfalls zur Unterdrückung von Störungen ausnutzen. Im folgenden werden die gebräuchlichsten Verfahren kurz skizziert:

Bei den sogenannten Fenstermethoden wird nach der Aufnahme einer als störfrei erkannten Zeitmarke ein Fenster geschlossen, das erst kurz vor der erwarteten nächsten Zeitmarke wieder geöffnet wird. Auf diese Weise lassen sich alle Störungen unterdrücken, die außerhalb der Fensteröffnungszeiten eintreffen.

Bei den Zeitsignal-Mittelungsverfahren werden Störeinflüsse dadurch reduziert, daß der Langzeitmittelwert der Zeitabstände zwischen den Einzelsignalen gebildet wird. Schaltungsan-

ordnungen zur Mittelung von Zeitsignalen stellen vom Prinzip her Regelschaltungen dar, die eine lokal erzeugte Impulsfolge so nachregeln, daß sie im langzeitigen Mittel mit der aufgenommenen Zeitmarkenfolge übereinstimmt. Die Anwendung von Regelschaltungen, bei denen das Regelsignal proportional zur Abweichung des lokalen Signals vom aufgenommenen Referenzsignal ist, ist dabei allerdings nicht geeignet, da man immer mit zeitlich sehr stark abweichenden Einzelimpulsen rechnen muß, die den Mittelwert beträchtlich verfälschen können. Als eine zweckmäßige Methode, die die Nachteile der Proportionalregelung vermeidet, hat sich die Schrittregelung mit Einheitsschritten /30, 31, 32/ erwiesen. Bei dieser digitalen Methode werden die lokal erzeugten Impulse nur in Abhängigkeit vom Vorzeichen der Abweichung von den aufgenommenen Signalen jeweils um einen festgelegten Einheitsschritt nach früher bzw. später verschoben. Voraussetzung für die Anwendung der Schrittregelung ist aber das Vorhandensein eines Oszillators mit hoher Eigenstabilität, insbesondere wenn mit kleinen Regelschritten gearbeitet wird. Die Herstellung einer stabilen Normalfrequenz stellt jedoch kein Problem dar, da man einen lokalen Hilfsoszillator benutzen kann, der an die Trägerfrequenz angebunden wird.

Eine weitere Methode, mit der sich Störungen sehr wirkungsvoll unterdrücken lassen, die aber auch einen beträchtlichen Aufwand erfordert, ist die trägersynchrone digitale Zeitsignalmittelung /33/. Bei diesem Verfahren, das als eine weiterentwickelte Form der Synchronmodulation angesehen werden kann, werden die Amplituden der Trägerschwingung im Bereich der Flanke einmal je Sekunde abgetastet. Die dazu erforderlichen Taktimpulse werden phasenstarr aus dem Träger hergeleitet. Die auf diese Weise gewonnenen Analogwerte werden digitalisiert und einem Rechner zugeführt. Durch Mittelwertbildung über einen längeren Zeitraum läßt sich dann das Signal vom Rauschen befreien und eine von Störungen weitgehend unbeeinflusste Sekundenmarkenflanke analysieren.

3.5 Prinzipielle Nachteile amplitudenmodulierter Zeitsignale

Wie die vorangehenden Ausführungen zeigen, hat die Empfangstechnik für amplitudenmodulierte Zeitsignale wirksame Mittel gefunden, um die Zeitpunkte dieser Signale betriebssicher und mit geringer Unsicherheit aufzunehmen. Über die bei langfristigen Messungen in der Praxis erreichbaren Unsicherheiten sind in der Literatur Werte im Bereich von etwa 50 μ s angegeben.

Zusammenfassend lassen sich die bisher betrachteten Verfahren im wesentlichen in die drei Gruppen Zeitselektion, Frequenzselektion und Mittelungsmethoden einteilen. Bei der Zeitselektion werden alle Störungen, die in den Zeiträumen zwischen den Zeitmarken eintreffen, unterdrückt. Dagegen werden durch Frequenzselektion alle Störsignale ferngehalten, die außerhalb des Frequenzbandes liegen, das zur Informationsübertragung erforderlich ist. Die Mittelungsverfahren schließlich erlauben das Eliminieren von in den Meßempfänger eingedrungenen Störungen, wenn diese von statistischer Natur sind.

Ein genereller Nachteil der amplitudenmodulierten Zeitsignale läßt sich jedoch mit keiner dieser Maßnahmen verhindern: Jedes Störsignal, das in die Nutzbandbreite hineinfällt, ruft bei synchroner Phasenlage eine zur Störampplitude proportionale Störmodulation hervor, die sich den Zeitsignalen überlagert. Beispiele für derartige Störungen sind beim Empfang von DCF77 Interferenzen mit dem Schweizer Normalfrequenzsender HBG auf 75 kHz oder mit der 5. Oberwelle der Zeilenfrequenz (78,125 kHz) eines in Antennennähe aufgestellten Fernsehapparates. Extreme Schmalbandigkeit kann zwar auch diese Art von Störungen weitgehend unterdrücken, eine zu starke Begrenzung der Nutzbandbreite führt jedoch - wie bereits er-

läutert - zu einem Verlust an Information und Genauigkeit. Es bleibt also festzuhalten, daß die bisher dargestellten Verfahren und die spektrale Selektion mit Bandfiltern es nicht gestatten, Nutz und Störsignale, die im gleichen spektralen Frequenzbereich auftreten, zu trennen. Ein Selektionsverfahren, das dagegen die Trennung verschiedener Signalkomponenten im gleichen Frequenzbereich ermöglicht und sich zudem durch eine hohe Störfestigkeit auszeichnet, ist die Korrelationsanalyse.

Aufgrund ihrer Signalstruktur sind aber die herkömmlichen Sekundenmarken zur Korrelationsanalyse ungeeignet, wenn eine kurze Korrelationsdauer, d. h. eine hohe zeitliche Auflösung gefordert wird. Wesentlich günstigere Eigenschaften für die Korrelationstechnik weisen dagegen breitbandige Rauschsignale, z. B. pseudozufällige Rauschfolgen auf. Im folgenden wird ein an den Sender DCF77 angepaßtes Korrelationsverfahren angegeben, das derartige Breitbandsignale verwendet.

4 Anwendung von Korrelationsverfahren zur Zeitübertragung

Bei der Korrelationsanalyse /34 - 37/ werden zwei um τ zeitverschobene Signale multiplikativ miteinander verknüpft. Anschließend wird von diesem Produkt der Mittelwert gebildet. Ein Korrelator besteht also aus einem Multiplikator mit nachgeschaltetem Integrator. Seine Wirkungsweise besteht darin, daß bei der Bildung des Produktmittelwertes die dem Informationssignal überlagerten Störsignale ausgemittelt werden.

Bei der Anwendung der Korrelationstechnik kann man zwischen zwei Auswertungsmethoden unterscheiden: 1. man kann die Maxima der Korrelationsfunktion ausmessen oder 2. man kann eine τ -Auswertung vornehmen, wenn eine Zeitinformation gewonnen werden soll. Bei der Zeitübertragung wird von der 2. Methode Gebrauch gemacht, da hier die Bestimmung der Ankunftszeit des vom Sender ausgestrahlten Signals das Ziel ist. Bild 4 zeigt das Schema einer Korrelator-Anordnung zur Zeitübertragung:

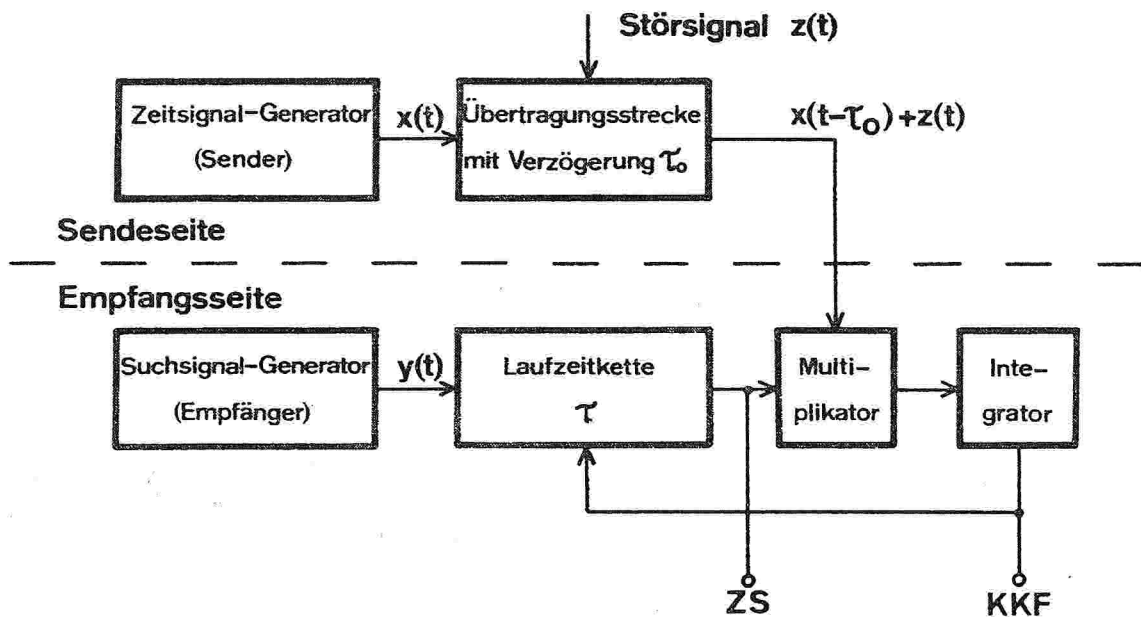


Bild 4

Prinzipanordnung zum Empfang von Zeitsignalen ZS mit Hilfe der Kreuzkorrelationsfunktion KKF

Nach der in der Literatur üblichen Definition handelt es sich bei der dargestellten Anordnung um einen Kreuzkorrelator. Im Gegensatz zur Autokorrelation, bei der nur ein einzelnes Signal zeitverschoben mit sich selbst korreliert wird, spricht man von Kreuzkorrelation, wenn eine Korrelationsanalyse zwischen zwei verschiedenen Signalen $x(t)$ und $y(t)$ durchgeführt wird. Die Meßoperation, die von dem vorliegenden Korrelator ausgeführt wird, läßt sich durch folgende Gleichung ausdrücken:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [x(t - \tau_0) + z(t)] \cdot y(t - \tau) dt \quad (1)$$

$R_{xy}(\tau)$ ist die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) zwischen den Signalen $x(t)$ und $y(t)$ in Abhängigkeit vom Laufzeitparameter τ . Wird die zeitliche Mittelwertbildung durch einen Querstrich anstelle des Zeitintegrals ausgedrückt, so erhält Gleichung (1) folgende Form:

$$R_{xy}(\tau) = \overline{x(t - \tau_0) \cdot y(t - \tau)} + \overline{z(t) \cdot y(t - \tau)} \quad (2)$$

Die Arbeitsweise des Kreuzkorrelators nach Bild 4 soll nachfolgend näher betrachtet werden: Dem vom Zeitzeichensender ausgestrahlten Zeitsignal $x(t)$ überlagert sich auf der Übertragungstrecke ein Störsignal $z(t)$. Gleichzeitig erfährt es eine Verzögerung um τ_0 , bevor es empfangsseitig auf einen Eingang des Multiplikators gelangt. Dem zweiten Eingang des Multiplikators wird über eine Laufzeitkette das Suchsignal $y(t)$ zugeführt, das im Empfänger erzeugt wird und gleiche Eigenschaften hat wie $x(t)$. Bei der anschließenden Produkt-Mittelwertbildung über eine hinreichend lange Integrationszeit verschwindet der 2. Summand in Gleichung (2), wenn $y(t)$ und $z(t)$ für alle Werte von τ inkohärent und statistisch nicht verwandt sind. Somit liefert der Korrelator an seinem Ausgang nur noch eine von $x(t)$ und $y(t)$ abhängige KKF, die

frei ist von überlagerten Störungen. Ist die Zeitverschiebung τ durch die Laufzeitkette gleich der Laufzeit τ_0 auf der Übertragungstrecke, so ergibt sich das Maximum der KKF, das im Falle von $x(t) = y(t)$ dem Produkt beider Effektivwerte entspricht. Wie man also erkennt, wird durch die Einstellung der Laufzeitkette auf den Maximalwert der KKF das Suchsignal $y(t)$ so nachgeführt, daß es in seiner Phase mit dem von Störungen befreiten Zeitsignal übereinstimmt und dessen Ankunftszeit repräsentiert.

In praktischen Anwendungen kann das Aufsuchen des Maximums der KKF automatisch mit Hilfe eines Regelkreises erfolgen, indem aus der Ableitung der KKF ein Regelsignal hergeleitet wird. Da die Ableitung der KKF rechts und links des Abgleichpunktes τ_0 unterschiedliches Vorzeichen hat, läßt sich ein vorzeichenrichtiges Regelsignal gewinnen, das zur Einstellung der Laufzeitkette benutzt werden kann.

Im folgenden soll für zwei verschiedene Signalarten $x(t)$, $y(t)$ die jeweils zugehörige KKF angegeben werden, die von dem beschriebenen Korrelator gebildet wird.

4.1 Kreuzkorrelation von harmonischen Schwingungen

Das vom Sender abgestrahlte Signal $x(t)$ habe die Form einer harmonischen Schwingung $x(t) = \hat{x} \sin(\omega t + \varphi)$. Auf der Empfangsseite liefere ein lokaler Oszillator eine gleichartige Schwingung $y(t)$, die in Frequenz ($f = \frac{\omega}{2\pi}$) und Amplitude ($\hat{y} = \hat{x}$) der ausgesendeten Trägerschwingung entsprechen soll. Bildet man die KKF zwischen $x(t)$ und $y(t)$, so ergibt sich eine Kosinusfunktion, die wieder die gleiche Periode hat wie $x(t)$:

$$R_{xy}(\tau) = \frac{\hat{x} \hat{y}}{2} \cos \omega \tau \quad (3)$$

Die Maxima dieser KKF entsprechen dem Quadrat des Effektivwertes von $x(t)$ und $y(t)$ und wiederholen sich im Abstand $1/f$. Ein automatisch nachgeregelter Phasenregelkreis wird also die Laufzeitkette auf eines der Maxima einstellen, um Synchronismus zwischen dem Träger und der Suchschwingung herzustellen. Wegen der Periodizität der KKF nach Gl. (3) bleibt aber eine Vieldeutigkeit bestehen, d. h. ein am Sender mit Bezug auf eine Zeitskala definierter Nulldurchgang kann auf der Empfangsseite bei kleiner Periodendauer nicht identifiziert werden.

4.2 Kreuzkorrelation von pseudozufälligen Rauschsignalen

Die bei der Korrelation von periodischen Signalen auftretende Periodizität der KKF und der damit verbundene Nachteil vieldeutiger Meßergebnisse kann vermieden werden, wenn anstelle von harmonischen Schwingungen breitbandiges Rauschen verwendet wird. Wie im folgenden noch gezeigt wird, liefern Breitband-Rauschsignale eine nichtperiodische Korrelationsfunktion und somit eindeutige Meßergebnisse. Ein weiterer Vorteil derartiger Rauschsignale liegt darin, daß durch die gleichmäßige spektrale Verteilung der Rauschleistung amplitudenmäßige Spitzenbelastungen des Übertragungssystems vermieden werden, wie sie z. B. bei der Verwendung von Puls- oder Sinussignalen auftreten.

Zur Erläuterung der vorangegangenen Ausführungen werde zunächst ein bandbegrenzttes Rauschsignal betrachtet, dessen Rauschleistung gleichmäßig über den zur Verfügung stehenden Frequenzbereich verteilt ist. Die obere Grenzfrequenz, oberhalb der keine Rauschanteile mehr vorhanden sind, soll $f_G = 2\pi/\omega_G$ betragen, die untere Grenzfrequenz soll bei Null liegen. Mathematisch läßt sich das Leistungsspektrum eines

derartigen bandbegrenzten Rauschsignals durch eine Rechteckfunktion ausdrücken, die im Frequenzbereich $0 < f < f_G$ eine konstante Leistungsdichte S_K aufweist. Aus diesem Rechteckspektrum läßt sich die zugehörige Autokorrelationsfunktion unmittelbar ermitteln, da nach dem Theorem von Wiener Chintschin Autokorrelationsfunktion und Leistungsspektrum gegenseitige Fourier-Transformierte sind, die sich ineinander umrechnen lassen. Zu dem Rechteck-Spektrum eines idealen Breitbandsignals mit konstanter Rauschleistungsdichte S_K gehört folgende Autokorrelationsfunktion $R_{xx}(\tau)$:

$$R_{xx}(\tau) = S_K f_G \frac{\sin \omega_G \tau}{\omega_G \tau}$$

Die Autokorrelationsfunktion des nach oben bei f_G bandbegrenzten Rauschens folgt also der bekannten Gesetzmäßigkeit einer $(\sin \omega_G \tau) / \omega_G \tau$ - Funktion mit dem Maximum $S_K f_G$ bei $\tau = 0$ und den ersten Nulldurchgängen bei

$$\tau = \pm \frac{1}{2f_G}$$

Der zeitliche Verlauf von $R_{xx}(\tau)$ über τ hat näherungsweise die Form eines Impulses mit der Impulsbreite $1/f_G$, wenn man die Nebenmaxima außer Betracht läßt. Dies bedeutet, daß der Rauschvorgang bei einer Verzögerung von $|\tau| > 1/2f_G$ praktisch nicht mehr korreliert ist, d. h. es ist kein innerer statistischer Zusammenhang des Signals mehr feststellbar. Man bezeichnet daher den Verzögerungsbereich τ , innerhalb dessen eine Korrelation vorhanden ist, als Korrelationsdauer. Wie man sieht, wird bei einem Rauschsignal die Korrelationsdauer umso kürzer und damit die zeitliche Auflösung umso höher, je größer die Bandbreite des Rauschens ist.

Die vorangegangenen Betrachtungen haben die besonderen Eigenschaften von Rauschsignalen und ihre sich daraus ergebende Bedeutung für die Korrelationstechnik aufgezeigt. Für die Anwendung derartiger Signale zur Zeitübertragung mittels Kreuzkorrelation entsprechend Abschnitt 4 ist jedoch Voraussetzung, daß am Sende- und Empfangsort Rauschquellen zur Verfügung stehen müssen, die unabhängig voneinander ein gleichartiges Rauschen mit exakt gleichem zeitlichen Verlauf liefern. Es wird also von den Rauschquellen gefordert, daß sie ein Rauschsignal mit möglichst konstanter Rauschleistungsdichte liefern, das aber im Gegensatz zum echt stochastischen Rauschen streng deterministischen Charakter aufweist und exakt reproduzierbar ist. Rauschsignale, die diese Forderung erfüllen, sind die sogenannten Pseudozufallssignale, die sich mit den heutigen Mitteln der Elektronik leicht realisieren lassen und in der Korrelationstechnik häufig angewendet werden. Die Eigenschaften und die Erzeugung von pseudozufälligen Rauschfolgen sind in der Literatur ausführlich behandelt /37 - 39/.

Zur Erzeugung von Pseudozufallsfolgen verwendet man Schieberegister, die mit Exklusiv-Oder-Schaltungen in bestimmter Weise rückgekoppelt werden. Mit jedem Taktimpuls wird die Information im Schieberegister um eine Stelle weitergeschoben, so daß am Ausgang jeder Stufe eine Binärfolge von Nullen und Einsen entsteht, die sich in pseudozufälliger Weise abwechseln. Bei richtiger Wahl der Rückkopplungslogik erhält man einen Zyklus, in dem jeder mögliche Zustand des Schieberegisters genau einmal vorkommt, mit Ausnahme des Zustandes Null, in dem alle Stufen des Schieberegisters den Inhalt Null haben. Dies bedeutet, daß im Verlauf eines Zyklus die logische Eins einmal öfter auftritt als die logische Null. Bei einem Schieberegister mit n Stufen erscheint somit bei $\frac{1}{2} \cdot 2^n$ Takten eine Eins und bei $(\frac{1}{2} \cdot 2^n - 1)$ Takten eine Null. Die Wahrscheinlichkeit, daß die Zustände Null und Eins gleich häufig vorkommen, wird also umso genauer gleich 50 %, je mehr Stufen das Schieberegister hat.

Durch die Wahl der Stufenzahl n des Schieberegisters kann die Zykluslänge $N = 2^n - 1$ der pseudozufälligen Bitfolge bestimmt werden. Außerdem läßt sich noch die Taktfrequenz f_T vorgeben, mit der das Schieberegister getaktet wird. Das Produkt von Zykluslänge N und Taktdauer $T_T = 1/f_T$ ergibt dann die Kode-Periodendauer T_K , innerhalb der jeweils ein vollständiger Zyklus abläuft:

$$T_K = N \cdot T_T = (2^n - 1) \cdot \frac{1}{f_T}$$

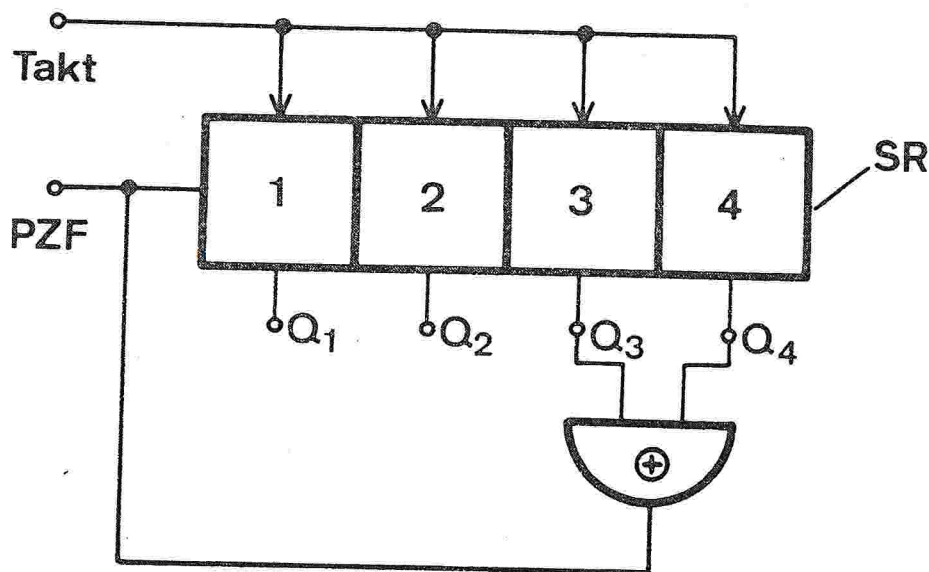


Bild 5 Rückgekoppeltes 4stufiges Schieberegister SR zur Erzeugung der Pseudozufallsfolge PZF

Als Beispiel eines einfachen Pseudozufallsgenerators zeigt Bild 5 ein rückgekoppeltes Schieberegister mit 4 Stufen. Im Anfangszustand (Takt 0) befindet sich die Stufe 1 im Zustand Eins und die übrigen Stufen im Zustand Null. Wie der weitere Zyklus aufgrund der Exklusiv-Oder-Verknüpfung abläuft, kann man anhand der nachfolgenden Zustandstabelle verfolgen:

Takt	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Q_1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1
Q_2	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0
Q_3	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0
Q_4	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0
$Q_3 \oplus Q_4$	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0

Aus der Zustandstabelle wird ersichtlich, daß dieselbe Binär-
folge am Ausgang des Exklusiv-Oder-Gatters und an allen ande-
ren Schieberegisterausgängen lediglich zeitverschoben auf-
tritt. Es ist daher ganz gleichgültig, wo die Pseudozufalls-
folge abgegriffen wird. In Bild 6 b ist die am Ausgang des
Exklusiv-Oder-Gatters abgenommene Bitfolge dargestellt. Die

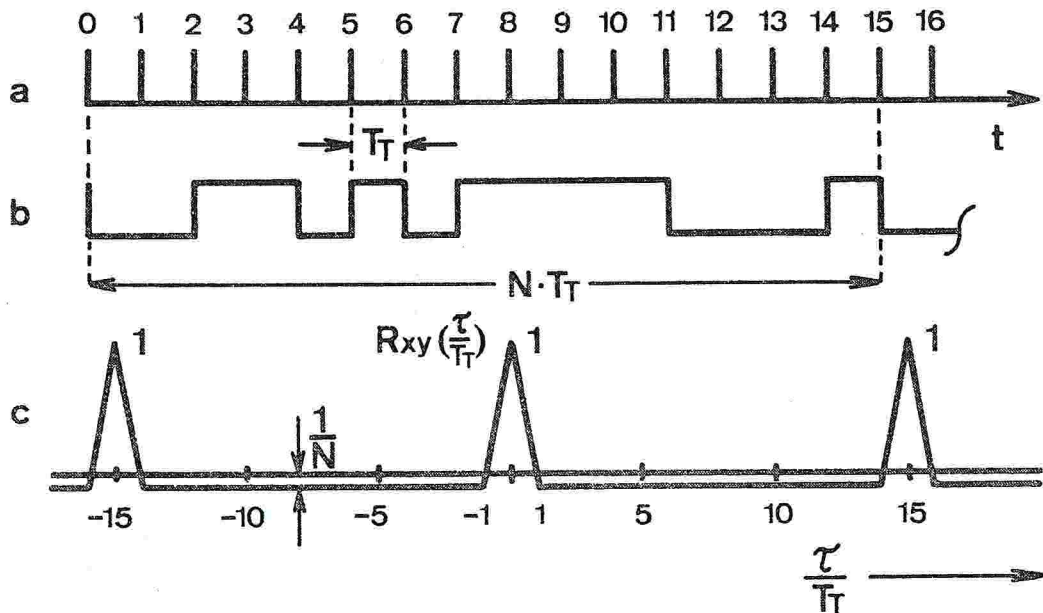


Bild 6

- a Taktfolge
- b mit Schieberegister nach Bild 5 erzeugte Pseudozufallsfolge
- c zu b gehörende normierte Kreuzkorrelationsfunktion

zugehörige Korrelationsfunktion, die sich bei der Kreuzkorrelation von zwei dieser Impulsfolgen ergibt, läßt sich durch folgende Überlegungen ermitteln: Für den Fall, daß der Zeitversatz $|\tau|$ zwischen beiden Folgen größer als T_T ist, kommen näherungsweise gleich viele Bitpaarungen vor, bei denen sich die aufeinandertreffenden Bits in jeweils gleichen oder ungleichen Zuständen befinden. Dies folgt aus den Eigenschaften einer Pseudozufallsfolge, bei der ja binäre Nullen und Einsen gleich häufig auftreten, wenn man die einmal öfter vorkommende Eins außer Betracht läßt. Die Multiplikation der unterschiedlichen Bitpaarungen liefert deshalb auch gleich häufig positive und negative Anteile, weil das Produkt von 2 Bits in gleichen Zuständen positiv und das von 2 Bits in ungleichen Zuständen negativ wird. Bei der anschließenden Produktmittelwertbildung heben sich daher die einzelnen Beiträge mit unterschiedlichen Vorzeichen wieder auf, so daß nur noch ein Restanteil übrigbleibt, der dadurch zustandekommt, daß die binäre Eins einmal häufiger vertreten ist als die binäre Null.

Ihren maximalen Wert erreicht die Korrelationsfunktion immer dann, wenn beide Pseudozufallsfolgen exakt übereinanderliegen, d. h. alle Bits in ihren Zuständen übereinstimmen und nur positive Anteile liefern. Bei näherungsweise Übereinstimmung nimmt $R_{xy}(\tau/T_T)$ je nach dem Grad der Überlappung der beiden Bitfolgen linear ab, so daß sich für die Korrelationsfunktion der in Bild 6 c dargestellte dreiecksförmige Verlauf ergibt.

Als Ergebnis der vorangegangenen Ausführungen läßt sich zusammenfassend festhalten: Pseudozufallsfolgen lassen sich mit wenig Aufwand erzeugen und sind exakt reproduzierbar. Das geschilderte Prinzip läßt sich auf beliebige Stufenzahl des Schieberegisters erweitern. Für Korrelationszwecke lie-

fern Pseudozufallsfolgen eine geeignete Korrelationsfunktion mit einer Korrelationsdauer von 2 Taktperioden. Zum Unterschied von stochastischen Rauschfolgen weist die Korrelationsfunktion von Pseudozufallssignalen allerdings wieder eine Periodizität auf, die durch die Gesetzmäßigkeit bei ihrer Realisierung bedingt ist. Für die Anwendung der Kreuzkorrelation zur Zeitübertragung ist diese Periodizität aber nicht störend, da die Kode-Periodendauer T_K durch geeignete Wahl der Taktfrequenz f_T und der Stufenzahl n so groß gemacht werden kann, daß die aufgenommenen Zyklen auf der Empfangsseite eindeutig identifiziert und zeitlich richtig zugeordnet werden können.

5 Zusatzmodulation von DCF77 mit einem Rauschsignal

Ausgehend von den Betrachtungen des vorangegangenen Kapitels wird nun ein Pseudozufallsignal gesucht, das dem Träger von DCF77 zusätzlich zu den Sekundenmarken aufmoduliert werden kann. Dabei soll die bisherige Signalstruktur beibehalten werden und im Einsatz befindliche Geräte - sowohl Funkuhren als auch Normalfrequenzempfänger - sollen durch die Zusatzmodulation nicht gestört werden.

Zur Einführung einer Rauschmodulation bieten sich zwei Möglichkeiten an: Entweder wird der Träger zusätzlich im Rhythmus einer Pseudozufallsfolge amplitudenmoduliert oder die Rauschmodulation erfolgt als pseudozufällige Phasenumtastung. Beide Modulationsarten können Beeinträchtigungen der bisherigen Nutzungsweise von DCF77 zur Folge haben. Während im ersten Fall das Signal-Rausch-Verhältnis der amplitudenmodulierten Zeitsignale weiter verschlechtert wird, vergrößert sich im zweiten Fall die Kurzzeitinstabilität der Trägerfrequenz.

Folgende Überlegungen sprechen dafür, die Phasenmodulation zu wählen, da hierdurch die geringeren Beeinträchtigungen zu erwarten sind: Bei der Nutzung der Normalfrequenz eines Langwellensenders wird üblicherweise nur der Langzeitmittelwert der Trägerfrequenz ausgewertet, da die systembedingte Kurzzeitstabilität der Trägerfrequenz bzw. der Trägerphase ohnehin nicht sehr hoch ist. Ein nachzuregelnder Oszillator wird daher auch immer lose, d. h. mit großer Zeitkonstante, an die empfangene Trägerfrequenz angebunden, damit seine Eigenstabilität erhalten bleibt. Aus diesem Grund wirkt sich ein zusätzliches Phasenrauschen auf die Nachsteuerung eines Oszillators auch nicht nachteilig aus, sofern gewährleistet ist, daß der Mittelwert der Trägerfrequenz bzw. Trägerphase durch das Rauschen nicht verändert wird. Ein Modulationsverfahren, das diese Bedingung erfüllt, wird nachfolgend vorgestellt:

5.1 AM-kompatible, pseudozufällige Umtastung der Trägerphase.

Die Modulation mit einem Phasenrauschen erfolgt als pseudozufällige Phasenumtastung des Trägers im Rhythmus einer binären Zufallsfolge. Um die Anwendung von DCF77 als Normalfrequenzsender möglichst wenig zu beeinträchtigen, wird mit kleinen Phasenhüben $|\Delta\varphi| = 10^\circ$ gearbeitet. Bei einer Periodendauer von $12,9 \mu\text{s}$ entspricht dies Phasenzeitänderungen von etwa $\pm 0,4 \mu\text{s}$.

Die Zykluslänge N der verwendeten Pseudozufallsfolge wurde so festgelegt, daß innerhalb jeder Sekunde ein vollständiger Zyklus abläuft. Zur Erzeugung der Pseudozufallsfolge dient ein neunstufiges Schieberegister, das entsprechend Bild 7 rückgekoppelt ist. Abweichend von den Betrachtungen in 4.2 wird dieses Schieberegister jedoch nicht kontinuierlich be-

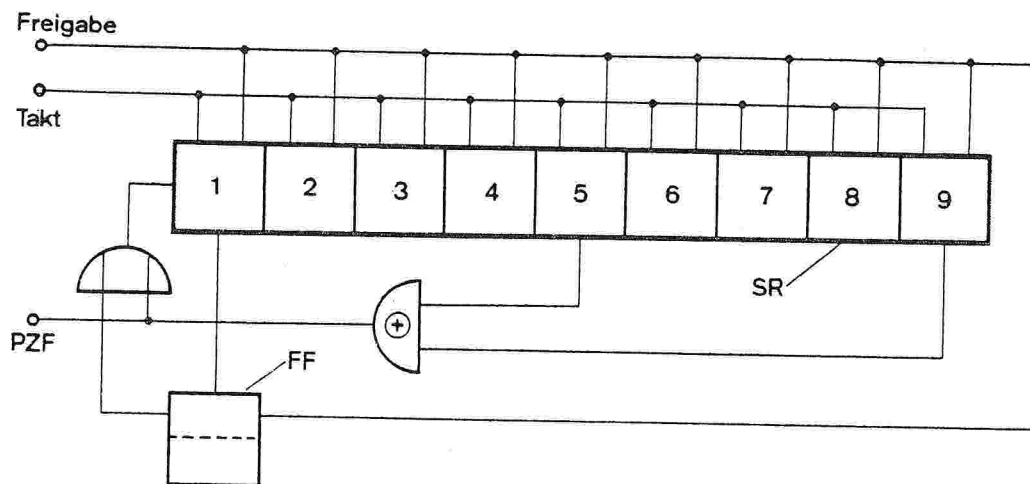


Bild 7

9stufiges rückgekoppeltes Schieberegister SR zur Erzeugung der Pseudozufallsfolge PZF für die Rauschmodulation von DCF77. FF Flipflop zum Anlaufen des SR aus dem Zustand Null.

trieben, sondern durch einen Freigabeimpuls in seinem zeitlichen Ablauf gesteuert. Die Dauer des Freigabeimpulses muß so bemessen werden, daß jeweils ein vollständiger Zyklus ablaufen kann, bevor das Schieberegister wieder angehalten und auf Null gesetzt wird. Zur Erzeugung des Freigabeimpulses läßt sich ein ebenfalls 9stufiger Binärzähler verwenden, der mit der gleichen Taktfrequenz wie das Schieberegister getaktet wird.

Das Anlaufen des Schieberegisters aus dem Zustand Null bewirkt das Flipflop FF, das dafür sorgt, daß beim ersten Taktimpuls nach der Freigabe eine Eins in die erste Registerstufe eingelesen wird. Dieses Flipflop wird bei Zyklusbeginn für die Dauer eines Taktes auf Eins gesetzt und geht nach dem ersten Takt wieder in den Zustand Null zurück, sobald die Eins die erste Registerstufe durchlaufen hat. Aufgrund der besonderen Betriebsweise des Pseudozufallsgenerators treten in der vorliegenden Pseudozufallsfolge die Zustände Null und Eins gleich häufig (je 256 mal) auf, und die Zykluslänge beträgt abweichend vom kontinuierlichen Betrieb nicht $2^9 - 1$ sondern $2^9 = 512$ Bits.

Zur Bestimmung einer geeigneten Taktfrequenz f_T wurde in Vorversuchen mit rechteckförmiger Phasenmodulation zunächst ermittelt, wie schnell die Sendeantenne Phasenumtastungen gerade noch folgen kann. Dabei zeigte sich, daß die Einschwingzeit der Sendeantenne nach sprunghaften Phasenänderungen etwa 1,5 ms beträgt. Dies bedeutet, daß bei voller Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Bandbreite Taktfrequenzen bis höchstens etwa 650 Hz verwendet werden können. Als eine geeignete Taktfrequenz, die möglichst dicht an der oberen Frequenzgrenze liegt und sich zugleich leicht realisieren läßt, wurde daher der Wert $645,8\bar{3}$ Hz (= $77500/120$ Hz) gewählt. Diese Taktfrequenz ist eine Subharmonische der Trägerfrequenz und kann durch Frequenzteilung leicht aus dieser hergeleitet werden.

Nachdem Taktfrequenz und Zykluslänge bestimmt wurden, steht damit auch die Kode-Periodendauer T_K fest:

$$T_K = \frac{1}{f_T} \cdot 2^9 \approx 793 \text{ ms.}$$
 Es muß nun nur noch die zeitliche Zuordnung des Rauschzyklus zu den amplitudenmodulierten Zeitsignalen festgelegt werden. Aufgrund der gegebenen Signalstruktur bietet es sich an, den Rauschzyklus jeweils 0,2 s nach dem Beginn einer Sekundenmarke zu starten. Damit fällt er auch bei verlängerten Sekundenmarken immer in den Bereich der 100%-Amplitude und endet etwa 7 ms vor Beginn der nächsten Sekundenmarke. Auf diese Weise ist sichergestellt, daß die als Sekundenbeginn definierte abfallende Flanke ungestört bleibt und Mittelungsverfahren wie z. B. die trägersynchrone, digitale Zeitsignalmittelung, die den Flankenverlauf analysieren, nicht beeinträchtigt werden.

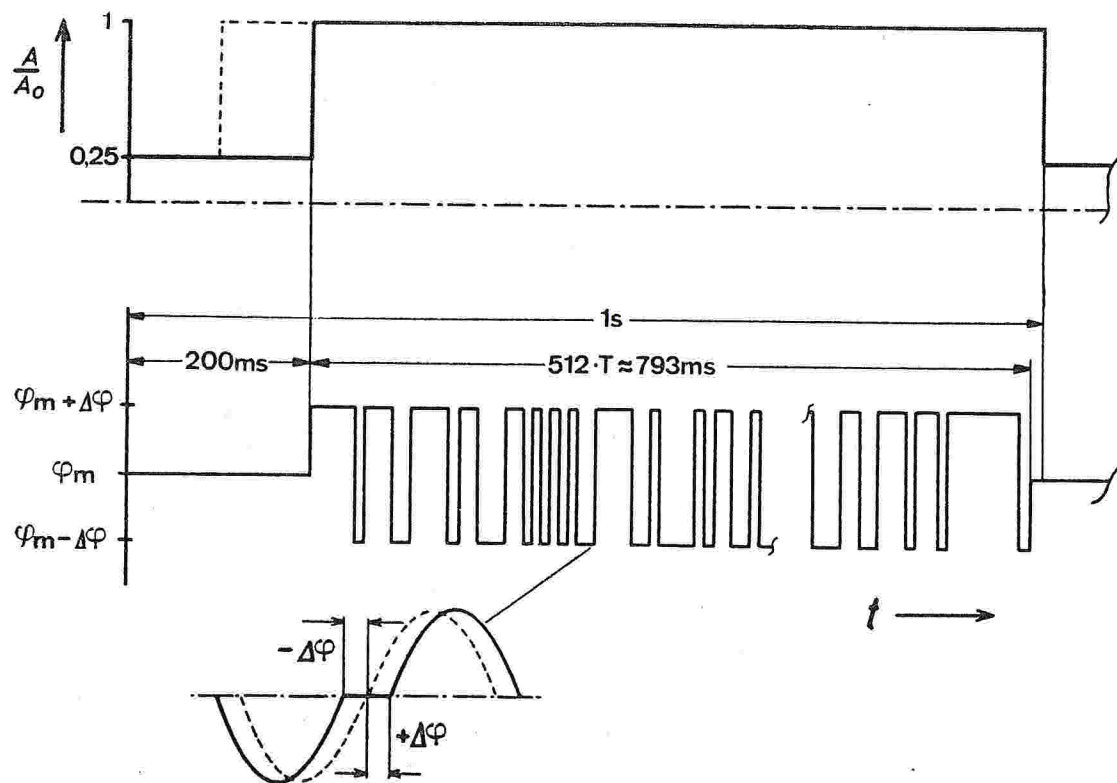


Bild 8

Amplituden- und Phasenverlauf des Trägers von DCF77

Zur Veranschaulichung der beschriebenen Zusammenhänge sind in Bild 8 der Verlauf der Amplitude und der der Phase über die Dauer einer Sekunde aufgetragen. Dabei wurde dem Zustand Null der Pseudozufallsfolge die Phase $\varphi_m + \Delta\varphi$ und dem Zustand Eins die Phase $\varphi_m - \Delta\varphi$ zugeordnet. Die Phasenumtastungen ebenso wie die Amplitudenänderungen zu Beginn und Ende der Zeitmarken erfolgen bei der Ansteuerung des Senders jeweils in einem positiven Nulldurchgang zu den definierten Zeitpunkten. Damit ist sichergestellt, daß der Träger, die aufmodulierten Zeitsignale und der Rauschzyklus immer phasenstarr miteinander verknüpft sind. Auf der Empfangsseite sind diese sprunghaften Änderungen jedoch nicht mehr ohne weiteres erkennbar, da Phase und Amplitude nur mit großen Zeitkonstanten einschwingen.

5.2 Frequenzspektrum

In diesem Abschnitt soll untersucht werden, welches Spektrum zu der in 5.1 vorgegebenen Pseudozufallsfolge gehört. Von Interesse ist dabei einmal, wie das Frequenzspektrum im Niederfrequenzbereich aussieht, und zum anderen, wie es bei der Modulation vom Niederfrequenzbereich in das Hochfrequenzband transformiert wird.

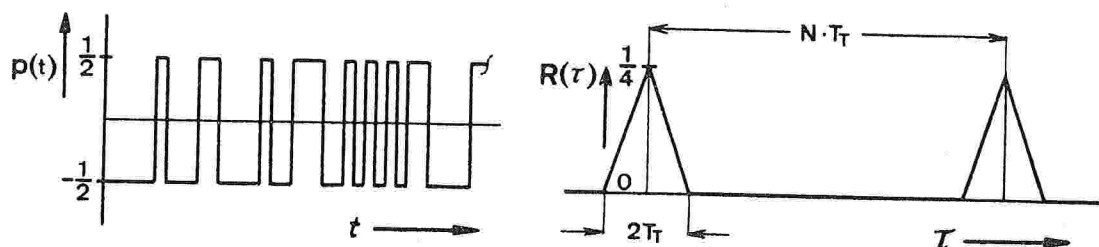


Bild 9

Beginn der bei DCF77 verwendeten Pseudozufallsfolge $p(t)$ und die zu $p(t)$ gehörende Korrelationsfunktion $R(\tau)$.

Zunächst werde die Niederfrequenzseite betrachtet. In Bild 9 sind der Beginn der verwendeten Pseudozufallsfolge $p(t)$ und die zugehörige Korrelationsfunktion $R(\tau)$ dargestellt. Zur Vereinfachung der späteren Rechnung werden dabei den Zuständen logisch Null bzw. logisch Eins die Amplitudenwerte $-1/2$ bzw. $+1/2$ zugeordnet. Außerdem wird für die Ermittlung des Spektrums angenommen, daß abweichend von 5.1 die Rauschzyklen ohne Pause unmittelbar aufeinanderfolgen, so daß sich die dreieckförmigen Maxima der Korrelationsfunktion im Abstand von $N \cdot T_T$ periodisch wiederholen. $R(\tau)$ läßt sich dann durch die Fourierreihe (4) darstellen. Ohne Gleichanteil lautet diese:

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2N} \left(\frac{\sin(n\pi/N)}{n\pi/N} \right)^2 \cdot \cos(n\omega_T \tau / N) \quad (4)$$

Den Zusammenhang zwischen $R(\tau)$ und dem Frequenzspektrum von $p(t)$ liefert die nachstehende Betrachtung. Da sich in $R(\tau)$ alle Frequenzen der Pseudozufallsfolge $p(t)$ wiederfinden, muß diese aus einem Signalgemisch von harmonischen Schwingungen bestehen, für das sich folgende Fourierreihe ansetzen läßt:

$$p(t) = \sum_{n=1}^{\infty} P_n \cdot \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (5)$$

Bildet man für $p(t)$ die Korrelationsfunktion

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} p(t) \cdot p(t-\tau) dt,$$

so ergibt sich nach der Ausrechnung:

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{P_n^2}{2} \cos n\omega \tau \quad (6)$$

Aus dem Vergleich der Gleichungen (4) und (6) ergeben sich die Koeffizienten P_n und die Kreisfrequenz ω . Wie man erkennt handelt es sich bei dem Frequenzspektrum von $p(t)$ um ein Linienspektrum im Gegensatz zu einem kontinuierlichen Spektrum beim echt stochastischen Rauschen. Der Abstand der einzelnen Spektrallinien voneinander beträgt:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{f_T}{N} = \frac{\omega_T}{2\pi N} \quad (7)$$

Dies bedeutet, daß die Spektrallinien umso dichter zusammenliegen, je größer N ist.

Für die Amplitudenwerte P_n gilt:

$$P_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \frac{\sin(n\pi/N)}{n\pi/N} \quad (8)$$

Die Spektrallinien folgen somit in ihrem Amplitudenverlauf dem Betrag einer $\frac{\sin x}{x}$ -Funktion. Der Verlauf dieser Hüllkurve ist in Bild 10 dargestellt.

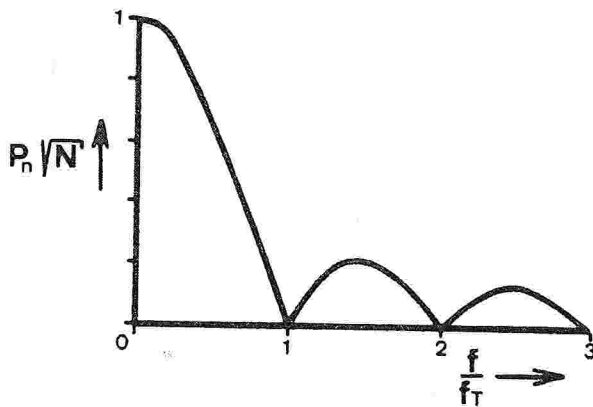


Bild 10
Hüllkurve des
Amplitudenspek-
trums der Pseudo-
zufallsfolge $p(t)$
nach Bild 9

Zur Untersuchung, wie sich das in Bild 10 gezeigte Spektrum vom Niederfrequenz- in den Hochfrequenzbereich überträgt, erfolgt zunächst eine Umwandlung der Pseudozufallsfolge $p(t)$ in zwei komplementäre Binärfolgen $p_1(t)$ und $p_2(t)$ entsprechend Bild 11. Mit Hilfe dieser umgeformten Hilfsfolgen läßt sich die weitere Rechnung dann besonders einfach ausführen.

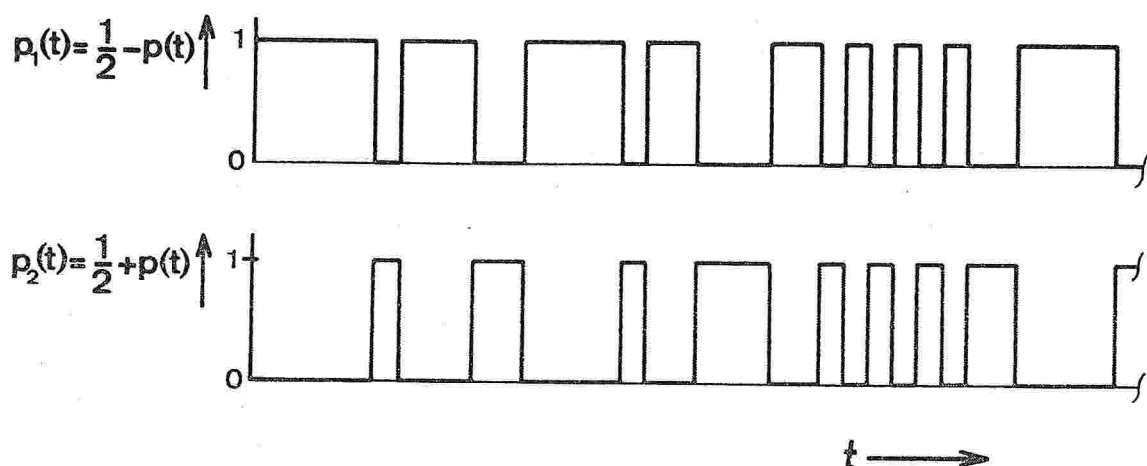


Bild 11

Umwandlung der Pseudozufallsfolge $p(t)$ nach Bild 9 in die beiden komplementären Binärfolgen $p_1(t)$ und $p_2(t)$

Nach den Festlegungen in 5.1 wird die Phase jeweils um $+\Delta\varphi$ umgetastet, wenn sich $p_1(t)$ im Zustand Eins befindet. Dagegen erfolgt eine Umtastung um $-\Delta\varphi$ immer dann, wenn $p_2(t)$ den Zustand Eins annimmt. Mathematisch läßt sich diese Phasenumtastung durch folgende Gleichung ausdrücken:

$$\frac{A}{A_0} = \sin(\Omega t + \Delta\varphi) \cdot p_1(t) + \sin(\Omega t - \Delta\varphi) \cdot p_2(t) \quad (9)$$

Dabei bedeutet A_0 die Trägeramplitude und Ω die Kreisfrequenz des Trägers. Mit Hilfe von Additionstheoremen läßt sich für Gl.(9) auch schreiben

$$\frac{A}{A_0} = (\sin \Omega t \cos \Delta\varphi + \cos \Omega t \sin \Delta\varphi) \cdot \left(\frac{1}{2} - p(t)\right) + (\sin \Omega t \cos \Delta\varphi - \cos \Omega t \sin \Delta\varphi) \cdot \left(\frac{1}{2} + p(t)\right) \quad (10)$$

Nach der Ausrechnung ergibt sich:

$$\frac{A}{A_0} = \sin \Omega t \cdot \cos \Delta\varphi - 2 \cos \Omega t \cdot \sin \Delta\varphi \cdot p(t) \quad (11)$$

Einsetzen von Gl.(5) und Gl.(7) in Gl. (11) und anschließende Umformung führt zu

$$\begin{aligned} \frac{A}{A_0} = & \cos \Delta\varphi \sin \Omega t \\ & - \sin \Delta\varphi \left[\sum_{n=1}^{\infty} P_n \cos \left(\left(\Omega + \frac{n}{N} \omega_T \right) t + \varphi_n \right) + \right. \\ & \left. \sum_{n=1}^{\infty} P_n \cos \left(\left(\Omega - \frac{n}{N} \omega_T \right) t - \varphi_n \right) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

Gleichung (12) läßt sich in folgender Weise interpretieren: Abgesehen davon, daß die Amplituden der Spektrallinien vom Phasenhub abhängig werden, überträgt sich das Niederfrequenzspektrum unverändert auf die Hochfrequenzseite. Hier erscheint es in Form von 2 Seitenbändern, die symmetrisch zum Träger liegen und deren Hüllkurven Bild 10 entsprechen. Die Amplituden der Spektrallinien wachsen proportional mit $\sin \Delta\varphi$ und die Trägeramplitude nimmt mit $\cos \Delta\varphi$ ab.

Messungen mit einem Spektrumanalysator, die am Sendeort durchgeführt wurden, bestätigen den theoretisch ermittelten Verlauf des Frequenzspektrums. Gemessen wurden die Spektren des Steuersignals, des abgestrahlten Signals sowie des abgestrahlten Trägers bei abgeschalteter Modulation. In den Bildern 12 und 13 sind die gemessenen Frequenzspektren für die normalerweise verwendete Betriebsantenne dargestellt, die Bilder 14 und 15 zeigen die entsprechenden Ergebnisse für die Reserveantenne. In Bild 16 werden schließlich die von beiden Antennen abgestrahlten Spektren direkt miteinander verglichen.

Wie man erkennt, wird das vom Steuergerät erzeugte Spektrum über die Reserveantenne näherungsweise ungedämpft abgestrahlt. Demgegenüber weist das Spektrum des von der Betriebsantenne ausgesendeten Signals bereits im Abstand von einigen Hundert Hertz vom Träger eine deutlich erkennbare Dämpfung auf. Die Ursache hierfür dürfte in der schmalbandigeren Ausführung des Antennenkreises sowie in der Zweifachnutzung der Betriebsantenne zu suchen sein. Im Unterschied zur Reserveantenne, über die immer nur eine feste Frequenz abgestrahlt wird, ist die Betriebsantenne dafür ausgelegt, gleichzeitig die Frequenzen 77,5 kHz und 55,25 kHz auszusenden.

Aufgrund dieser Zweifachnutzung ist auch die Anpassung der Betriebsantenne an den reellen Wellenwiderstand der Speisekabel schwieriger als dies bei der Reserveantenne der Fall ist. Während bei der Reserveantenne die üblichen Anpassungsglieder bestehend aus einer Kapazität gegen Masse und einer Serieninduktivität /40/ genügen, sind bei der Betriebsantenne noch zusätzliche Sperrkreise erforderlich, damit die beiden Speisekabel elektrisch voneinander getrennt bleiben.

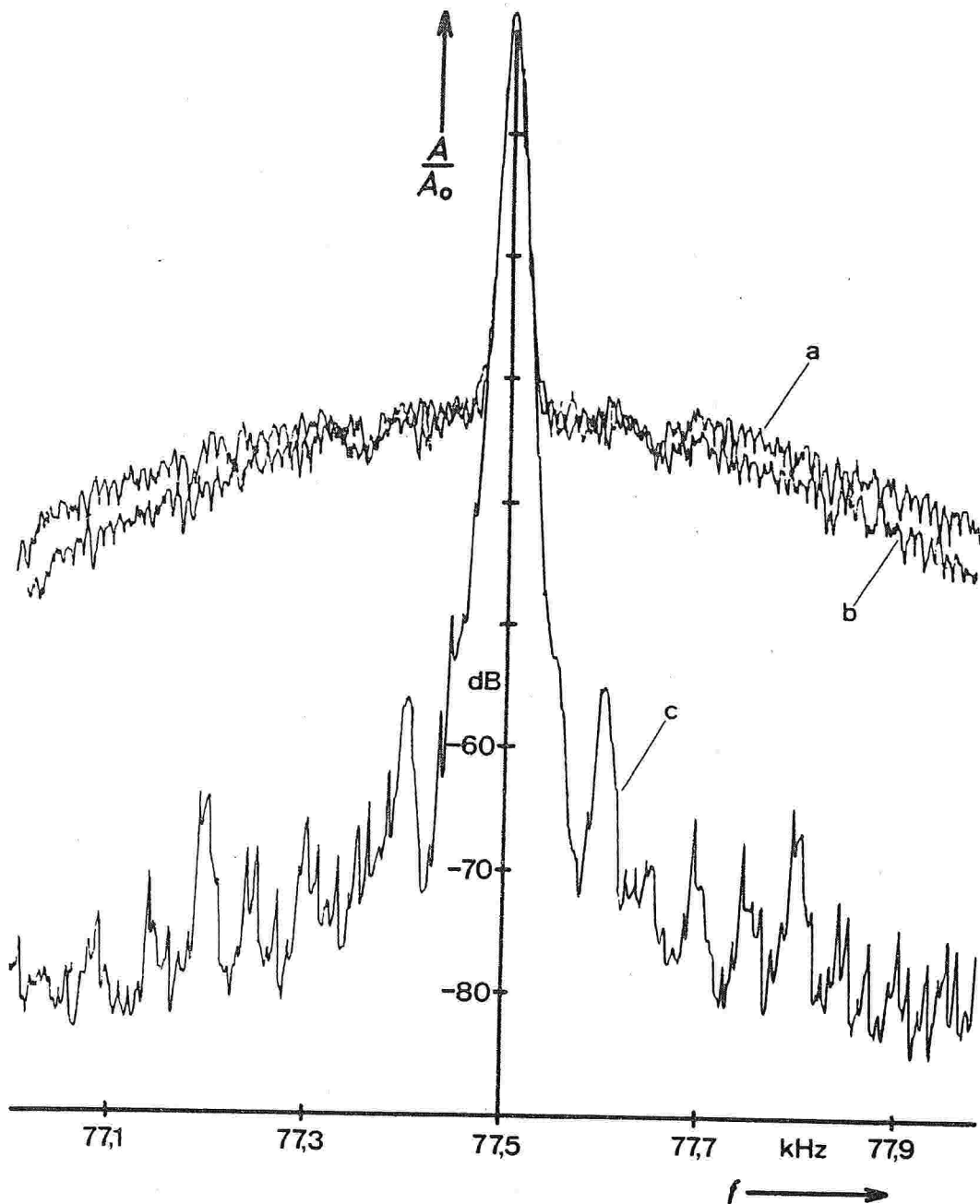


Bild 12

Mit einer Bandbreite von 10 Hz gemessene Spektren:

- a Spektrum des in der Phase umgestasteten Steuersignals
- b Spektrum des in der Phase umgestasteten, von der Betriebsantenne abgestrahlten Signals
- c Spektrum des unmodulierten, von der Betriebsantenne abgestrahlten Trägers

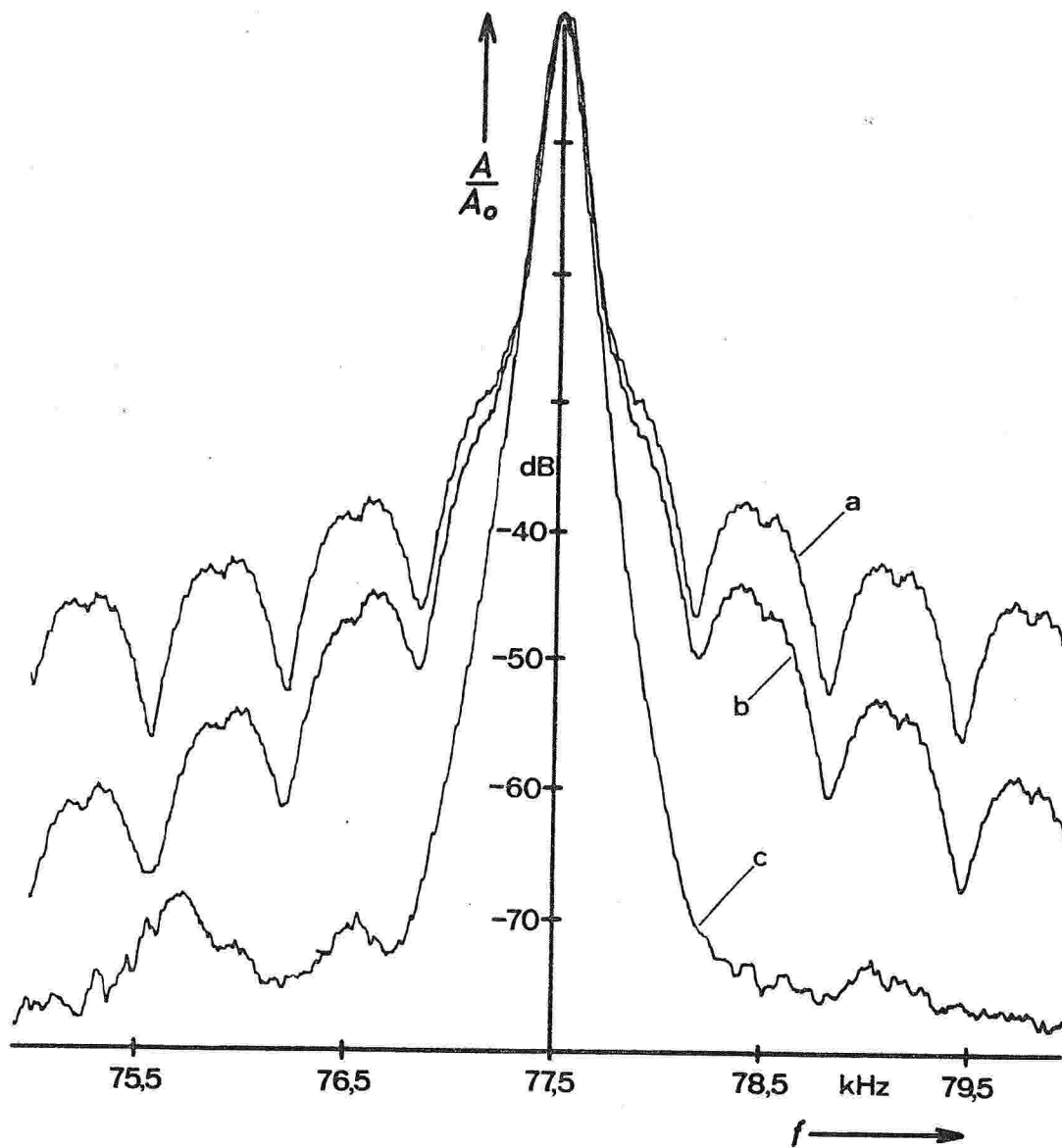


Bild 13

Mit einer Bandbreite von 100 Hz gemessene Spektren:

- a Spektrum des in der Phase umgetasteten Steuersignals
- b Spektrum des in der Phase umgetasteten, von der Betriebsantenne abgestrahlten Signals
- c Spektrum des unmodulierten, von der Betriebsantenne abgestrahlten Trägers

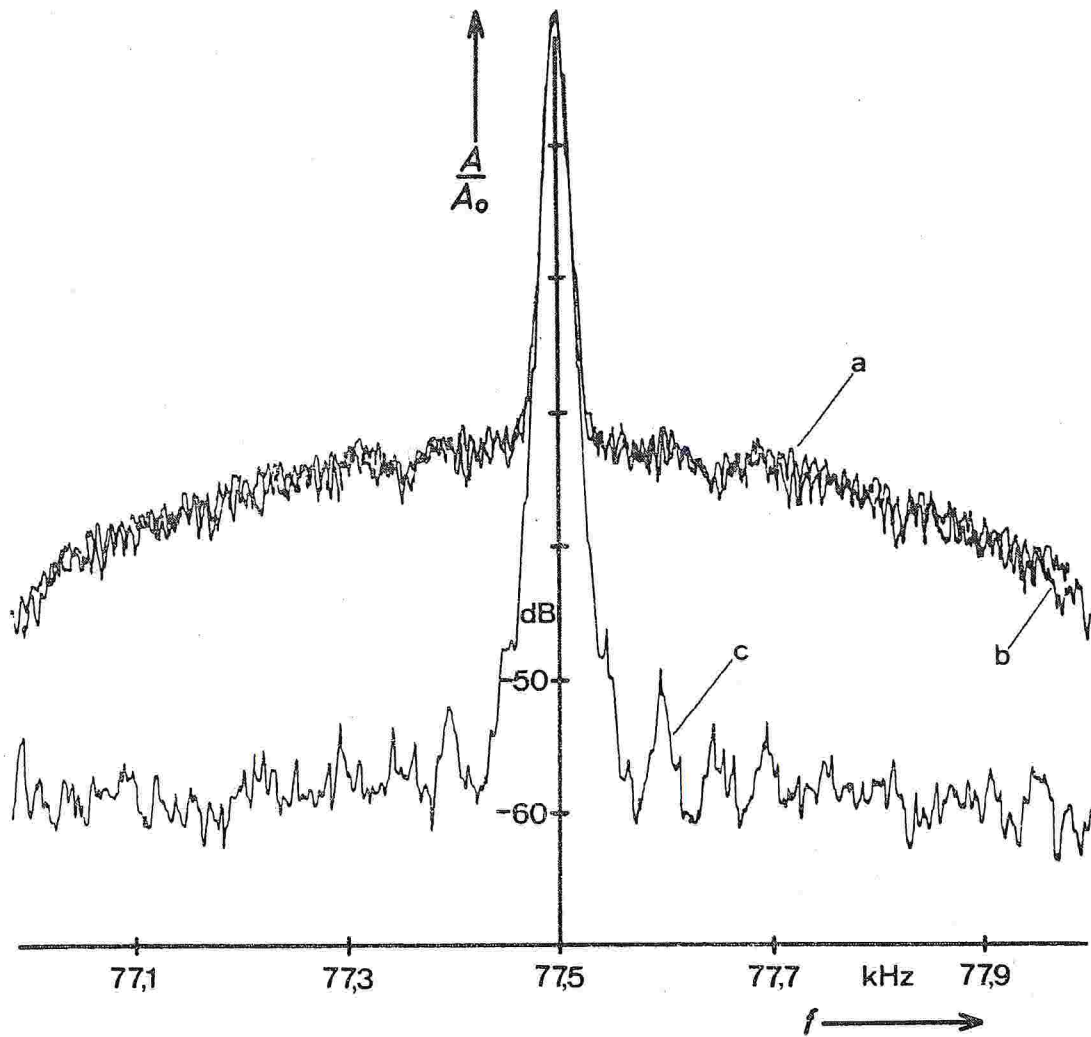


Bild 14

Mit einer Bandbreite von 10 Hz gemessene Spektren:

- a Spektrum des in der Phase umgetasteten Steuersignals
- b Spektrum des in der Phase umgetasteten, von der Reserveantenne abgestrahlten Signals
- c Spektrum des unmodulierten, von der Reserveantenne abgestrahlten Trägers

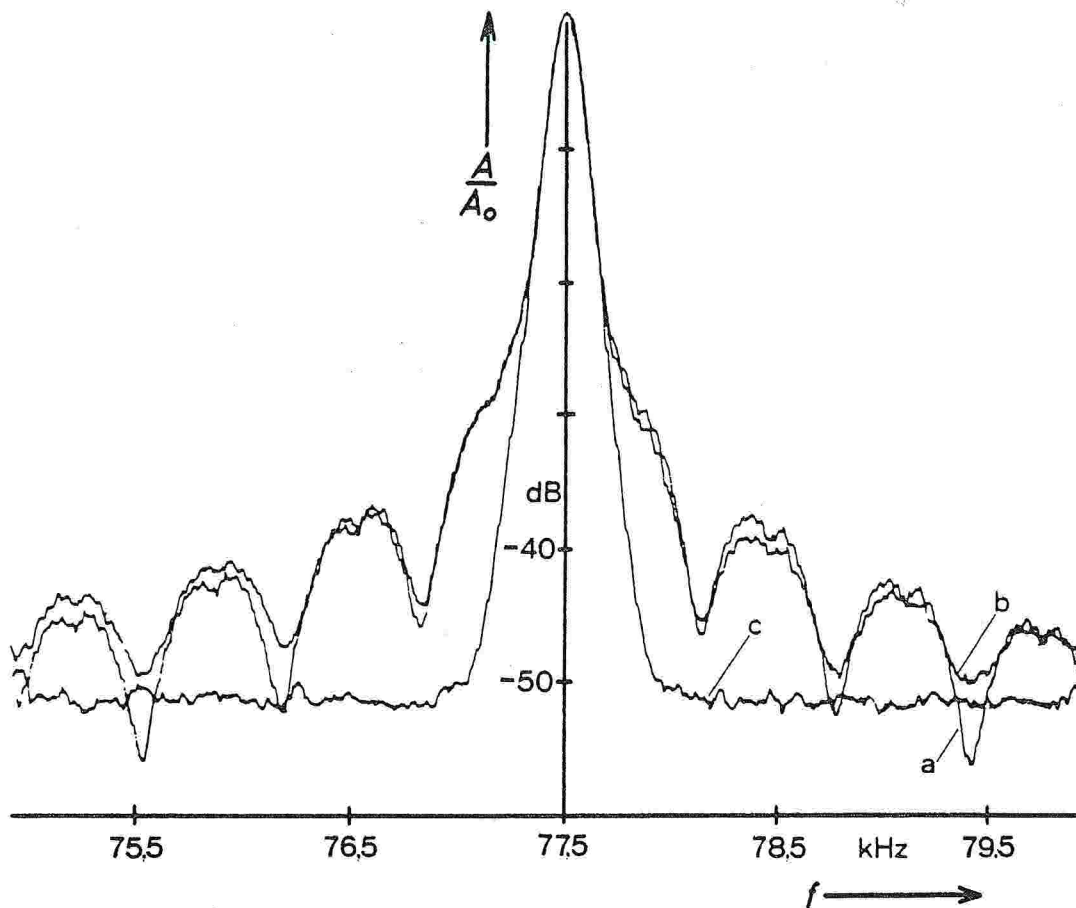


Bild 15

Mit einer Bandbreite von 100 Hz gemessene Spektren:

- a Spektrum des in der Phase umgetasteten Steuersignals
- b Spektrum des in der Phase umgetasteten, von der Reserveantenne abgestrahlten Signals
- c Spektrum des unmodulierten, von der Reserveantenne abgestrahlten Trägers

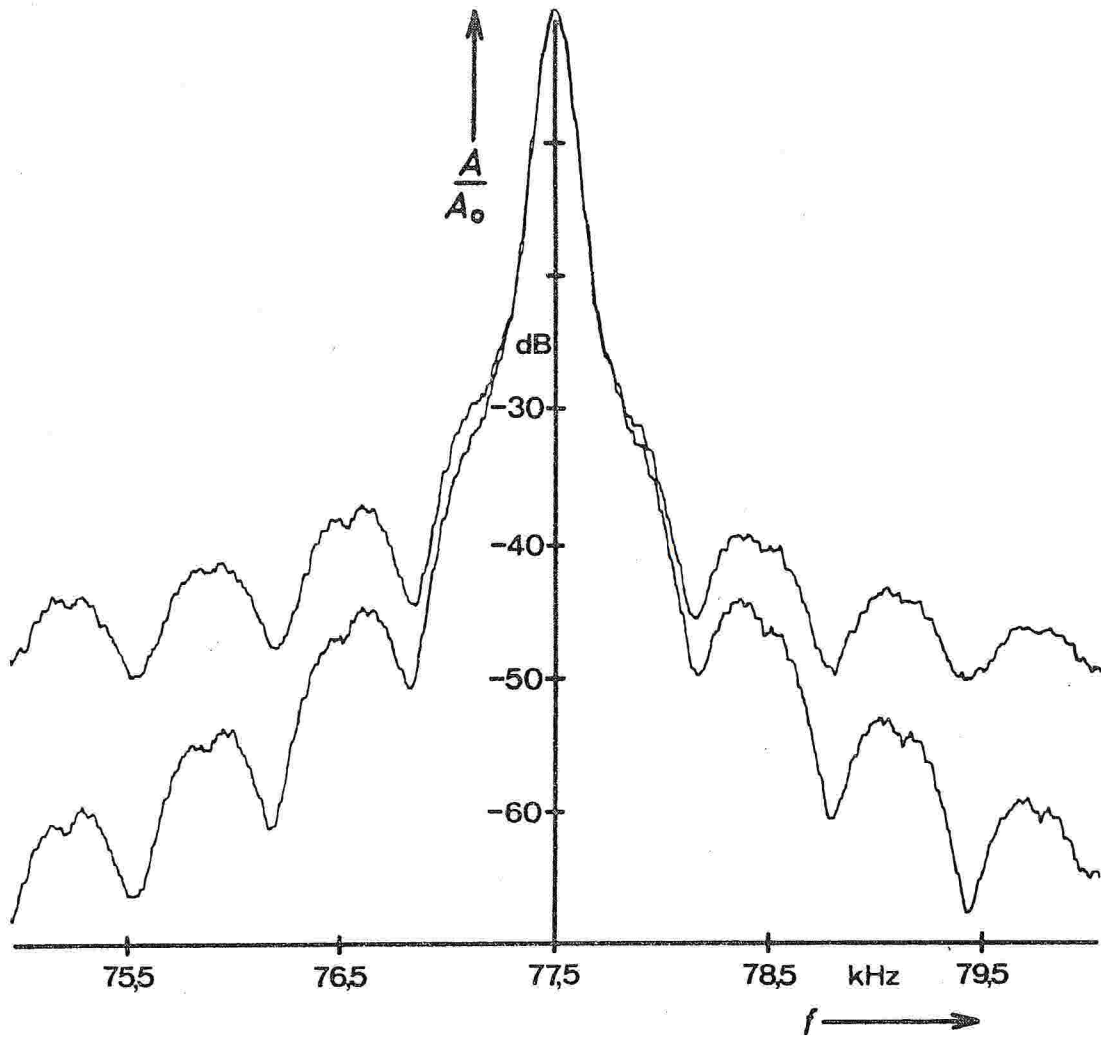


Bild 16

Von den Sendeantennen abgestrahlte Spektren:

oben Reserveantenne

unten Betriebsantenne

Es ist daher anzunehmen, daß die etwas ungünstigeren Übertragungseigenschaften der Betriebsantenne, die von den gemessenen Frequenzspektren gezeigt und in Abschnitt 8 durch weitere Meßergebnisse bestätigt werden, zu einem gewissen Teil auf diese zusätzlichen Sperrkreise zurückzuführen sind.

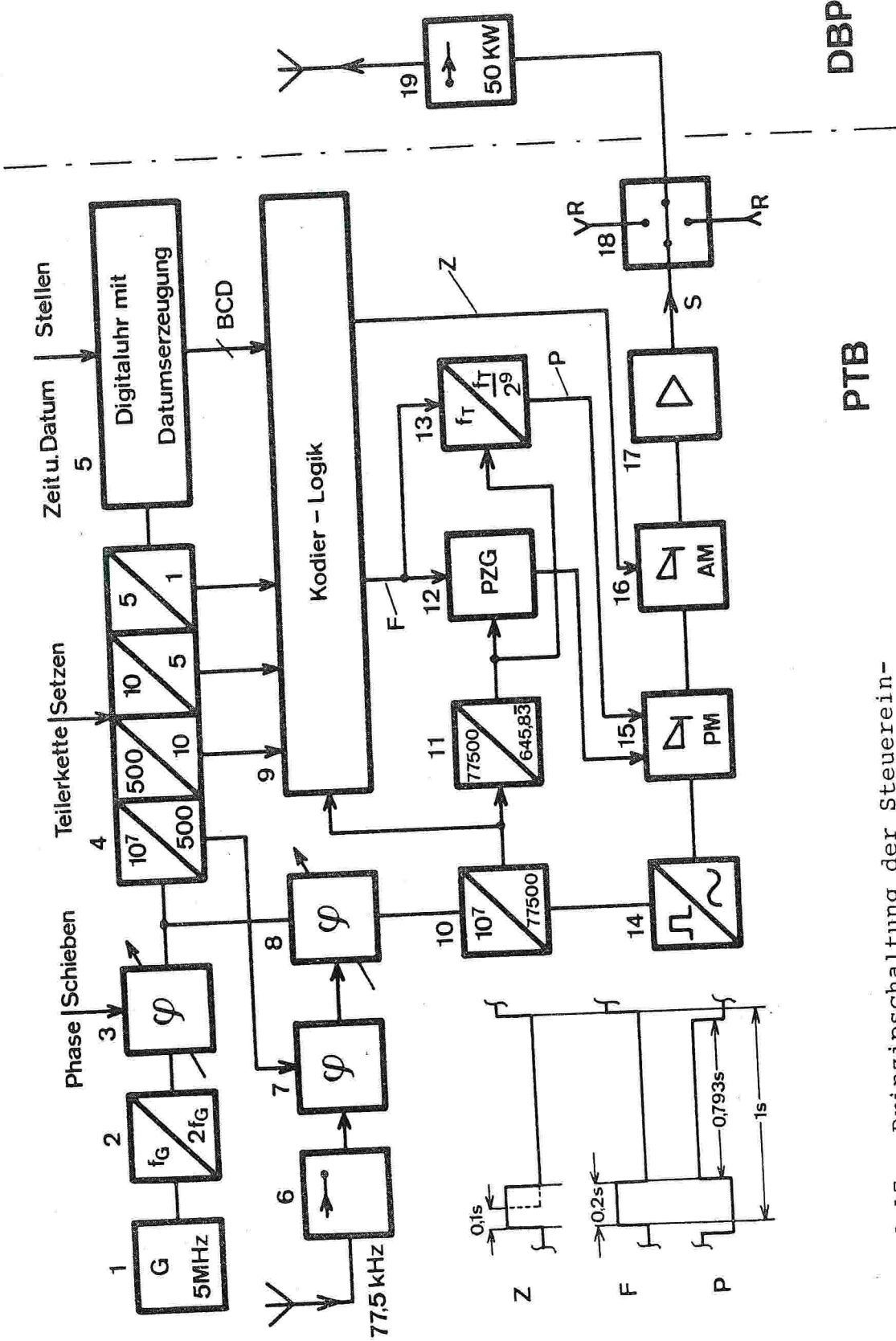
Der in den Bildern 14 und 15 zu sehende höhere Rauschanteil bei Aussendung des unmodulierten Trägers über die Ersatzantenne läßt sich mit der größeren Entfernung zwischen Empfangs- und Reserveantenne erklären. Während sich der Aufstellungsort der Empfangsantenne im unmittelbaren Nahfeld der Betriebsantenne (ca. 120 m entfernt) befindet, liegt die Reserveantenne etwa 1300 m hiervon weg, so daß sich der auf dem Gelände der Sendefunkstelle erzeugte Störpegel in Form eines ungünstigeren Signal-Rausch-Verhältnisses bemerkbar macht.

6 Erzeugung des Steuersignals auf der Sendeseite

6.1 Die Steuereinrichtung des Senders DCF77

Die Steuereinrichtung für DCF77 ist am Sendeort in einem gegen hochfrequente Störungen abgeschirmten Kellerraum untergebracht und enthält aus Gründen der Betriebssicherheit drei voneinander unabhängige, parallel arbeitende Steuerkanäle mit jeweils einem eigenen Normalfrequenzgenerator (gegenwärtig ein Rubidium- und zwei Cäsium-Atomfrequenznormale). Jeder Steuerkanal verfügt über eine eigene batteriegestützte Stromversorgung.

Bild 17 zeigt die Prinzipschaltung eines Steuerkanals. Vom Normalfrequenzgenerator 1 wird ein 5-MHz-Signal geliefert, das zunächst in der Verdopplerschaltung 2 auf 10 MHz umgesetzt wird. Das umgesetzte 10-MHz-Signal gelangt anschließend zu einem digitalen Phasenschieber 3 /23/, mit dem die Phase in Schritten von 10 ns in beide Richtungen verschoben werden kann. Nach diesem Phasenschieber, der zur Feineinstellung des Standes dient, verzweigt sich das von der Atomuhr kommende 10-MHz-Signal. Einmal wird es über die Teilerkette 4 zur Digitaluhr mit Datumserzeugung 5 geführt, und auf dem zweiten Weg gelangt es über einen weiteren Phasenschieber 8 zum Frequenzumsetzer 10, in dem durch quasiperiodische Frequenzteilung /41/ die Trägerfrequenz 77,5 kHz gewonnen wird. Der Phasenschieber 8 liegt in einem Phasenregelkreis, dessen Aufgabe es ist, die ausgesendete Trägerphase so nachzuführen, daß sie mit der durch die Atomuhr vorgegebenen Bezugsphase übereinstimmt und daß Phasenabweichungen, die durch die Sendeanlage hervorgerufen werden, automatisch ausgeglichen werden. Solche Abweichungen von der durch die Atomuhr vorgegebenen Bezugsphase können z. B. auftreten, wenn sich die Antennenanpassung infolge von Temperaturschwankungen verstimmt oder wenn ein Ersatzsender mit anderer Laufzeit eingesetzt wird.



DBP

PTB

Bild 17 Prinzipschaltung der Steuereinrichtung von DCF77. S Steuerkanal
 R Reservekanal, PZG Pseudozufallsgenerator

Die Regelspannung für den Phasenschieber 8 liefert der Phasendetektor 7, der die ausgesendete Trägerphase mit der Phase eines 500-Hz-Referenzsignals (Unterharmonische von 77,5 kHz) aus der Teilerkette 5 vergleicht. Das abgestrahlte Signal wird dem Phasendetektor 7 unter Verwendung einer im Nahfeld der Sendeantenne befindlichen Rahmenantenne über den Empfänger 6 zugeführt.

Die Funktionseinheit Kodier-Logik 9 hat die Aufgabe, die Parallel-Serienwandlung der an den Zeit-Datum-Zählern der Digitaluhr 5 anstehenden BCD-Information vorzunehmen. Mit Hilfe der 1-, 5- und 10-Hz-Impulse aus der Teilerkette 4 und der jeweiligen BCD-Information werden in dieser Einheit die 0,1 s bzw. 0,2 s langen Zeitmarken Z für die Amplitudenmodulation des Trägers erzeugt. Ferner liefert die Kodier-Logik den Freigabeimpuls F zum Start des Pseudozufallsgenerators 12 und des Binärzählers 13, der einen Impuls P von exakt der Dauer eines Rauschzyklus abgibt. Das der Kodier-Logik zugeführte 77,5-kHz-Signal dient dazu, die Flanken der Impulsfolgen F und Z innerhalb einer Periodendauer des Trägers (12,9 μ s) so zu verschieben, daß Beginn und Ende der Phasen- bzw. Amplitudenmodulation jeweils mit einem positiven Nulldurchgang des Trägers zusammenfallen.

Zur Erzeugung der Taktfrequenz f_T für den Binärzähler 13 und für den Pseudozufallsgenerator 12, dessen Funktionsweise in 5.1 erläutert wurde, dient der Frequenzteiler 11 (Teilungsfaktor 120).

Im Signalumformer 14 geschieht die Umwandlung der durch quasiperiodische Frequenzteilung gewonnenen 77,5-kHz-Impulsfolge in ein Sinussignal, bevor es in den nachgeschalteten Modulatoren 15, 16 phasen- und amplitudenmoduliert wird. Anschließend gelangt der modulierte Träger über den Verstärker 17 zum elektronischen Umschalter 18, an dessen anderen Ein-

gängen die auf gleiche Weise erzeugten Signale der beiden anderen Steuerkanäle anliegen. Mit Hilfe des elektronischen Umschalters 18 kann zwischen den einzelnen Kanälen unterbrechungsfrei umgeschaltet werden. Außerdem vergleicht eine im Umschalter eingebaute Logik die Signale des den Sender steuernden Kanals S mit denen der beiden Reservekanäle R. Ergibt sich bei diesem Vergleich keine Übereinstimmung mehr zwischen den Signalen des steuernden Kanals mit denen der Reservekanäle, dann erfolgt automatisch eine Umschaltung auf einen der Reservekanäle.

Der Stand des DCF77-Steuersignals wird so eingerichtet, daß die von den Sendeantennen abgestrahlten Referenzzeitpunkte des DCF77-Signals (Beginn der Trägerabsenkungen und der Phasenumtastungen) am Sendeort mit den durch UTC(PTB) vorgegebenen Sollwerten übereinstimmen. Soweit es im Rahmen der meßtechnischen Unsicherheit von etwa ± 2 Trägerperioden feststellbar ist, sind diese Zeitpunkte bei Betriebs- und Reserveantenne gleich. Unterschiedlich sind jedoch die Ein- und Ausschwingzeiten, da die breitbandigere Reserveantenne Amplituden- bzw. Phasenänderungen schneller folgen kann.

Auf weitere Einzelheiten der Steuereinrichtung wie z. B. die Rufzeichenerzeugung, den automatischen Übergang auf Sommerzeit und zurück, das Einfügen von Schaltsekunden, die Kodierung von Antennen-Zonenzeit-Ankündigungs- und Paritätsbits sowie die schaltungstechnische Realisierung soll hier nicht weiter eingegangen werden. Von Interesse ist jedoch der Aufbau und die Funktionsweise des Phasenmodulators, der nachfolgend noch etwas näher betrachtet werden soll.

Bild 18 zeigt die Prinzipschaltung des Phasenmodulators. Er besteht im wesentlichen aus zwei Allpässen AP, die das Trägersignal U_E um $+\Delta\varphi$ bzw. $-\Delta\varphi$ nach später bzw. früher ver-

schieben, und drei Halbleiter-Analogschaltern, die von der Pseudozufallsfolge $p(t)$ nach Bild 9 und der Impulsfolge P nach Bild 17 gesteuert werden.

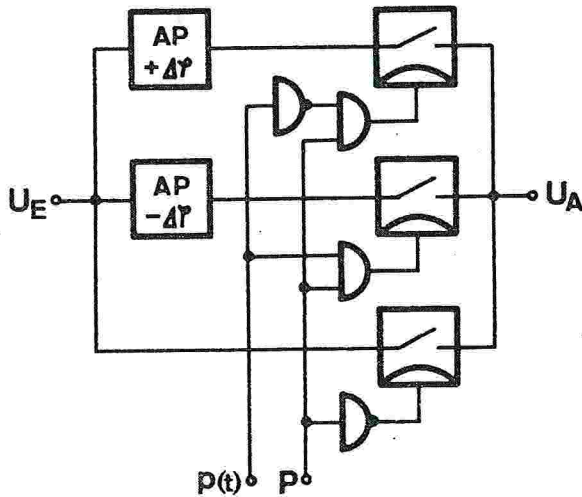


Bild 18
Prinzipschaltung des
Phasenmodulators
AP Allpaß

Die Realisierung der beiden Allpässe erfolgt mit Operationsverstärkern, die entsprechend Bild 19 beschaltet sind. Berechnet man für diese Schaltungen die komplexe Verstärkung, so sieht man leicht, daß der Betrag der Verstärkung gleich Eins ist, und daß sich mit R_s und C_s sowie mit C_f und R_f die gewünschten Phasenverschiebungen einstellen lassen. Die Ausführung der Rechnung ergibt für den

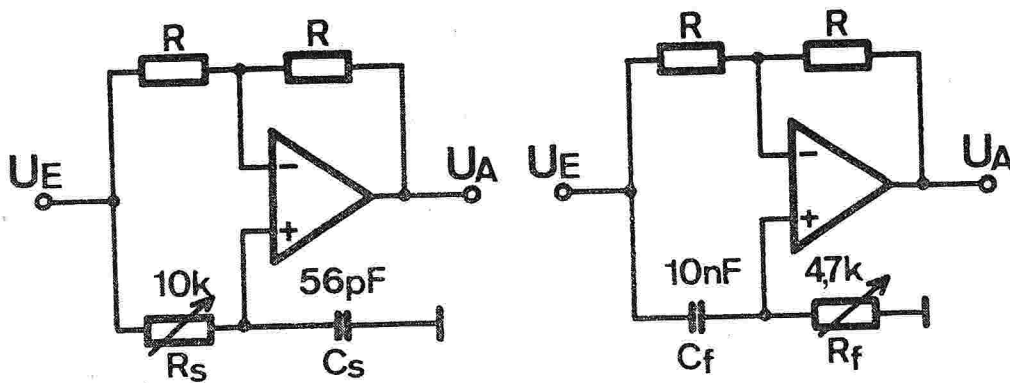


Bild 19 Realisierte Allpaßschaltungen

Allpaß nach Bild 19 links:

Allpaß nach Bild 19 rechts:

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1 - j\omega C_S R_S}{1 + j\omega C_S R_S}$$

$$\frac{U_A}{U_E} = - \frac{1 - j\omega C_f R_f}{1 + j\omega C_f R_f}$$

$$\left| \frac{U_A}{U_E} \right| = 1$$

$$\left| \frac{U_A}{U_E} \right| = 1$$

$$\varphi = - 2 \operatorname{arctg} \omega C_S R_S$$

$$\varphi = \pi - 2 \operatorname{arctg} \omega C_f R_f$$

Entsprechend der eingeführten Definition, die Phasenverschiebung nach später mit $+\Delta\varphi$ und die nach früher mit $-\Delta\varphi$ zu bezeichnen, läßt sich mit dem linken Allpaß die Phasendrehung $+\Delta\varphi$ und mit dem rechten $-\Delta\varphi$ bewirken. Der Phasenhub von $|\Delta\varphi| = 10^0$ ergibt sich z. B., wenn für C_S und R_S die Werte 56 pF und 3,2 k Ω und für C_f und R_f die Werte 10 nF und 2,3 k Ω gewählt werden.

7 Empfang und Auswertung des Trägerrauschens

Um das Korrelationsverfahren in der Praxis testen zu können, wurde eine Empfangsanordnung zur Aufnahme und Auswertung des Trägerrauschens entwickelt. Beim Entwurf dieser Anordnungen standen Gesichtspunkte, wie ein derartiger Empfänger besonders wirtschaftlich und mit minimalem Bauteileaufwand - z. B. durch Einsatz eines Mikroprozessors - realisiert werden kann, noch nicht im Vordergrund.

7.1 Prinzip der Empfangsschaltung

Bild 20 zeigt die Prinzipschaltung einer Empfangsanordnung zur Auswertung des Trägerrauschens. Der spannungsgeregelte Quarzoszillator 1 liefert die Ausgangsfrequenz 6,2 MHz, die so gewählt wurde, daß sich durch ganzzahlige Frequenzteilung die Trägerfrequenz 77,5 kHz sowie die dekadischen Frequenzen 10 Hz und 1 Hz gewinnen lassen. Nach der Frequenzteilung durch 80 im Teiler 2 gelangt das auf 77,5 kHz umgesetzte Oszillatorsignal zum Phasendetektor 3, wo es mit dem empfangenen DCF77-Signal verglichen wird. Die Zuführung des empfangenen Signals zum Detektor 3 erfolgt über den Bandpaß 5 und Verstärker 4. Besteht zwischen dem umgesetzten Oszillatorsignal und dem empfangenen Trägersignal eine Phasendifferenz, so liefert der Phasendetektor 3 eine nach Größe und Vorzeichen entsprechende Regelspannung, die über ein PI-Regelkreisglied 6 den Quarzoszillator 1 solange nachregelt, bis am Phasendetektor 3 Phasengleichheit hergestellt ist. Auf diese Weise stellt sich am Phasendetektor eine Spannung ein, die im Mittel näherungsweise zu Null wird. Ihr überlagert sind im eingeregelter Zustand nur noch die schnellen Schwankungen, die durch die pseudozufällige Phasenumtastung hervorgerufen werden. Somit stellt das Phasendetektor-Ausgangssignal die empfangene Rauschfolge dar, die als Referenzsignal für die Korrelations-Regelschleife im unteren Teil der Schaltung benötigt wird.

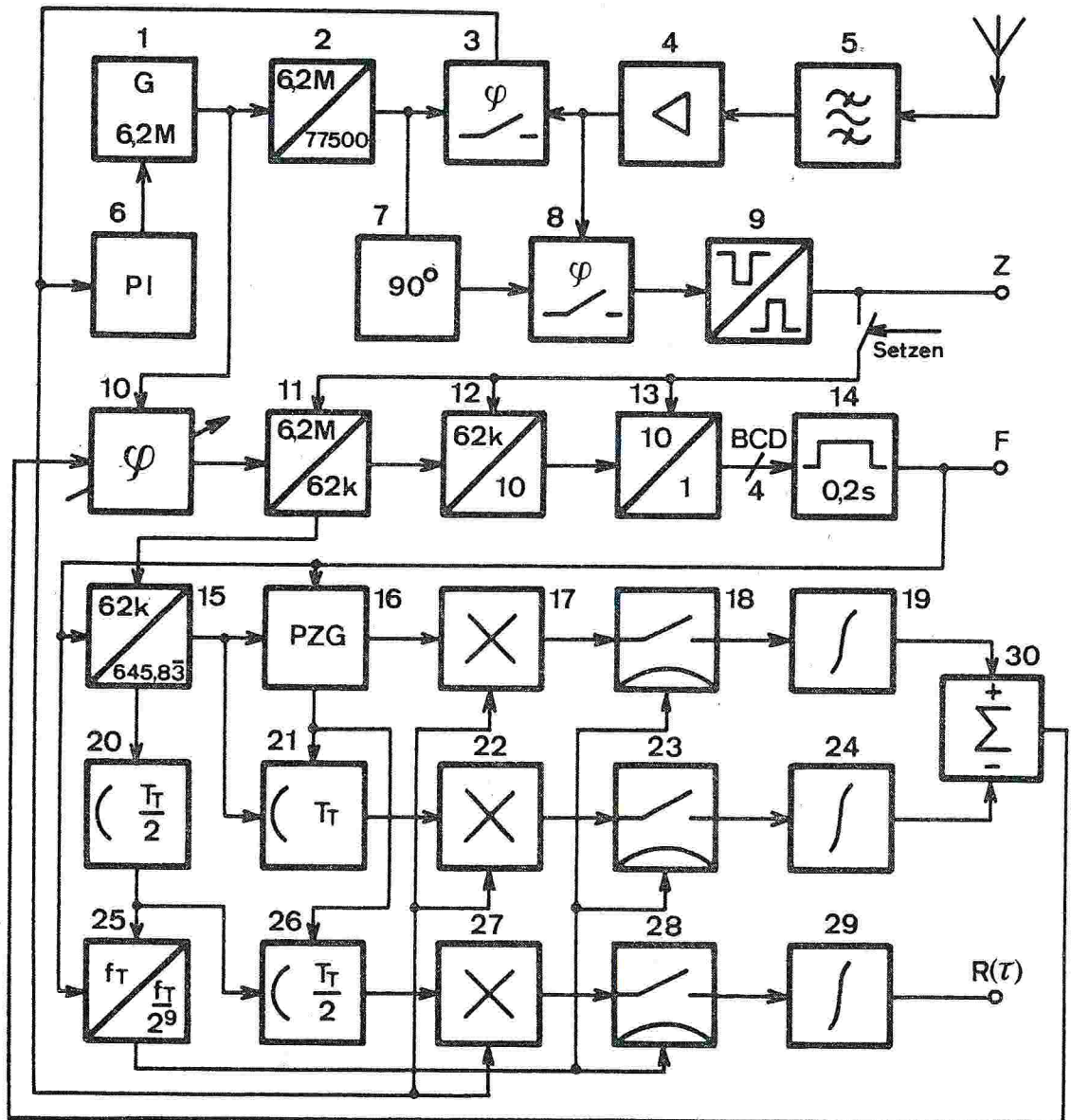


Bild 20

Prinzipschaltung einer Empfangsanordnung zur Auswertung des Pseudozufallsrauschens

Ein weiterer Phasendetektor 8 mischt das um 90° gedrehte Oszillatorsignal mit dem Empfangssignal. Als Mischprodukt entsteht eine Spannung, die proportional zur Hüllkurve des Trägers ist. Der dem Phasendetektor nachgeschaltete Signalumformer 9, der aus einem Komparator besteht, wandelt das Hüllkurvensignal um in die Impulsfolge Z, die entsprechend der Kodierung von DCF77 aus 0,1 s bzw. 0,2 s langen Sekundenimpulsen besteht. Dieser Schaltungsteil stellt praktisch einen Synchrondemodulator für die amplitudenmodulierten Zeitsignale dar.

Die Teilerkette 11 - 13 liegt in der Korrelationsregelschleife, und über den Phasenschieber 10 wird ihr das an den Träger angebundene Oszillatorsignal zugeführt. Ihre Aufgabe besteht darin, die empfangseitig im Pseudozufallsgenerator 16 erzeugte Rauschfolge so zu setzen, daß sie mit dem empfangenen Rauschzyklus zeitlich richtig zusammenfällt. Dies geschieht durch die 0,2 s langen Freigabeimpulse, die mit Hilfe des Impulsformers 14 aus der BCD-Information der letzten Teilerstufe 13 gewonnen werden.

Um ein schnelles Auffinden des Korrelationsmaximums und Einrasten der Regelschleife bei Inbetriebnahme der Schaltungsanordnung zu erreichen, läßt sich die Teilerkette 11 - 13 mit Hilfe der Sekundenimpulse Z näherungsweise auf den richtigen Stand vorsynchronisieren.

Zur Erzeugung der Taktfrequenz f_T für den Pseudozufallsgenerator 16 wird im Teiler 15 die Frequenz 62 kHz durch $96(8 \cdot 12)$ geteilt. Die Funktionseinheiten 20, 21 und 26 sind Verzögerungsglieder, die den Takt bzw. die vom Rauschgenerator abgegebene Zufallsfolge um einen halben oder einen ganzen Takt verzögern.

Die zeitliche Zuordnung der einzelnen Impuls- und Rauschfolgen zueinander sowie die Funktionsweise der Korrelationsregelschleife wird veranschaulicht im Impulsdiagramm nach Bild 21. Die vom Sender kommende, im Phasendetektor 3 gewonnene Rauschfolge $p_S(t)$ wird in den Multiplikatoren 17, 22, 27 mit den zeitlich versetzten, empfangsseitig erzeugten Rauschfolgen $p_E(t - T_T/2)$, $p_E(t + T_T/2)$ und $p_E(t)$ multipliziert. Zur Mittelwertbildung werden die Produktsignale anschließend über elektronisch gesteuerte Schalter 18, 23, 28 den Integratoren 19, 24, 29 zugeführt.

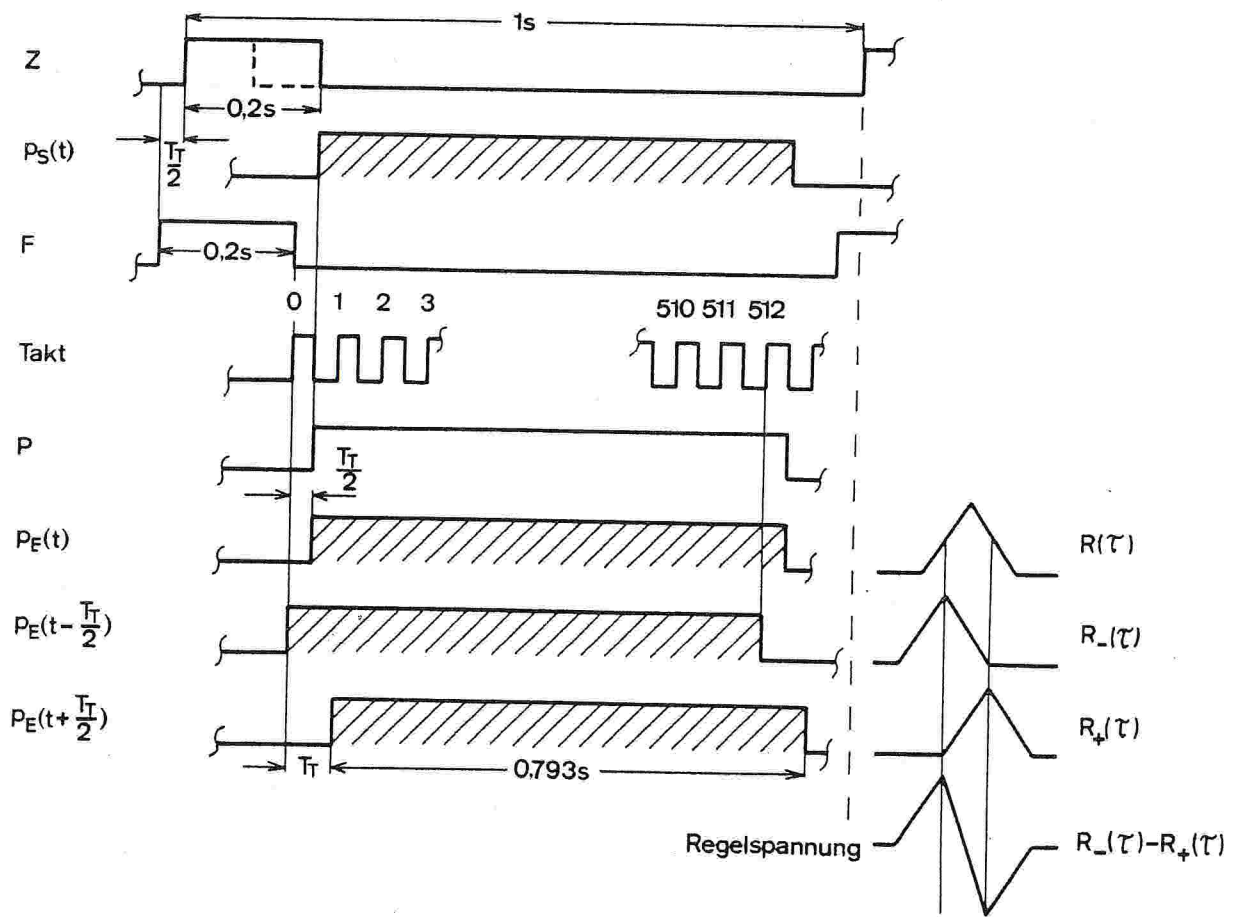


Bild 21

Impulsdiagramm zu der Prinzipschaltung nach Bild 20

Als Steuersignal für die elektronischen Schalter dienen die Impulse P , die vom Binärteiler 25 phasensynchron zu $p_E(t)$ erzeugt werden und deren Aufgabe es ist, die Produkt-Mittelwertbildung in der Lücke zwischen zwei Rauschzyklen zu unterbrechen. Die Ausgangssignale der Integratoren 19 und 24 werden schließlich in der Summierstufe 30 voneinander subtrahiert, wobei eine vorzeichenrichtige Regelspannung zur Steuerung des Phasenschiebers 10 entsteht. Der Ausgang des Integrators 29 ist für Meßzwecke vorgesehen.

Im eingeregelter Zustand werden die drei empfangsseitig erzeugten Rauschfolgen über die Regelschleife so nachgeführt, daß die zeitlich in der Mitte zwischen $p_E(t - T_T/2)$ und $p_E(t + T_T/2)$ liegende Rauschfolge $p_E(t)$ und die vom Sender eintreffende Rauschfolge $p_S(t)$ die gleiche Phase haben. Somit können die nachgeführten Rauschfolgen oder die mit ihnen phasenstarr verknüpften Impulsfolgen P und F als Zeitsignale aufgefaßt werden, aus denen sich der Sekundenbeginn ableiten läßt, wenn die konstanten Verzögerungszeiten berücksichtigt werden. Zweckmäßigerweise wird man die Impulsfolge F als Referenzsignal wählen, da die ansteigenden Flanken dieser Impulse näherungsweise den Sekundenbeginn wiedergeben. Ihre Verschiebung vom Sekundenanfang um einen halben Takt (774,2 μ s) nach früher erweist sich zudem als Vorteil, da hierdurch die Signallaufzeiten auf der Übertragungsstrecke und im Empfänger teilweise ausgeglichen werden.

7.2 Realisierung der Empfangsschaltung

Beim heutigen Stand der Technik läßt sich die beschriebene Schaltungsanordnung mit handelsüblichen integrierten Schaltkreisen problemlos realisieren. Es ist daher nicht erforderlich, auf schaltungstechnische Einzelheiten näher einzugehen. Lediglich zur prinzipiellen Ausführung einiger Baugruppen sollen kurze Anmerkungen gegeben werden.

Als spannungsgesteuerter Oszillator wird ein Quarzoszillator mit einer Stabilität von $1 \cdot 10^{-9}/s$ und $1 \cdot 10^{-6}/d$ verwendet. Der Aufbau der Phasendetektoren erfolgt mit Halbleiter-Analogschaltern, an deren Steuereingänge jeweils eines der miteinander zu vergleichenden Signale angelegt wurde. Zur Phasendrehung um 90° wurde die im Teiler 2 vorhandene Frequenz 155 kHz zur Hilfe genommen.

Alle Frequenzteiler können mit gängigen Binär-Dezimal- und Durch-Zwölf-Teilern aufgebaut werden, während sich die erforderlichen Verzögerungen in einfacher Weise mit Flipflops bzw. durch Invertieren der Taktfolge realisieren lassen.

Für die Multiplikation bieten sich bei genügender Verstärkung des Regelsignals aus Phasendetektor 3 Exklusiv-Oder- bzw. Exklusiv-Oder-Nicht-Schaltungen an. Bei Verwendung von Exklusiv-Oder-Gliedern muß allerdings beachtet werden, daß sich als Korrelationsfunktion ein invertiertes Dreieckssignal ergibt, was in der Summierstufe eine Vorzeichenumkehr bedeutet.

Zur Phasennachführung hat sich die folgende digitale Schaltung bewährt, die bereits die Summierstufe in Form eines Komparators beinhaltet. Ihr Prinzip ist in Bild 22 dargestellt. Der Komparator trifft aus den ihm zugeführten Integrator-Ausgangsspannungen eine Vorzeichenentscheidung, die

in vorgebbaren Zeitabständen von einem Abfrageimpuls abgefragt wird. Ergibt sich aus dem logischen Zustand des Komparatorausgangs, daß eine Phasenverschiebung nach später vorgenommen werden muß, dann werden in der 6,2-MHz-Impulsfolge je nach Dauer des Abfrageimpulses ein oder mehrere Impulse unterdrückt. Entsprechend werden ein oder mehrere Impulse zusätzlich eingefügt, wenn eine Phasenverschiebung nach früher stattfinden muß. Praktisch wird das Einfügen zusätzlicher Impulse dadurch erreicht, daß beide Flanken der ankommenden 6,2-MHz-Rechteckfolge differenziert werden und kurzzeitig die doppelte Anzahl an Impulsen von den Steuergattern durchgelassen wird, solange der Abfrageimpuls anliegt und der Komparatorausgang eine entsprechende Vorzeichenentscheidung getroffen hat. Mit der Wahl von Impulslänge und Wiederholperiode der Abfrageimpulse ist die Möglichkeit gegeben, die Eigenschaften der Regelschleife (Einschwingzeit und Größe der Regelschritte) zu bestimmen.

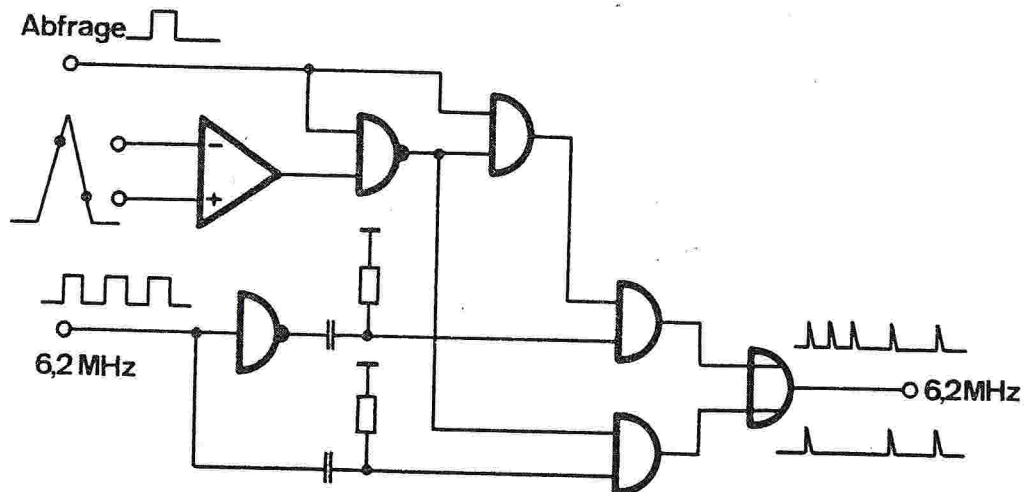


Bild 22

Digitaler Phasenschieber mit Komparator für den Korrelations-Regelkreis

7.2.1 Empfangsantenne und Bandfilter

Bei einer Empfangsanordnung sind die Eigenschaften der Empfangsantenne und des Eingangsfilters von besonderer Bedeutung für das übertragene Signal, da durch sie Dämpfungs- und Phasenverzerrungen verursacht werden können. Um derartige Verzerrungen durch die Antenne auszuschließen, wurde zur Untersuchung des Verfahrens eine breitbandige Rahmenantenne mit einer Güte von etwa 3 verwendet. Aus dieser geringen Güte resultiert ein günstiges Temperaturverhalten mit vernachlässigbaren Phasenänderungen über einen weiten Temperaturbereich. Für Temperaturänderungen von ± 30 K wurden Phasenwinkeländerungen von etwa $\pm 0,26^\circ$ (dies entspricht Phasenzeitänderungen von ± 30 ns) abgeschätzt, so daß die Antenne an der Außenwand eines Flachdachgebäudes, über dem Meßraum, angebracht werden konnte. Der mit der Verwendung einer Rahmenantenne verbundene Nachteil einer geringen effektiven Höhe konnte durch entsprechende Verstärkung mit einem Vorverstärker ausgeglichen werden.

Bezüglich des Einsatzes eines Filters stellte sich zu Beginn der Empfangsversuche die Frage, ob bei der Breitbandigkeit des Korrelationsverfahrens überhaupt ein Bandfilter zur Eingrenzung des Übertragungsfrequenzbereiches erforderlich sein würde. Zur Klärung dieser Frage wurden daher die ersten Empfangsversuche zunächst ohne Bandfilter durchgeführt. Dabei zeigte es sich, daß die Regelschleife zwar einrastete, daß aber die außerhalb der Nutzbandbreite liegenden Störungen den Empfänger zeitweise übersteuerten. Zur Abhilfe war es daher erforderlich, einen Bandpaß zu entwerfen, der einerseits die Nutzbandbreite nicht beschränken, aber andererseits das Störspektrum außerhalb der Nutzbandbreite wirkungsvoll unterdrücken soll.

Für den Entwurf eines Bandfilters, der mit Hilfe des Filterkataloges in /42/ erfolgte, wurden folgende Vorgaben gemacht:

Das Filter soll neben dem Hauptmaximum (s. Frequenzspektren unter 5.2) noch jeweils ein Nebenmaximum durchlassen, d. h. seine Durchlaßgrenzen sollen jeweils um den Betrag $2 f_T = 1292$ Hz ober- und unterhalb der Trägerfrequenz liegen. Gewünscht wird Tschebyscheffsches Verhalten und eine hohe Dämpfung im Sperrbereich. Das Filter werde auf beiden Seiten mit jeweils einem Widerstand von $3,3 \text{ k}\Omega$ abgeschlossen.

Als Filtertyp, der zur Lösung der gestellten Aufgabe geeignet erschien, wurde der normierte Tiefpaß T0520 aus dem Filterkatalog ausgewählt. Bei diesem Filtertyp handelt es sich um ein Filter vom Grad $n = 5$ mit einem Reflexionsfaktor von 20 %, entsprechend einer Dämpfung von 0,2 dB im Durchlaßbereich. Für die normierten Schaltelemente des ausgewählten Tiefpasses wurden dem Filterkatalog folgende Werte entnommen:

$$\overline{C}_1 = \overline{C}_5 = 1,302, \quad \overline{C}_3 = 2,129, \quad \overline{L}_2 = \overline{L}_4 = 1,346$$

Im Bild 23 oben ist der normierte Tiefpaß T0520 dargestellt. Mit der vorgegebenen relativen Bandbreite von $w = 3,33 \%$ bezogen auf die Filter-Mittenfrequenz sowie dem Bezugswiderstand $R_B = 3,3 \text{ k}\Omega$ läßt sich der Tiefpaß in einen Bandpaß entsprechend Bild 23 Mitte transformieren /43/. Dabei gehen die normierten Kapazitäten über in Parallelschwingkreise und die normierten Längsinduktivitäten in Serienschwingkreise. Die Umrechnungsbeziehungen für die Parallelkreise lauten:

$$L_i = \frac{w R_B}{\omega_0 \overline{C}_i}, \quad C_i = \frac{\overline{C}_i}{w \omega_0 R_B} \quad \text{mit } i = 1, 3, 5$$

Für die Serienkreise gilt:

$$L_j = \frac{R_B \overline{L}_j}{w \omega_0}, \quad C_j = \frac{w}{\omega_0 R_B \overline{L}_j} \quad \text{mit } j = 2, 4$$

Bild 23 Mitte zeigt die durch Umwandlung des normierten Tiefpasses ermittelten Werte für die Schaltelemente des gesuchten Bandfilters. Wie man erkennt, ergeben sich für die Parallelkreise leicht zu verwirklichende Werte. Dagegen sind die Schaltelemente für die Serienkreise in der Praxis nur schwer realisierbar. Mit Hilfe der in Bild 23 unten gezeigten Schaltungsmodifikation wurde aber ein Weg gefunden, auch die Schaltelemente der Serienkreise auf leicht realisierbare Werte zu transformieren. Dazu wurden die Parallelschaltungen so ausgebildet, daß sie gleichzeitig die Funktion eines Übertragers erhalten und die Serieninduktivitäten um $\bar{u}^2 = 144$ verkleinern bzw. die Serienkapazitäten um \bar{u}^2 vergrößern.

Die Eigenschaften des nach der Schaltung in Bild 23 unten aufgebauten Filters sind in Bild 24 dargestellt. Links sind der gemessene Übertragungswinkel und die daraus errechnete Gruppenlaufzeit $\tau_G = d\varphi/d\omega$ über der Frequenz aufgetragen. Für den Frequenzbereich in Trägernähe, in dem das Hauptmaximum und damit mehr als 90 % der Information übertragen werden, ergibt sich eine konstante Gruppenlaufzeit von etwa 450 μs .

Die rechte Kurve in Bild 24 zeigt den gemessenen Dämpfungsverlauf des Bandfilters über der Frequenz. Man erkennt eine Durchlaßdämpfung von 3 dB, die deutlich über dem theoretisch erwarteten Wert von 0,2 dB liegt. Die Ursache hierfür dürften Verluste in den Schwingkreisen sein, die beim Entwurf des Filters vernachlässigt wurden.

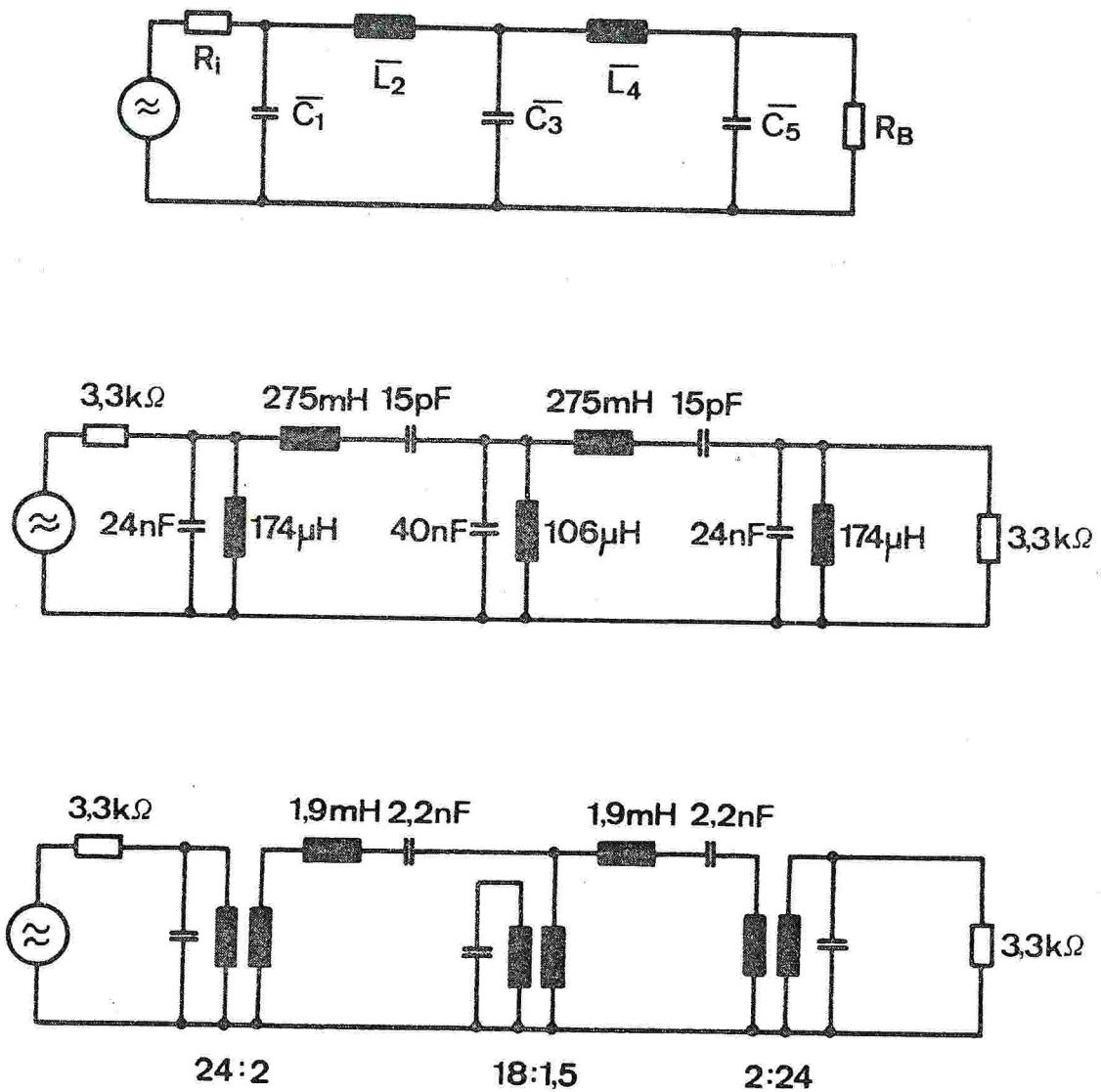


Bild 23 Tschebyscheff-Filter T0520

Oben: Normierter Tiefpaß
 Mitte: Durch Entnormierung gewonnener Bandpaß
 Unten: Realisierter Bandpaß mit transformierten Serienkreisen. Die als Übertrager ausgebildeten Parallelinduktivitäten sind mit abstimmbaren Schalenkernen A_L 315 und die Serieninduktivitäten mit abstimmbaren Schalenkernen A_L 400 (69 Wdg) aufgebaut. Als Kondensatoren wurden Styroflexkondensatoren verwendet.

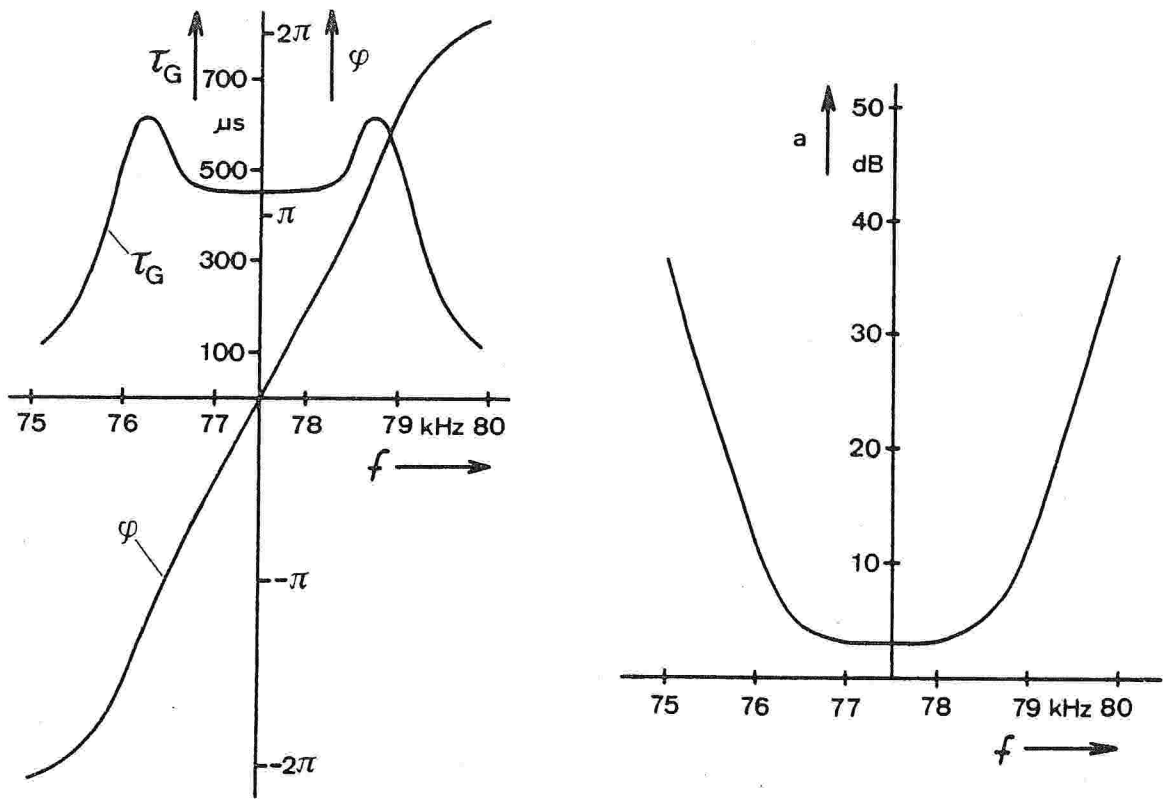


Bild 24

Übertragungswinkel φ , Gruppenlaufzeit τ_G und Dämpfung a des Bandpasses nach Bild 23

8 Zeitvergleiche mittels pseudozufälligen Phasenrauschens

Zur Untersuchung der Unsicherheit des neuen Übertragungsverfahrens erfolgten von Mitte Oktober 1983 bis Ende Juli 1985 in der PTB in Braunschweig regelmäßige Messungen der Ankunftszeitpunkte der aufgenommenen Rauschsignale mit Bezug auf die Zeitskala UTC(PTB). Gleiche Messungen wurden noch von Mitte Mai 1984 bis Ende Juli 1984 im Deutschen Hydrographischen Institut (DHI) in Hamburg durchgeführt, wobei dort die Zeitskala UTC(DHI) die Referenz war.

Bei den durchgeführten Zeitvergleichen wurden die eingesetzten Zeitintervallmesser jeweils von den Sekundenimpulsen der Institutszeitskalen UTC(PTB) bzw. UTC(DHI) gestartet und von den in Abschnitt 7.1 definierten Impulsen der Impulsfolge F wieder gestoppt. Nachfolgend sind die auf diese Weise gemessenen Zeitdifferenzen mit $UTC(\text{Institut}) - UTC(\text{DCF77}) + K$ bezeichnet, wobei K die Bedeutung einer Laufzeit-Konstante hat. Sie enthält alle bekannten und unbekanntes Laufzeiten, um die das Signal im Sender, auf der Übertragungsstrecke und im Empfänger verzögert ist.

Vor Beginn der Messungen wurde die Temperaturkonstanz der Empfänger-Laufzeit überprüft. Dazu wurden Steuerkanal und Empfänger über ein Dämpfungsglied miteinander verbunden und die Änderung der Zeitdifferenz zwischen Steuersignal und Empfänger-Ausgangssignal beobachtet. Bei den im Meßraum vorhandenen Temperaturschwankungen von etwa ± 5 K ergaben sich Laufzeitänderungen von weniger als $|0,5 \mu\text{s}|$.

Bei der Diskussion der Meßergebnisse können Änderungen der Zeitdifferenz zwischen UTC(PTB) und dem DCF77-Steuersignal vernachlässigt werden. Wie bereits erwähnt, wird das DCF77-Steuersignal ständig überwacht und so nachgesteuert, daß

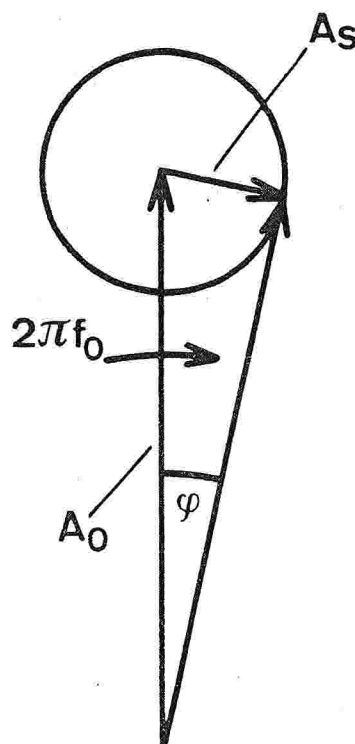
seine Schwankungen bezogen auf UTC(PTB) im Bereich von $\pm 0,3 \mu\text{s}$ bleiben. Dadurch ist sichergestellt, daß das DCF77-Steuersignal praktisch phasenstarr an UTC(PTB) angebunden ist.

8.1 Allgemeine Betriebserfahrungen

Seit Juni 1983 wird der von DCF77 abgestrahlte Träger in seiner Phase pseudozufällig umgetastet. Störungen anderer Funkdienste sowie nennenswerte Beeinträchtigungen im Einsatz befindlicher Funkuhren und Normalfrequenzempfänger sind nicht bekannt geworden.

Beim Empfang und bei der Auswertung des Phasenrauschens hat sich besonders die geringe Störanfälligkeit des Empfangsverfahrens als vorteilhaft erwiesen. Diese beruht vor allem auf der hohen Störbefreiung durch die Korrelationstechnik sowie auf den günstigen Eigenschaften phasenmodulierter Signale. Wie das Zeigerdiagramm in Bild 25 veranschaulicht, führen erst Störampplituden von mehr als 20 % der Trägeramplitude zu Phasenzeitänderungen, die größer sind als der verwendete Phasenhub von 3 % der Periodendauer.

Bild 25
Zeigerdiagramm für die
Phasenwinkerverschiebung φ
des Trägers (Amplitude A_0)
durch ein Störsignal
(Amplitude A_S).
Für $A_S/A_0 < 0,5$ gilt:
 $\varphi \approx A_S/A_0$



Die Überlegenheit des neuen Verfahrens zeigte sich vor allem an Tagen mit starken atmosphärischen Störungen durch Gewitterentladungen. Während an solchen Tagen der Empfang der amplitudenmodulierten Zeitsignale zeitweise sehr stark gestört war, blieben die aus dem Trägerrauschen abgeleiteten Zeitsignale von den atmosphärischen Störungen weitgehend unbeeinflusst. Lediglich das Korrelationssignal war stärker ver-rauscht. Ein Ausrasten der Korrelationsregelschleife während des Betriebes von DCF77 wurde nie beobachtet.

8.2 Ergebnisse der Zeitvergleiche

In den Bildern 26 - 30 sind die in Braunschweig, 273 km entfernt vom Sendeort Mainflingen, gemessenen Zeitdifferenzen UTC(PTB) - UTC(DCF77) + K wiedergegeben.

Die Meßergebnisse sind aufgetragen über dem Modifizierten Julianischen Datum (MJD), das heute in der Zeitmeßtechnik üblicherweise zum Datieren von Ereignissen verwendet wird. Bei dieser dezimalen Tageszählung entspricht z. B. dem MJD 45700 der 1. Januar 1984.

Wegen Wartungs- und Instandhaltungsarbeiten an der Betriebsantenne und dem dazugehörigen Antennenhaus mußte die DCF77-Aussendung während des Meßzeitraumes mehrfach für längere Zeit über die Reserveantenne erfolgen. Es bestand daher die Möglichkeit, das Verhalten beider Antennen zu untersuchen und miteinander zu vergleichen. Die Reserveantenne war in Betrieb

vom 29.06.84 (MJD 45880) bis 27.08.84 (MJD 45939),
vom 28.09.84 (MJD 45971) bis 08.10.84 (MJD 45981) und
vom 26.02.85 (MJD 46122) bis 25.07.85 (MJD 46271).

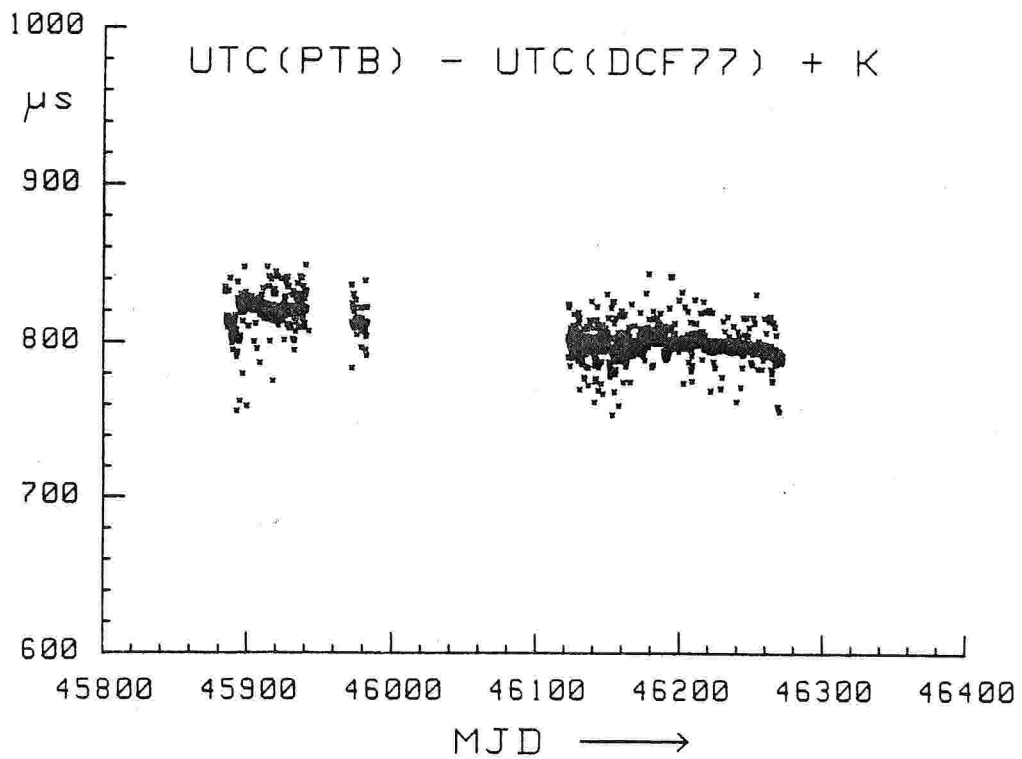
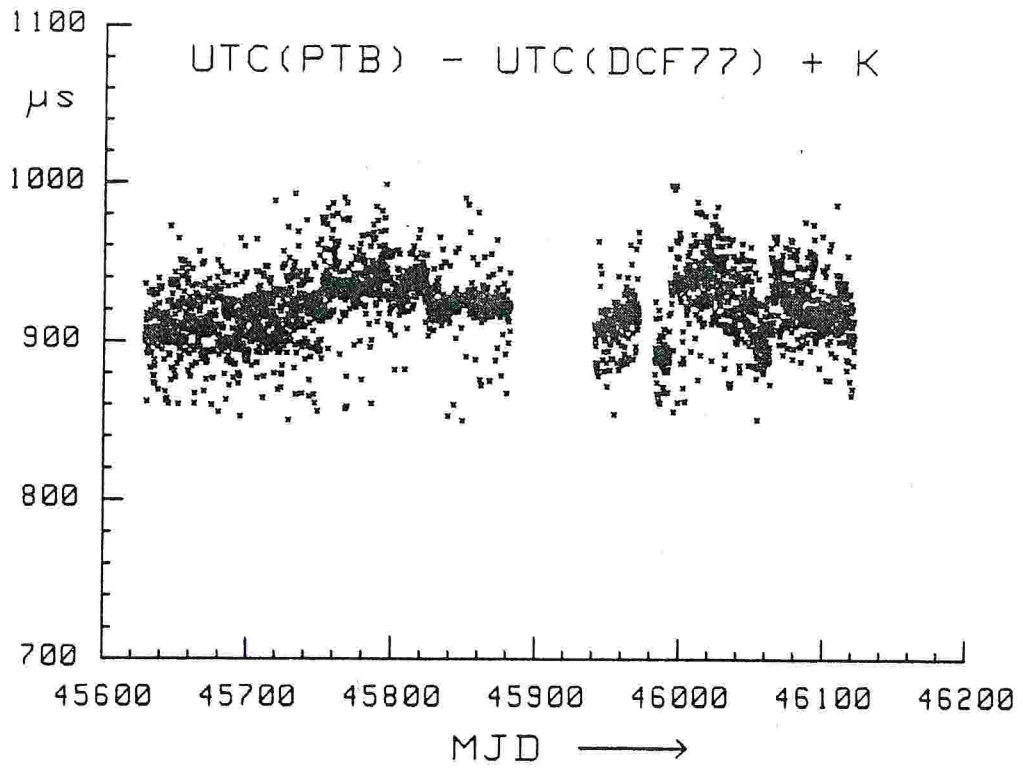


Bild 26

Täglich um 5, 11, 17, 23 Uhr UTC in Braunschweig gemessene
Zeitdifferenzen UTC(PTB) - UTC(DCF77) + K

oben: Aussendung über die Betriebsantenne

unten: Aussendung über die Reserveantenne

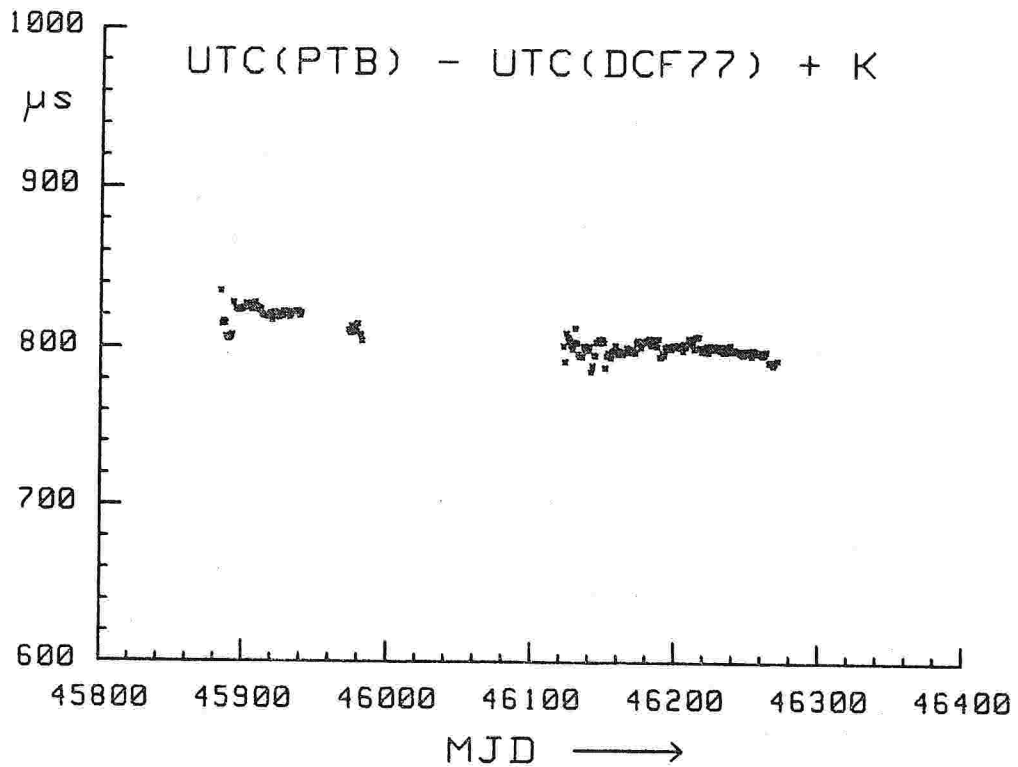
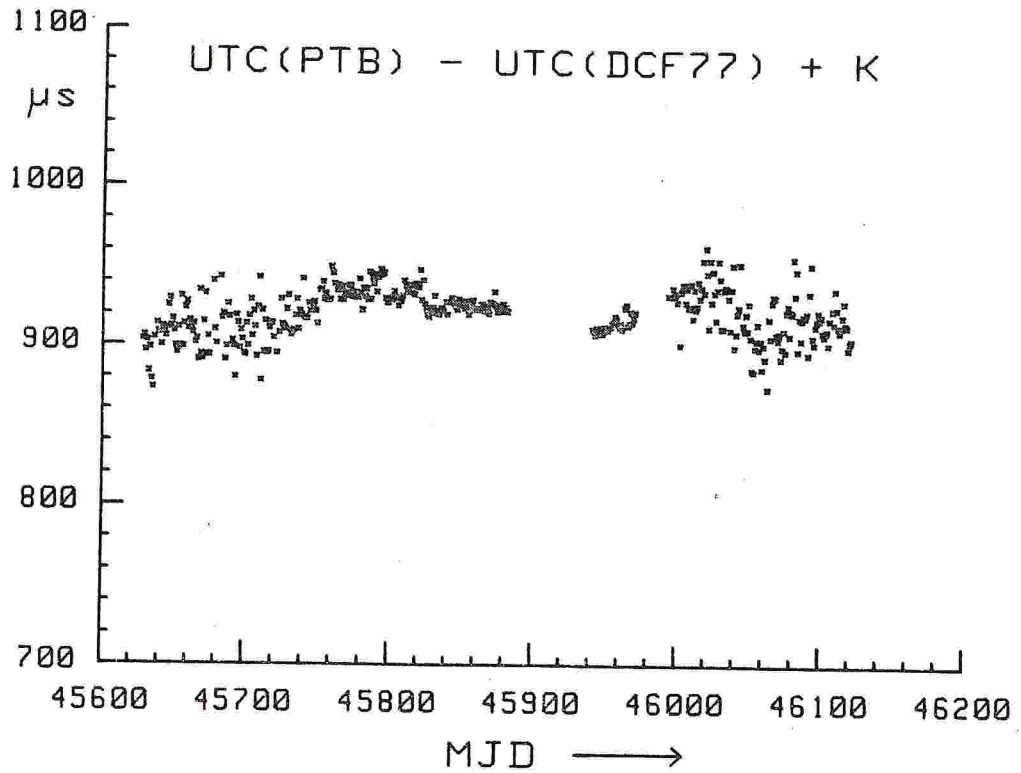


Bild 27 Täglich um 11 Uhr UTC in Braunschweig gemessene Zeitdifferenzen UTC(PTB) - UTC(DCF77) + K
oben: Aussendung über die Betriebsantenne
unten: Aussendung über die Reserveantenne

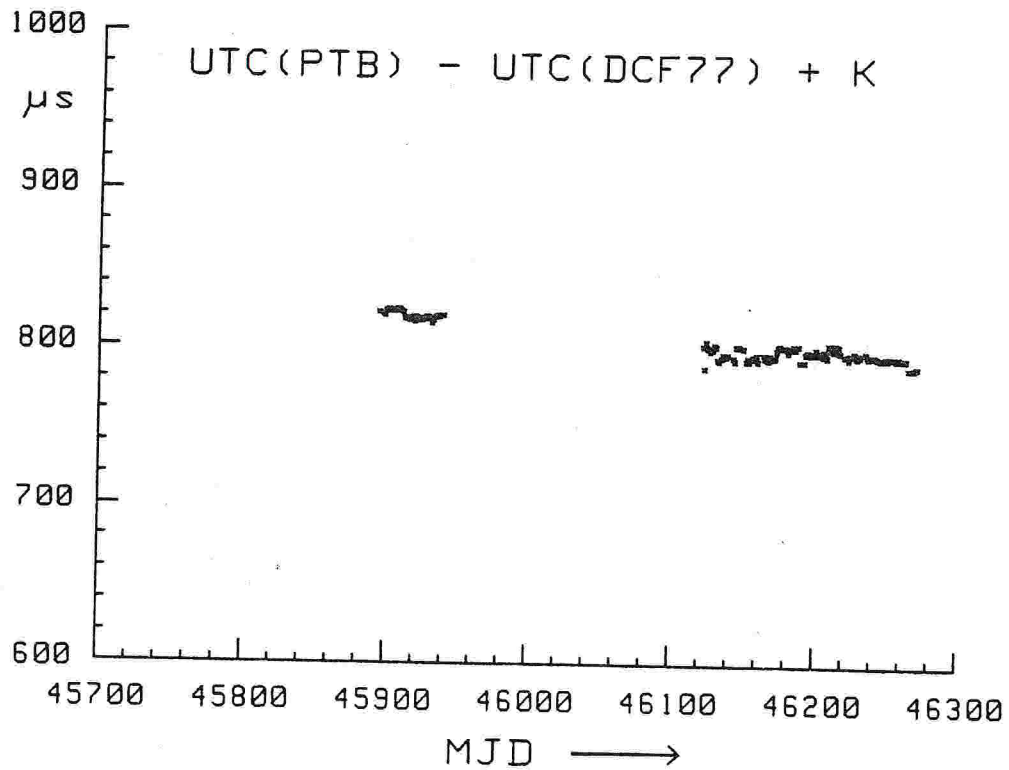
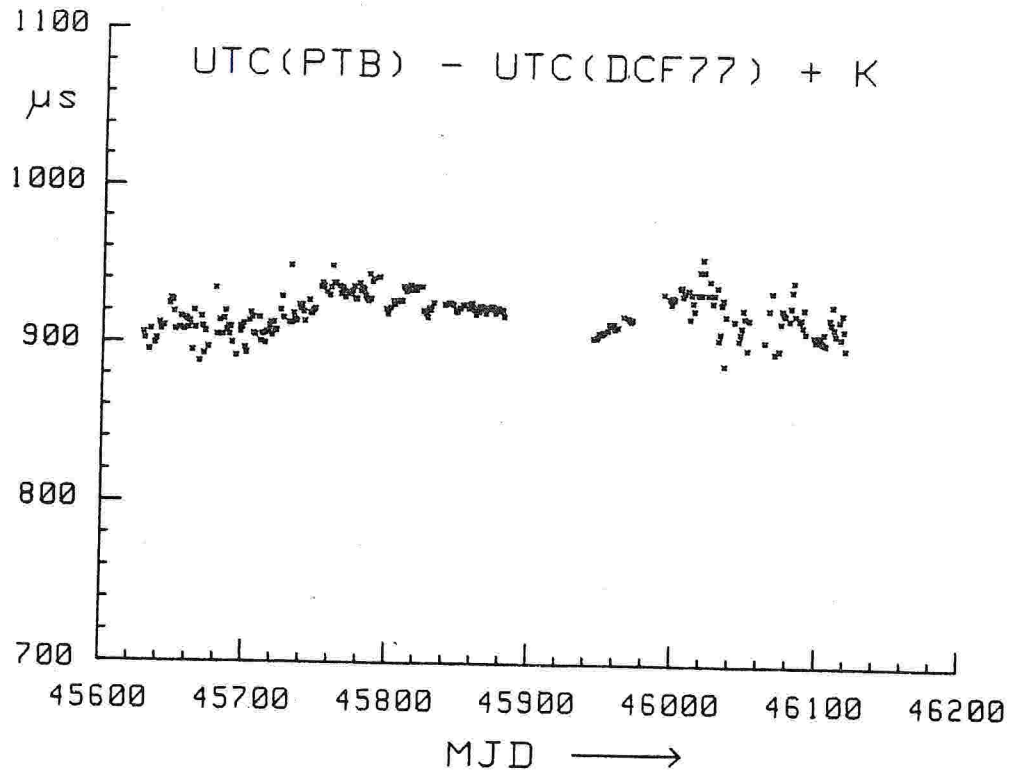


Bild 28

Gemittelte Zeitdifferenzen UTC(PTB) - UTC(DCF77 + K)
(Tag-Mittelwerte aus jeweils 10 000 im Sekundenabstand wäh-
rend der Mittagszeit in Braunschweig gemessenen Einzelwerten)
oben: Aussendung über die Betriebsantenne
unten: Aussendung über die Reserveantenne

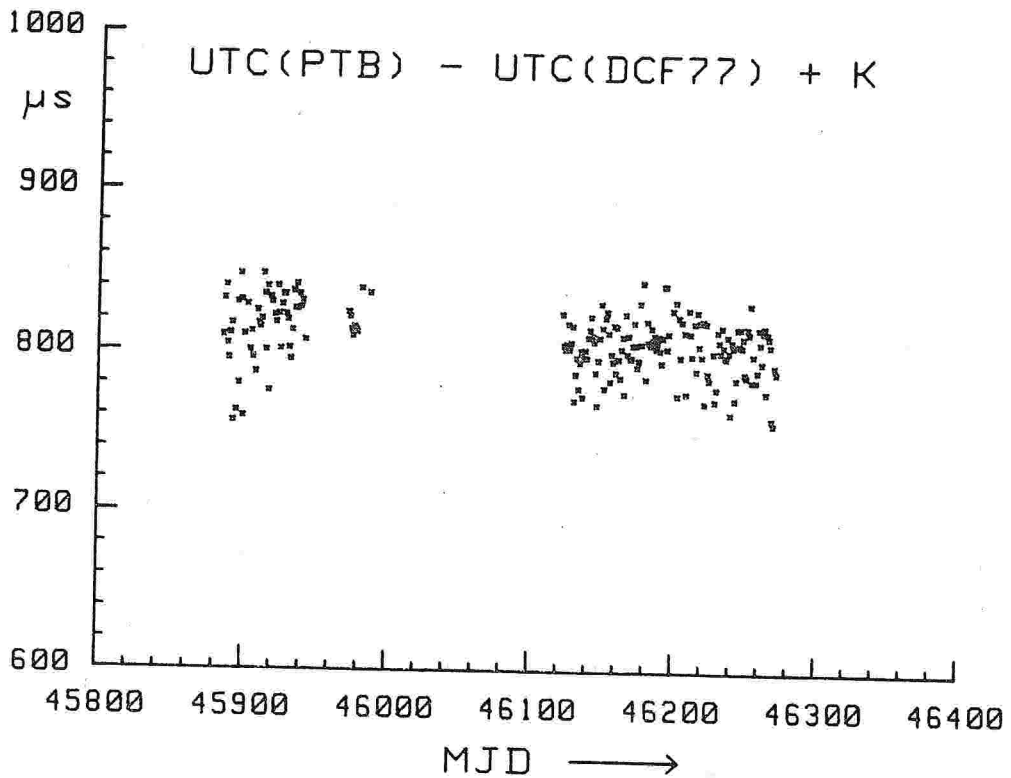
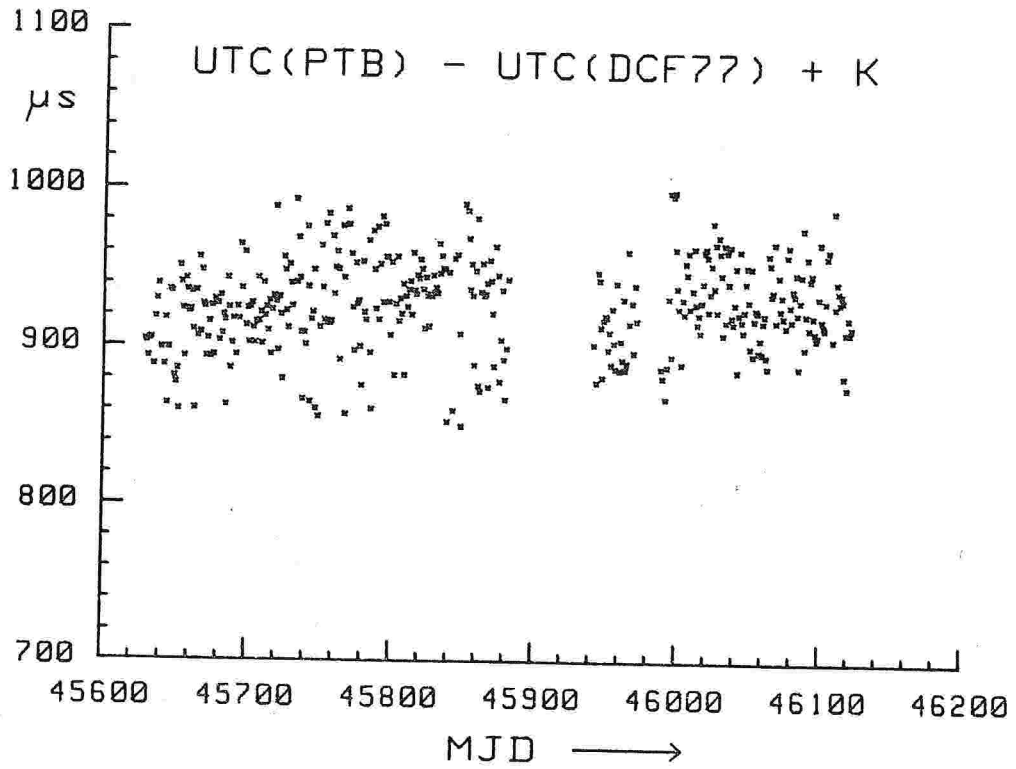


Bild 29 Täglich um 23 Uhr UTC in Braunschweig gemessene Zeitdifferenzen $\text{UTC}(\text{PTB}) - \text{UTC}(\text{DCF77}) + K$
oben: Aussendung über die Betriebsantenne
unten: Aussendung über die Reserveantenne

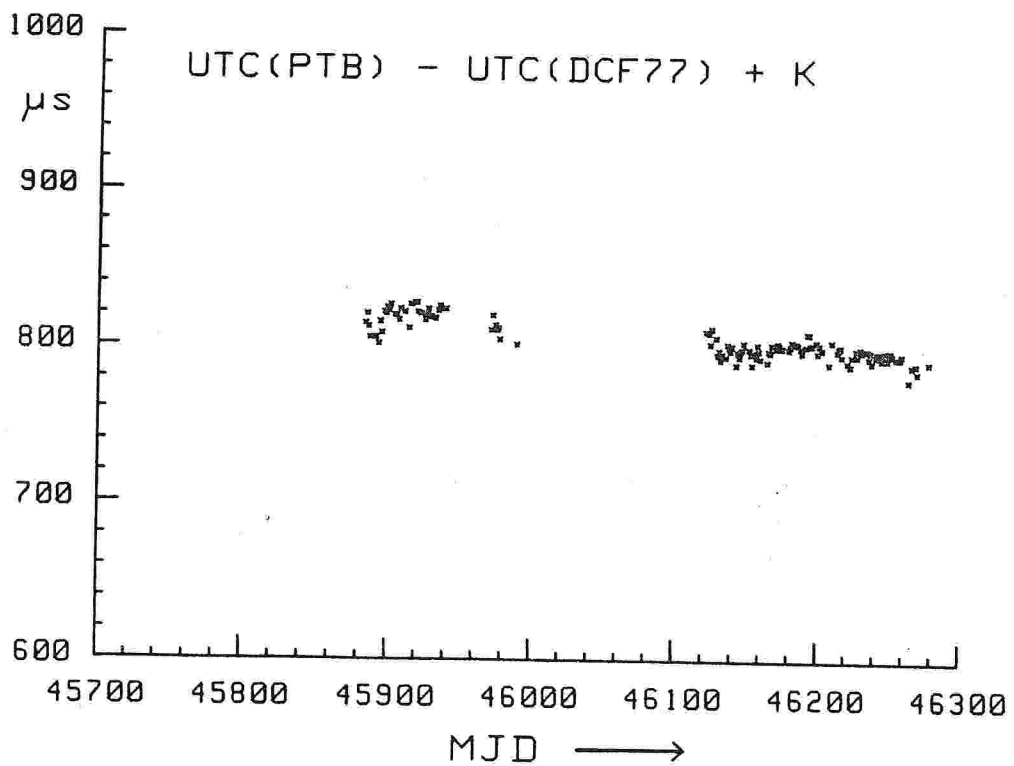
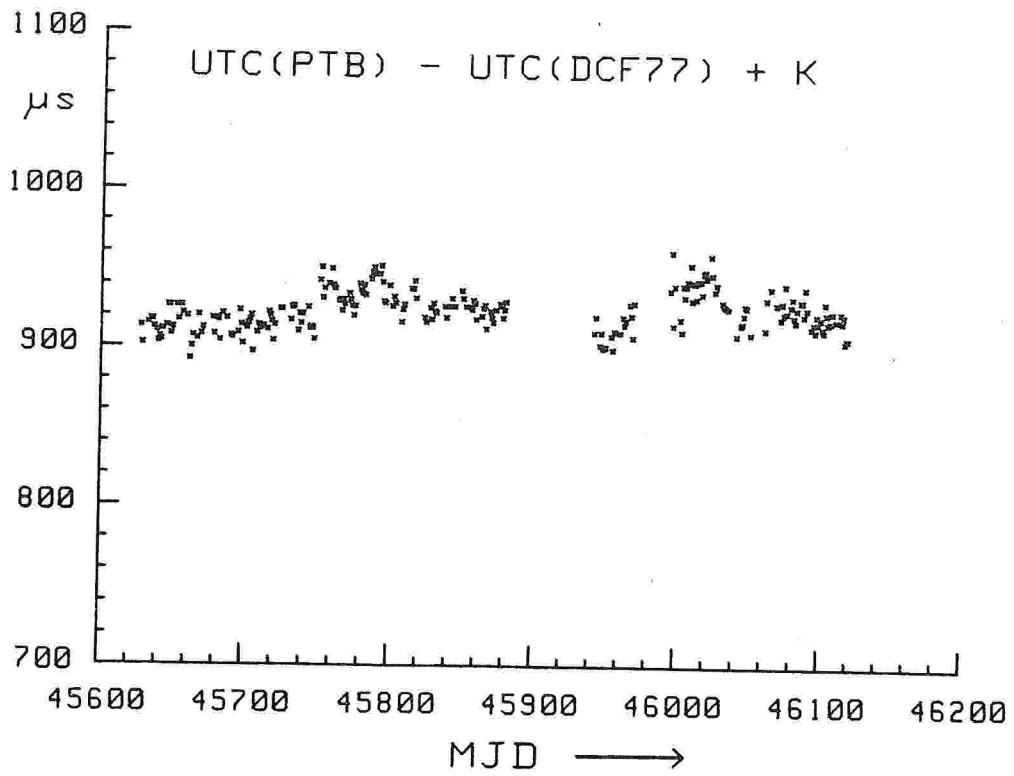


Bild 30

Gemittelte Zeitdifferenzen UTC(PTB) - UTC(DCF77) + K (Nacht-Mittelwerte aus jeweils 1000 im Minutenabstand zwischen ca. 16 Uhr und 8.40 Uhr in Braunschweig gemessenen Einzelwerten).
oben: Aussendung über die Betriebsantenne
unten: Aussendung über die Reserveantenne

Den Meßergebnissen läßt sich folgendes entnehmen:

1. Die vom Empfänger aus dem Rauschen abgeleiteten Zeitsignale sind stärker verzögert als man aufgrund der abgeschätzten Laufzeiten erwartet. Weil UTC(PTB) und UTC(DCF77) annähernd übereinstimmen, müßten die in Braunschweig gemessenen Zeitdifferenzen etwa $600 \mu\text{s}$ betragen, wenn man nur die Bodenwellen-Laufzeit von $273 \text{ km/c} \approx 910 \mu\text{s}$, die Filterlaufzeit von $450 \mu\text{s}$ sowie die Verschiebung der Stoppimpulse für den Zähler um $774 \mu\text{s}$ nach früher berücksichtigt. Tatsächlich wurden aber für UTC(PTB) - UTC(DCF77) + K Werte um etwa $800 \mu\text{s}$ für die Reserveantenne bzw. etwa $900 \mu\text{s}$ für die Betriebsantenne angezeigt. Dies bedeutet, daß in K noch unbekannte Laufzeiten von etwa $200 \mu\text{s}$ bzw. $300 \mu\text{s}$ enthalten sind, die zum größten Teil auf das langsame Ein- bzw. Ausschwingen der Sendeantennen zurückzuführen sind.

Die um etwa $100 \mu\text{s}$ kleineren Zeitdifferenzen, die bei der Aussendung mit der Reserveantenne gemessen wurden, sind mit der größeren Übertragungsbandbreite dieser Antenne zu erklären (s. 5.2). Dadurch kann die Reserveantenne dem Steuersignal schneller folgen als die Betriebsantenne.

2. Bedingt durch Raumwelleneinfluß ist die Streuung der gemessenen Zeitdifferenzen während der Nachtstunden (Bild 29) deutlich größer als am Tage (Bild 27). Bild 27 zeigt ferner, daß die Raumwelle während der Wintermonate (ca. $\text{MJD}(45700 \pm 60)$ und $\text{MJD}(46066 \pm 60)$) auch tagsüber größere Schwankungen der aufgenommenen Rauschsignale verursacht als während der übrigen Jahreszeit.

Der störende Raumwelleneinfluß kommt im wesentlichen durch Ausbreitungsschwankungen der Raumwelle zustande. Wie Bild 31 veranschaulicht, haben Boden- und Raumwelle unterschiedliche Ausbreitungswege zurückzulegen, bevor sie sich am Empfangsort zu einem resultierenden Signal überlagern. Es hängt daher vom Verhältnis der Amplituden von Boden- und Raumwelle sowie der jeweiligen Phasenlage beider Signalkomponenten zueinander ab, welche zeitliche Verschiebung das resultierende Signal erfährt.

Vom Prinzip her ist mit der Korrelationstechnik zwar eine Trennung von Boden- und Raumwelle möglich, wenn der Laufzeitunterschied größer ist als die halbe Korrelationsdauer. Diese Bedingung ist aber bei der Ausbreitung des DCFF-77 Signals nach Braunschweig nicht erfüllt.

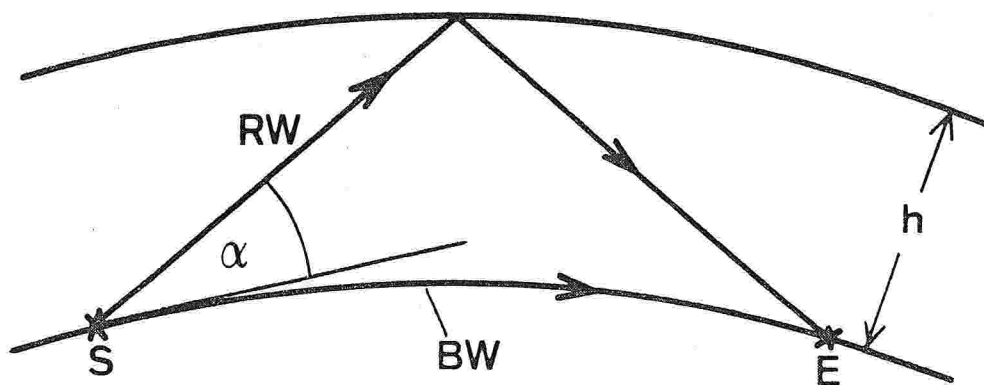


Bild 31

Zur Ausbreitung von Raumwelle RW und Bodenwelle BW zwischen Sender S und Empfänger E.

Für den Ausbreitungsweg der RW wird Einfachreflexion an der ionosphärischen D-Schicht angenommen, deren Höhe h am Tage 70 km und in der Nacht 90 km beträgt. α Elevationswinkel

Legt man für die Ausbreitung die Lichtgeschwindigkeit c zugrunde, so ergeben sich durch den Umweg der Raumwelle über die ionosphärische D-Schicht Laufzeitunterschiede von etwa $110 \mu\text{s}$ am Tage und etwa $180 \mu\text{s}$ in der Nacht gegenüber dem direkten Weg der Bodenwelle entlang der Erdoberfläche. Um bei diesen Laufzeitunterschieden eine sichere Trennung beider Signalkomponenten vornehmen zu können, wäre eine Korrelationsdauer von $2 T_T < 200 \mu\text{s}$ erforderlich, was wiederum Taktfrequenzen von mehr als 10 kHz und damit Übertragungsbandbreiten von mehr als 20 kHz voraussetzen würde.

3. Die Streuung der Tag-Mittelwerte (Bild 28) ist nur unwesentlich kleiner als die der nicht gemittelten 11-Uhr-Einzelwerte (Bild 27). Dagegen streuen die Nacht-Mittelwerte (Bild 30) deutlich weniger als die nicht gemittelten 23-Uhr-Einzelwerte (Bild 29).
4. Aus den Meßwerten lassen sich für die Zeitübertragung durch Pseudozufallsrauschen folgende typische Standardabweichungen ermitteln:

	Typische Standardabweichung		
	eines Einzelwertes vom Tag-Mittelwert (s_{ET})	eines Einzelwertes vom Nacht-Mittelwert (s_{EN})	eines Tag-Mittelwertes vom Monats-Mittelwert (s_{TM})
Sommermonate	$2 \mu\text{s}$	$14 \mu\text{s}$	$4 \mu\text{s}$
Wintermonate	$9 \mu\text{s}$	$22 \mu\text{s}$	$10 \mu\text{s}$

Aus der Tatsache, daß s_{TM} größer ist als s_{ET} läßt sich schließen, daß langzeitige systematische Laufzeitänderungen vorliegen. Diese sind zum größten Teil durch Raumwelleneinfluß verursacht. Aber auch in der Sendeanlage treten schon systematische Laufzeitänderungen auf. Bei Untersuchungen am Sendeort wurden bereits hier sporadisch auftretende systematische Änderungen von mehreren Mikrosekunden - vor allem bei der Betriebsantenne - festgestellt. Besonders große Änderungen von mehr als einer halben Trägerperiode ($\approx 6,5 \mu s$) wurden manchmal nach Wartungsarbeiten an Sender und Antenne beobachtet, obwohl sich das Bedienungspersonal des Senders sehr bemühte, alle Betriebsparameter immer gleich einzustellen.

Für die Zukunft wird erwogen, Regelkreise einzusetzen, die das den Sender steuernde Rauschsignal so nachführen, daß alle durch die Sendeanlage hervorgerufenen systematischen Laufzeitänderungen ausgeglichen werden. So könnte z. B. durch einen Regelkreis der Phasenhub des Steuersignals nach jeder Phasenumtastung kurzzeitig so überhöht oder verringert werden, daß das Einschwingverhalten der Sendeantenne und somit die Zeitpunkte der Rauschsignale von den Betriebsparametern des Senders und der jeweiligen Antennenabstimmung weitgehend unabhängig werden und keinen systematischen Änderungen mehr unterliegen.

In Bild 32 sind die in der Zeit von MJD 46 122 bis MJD 46 271 gemessenen Zeitdifferenzen $UTC(PTB) - UTC(DCF77) + K$ noch einmal in vergrößertem Maßstab dargestellt. Wie man erkennt, weist dieser Meßzeitraum, der überwiegend in das Sommerhalbjahr fiel, nur geringe, durch Raumwelleneinfluß verursachte, systematische Laufzeitänderungen auf. An ihm läßt sich daher besonders gut untersuchen, welche Unsicherheit bei der Zeitübertragung unter günstigen Bedingungen zu erwarten ist. Dabei ist jedoch zu beachten, daß derart günsti-

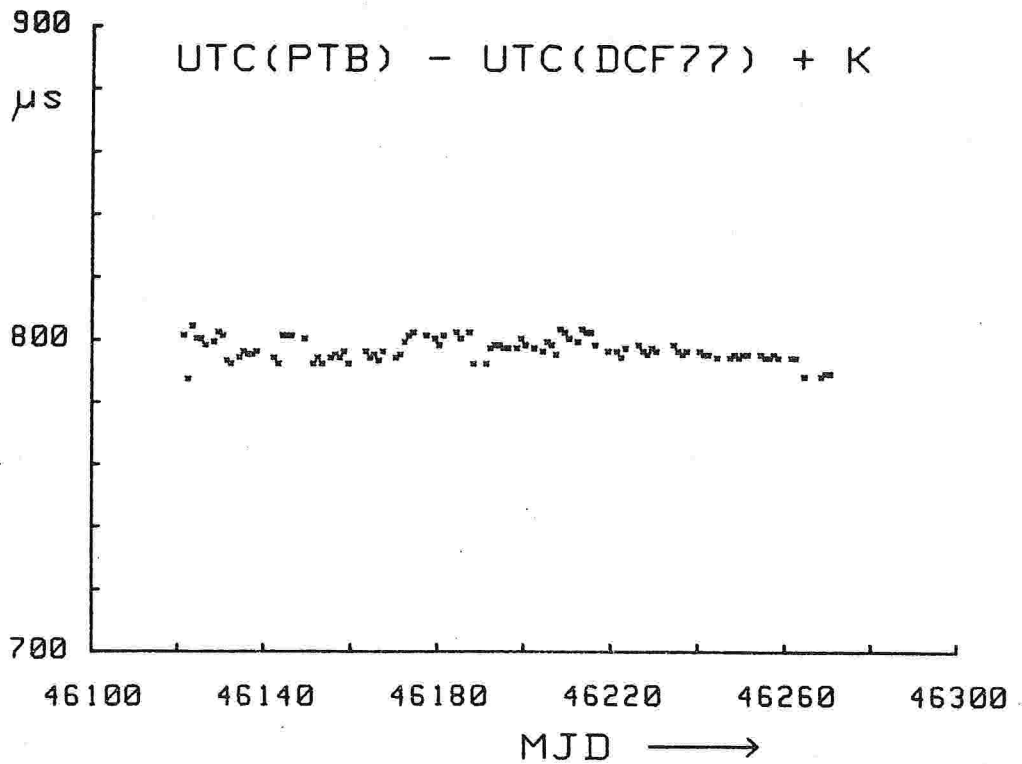
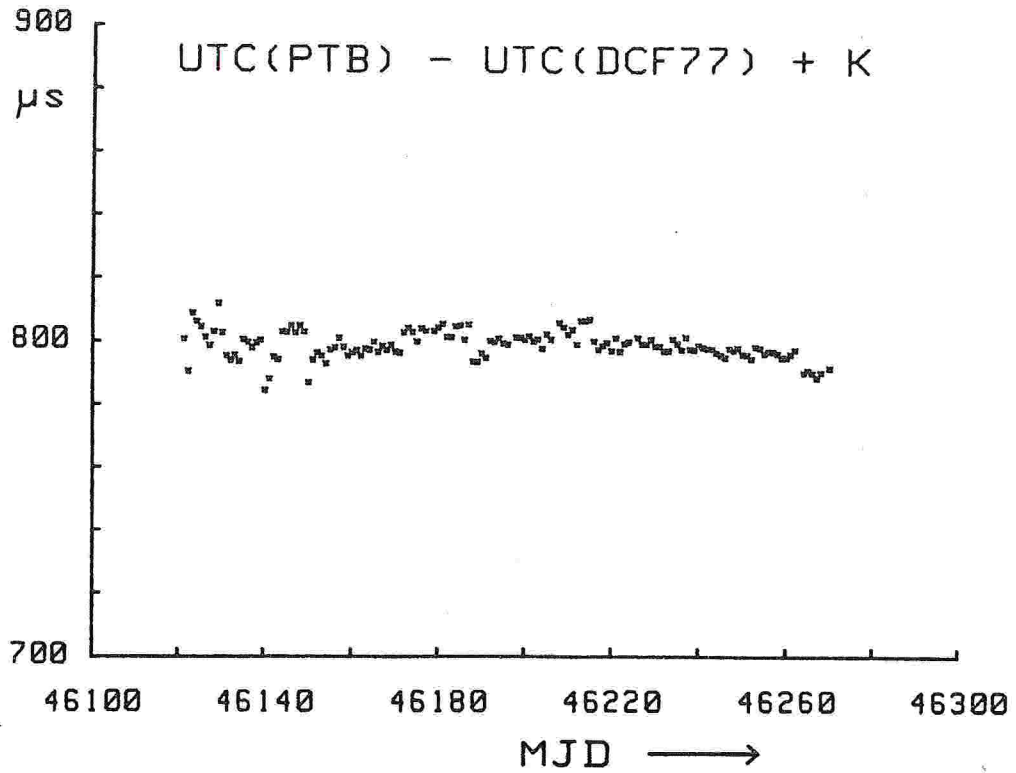


Bild 32

In Braunschweig gemessene Zeitdifferenzen

UTC(PTB) - UTC(DCF77) + K

oben: um 11 Uhr UTC gemessene Einzelwerte

unten: Tag-Mittelwerte aus jeweils 10000 im Sekundenabstand
während der Mittagszeit gemessenen Einzelwerten.

ge Bedingungen für Empfangsorte in ähnlicher Entfernung vom Sender wie Braunschweig nur im Sommer gegeben sind. Für Empfangsorte in Sendernähe sollte dagegen diese Einschränkung nicht gelten, da hier auch im Winter nur mit sehr geringem Raumwelleneinfluß zu rechnen ist. Im einzelnen führte die Auswertung des erwähnten Meßzeitraumes zu den in der folgenden Tabelle angegebenen Ergebnissen:

	UTC (PTB) - UTC (DCF77) + K zwischen MJD 46122 - MJD 46271		
	Mittelwert	Standard- abweichung	2-Proben-Stan- dardabweichung
11-Uhr- Einzelwerte:	799 μ s	4 μ s	3 μ s
Tag-Mittel- werte über 10^4 s:	799 μ s	3 μ s	2 μ s

In der vorangehenden Tabelle ist zusätzlich zur Standardabweichung noch die zur Charakterisierung von Schwankungserscheinungen auf dem Gebiet Zeit und Frequenz häufig verwendete 2-Proben-Standardabweichung aufgeführt. Diese ist definiert als die Wurzel aus dem halben Mittel der quadrierten Differenzen zwischen je zwei aufeinanderfolgenden Meßwerten. Die verschiedenen Werte für die beiden Standardabweichungen machen deutlich, daß systematische Änderungen vorhanden sind.

Die beim DHI parallel zu den in der PTB mit einem zweiten Empfänger durchgeführten Messungen ergaben für Hamburg eine ähnliche Streuung wie für Braunschweig. Auf die Darstellung der beim DHI ermittelten Meßwerte $UTC(DHI) - UTC(DCF77) + K$ wurde daher verzichtet.

Zur Untersuchung der Laufzeitschwankungen besser geeignet als die nur an einem Empfangsort gemessenen Werte ist jedoch die Differenz der in Braunschweig und Hamburg gleichzeitig ermittelten Meßergebnisse. In Bild 33 sind die Differenzen $UTC(DHI) - UTC(PTB) + K$ der jeweils um 11 Uhr UTC in Hamburg und in Braunschweig ermittelten Meßwerte wiedergegeben.

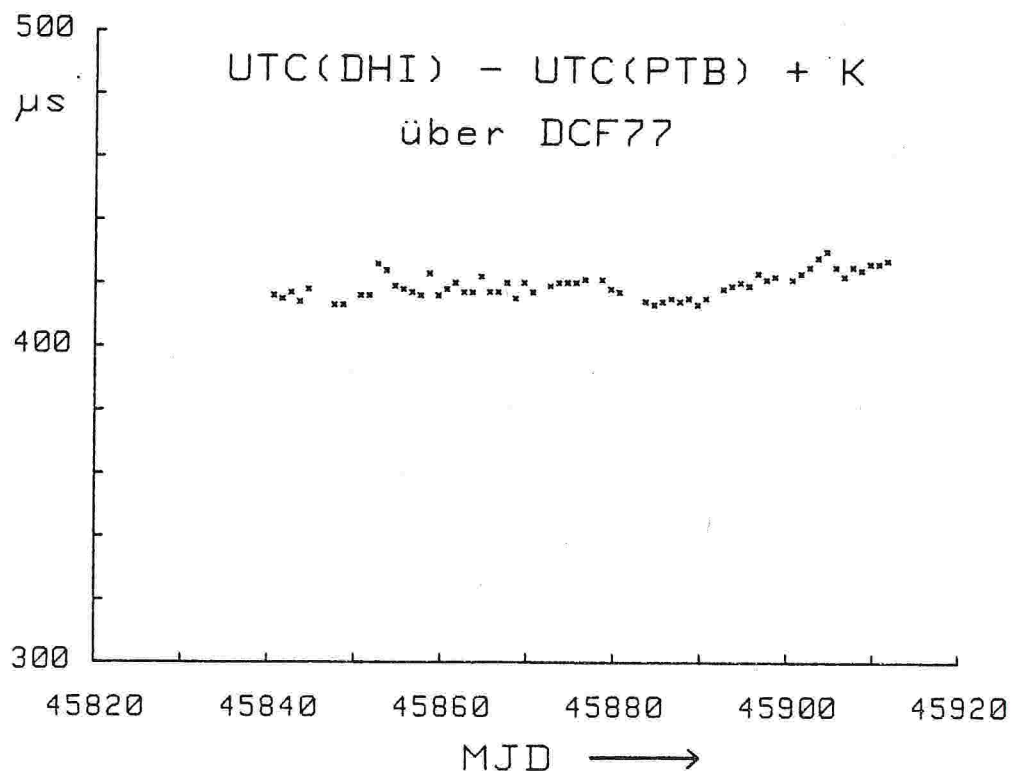


Bild 33
Über DCF77 gemessene Zeitskalendifferenz
 $UTC(DHI) - UTC(PTB) + K$.

Da der Zeitunterschied zwischen UTC(DHI) und UTC(PTB) während des betrachteten Meßzeitraumes gering war und sich zudem kaum änderte ($UTC(DHI) - UTC(PTB) = (1 \pm 0,5) \mu s / 44/$), zeigen die in Bild 33 aufgetragenen Werte praktisch nur den jeweiligen Laufzeitunterschied zwischen dem Sendeort und beiden Empfangsorten. Ihre Streuung entspricht den Schwankungen der Signallaufzeiten auf beiden Übertragungstrecken und in den Empfangsgeräten.

Die Auswertung der in Bild 33 dargestellten Werte ergab für den betrachteten Zeitraum einen mittleren Laufzeitunterschied von $420 \mu s$. Für die Standardabweichung eines Einzelwertes von diesem Mittel ergab sich der Wert $4 \mu s$ und die 2-Proben-Standardabweichung betrug $2 \mu s$. Die nur halb so große 2-Proben-Standardabweichung weist auch bei dieser Auswertung auf das Vorhandensein von systematischen Einflüssen durch die Raumwelle hin.

Weil in der verwendeten Empfangsanordnung zur Auswertung des Phasenrauschens ein Synchrondemodulator enthalten ist, konnten auch die Zeitpunkte der aufgenommenen amplitudenmodulierten Signale und die der empfangenen Rauschsignale miteinander verglichen werden. Dabei zeigte sich, daß die Streuungen für beide Modulationsarten nur dann annähernd gleich waren, wenn keine Störungen vorlagen. Bei weniger guten Empfangsbedingungen streuten dagegen die aus der Amplitudenmodulation gewonnenen Zeitpunkte deutlich stärker als die aus der Rauschmodulation. Häufig war sogar ein ungestörter Empfang der amplitudenmodulierten Signale überhaupt nicht mehr möglich. Als prinzipbedingter Vorzug der Rauschsignale stellte sich bei diesem Vergleich vor allem heraus, daß auch bei weniger günstigen Empfangsbedingungen breitbandig empfangen werden kann und zugleich eine hohe Störfreiung gegeben ist.

9 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird zunächst aufgezeigt, welche Gesichtspunkte zu berücksichtigen und welche Verfahren anzuwenden sind, wenn die Zeitpunkte der aufgenommenen amplitudenmodulierten Zeitsignale mit möglichst geringer Unsicherheit bestimmt werden sollen.

Von großem Einfluß auf die Unsicherheit der empfangenen Zeitsignale sind die Empfängerbandbreite und die Lage des Arbeitspunktes (Triggerpunktes) auf der abfallenden Flanke. Wird eine geringe Unsicherheit angestrebt, darf nicht zu schmalbandig gefiltert werden, da geringe Bandbreiten zur Abflachung und Verrundung der Signalflanken führen. Vorteilhaft für eine geringe Unsicherheit ist auch ein hoch gelegener Triggerpunkt (z. B. 80 % der Trägeramplitude), weil sich Änderungen der abgestrahlten Signalflanken, die durch die Sendeantenne verursacht werden, hier weniger bemerkbar machen als bei einem tiefer gelegenen Triggerpunkt. Außerdem ist im oberen Bereich der Signalflanken die Steilheit am größten.

Sowohl breitbandiger Empfang als auch ein hochgelegener Triggerpunkt haben aber eine hohe Störanfälligkeit zur Folge, die durch geeignete Demodulationstechniken, Mittelungsverfahren und sonstige Verfahren zur Störunterdrückung wieder ausgeglichen werden muß. In Abschnitt 3 werden einige dieser Methoden vom Prinzip her erläutert.

Bei allen herkömmlichen Empfangs- und Mittelungstechniken für amplitudenmodulierte Zeitsignale bleibt aber folgender Nachteil bestehen: Jedes phasensynchron in die Nutzbandbreite fallende Störsignal ruft eine Störmodulation hervor, die sich den Zeitsignalen überlagert und von diesen nicht mehr zu trennen ist.

Eine Technik, die diesen Nachteil vermeidet und dazu noch über weitere überlegene Eigenschaften verfügt, ist die Kreuzkorrelation. Die aus der Theorie der Korrelationstechnik bekannten Vorteile lassen sich allerdings nur dann voll nutzen, wenn breitbandige Rauschsignale verwendet werden. Aus diesem Grund wird ein an den Langwellensender DCF77 angepaßtes Korrelationsverfahren angegeben, das mit pseudozufälligem Phasenrauschen arbeitet.

Unter Beibehaltung der Amplitudenmodulation mit Sekundenmarken wird der Träger von DCF77 zusätzlich mit einem pseudozufälligen Rauschen phasenmoduliert. Dazu wird die Phase im Rhythmus einer binären Zufallsfolge umgetastet. Wegen der Verwendung von rückgekoppelten Schieberegistern hat die erzeugte Pseudozufallsfolge streng deterministischen Charakter. Sie kann daher auf der Empfangsseite als Abtastsignal reproduziert und mit dem empfangenen DCF77-Signal kreuzkorreliert werden. Die wesentlichen Vorteile des beschriebenen Korrelationsverfahrens mit Pseudozufallsrauschen sind folgende:

1. Im Gegensatz zur Frequenzselektion durch Bandbegrenzung erlaubt die Korrelationsselektion die Trennung verschiedener Signalkomponenten, die im gleichen Frequenzbereich und zur gleichen Zeit auftreten. Kohärente Signalanteile (z. B. Raum- und Bodenwelle) können allerdings nur dann getrennt werden können, wenn ihr Laufzeitunterschied größer ist als die Korrelationsdauer. Gegenüber nicht kohärenten Signalen, z. B. Gewitterstörungen, zeichnet sich das angewendete Korrelationsverfahren durch eine hohe Störfestigkeit aus. Die sehr gute Selektionswirkung beruht darauf, daß bei der Produkt-Mittelwertbildung alle nicht kohärenten Störsignale herausgefiltert werden.

2. Pseudozufällige Rauschsignale ermöglichen eine praktisch optimale Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Bandbreite. Über die Taktfrequenz der Pseudozufallsfolge läßt sich die Bandbreite des Rauschens dem zulässigen Band so anpassen, daß die Korrelationsdauer so kurz wie möglich und damit die zeitliche Auflösung so hoch wie möglich wird. Ein weiterer Vorteil der Verwendung von Rauschsignalen liegt darin, daß amplitudenmäßige Spitzenbelastungen des Übertragungssystems durch einzelne Seitenbänder vermieden werden.
3. Über die Stufenzahl des Pseudozufallsgenerators läßt sich die Länge der Rauschzyklen so groß machen, daß die Zeitpunkte der einzelnen Rauschzyklen am Empfangsort eindeutig unterschieden werden können. Bei DCF77 erfolgt die Übertragung eines vollständigen Rauschzyklus jeweils im Sekundenabstand.
4. Bei Zeitdifferenzmessungen in 273 km Entfernung vom Sendeort zeigte sich, daß die aus den Rauschsignalen abgeleiteten Zeitpunkte nur eine geringe Streuung aufweisen. So ergaben sich während der Nachtstunden, wenn die Empfangsbedingungen wegen des Raumwelleneinflusses am ungünstigsten waren, Standardabweichungen - bezogen auf UTC (PTB) - von weniger als zwei Trägerperioden ($< 26 \mu\text{s}$). Am Tage war die Streuung noch wesentlich kleiner und lag deutlich unter einer halben Periode des Trägers ($< 6,5 \mu\text{s}$), wenn man die Wintermonate November bis Februar außer Betracht läßt. Dies bedeutet, daß es mit Hilfe der pseudozufälligen Rauschsignale zeitweise möglich ist, einen bestimmten Nulldurchgang des Trägers zu identifizieren.

Sehr nachteilig - aber nicht dem Verfahren anzulasten - sind systematische, zeitliche Änderungen der empfangenen Rauschsignale. Sie werden durch wechselnden Raumwelleneinfluß, teilweise aber auch bereits durch den Sender und die Sendeantenne verursacht. Zukünftig muß daher versucht wer-

den, diese systematischen Einflüsse zu reduzieren. Die Aussichten, den Raumwelleneinfluß zu verringern, dürften allerdings gering sein, da die zur Verfügung stehende Bandbreite keine genügend kurze Korrelationsdauer zur Trennung von Boden- und Raumwelle zuläßt. Eine Beseitigung der von der Sendeeinrichtung hervorgerufenen systematischen Verschiebungen der Rauschsignale erscheint dagegen möglich, wenn am Sendeort geeignete Regelsysteme zur Rauschsignalnachführung eingesetzt werden.

Die Einführung des pseudozufälligen Phasenrauschens diente bisher allein dem Zweck, die Zeitpunkte der empfangenen Zeitinformation störsicher und mit geringerer Unsicherheit bestimmen zu können. Damit sind aber die Möglichkeiten dieser Technik noch nicht voll ausgeschöpft. So ist es in der Zukunft denkbar, mit Hilfe des Pseudozufallsrauschens zusätzlich Binärdaten zu übertragen, die der verwendeten Zufallsfolge durch Addition modulo 2 (Exklusiv-Oder-Verknüpfung) hinzugefügt werden /45/. Erste Versuche mit einer derartigen Datenmodulation zeigen, daß sich die auf diese Weise übertragenen Daten zuverlässig erkennen lassen. Es muß nur durch geeignete Schaltungsmaßnahmen dafür gesorgt werden, daß das beim Datenzustand Eins auftretende Antikorrelationssignal wieder in die richtige Polarität umgekehrt wird, damit die Funktion der Korrelationsregelschleife erhalten bleibt.

Abschließend bleibt festzuhalten, daß sich die Kreuzkorrelationsmethode mit Pseudozufallsrauschen auch für die Zeitübertragung auf Langwelle sehr erfolgreich anwenden läßt. Wegen unzureichender Bandbreite kommen zwar nicht alle günstigen Eigenschaften dieser Methode voll zum Tragen, sie führen aber trotzdem zu deutlichen Verbesserungen.

10 Literaturverzeichnis

- /1/ CCIR, XVth Plenary Assembly Geneva 1982:
Standard Frequencies and Time Signals.
Int. Telecom. Union, Vol. 7, Rep. 267 - 5.

- /2/ Süß R.: 10 Jahre Normalfrequenzaussendungen der PTB
über den Sender DCF77.
PTB-Mitt. 78(1968) S. 357 - 362.

- /3/ CCIR, XVth Plenary Assembly Geneva 1982:
Time Codes. Int. Telecom. Union Vol. 7, Rep. 578- 2.

- /4/ NBS Standard Frequency and Time Services: Miscellaneous
Publication 236, 1966 Edition, U.S. Department of
Commerce, National Bureau of Standards.

- /5/ Hilberg, W.: Drahtlos gesteuerte Uhren mit Normalzeit-
Ziffernanzeige. Elektronik 16, (1967) S. 325 - 328 u.
S. 377 - 380.

- /6/ Becker, G., Hetzel, P.: Kodierte Zeitinformation über
den Zeitmarken- und Normalfrequenzsender DCF77.
PTB-Mitt. 83(1973), S. 163 - 164.

- /7/ National Physical Laboratory: Time and Frequency
Service, MSF 60 kHz Special Announcement.
Rundschreiben 1977.

- /8/ Hübner, U., Hetzel P.: Mikroprozessor unterstützt
Signal-Erkennung und -Dekodierung beim DCF77-Empfang.
Die Uhr 4/77, S. 40.

- /9/ Schlegel, M.: Erfahrungen mit einer Digitaluhr für die
codierte Zeitübertragung. Uhrentechnik UT 1977,
S. 20 - 24.

- /10/ Kalhöfer, R.: Die Realisierung kompakter störsicherer Funkuhren mit den Mitteln der Mikroelektronik. Darmstädter Dissertation D17 (1980).
- /11/ Hilberg, W.: Funkuhren. Oldenbourg Verlag München, Wien 1983.
- /12/ CCIR, XVth Plenary Assembly Geneva 1982: Study Programmes Operational Methods of Standard-Frequency and Time Signal Emissions in the VLF and LF Bands und Optimum Use of the Frequency Spectrum for High-Precision Time Signals. Int. Telecom. Union, Vol. 7, S.P. 2B/7 und S.P. 3A - 1/7.
- /13/ Becker, G., Hetzel, P.: Informationen über DCF77: Status der Aussendung, Zeitkode , Zonenzeitkodierung. PTB-Mitt. 91 (1981), S. 183 - 185.
- /14/ CCIR, XVth Plenary Assembly Geneva 1982: Ground-wave Propagation Curves for Frequencies between 10 kHz and 30 MHz. Int. Telecom. Union, Vol. 5, Rec. 368 - 4.
- /15/ CCIR, XVth Plenary Assembly Geneva 1982: Sky-wave Propagation and Circuit Performance at Frequencies between about 30 kHz and 500 kHz. Int. Telcom. Union, Vol. 6, Rep. 265 - 5.
- /16/ CCIR, XVth Plenary Assembly Geneva 1982: Importance of Standard-Frequency and Time-Signal Emissions in Band 5. Int. Telecom. Union, Vol. 7, Rep. 735 - 1.

- /17/ Hetzel, P.: Die Zeitsignal- und Normalfrequenzaussendungen der PTB über den Sender DCF77: Stand 1982. Funkuhren, Oldenbourg Verlag München Wien 1983, S. 42 - 57.
- /18/ Becker, G.: Die Feldstärke des Zeitsignal- und Normalfrequenzsenders DCF77. PTB-Bericht PTB-Me-23, S. 199 - 221.
- /19/ Schildt, G.-H.: Räumliche Verfügbarkeit des Normalfrequenzsenders DCF77. NTZ-Mitt. 31 (1978), S. 514 - 515.
- /20/ Becker, G.: Empfangsmethoden für europäische Langwellen-Normalfrequenzsender. PTB-Mitt. 79 (1969), S. 240 - 242.
- /21/ Becker, G.: Aussendung und Empfang des Zeitmarken- und Normalfrequenzsenders DCF77. PTB-Mitt. 82 (1972), S. 224 - 229.
- /22/ Becker, G., Fischer, B., Hetzel P.: Methoden zum Vergleich und zur Verbreitung von Zeitskalen. Kleinheubacher Berichte 16 (1973) S. 5 - 37.
- /23/ Hetzel, P.: Digitale Phasennachführung in Schritten von 10 ns. Kleinheubacher Berichte 21 (1978) S. 451 - 458.
- /24/ Becker, G., Rohbeck, L.: Ein Normalfrequenz-Quarzoszillator nachgesteuert vom Sender DCF77. Elektronik 24 (1975), S. 73 - 75.
- /25/ Hetzel, P.: Empfang der Normalfrequenz des Trägers von DCF77. PTB-Bericht, PTB-Me-23, S. 222 - 240
- /26/ CCIR, XVth Plenary Assembly Geneva 1982: Stability and Accuracy of Standard Frequency and Time Signals in VLF and LF Bands as received. Int. Telcom. Union, Vol. 7, Rep. 271 - 6.

- /27/ Becker, G.: Über die Begriffe Phase, Phasenzeit und Phasenwinkel bei zeitabhängigen Vorgängen. PTB-Mitt. 81 (1971) S. 348 - 352.
- /28/ Küpfmüller, K: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. 3. Aufl., S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1968, S. 71 - 73.
- /29/ Zinke, O., Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag 1965, S. 469 - 471
- /30/ Becker, G., Hetzel, P.: Aussendung und Empfang von PTB-Zeitzeichen über den Sender DCF77. Jahrbuch der Deutschen Gesellsch. für Chronometrie 21 (1970), VI-1-11.
- /31/ Becker, G.: Schritregelung für die Mittelung von Zeitsignalen. PTB-Mitt. 85 (1975) S. 448 - 457.
- /32/ Becker, G.: Empfang der Zeitsignale des Zeitsignal- und Normalfrequenzsenders DCF77; Mittelungsverfahren. PTB-Bericht, PTB-Me-23, S. 241 - 253
- /33/ Petersen, A.: A New Apparatus for the Precise Determination of Time and Frequency on the LF Band Using Transmitter DCF77. Dissertation am Lund Institute of Technology, Lund, Schweden (1979).
- /34/ Lange, F. H.: Korrelationselektronik. VEB Verlag Technik Berlin
- /35/ Lange, F. H.: Anwendungen des Korrelationsdetektors in der Meß- und Regelungstechnik. Vorträge der Tagung des Fachausschusses "Regelungsmathematik" in Darmstadt am 24.10.1961, Oldenbourg Verlag München, S. 49 - 61

- /36/ Lange, F. H.: Methoden der Meßstochastik
Akademie-Verlag Berlin 1978
- /37/ Leonhard, W.: Statistische Analyse linearer Regelsysteme. Teubner Studienbücher,
Teubner Verlag Stuttgart 1973, S. 144 - 158.
- /38/ Kühlwetter, J.: Wie lang ist der Zyklus einer Pseudozufallsfolge? Elektronik 10 (1981) S. 79 - 83.
- /39/ Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, Erzeugung von pseudozufälligen Binärfolgen. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York 1976, S. 590 - 593.
- /40/ Zinke, O., Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Springer Verlag 1965, S. 207 - 208.
- /41/ Becker, G.: Ein aperiodischer quasiperiodischer Frequenzteiler. PTB-Mitt. 83 (1973) S.13- 16.
- /42/ Glowatzki, E.: Katalog der Potenz- und Tschebyscheff-Filter bis zum Grade $n = 5$. Telefunken-Zeitung 28 (1955) S. 15 - 22.
- /43/ Klein, W.: Skriptum zur Vorlesung Übertragungstheorie II. WS 68/69, T. H. Darmstadt, S. 128 - 139.
- /44/ Bureau International de l'Heure: Annual Report for 1984. July 1985, S. B-32-B-39.
- /45/ Ward, R. B.: Digital Communications on a Pseudonoise Tracking Link Using Sequence Inversion Modulation. Spread Spectrum Techniques, Edited by R. C. Dixon, IEEE Press 1976, S. 163 - 172.

Lebenslauf

- 24.10.1942 geboren in Arnstadt/Thüringen
- 1949 - 1953 Besuch der Grundschule in Riegenroth/Hunsrück
- 1953- 1962 Besuch der Staatlichen Hunsrückschule
(Neusprachliches Gymnasium) in Simmern
- März 1962 Abitur
- April 1962 - Okt. 1962 Mechanisches Praktikum bei der Firma
Industriewerke Rheinböllen in
Rheinböllen/Hunsrück
- WS 1962/1963-
WS 1968/1969 Studium der Elektrotechnik (Fachrichtung
Nachrichtentechnik) an der Technischen
Hochschule Darmstadt
- März/April 1966 Fachpraktikum bei der Firma
Aug./Sept. 1966 Rohde & Schwarz in München
- Mai 1969 Diplom der Nachrichtentechnik
- ab Aug. 1969 Wissenschaftlicher Mitarbeiter im
Laboratorium für die Zeiteinheit bei der
Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in
Braunschweig

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Mitarbeiter im Laboratorium für die Zeiteinheit bei der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig.

Herrn Prof. Aßmus danke ich für seine Bereitschaft, diese Dissertation zu betreuen und zu beurteilen.

Bei Herrn Prof. Hartl bedanke ich mich für sein Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferates.

Zum Gelingen dieser Arbeit haben auch das gute Arbeitsklima und die vielfältige Unterstützung durch alle Kollegen beigetragen. Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr. de Boer und Herrn Fischer, die mir durch ihre Diskussionsbereitschaft und wertvolle Ratschläge sehr geholfen haben, sowie Herrn Rohbeck, der mich bei der Entwicklung der Empfangsanordnung unterstützte.

Den Herren Haack, Künne und Schulze danke ich für ihre Hilfe und Sorgfalt beim Aufbau der Geräte, bei der Durchführung der Messungen und bei der Anfertigung der Reinzeichnungen. Bei Frau Berber bedanke ich mich für die Erstellung der Reinschrift dieser Arbeit.

Herrn Dr. Enslin vom Deutschen Hydrographischen Institut bin ich zu Dank verpflichtet, daß er die Aufstellung einer Meßeinrichtung beim DHI in Hamburg ermöglicht hat.