

KRIEG IM AETHER

Vorlesungen an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich
im Wintersemester 1961/1962

Leitung: Abteilung für Übermittlungstruppen, Oberst E. Honegger

Korrelationsmethoden in der Hochfrequenztechnik

Referent: G. Guanella

KORRELATIONSMETHODEN IN DER HOCHFREQUENZTECHNIK

1. Einleitung

In der modernen Informationstechnik stellt sich vielfach die Frage, ob zwei Signale gemeinsame Merkmale oder Komponenten aufweisen, d.h. ob ein gleichartiges Verhalten etwa in Funktion der Zeit vorliegt, das nicht nur durch Zufälligkeiten gegeben ist. Eine solche Verwandtschaft kann durch gemeinsamen Ursprung oder durch gemeinsame Abhängigkeit von bestimmten Einflüssen bedingt sein; sie wird oft durch Störungen und Verzerrungen weitgehend verdeckt. Die Korrelationsanalyse befasst sich mit der Feststellung und Messung solcher linearen Zusammenhänge. Der dabei ermittelte Korrelationsfaktor (ohne Berücksichtigung der Laufzeitunterschiede) bzw. die Korrelationsfunktion (bei Berücksichtigung der Laufzeitunterschiede) gelten als Mass für die Verwandtschaft der verglichenen Signale.

Beim Hören oder Lesen einer Meldung werden bekanntlich die aufgenommenen akustischen oder optischen Eindrücke zunächst unbewusst mit bestimmten aus den Erfahrungen bekannten Zeichen verglichen. Der Ueberschuss an nützlicher Redundanz ermöglicht dabei selbst bei mangelhafter oder gestörter Beobachtung eine ausreichende Erkennung des wesentlichen Inhaltes. Mit elektronischen Geräten werden in ähnlicher Weise elektrische Signale nach der Methode der Kreuzkorrelation durch Vergleich mit bestimmten Modellsignalen identifiziert. Die Methode der Autokorrelation gibt dagegen Aufschluss über allfällige Zusammenhänge zwischen zeitlich, bzw. räumlich auseinanderliegenden Partien bestimmter Signale.

Die mathematischen Grundlagen dieser Technik wurden von Norbert Wiener im Jahre 1930 geschaffen (1). Etwa 20 Jahre später haben Lee, Wiesner, Fano u.a. einige wichtige physikalische Anwendungen untersucht, z.B. Systeme zum Empfang schwacher Signale bei Gegenwart von Störsignalen (2 - 7). Verschiedene Einrichtungen, bei denen die Korrelationsmethode bereits zum Nachweis schwacher Signale, zur Bestimmung der Empfängerichtung und zur Ermittlung von Laufzeitunterschieden benutzt wird, wurden schon vor dem letzten Kriege vorgeschlagen und z.T. auch erprobt (8 - 12). Heute bestehen bereits zahlreiche Veröffentlichungen über dieses Gebiet (13 - 17), und es ist auch eine umfassende Darstellung der elektronischen Korrelationstechnik erschienen (18).

2. Korrelation von Messreihen und Impulsfolgen

Vergleich von Messreihen

Es sei zu prüfen, ob bei zwei Reihen von Messwerten x_n, y_n gewisse lineare Zusammenhänge zwischen je zwei zugeordneten Werten der beiden Reihen bestehen. Dabei empfiehlt sich zunächst eine Normierung, wobei der lineare Mittelwert jeder Reihe auf 0 und der quadratische Mittelwert auf 1 gebracht wird (Fig. 1). Als Mass für die festzustellende Korrelation eignet sich das mittlere Produkt aus je zwei zugeordneten Einzelwerten:

$$\phi_{xy} = \overline{xy} = 1 - \frac{1}{2} \Delta_{xy}^2$$

Dieser Kreuzkorrelationsfaktor erreicht naturgemäss den Maximalwert 1 bei Uebereinstimmung der zugeordneten Einzelwerte, und er nähert sich dem Wert 0, wenn die verglichenen Einzelwerte voneinander völlig unabhängig sind.

Interessante Aufschlüsse über die Beschaffenheit einer Messreihe ergeben sich, wenn die zu vergleichenden Werte unter Einhaltung eines bestimmten Intervalls aus der gleichen Reihe entnommen werden (Fig. 2). Man erhält so den Autokorrelationsfaktor, der allfällige Zusammenhänge zwischen Werten der gleichen Reihe anzeigt.

Anwendung bei Binärgittern

Von besonderem Interesse sind Impulsreihen, welche keine gegenseitige Korrelation aufweisen. In Fig. 3 sind z.B. 8 Binärreihen aus positiven und negativen Einheitsimpulsen dargestellt, deren Kreuzkorrelationsfaktoren verschwinden. Wenn die Impulse einer Einzelreihe gleichzeitig den beiden Eingängen einer produktbildenden Schaltung (Korrelator X) zugeführt werden, so erscheint am Ausgang der Korrelationsfaktor $\phi_{mn} = 1$. Bei Zuführung der aus zwei verschiedenen Reihen entnommenen Impulse erscheint dagegen der Korrelationsfaktor $\phi_{mn} = 0$. Man kann nun ein aus verschiedenen unkorrelierten Impulsfolgen zusammengesetztes Signal durch Produktbildung mit den in Betracht kommenden Modellreihen (Binärgitter) in mehreren Korrelatoren leicht analysieren um festzustellen, ob und mit welcher Amplitude a_n die einzelnen Urimpulsfolgen B_n vertreten sind. (Fig. 4). Einzelne Störimpulse mit der Amplitude r sind dabei von untergeordneter Bedeutung (Fig. 5), und die sichere Erkennung bestimmter Impulsreihen ist dabei u.a. auch möglich beim gleichzeitigen Auftreten einer störenden Zufalls-Impulsfolge B_r gleicher Amplitude (Fig. 6).

Solche Systeme ermöglichen eine ungestörte Übertragung z.B. in den Fällen, wo einzelne Signalelemente durch Unterbrechung oder Störimpulse vollständig verdeckt sind. Dabei ist keine Erhöhung der Kanalkapazität erforderlich, da die Zahl der möglichen unkorrelierten Reihen gerade mit der Zahl der Einzelelemente einer Reihe übereinstimmt (19).

3. Erkennung von periodischen Signalen

Demodulationsverfahren

Bei den üblichen Empfangs- und Demodulationsverfahren werden die amplitudenmodulierten Hochfrequenzsignale über ein entsprechend abgestimmtes Filter dem Gleichrichter zugeführt (Fig. 7, oben). Die sinngemässe Anwendung der Korrelationsmethode führt dagegen zur Synchrondemodulation, wobei das Produkt aus dem modulierten Hochfrequenzsignal x und einem unmodulierten Hilfssignal y gleicher Frequenz und Phase gebildet wird (Fig. 7, mitte). Zur Trennung der aus benachbarten Nebenfrequenzen entstandenen unerwünschten Modulationsprodukte dient hier ein einfaches Tiefpassfilter. In gewissen Fällen kann das Hilfssignal auch als modulierter oder unmodulierter Hochfrequenzträger vom gleichen Sender aus über einen getrennten Kanal übertragen werden (Fig. 7, unten).

Ausnutzung der Phaseninformation

Das empfangene Signal x kann gemäss Fig. 8 aus zahlreichen Komponenten aufgebaut sein, und es gelingt durch entsprechende Wahl der Hilfsspannungen mit getrennten Korrelatoren eine Selektion der Komponenten nach Frequenz und Phase. Mit jeder Trägerfrequenz lassen sich dabei 2 getrennte Modulationssignale übertragen. Wegen der zusätzlichen Erfassung der Phaseninformation ergibt diese Synchron-Demodulation also eine der Einseitenbandübertragung gleichwertige Ausnutzung der verfügbaren Frequenzbänder. Gleichzeitig wird aber insbesondere bei Anwendung der Phasentastung eine Verbesserung des Geräuschabstandes erzielt. In Fig. 9 ist die berechnete, bzw. gemessene Fehlerwahrscheinlichkeit in Funktion des Geräuschabstandes für verschiedene Demodulationsverfahren dargestellt (20, 21).

Erkennung von nichtsinusförmigen periodischen Signalen

Die interessierende Information liegt vielfach nicht in der veränderlichen Amplitude einer Sinusschwingung sondern in der Feinstruktur eines mit unveränderter Amplitude periodisch wiederholten Signals. Dieses Signal kann dabei durch unkorrelierte Störungen völlig verdeckt sein, so dass Aufschlüsse über den gleichbleibenden Verlauf einer Einzelperiode erst durch zweckmässige Analyse zahlreicher Perioden möglich werden. Ein periodisch wiederkehrender Momentanwert bestimmter Phasenlage lässt sich durch Produktbildung mit einer Impulsfolge gleicher Phase herausgreifen, wie dies in Fig. 10 am Beispiel einer Sägezahnspannung gezeigt ist. Die Wirkung der überlagerten unkorrelierten Störsignale wird durch die nachfolgende Mittelwertbildung weitgehend unterdrückt. Durch Phasenänderung der Impulsfolge oder gleichzeitige Korrelation mit verschiedenen Impulsfolgen wird so der ganze Verlauf des Nutzsymbols innerhalb einer Einzelperiode erkennbar. Eine solche Korrelationsanalyse wurde z.B. bei einer Sägezahnspannung durchgeführt, welche durch Rauschen wesentlich höherer Amplitude verdeckt war (Fig. 11). Die dabei aus je 14000 Einzelperioden gebildeten Korrelate sind in Fig. 12 dargestellt.

Fig. 13 zeigt die Anwendung des gleichen Verfahrens bei einem Radarimpuls, der einerseits im normalen Schirmbild und andererseits als Kreuzkorrelat aus 7000 gestörten Einzelimpulsen erkennbar ist. Das Korrelat zeigt eine erstaunliche Feinstruktur, obschon das Signal vor der Analyse durch zusätzliches Rauschen grösserer Amplitude bis zur völligen Unkenntlichkeit des normalen Schirmbildes verdeckt wurde (27).

Erkennung von periodischen Signalen durch Autokorrelation

Die mit zwei getrennten und entkoppelten Antennen empfangenen Nutzsymbole s_1 bzw. s_2 stimmen bei Gleichheit der Übertragungslaufzeiten überein, während die durch Empfängerrauschen verursachten Störsignale r_1 bzw. r_2 gegenüber den Nutzsymbolen wie auch untereinander nicht korreliert sind. Man kann also die beiden gestörten Empfangssymbole ($s_1 r_1$) bzw. ($s_2 r_2$) einem Korrelator zuführen, dessen Ausgangsgrösse bei hinreichender Beruhigung von Empfangsstörungen weitgehend befreit ist (Fig. 14):

$$\phi_{12} = \overline{(s_1 r_1)(s_2 r_2)} = \overline{s_1^2} + \overline{s_1(r_1+r_2)} + \overline{r_1 r_2} \approx \overline{s_1^2}$$

Zur experimentellen Bestätigung wurde dem Korrelator z.B. neben einer Sinusspannung je eine unkorrelierte Rauschspannung erheblich grösserer Amplitude zugeführt. Bei einem Geräuschabstand von -14 db ergaben diese Eingangssymbole nach Auswertung über 60000 Perioden die in Fig. 15 gezeigten Korrelate. Ein Abbild des Nutzsymbols wurde dabei erkennbar durch schrittweise zusätzliche Verzögerung des einen Eingangssymbols um die veränderliche Zeit τ . Bei abgeschaltetem Nutzsymbol lassen sich die durch Kreuzkorrelation der Rauschspannungen viel grösserer Amplitude verursachten Schwankungen erkennen, welche infolge zeitlicher Mittelung nun auf ein Minimum reduziert sind (4, 23).

4. Erkennung von unperiodischen Signalen

Kreuzkorrelation mit Modellsignal

Die Methode der Korrelationsanalyse lässt sich auch bei nichtperiodischen Nutzsymbolen anwenden, falls die den möglichen Nutzsymbolen entsprechenden Modellsymbole mit den in Betracht kommenden Ablaufzeitpunkten bekannt sind. Dabei wird wieder das jeweilige Nutzsymbol s , dem ein unkorreliertes Störsignal r erheblich grösserer Amplitude

Überlagert sein kann, dem Korrelator zugeführt, ferner auch das Modellsignal y , das dem erwarteten Nutzsignal entspricht (Fig. 16). Unter Verwendung mehrerer Korrelatoren mit entsprechenden Modellsignalen sind auch die mittleren Amplituden a_n mehrerer gleichzeitig auftretender Nutzsignale getrennt erkennbar (Fig. 17).

Von besonderem Interesse ist eine Anwendung dieses Verfahrens mit Nutzsignalen, die durch ungleiche zeitliche Verschiebung aus einem gemeinsamen Ursignal entstanden sind (Fig. 18). Das Korrelat aus zwei solchen Signalen verschwindet, wenn ihr Laufzeitunterschied genügend gross ist. Sie verhalten sich also bei der Korrelationsanalyse wie völlig unabhängige Signale. Zur getrennten Erkennung der jeweiligen Modulationszustände genügt ein einziges Modellsignal, welches dem Nutzsignal entspricht und welches den Korrelatoren mit ungleichen Laufzeiten zugeführt wird.

Der Betrieb mit unperiodischen Modellsignalen ermöglicht aber auch eine wirksame Unterdrückung der durch Mehrwegausbreitung verursachten Übertragungsstörungen. Ein bestimmtes unperiodisches Trägersignal wird dabei senderseitig durch die zu übertragenden Zeichen moduliert, so dass diese verhältnismässig langsam getasteten Zeichen durch empfangsseitige Korrelation mit dem gleichen Trägersignal wieder erkennbar werden. Die zeitliche Lage dieses Modellsignals wird dabei entsprechend der optimalen Übertragungslaufzeit eingestellt, so dass die mit anderer Laufzeit eintreffenden Empfangssignale ohne Einfluss auf das Korrelationsprodukt bleiben. Fig. 19 zeigt ein im RAKE-System für solche Zwecke benutztes Modellsignal (25, 26).

Anwendung der Autokorrelation beim Empfang von unperiodischen Signalen

Eine Anwendung der Korrelationsanalyse ist aber auch möglich, wenn der unperiodische und unmodulierte Träger nicht als Modellsignal zur Verfügung steht. Mit einer Anordnung nach Fig. 14 wird ein Autokorrelat gewonnen, das der jeweiligen mittleren Amplitude entspricht, und das somit auch bei stark verrauschten Nutzsignalen eine Erkennung der aufmodulierten, langsam getasteten Zeichen gestattet (8). Aus Fig. 20 ist ersichtlich, dass auch hier das unkorrelierte Empfangsrauschen im Gegensatz zu den Nutzsignalen ohne Einfluss auf das mittlere Korrelationsprodukt bleibt (30).

Die Anwendung der Autokorrelation bei der sog. Abstandsmodulation ist in Fig. 21 und 22 gezeigt. Ein nicht-periodisches Nutzsignal $s(t)$ wird sendeseitig in der Verzögerungsleitung Z um ein wählbares ganzzahliges Vielfaches von τ_0 verzögert und gemeinsam mit dem unverzögerten Signal übertragen (Fig. 21). Am Empfangsort erfolgt nochmalige Verzögerung um die gleiche Zeit, so dass am Eingang des Korrelators zwei um die gleiche Zeit $n \tau_0$ verzögerte Signalanteile auftreten, welche ein entsprechendes Korrelat ergeben (Fig. 22). Das Korrelat verschwindet bei ungleich eingestellten Laufzeiten. Die senderseitige Modulation kann also durch entsprechende Tastung der Laufzeit erfolgen. Das Übertragungs- und Empfangsrauschen ist auch hier von untergeordneter Bedeutung, weil die Rauschspannungen wegen der ungleichen Laufzeit am Eingang der Produktschaltung als unkorrelierte Signale erscheinen (26).

5. Selektionseigenschaften des Korrelators

Geräuschabstand bei Kreuzkorrelation

Es wurde bereits festgestellt, dass die durch Empfangsrauschen verursachte Störung bei ausreichender Beruhigung des Korrelationsproduktes vernachlässigbar klein wird. Die Zeitkonstante der Mittelwertbildung ist aber häufig im Hinblick auf den zu übertragenden Modulationsinhalt begrenzt, und wir interessieren uns nun für die Verhältnisse bei Berücksichtigung einer endlichen Bandbreite des Korrelator-Ausgangskreises.

Das durch Kreuzkorrelation nach Fig. 16 aus dem Empfangssignal $(s+r)$ und dem Modellsignal s zunächst gebildete Produkt $p_k = (s+r)s$ ist aus den Teilprodukten $p_S = s^2$ und $p_{SR} = sr$ zusammengesetzt. Die Leistungen dieser Teilprodukte verhalten sich wie die Nutzleistung S_e zur Störleistung R_e am Eingang des Empfängers mit der Bandbreite b_e . Auch die beiden unteren Seitenbänder dieser Produkte, welche für das Korrelat allein von Bedeutung sind, stehen im gleichen Leistungsverhältnis. Die Bandbreite b_k des Korrelator-Ausgangsfilters ist nun so bemessen, dass die Modulationsfrequenzen des Nutzsignals durchgelassen werden. Das Störspektrum des unteren Seitenbandes von p_{RS} ist dagegen zunächst über die ganze Breite b_e dieses Bandes gleichmässig verteilt, und die Störleistung wird somit durch das Ausgangsfilter im Verhältnis b_e/b_k reduziert. Nach diesen Überlegungen ergibt sich also durch die Ausgangsfilterung ein verbessertes Verhältnis von Nutz- zu Störleistung S_k/R_k am Ausgang des Korrelators:

$$q_k = S_k/R_k = (b_e/b_k) \cdot (S_e/R_e)$$

Abgesehen von systemabhängigen Konstanten würde das gleiche Ergebnis erreicht bei Reduktion der Empfängerbandbreite von b_e auf den durch die Modulation gegebenen Minimalwert b_k (4, 5, 27 - 33).

Der Kreuzkorrelator als Selektionskreis

Aus diesen Betrachtungen ist ersichtlich, dass der Kreuzkorrelator in bezug auf Unterdrückung des Empfangsrauschens gleichwertig ist wie ein schmalbandiger Eingangsselektionskreis. Das Korrelator-Tiefpassfilter ist aber bedeutend leichter zu realisieren als ein Hochfrequenz-Eingangsfilter entsprechender Bandbreite.

Es ist nun zu beachten, dass die Nutzsignale wie auch die entsprechenden Modellsignale durchaus nicht schmalbandig zu sein brauchen: auch bei veränderlicher Frequenz und bei nicht sinusförmigem oder nichtperiodischem Verlauf dieser Signale ergibt die Korrelationsanalyse bei tiefen Modulationsfrequenzen ein schmalbandiges Ausgangssignal,

-4-

und das Korrelations-Ausgangsfiler ermöglicht eine Verbesserung des Geräuschabstandes, die einem entsprechend schmalen Eingangsfiler gleichwertig ist.

Damit wird ein neuartiges Filtersystem erschlossen, das unter Verwendung von Modellsignalen interessante Uebertragungsmöglichkeiten mit nichtsinusförmigem oder unperiodischem Träger grösserer Bandbreite ergibt, und das u.a. auch zur Gewährleistung einer störstärkeren oder geheimen Uebertragung geeignet erscheint (34 - 36). Beim Betrieb solcher Systeme sind auch gegenseitige Ueberdeckungen verschiedener Nutzsingale ohne nennenswerte Störung möglich, wobei die empfangsseitige Trennung mit Hilfe der verschiedenen Modellsingale gewährleistet bleibt. Als Beispiel dieser Art sei die eingangs erläuterte Impulsübertragung nach der Binärgitter-Methode erwähnt.

Eine wichtige Voraussetzung zum einwandfreien Betrieb solcher Anlagen ist natürlich der genaue Gleichlauf des empfangsseitigen Modellsingals. Die heute verfügbaren Normalfrequenzsysteme und auch neuartige Methoden anderer Art ermöglichen jedenfalls eine einwandfreie Lösung dieses Problems.

Geräuschabstand bei Autokorrelation

Bei Anwendung der Autokorrelation nach Fig. 14 enthalten beide Empfangssingale $(s+r_1)$, bzw. $(s+r_2)$ Rauschspannungen r_1 , bzw. r_2 , die zueinander wie auch zum Nutzsingal s unkorreliert sind. Auch hier brauchen die Empfangssingale nicht sinusförmigen Verlauf zu haben. Im Gegensatz zur Kreuzkorrelation werden aber alle von beiden Empfängern gleichzeitig aufgenommenen Fremdstörungen wie die eigentlichen Nutzsingale verarbeitet, und die Einwirkung von Störseindern ist somit besonders zu beachten. Dieser Nachteil wird allerdings vermieden bei der oben erwähnten Abstandsmodulation.

Das veränderliche Produkt $p_a = (s+r_1) \cdot (s+r_2)$ ist nun aus vier Teilprodukten zusammengesetzt:

$$P_a = s^2 + sr_1 + sr_2 + r_1 r_2 = P_s + P_{SR1} + P_{SR2} + P_{R12}$$

Auch hier sind nur die unteren Seitenbänder von Bedeutung. Die Leistungen der Teilprodukte wie auch die Leistungen ihrer unteren Seitenbänder sind proportional zu den Leistungen S_e und R_{e1} , bzw. R_{e2} der an ihrer Bildung beteiligten Nutz- und Störsingale am Empfängereingang

$$S(s^2) = k S_e^2, \quad R(sr_1) = k S_e \cdot R_{e1}, \quad R(sr_2) = k S_e \cdot R_{e2},$$

$$R(r_1 r_2) = k R_{e1} R_{e2} = k R_e^2$$

Die beiden mittleren Glieder sind zu vernachlässigen, wenn die Rauschleistung R_e am Empfängereingang erheblich grösser ist als die Nutzleistung S_e .

Die Nutzleistung vor dem Ausgangsfiler des Korrelators verhält sich dann zur Störleistung am gleichen Ort wie S_e^2/R_e^2 . Durch das Ausgangsfiler wird wieder die Rauschleistung entsprechend dem Bandbreitverhältnis b_e/b_k reduziert, und man erhält als Verhältnis von Nutz- zu Rauschleistung des Autokorrelates

$$q_a = S_a/R_a = (b_e/b_k) \cdot (S_e/R_e)^2$$

Hier liegen die Verhältnisse also weniger günstig als bei der Kreuzkorrelation, und es muss bei starkem Empfangsrauschen mit entsprechend reduzierter Bandbreite des Ausgangsfilters gearbeitet werden, was nur bei gleichzeitiger Einschränkung der Modulationsfrequenzen zulässig ist.

Analoge Betrachtungen gelten bei jeweiliger Beschränkung der Korrelationsanalyse auf eine bestimmte Anzahl von Perioden des Nutzsingals. Das Bandbreitverhältnis (b_e/b_k) ist dabei durch die halbierte Zahl n der ausgewerteten Einzelperioden zu ersetzen.

In Fig. 23 ist der bei Autokorrelation und bei Kreuzkorrelation erzielte Geräuschabstand in Funktion des Geräuschabstandes am Empfängereingang dargestellt unter Annahme einer Auswertung von 60000 Perioden des Nutzsingals. Es ist ersichtlich, dass eine brauchbare Signalerkennung mit Autokorrelation noch bei einem Geräuschabstand von ca. -20 db und mit Kreuzkorrelation bei einem Geräuschabstand von ca. -40 db zu erwarten ist (4, 23, 27). Natürlich muss dieser Gewinn durch Einschränkung der Modulationsbandbreite erkauft werden. Dieses Opfer fällt aber in vielen Fällen nicht ins Gewicht, wo ein an sich nur geringer Informationsinhalt unter besonders erschwerten Verhältnissen möglichst sicher übertragen werden muss.

Aufbau des Korrelators

Beim Korrelator handelt es sich um eine elektronische Einrichtung, deren Ausgangsgrösse möglichst genau dem mittleren Produkt aus den beiden veränderlichen Eingangsgrössen entspricht (37 - 41). Eine direkte Produktbildung ist z.B. unter Ausnützung des Hall-Effektes möglich. Leider sind dabei gewisse Abweichungen gegenüber der einwandfreien Multiplikation praktisch kaum zu vermeiden. Bei höheren Frequenzen bereitet zudem die entsprechende Magnetfeld-Steuerung Schwierigkeiten. Verschiedene wattmetrische Systeme wie z.B. die Bolometerbrücke kommen häufig wegen zu grosser Zeitkonstante nicht in Betracht. Eine brauchbare Lösung ergibt sich vielfach durch Bildung der Summen- und Differenzquadrate aus den Eingangsgrössen x und y :

$$z = \overline{(x+y)^2} - \overline{(x-y)^2} = 4 xy$$

-5-

Die zur Quadrierung verwendeten Gleichrichterelemente müssen dabei allerdings sorgfältig ausgesucht werden. Auch mit Elektronenröhren sind recht günstige Resultate zu erzielen. Fig. 24 zeigt die mit zwei Pentoden erzielten Kennlinien, welche einen Aussteuerungsbereich beider Eingänge von annähernd 40 db ermöglichen (40). Eine bei schrittweiser Produktbildung vielfach angewandte Methode beruht auf Amplitudensteuerung einer Impulsfolge mit der ersten Eingangsgrösse und Breitesteuerung der gleichen Impulse durch die zweite Eingangsgrösse mit nachfolgender Integration der Impulsflächen.

7. Einfluss der Laufzeitunterschiede

Die gerade Autokorrelationsfunktion

Bisher wurde vorausgesetzt, dass die beiden Eingangsgrössen dem Korrelator ohne Laufzeitunterschied zugeführt werden, und es wurde auch angenommen, dass das Korrelat bei hinreichend grossem Laufzeitunterschied unperiodischer Eingangssignale verschwindet. In vielen Fällen ist jedoch mit relativ kleinen Laufzeitunterschieden zu rechnen, und der Einfluss dieser Abweichungen auf das Korrelat ist dann von erheblichem Interesse (9 - 12).

Das Nutzsignal $s(t)$ sei zunächst aus mehreren Komponenten mit der Amplitude a_m , Frequenz ω_m und Phase φ_m aufgebaut:

$$S(t) = \sum_{(m)} a_m \cos(\omega_m t - \varphi_m)$$

Bei einem Laufzeitunterschied τ der Korrelator-Eingangssignale $s(t)$ bzw. $s(t-\tau)$ entsteht bei Weglassung der durch das Ausgangsfilter unterdrückten Summenfrequenzen das Korrelat:

$$\phi(\tau) = \overline{s(t) \cdot s(t-\tau)} = \sum_{(m)} \frac{1}{2} a_m^2 \cos \omega_m \tau = \sum_{(m)} P_m \cos \omega_m \tau = \sum_{(m)} W_m$$

Dabei sind durch P_m die Scheinleistungsbeiträge und durch W_m die Wirkleistungsbeiträge der einzelnen Komponenten bezeichnet. Das vom Laufzeitunterschied τ abhängige Korrelat $\phi(\tau)$ entspricht also der aus frequenzgleichen Komponenten beider Eingangssignale gebildeten Wirkleistung. Diese ist naturgemäss ein Maximum bei Phasengleichheit der Eingangs-Zeitfunktionen, und sie verschwindet bei sehr grossem Laufzeitunterschied, wenn die Eingangsgrössen ein Zufallsspektrum mit ausreichend vielen Komponenten aufweisen. Der Uebergang auf ein kontinuierliches Amplitudenspektrum der Eingangsgrössen ergibt schliesslich das Korrelat

$$\phi(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} s(t) \cdot s(t-\tau) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} P(\omega) \cos(\omega \tau) d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} W(\omega) d\omega$$

Hier ist nun durch $P(\omega)$ die "spektrale Scheinleistungsdichte" und unter $W(\omega)$ die "Wirkleistungsdichte" der Eingangsgrössen zu verstehen. Diese an sich einleuchtende Aussage wurde erstmals von N. Wiener mathematisch begründet (1). - Durch Fourier-Umkehrung lässt sich auch die spektrale Leistungsdichte der Eingangsgrössen aus dem Korrelat bestimmen:

$$P(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(\tau) \cos(\omega \tau) d\tau$$

Die Autokorrelationsfunktion ist somit besonders geeignet zur Umschreibung dieser Eingangsgrössen ohne Berücksichtigung der Phaseninformation. Aus Fig. 25 sind einige Korrelationsfunktionen mit der zugeordneten spektralen Leistungsdichte ersichtlich. Das derart gebildete Korrelat stimmt für positive und negative Laufzeitunterschiede überein; man spricht deshalb zweckmässig von einer geraden Autokorrelationsfunktion.

Die ungerade Autokorrelationsfunktion

Das beschriebene Korrelat hat bei synchronen Eingangssignalen ($\tau = 0$) ein Maximum und ist deshalb zur genauen Kontrolle kleiner Laufzeitabweichungen nicht gut geeignet. Aus diesem Grund wurde ein auch schaltungstechnisch leicht realisierbares System gesucht, welches ein den kleinen Laufzeitunterschieden proportionales Korrelat ergibt (10, 12): Durch zusätzliche Phasendrehung aller Komponenten des einen Eingangssignals erhält dieses das veränderte Spektrum:

$$s^*(t) = \sum_{(m)} a_m \sin(\omega_m t - \varphi_m)$$

Jetzt entsteht durch Produktbildung aus $s(t)$ und $s^*(t-\tau)$ die neue ungerade Korrelationsfunktion:

$$\phi^*(\tau) = \overline{s(t) \cdot s^*(t-\tau)} = \sum_{(m)} P_m \sin(\omega_m \tau) = \sum_{(m)} B_m$$

-6-

Unter B_m sind nun die Blindleistungsbeiträge der frequenzgleichen Komponenten zu verstehen. Bei kontinuierlichem Amplitudenspektrum erhält man nun:

$$\phi^*(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} s(t) \cdot s^*(t - \tau) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} P(\omega) \sin(\omega \tau) d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} B(\omega) d\omega$$

Diese Funktion lässt kleine Laufzeitunterschiede nach Grösse und Vorzeichen leicht erkennen und ermöglicht somit einen genauen Abgleich bis zum Verschwinden. Die Fourier-Umkehrung ergibt in diesem Falle

$$P(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi^*(\tau) \sin(\omega \tau) d\tau$$

Beispiel einer Korrelationsfunktion

Es sei nun beispielsweise ein Nutzsignal $s(t)$ angenommen, das aus weissem Rauschen durch Tiefpassfilterung nach der Charakteristik

$$P(\omega) = P_0 e^{-a\omega}$$

entstanden ist. Zur Normierung wird $P_0 = a \pi$ gesetzt. Man erhält dann die in Fig. 26 dargestellten geraden, bzw. ungeraden Autokorrelationsfunktionen $\phi(\tau)$ bzw. $\phi^*(\tau)$:

$$\begin{aligned} \phi(\tau) &= \frac{P_0}{a\pi} \frac{1}{1+c^2} = \frac{1}{1+c^2} \\ \phi^*(\tau) &= \frac{P_0}{a\pi} \frac{c}{1+c^2} = \frac{c}{1+c^2} \end{aligned} \quad \left(c = \frac{\tau}{a} \right)$$

Diese Funktionen zeigen also einen Extremwert, bzw. einen Nulldurchgang bei verschwindender Abweichung der Laufzeiten, während sie gleichzeitig bei grösseren Laufzeitabweichungen dem Wert 0 zustreben.

8. Anwendungen der Autokorrelationsanalyse zur Kontrolle von Laufzeitunterschieden

Gerichteter Schwingungsempfang

Bei der in Fig. 27 gezeigten Empfangsanlage ist der Abstand d zwischen den Schwingungsempfängern so gross, dass nur die in Pfeilrichtung einfallenden Nutzsignale $s(t)$ beim Korrelator ohne merklichen Laufzeitunterschied eintreffen. Kleine Richtungsabweichungen ergeben bereits ein starkes Abfallen des Korrelates, z.B. nach Fig. 29. Durch Bewegung der Signalempfänger oder durch Einstellung einer zusätzlichen Verzögerungseinrichtung nach Fig. 28 lässt sich dabei das Maximum des Korrelates einstellen, wodurch gleichzeitig die Einfallsrichtung des Nutzsignales zu ermitteln ist (9).

Ein seitlich einfallendes Rauschsignal $r(t)$ wird mit dem Wegunterschied $d \cdot \sin \alpha$ empfangen (Fig. 27). Es bleibt ohne nennenswerten Einfluss auf das Korrelat, wenn die Autokorrelationsfunktion dieses Störsignals beim resultierenden Laufzeitunterschied bereits genügend klein ist. Dies ist z.B. für die noch zu erwähnende Anwendung bei der Radioastronomie von erheblicher Bedeutung.

Eine besonders genaue Kontrolle der Einfallsrichtung wird möglich bei Einführung einer zusätzlichen Phasendrehung zwischen den massgebenden Komponenten beider Empfangssignale, etwa mit einer Einrichtung nach Fig. 30. Die Ausgangsgrösse entspricht hier der ungeraden Autokorrelationsfunktion der Empfangssignale; d.h. sie lässt die durch kleine Abweichungen der Einfallsrichtung bedingten Wegunterschiede $d \cdot \sin \alpha$ leicht nach Grösse und Vorzeichen erkennen. Auch hier können die richtungsabhängigen Laufzeitunterschiede etwa nach Fig. 31 durch eine zusätzliche Laufzeit auf ein Minimum gebracht werden, deren Einstellung auch ohne bewegliche Schwingungsempfänger eine genaue Angabe der Einfallsrichtung ermöglicht. (10). Die mit einem derartigen Fehler festgestellte ungerade Korrelationsfunktion eines Geräusches ist aus Fig. 32 ersichtlich.

Entfernungskontrolle

Zur Bestimmung der Entfernung eines reflektierenden Objektes wird eine Schwingung mit ausreichend breitem Amplitudenspektrum ausgesandt und wiederempfangen. Die entfernungsabhängige äussere Laufzeit wird dann gemessen durch Bildung des Korrelationsproduktes aus dem so übertragenen Signal und einem künstlich verzögerten Signal (11, 42, 43). Bei der Einrichtung nach Fig. 33 zeigt das ungerade Korrelationsprodukt kleine Abweichungen zwischen der festzustellenden äusseren Laufzeit und der entsprechend einstellbaren inneren Laufzeit nach Grösse und Vorzeichen an, so dass genaue Übereinstimmung beider Laufzeiten leicht herbeizuführen ist. In ähnlicher Weise kann auch die Lage von reflektierenden Störstellen auf elektrischen Leitungen mit Hilfe von breitbandigen Kontrollsignalen festgestellt werden. - In Fig. 34 ist eine bei der Kontrolle von akustischen Laufzeitunterschieden festgestellte ungerade Korrelationsfunktion gezeigt.

Eine Anwendung der Korrelationsanalyse zur Beurteilung der verschiedenen Ausbreitungswege eines bestimmten Geräusches bei gleichzeitig auftretenden weiteren Geräuschen ist in Fig. 35 gezeigt (40).

Besondere Bedeutung erhielten die Anwendungen der Korrelationsmethode in der Radartechnik. Eine wesentliche Erhöhung der Empfindlichkeit bzw. der Reichweite und eine wirksame Unterdrückung störender Fremdsignale wird dabei erzielt. Durch mehrwöchige sorgfältige Auswertung der registrierten Signale mit Elektronenrechnern wurde so z.B. eine genaue Entfernungsmessung der Venus ermöglicht (44, 45).

Anwendungen mit Hochfrequenzsignalen begrenzter Bandbreite

Ein besonders günstiger Verlauf des Korrelates wird erzielt mit Signalen, deren Amplitudenspektrum einen grossen Bereich unter Einschluss der tiefsten Frequenzen umfasst, wobei die Leistungsdichte nach den höheren Frequenzen zu etwa entsprechend einer Glockenkurve abfällt. Die gerade Autokorrelationsfunktion hat dann nur ein stark ausgesprochenes Maximum z.B. entsprechend Fig. 26. Durch zusätzliche Filterung der Signale kann das Spektrum und damit der Verlauf der Korrelationsfunktion nötigenfalls korrigiert werden. Bei den meisten Anwendungen mit Hochfrequenzsignalen steht aber nur ein relativ schmaler Frequenzbereich unter Ausschluss der tieferen Frequenzen zur Verfügung. Die gerade Autokorrelationsfunktion weist in diesem Falle zunächst mehrere Maxima auf, und das dem Laufzeitunterschied $\tau = 0$ entsprechende Hauptmaxima lässt sich kaum mehr erkennen. Durch Überlagerung der zu vergleichenden Hochfrequenzsignale mit einer Hilfsfrequenz können in diesem Falle mit einer Einrichtung nach Fig. 36 zwei neue Signale gewonnen werden, welche je ein bei der Frequenz 0 beginnendes Frequenzband umfassen. Ein besonders günstiger Verlauf des Leistungsspektrums wird wieder durch zusätzliche Filterung erzielt. Man erhält so schliesslich ein Korrelat z mit dem angestrebten glockenförmigen Verlauf.

Anwendungen in der Radioastronomie

Obschon in der Radioastronomie besonders empfindliche und rauscharme Empfänger zur Anwendung kommen, sind noch weitere Massnahmen zur weitgehenden Eliminierung des Empfängerrauschens erforderlich. Ein bekanntes Verfahren besteht in der zusätzlichen Modulation des zu empfangenden Signals s mit einem periodischen Hilfssignal u nach Fig. 37. Diese Modulation erfolgt ohne zusätzliches Rauschen z.B. durch einen mechanisch betätigten Schalter, bzw. eine rotierende Blende in der Antennenzuleitung. Im Empfangsverstärker wird nun das Modulationsprodukt $u \cdot s$ wie auch das Empfängerrauschen r verstärkt und nachfolgend gleichgerichtet. Durch Korrelation mit dem Hilfssignal u entsteht daraus das Korrelat z , das unabhängig vom Empfängerrauschen der mittleren Leistung des Nutzsignals proportional ist. Noch zweckmässiger erscheint allerdings Einsatz einer Apparatur nach Fig. 30 mit 2 räumlich auseinanderliegenden Empfangsantennen. Die aus anderer Richtung einfallenden unerwünschten Fremdsignale ergeben bei genügendem Abstand der Antennen wegen ungleicher Laufzeit keinen nennenswerten Anteil an das Korrelat. Man erhält so eine zusätzliche Richtwirkung, welche mit einfachen Antennengebilden nicht ohne weiteres erzielbar wäre. - Fig. 38 zeigt den Verlauf des einem Doppelstern zugeordneten Korrelates bei veränderlichem Antennenabstand (46 - 51).

Die Verbesserung der Richtwirkung durch Anwendung der Korrelationsmethode mit zwei Antennen tritt allerdings zunächst nur in der Ebene der beiden Antennen in Erscheinung. Durch Einsatz von 3 Antennen nach Fig. 39 wird die Verbesserung aber auch in einer zweiten Dimension wirksam. Ein Modulationsprodukt aus den bei E_1 , bzw. E_2 empfangenen Signalen wird neben dem quadrierten Signal des weiteren Empfängers E_0 einem Korrelator zugeführt. Nur ein Nutzsignal, welches über die 3 Empfänger mit übereinstimmender Gesamtlaufzeit einfällt, ergibt dabei ein endliches Korrelat. Die Einfallerichtung des Nutzsignals kann dann aus den einstellbaren Zusatzlaufzeiten der Verzögerungsleitungen Z_1 und Z_2 ermittelt werden, während die aus anderer Richtung einfallenden Fremdsignale unwirksam bleiben.

Literaturverzeichnis

- (1) N. Wiener, "Generalized Harmonic Analysis", Acta Math. 55 (1930) 117 - 258
- (2) Y.W. Lee, T.P. Cheatham jr und J.B. Wiesner, "Application of Correlation-Analysis to the Detection of Periodic Signals in Noise" Proc. IRE 38 (1950) 1165 - 1171
- (3) Y.W. Lee und J.B. Wiesner, "Correlation Functions and Communications Applications", Electronics 23 (Juni 1950) 86 - 92
- (4) Y.W. Lee, T.P. Cheatham jr und J.B. Wiesner, "The Application of Correlation Functions in the Detection of Small Signals in Noise", Techn. Rep. Nr. 141, Res.Lab.Electron., M.I.T. Okt. 1949
- (5) R.M. Fano, "Signal-to-Noise Ratio in Correlation Detectors", Techn.Rep.Nr. 186, Res.Lab. Electron., M.I.T. Febr. 1951
- (6) F.A. Fischer, "Die mathematische Behandlung zufälliger Vorgänge in der Schwingungstechnik" (Zusammenfassender Bericht) Fernmeldet. Z.5 (1952) 151 - 158
- (7) W. Meyer-Eppler, "Korrelation und Autokorrelation in der Nachrichtentechnik" (Zusammenfassender Bericht), Archiv E. Uebertragung 7 (1953) 501 - 504, 531 - 536
- (8) G. Guanella, "Verfahren und Einrichtung zum ungestörten Empfang von Schwingungen geringer Amplitude", Schweiz. Pat. 220'876, angem. 10. Juli 1938, (DRP 903'707)
- (9) G. Guanella, "Verfahren und Einrichtung zur Bestimmung der Einfallsrichtung von Schwingungsvorgängen durch Vergleich ihrer totalen Laufzeiten", Schweiz. Pat. 198'570, angem. 1. Dez. 1936 (DRP 689'473, USA Pat. 2'166'991)
- (10) G. Guanella, "Verfahren und Einrichtung zur Bestimmung der Einfallsrichtung von Schwingungsvorgängen durch Vergleich ihrer totalen Laufzeiten", Schweiz. Pat. 198'569, angem. 1. Dez. 1936 (DRP 705'417, USA Pat. 2'166'991)
- (11) G. Guanella, "Verfahren und Einrichtung zum Nachweis und zur Messung der Entfernung von Reflexionsstellen", Schweiz. Pat. 220'877, angem. 26. Sept. 1938, (USA Pat. 2'253'975)
- (12) G. Guanella, "Einige Anwendungen der Korrelationsmethode beim Schwingungsempfang" Nachrichtentechn. Fachberichte (NTF) Band 3 - 1956 - Seite 22 - 27
- (13) R.M. Fano, "Communication in the Presence of Additive Gaussian Noise", Communication Theory, edited by W. Jackson, London 1953, Seite 169 - 182
- (14) W. Meyer-Eppler, "Exhaustion Methods of Selecting Signals from Noisy Backgrounds", Communication Theory, edited by W. Jackson, London 1953, Seite 183 - 194.
- (15) G. Brumm, "Ein elektronischer Korrelator" Diss. ETH 1954
- (16) F.H. Lange, "Korrelationsanalyse in der Nachrichtentechnik" sowie "Korrelations-Elektronik", Nachrichtentechnik 1956 Seite 8 - 13, 148 - 154, 315 - 319, 388 - 392; sowie 1958 Seite 3 - 16
- (17) F.L. Stumpers, "A Bibliography of Information Theory, Communication and Cybernetics" IRE-Trans. on Information Theory PGIT-2 (Nov. 1953) S. 12 + 17; Vol. IT-1 (Sept. 1955) S. 31-47; Vol. IT-3 (Juni 1957) S. 150 + 166; Vol. IT-6 (März 1960) Seite 30 + 31
- (18) F.H. Lange, "Korrelationselektronik" (343 Seiten) VEB Verlag Technik Berlin, 1959
- (19) Kramer and Mathew, "Binargitters" IRE-Trans. IT-2 Nr. 3 Sept. 1956 Seite 41
- (20) G.F. Montgomery, "A Comparison of Amplitude and Angle Modulation for Narrow-Band Communication of Binary-Coded Messages in Fluctuation Noise" Proc. IRE Vol. 42 (Febr. 1950, Seite 447 - 451
- (21) H.J. Held, "Fehlersicherheit binärer Uebertragungen bei verschiedenen Modulationsarten" Nachrichtentechn. Zeitschrift 1958, Heft 6, S. 286-292
- (22) John B. Thomas und Thomas R. Williams, "On the Detection of Signals in Non-stationary Noise by Products Arrays" The Journal of Acoust. Soc. of America Vol. 31 Nr. 4 S. 453-462
- (23) V.W.Lee und T.P.Cheatham, J.B. Wiesner, "Application of Correlation Analysis to the Detector of Periodic Signals in Noise" Proc. IRE Vol. 38, Okt. 1950, S. 1165-1171

- (24) "Signalerkennung in nichtstationären Geräuschen durch Korrelation" A.I.E.E. Transactions Communications and Electronics, Nov. 1959, Seite 678 - 682
- (25) R.Price and P.E. Green, "A Communication Technique for Multipath Channels", Proc. IRE Vol. 46 März 1958, Seite 555 - 570
- (26) Robert Price, "Optimum Detection of Random Signals in Noise, with Application to Scatter-Multipath Communication" IRE-Trans. on Information Theory, Vol. IT-2, (Dez. 1956,) Nr. 4/5, S. 125-130
- (27) Y.W.Lee, "Application of Statistical Methods to Communication Problems" Techn. Rep. Nr. 181, Res.Lab.Electron. M.I.T., Sept. 1950
- (28) R.A. Smith, "The Relative Advantages of Coherent and Incoherent Detectors: A Study of their Output Noise Spectra under Various Conditions" Journ. Inst.El.Eng. Vol. 98, 1951, III/S. 401-407
- (29) D.E. Hampton, "A Theoretical Comparison between Auto-correlation and Square-Law Types of Detectors", Communication Theory, edited by W. Jackson, London 1953, Seite 163-168
- (30) D.G. Tucker, "Signal-Noise Performance of Multiplex and Additional Type of Detector" Proc. IRE Vol. 102, Part C, 1955, Seite 180-198
- (31) K.S. Miller and R.I. Bernstein, "An Analysis of Coherent Integration and its Application to Signal Detection", IRE-Trans. on Information Theory, Vol.IT-3 (Dez. 1957), Nr. 4, Seite 237-238
- (32) P.E. Green, "The Output Signal-to-Noise Ratio of Correlation Detectors", IRE-Trans. on Information Theory, Vol. IT-3 (March 1957), Nr. 1, Seite 10 und 18
- (33) Harold B. Raemer und Allan B. Reich, "Correlation Devices Detect Weak Signals" electronics Vol. 32, Nr. 21, 22. Mai 1959, Seite 58-60
- (34) Thomas G. Slattery, "The Detection of a Sine Wave in the Presence of Noise by the Use of a Nonlinear Filter", Proc. IRE, Vol. 40, Okt. 1952, Nr. 10, Seite 1232-1236 und Vol. 42, July 1954, Nr. 7, Seite 182
- (35) L.A. Zadeh und J.R. Ragazzini "Optimum Filter for the Detection of Signal in Noise" Proc. IRE, Vol. 40, Okt. 1952, Seite 1223-1231
- (36) Matched Filter Issue, IRE-Trans. on Information Theory, Vol. IT-6 (Juni 1960), Nr. 3, Seite 310-415
- (37) R.M. Page, A. Brodzinsky, R.R. Zirm, "A Microwave Correlation", Proc. IRE, Jan. 1953, Seite 128-131
- (38) R.H. Wilcox "A Simple Microwave Correlator", Proc. IRE, Vol. 42, Okt. 1954, Nr. 10, Seite 1512-1515
- (39) Joseph A. Miller, Aaron S. Soltes, Ronald F. Scott "Wide-Band Analog Function Multiplier" Electronics Febr. 1955, Vol. 28, Nr. 2, Seite 160-163
- (40) K.W. Goff, "Elektrischer Analog-Korrelator für akustische Messungen", Journ.of the Acoust.Soc.of America, März 1955, Seite 223-246
- (41) W. Schneider, "Ein Multiplikator nach dem Zwei-Parabel-Verfahren", Telefunken-Zeitung, Jg. 30, 30. Juni 1957, Heft 116
- (42) R. Bourret, "A Proposed Technique for the Improvement of Range Determination with Noise-Radar" Proc. IRE 1957, Nr. 12, Seite 1744 und Proc. IRE 1958, Nr. 10, Seite 1757
- (43) F. Klempfner, "Anwendung der Korrelationsmethode in der Radartechnik" Nachrichtentechnik Heft 11/1959, Seite 507-511
- (44) R. Price, P.E. Green, T.J. Goblick, R.H. Kingston, L.G.Kraft, G.H. Pettengill, R.Silver, W.B.Smith "Radar-Echoes from Venus", Science Vol. 129, Nr. 3351, 20. März 1959, Seite 751-753
- (45) "Radarpeilung der Venus mit Kreuzkorrelation" Electr. Engineering, Juni 1959, Seite 715-717
- (46) R. Hanbury Brown and R.Q. Twiss "A New Type of Interferometer for Use in Radio Astronomy" Philosoph. Magazine 45/1954, Seite 663-682
- (47) S.J. Goldstein, "A Comparison of two Radiometer Circuits", Proc. IRE Vol. 43, Nov. 1955, Seite 1663-1666
- (48) R.C. Jennison and M.K. Das Gupta, "The Measurement of the Angular Diameter of Two Intense Radio Sources", Philisoph.Magazine 1, 1956, Seite 55 und 65
- (49) Roger Manasse, "Maximum Angular Accuracy of Tracking a Radio Star by Lobe Comparison" IRE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP 8, (Jan. 1960) Nr. 1, Seite 50-56

-10-

- (50) J.L. Steinberg u. J. Lequeux, "Radioastronomie" Dunod, Paris 1960
- (51) Melvin J. Jacobson, "Analysis of a Multiple Receiver Correlation System"
The Journ. of Acoust. Soc. of America, Vol. 29, Nr. 12, Dez. 1957, Seite 1343-1347

Figurenverzeichnis

- Fig. 1: Kreuzkorrelation von 2 Messreihen
- $$\begin{aligned} x_m &= \text{Impulse der ersten Messreihe} \\ y_m &= \text{Impulse der zweiten Messreihe} \\ \frac{\phi_{xy}}{\Delta m^2} &= \frac{xy}{(y_m - x_m)^2} = 2(1 - \phi_{xy}) \end{aligned}$$
- Fig. 2: Autokorrelation einer Messreihe
- $$\begin{aligned} x_m &= \text{Impulse der Messreihe} \\ y_m &= x_{m-k} = \text{Vergleichsimpulse der gleichen Messreihe} \\ \phi_{xy} &= \phi(k) = \text{Autokorrelationsfaktor} \end{aligned}$$
- Fig. 3: Unkorrelierte Impulsfolgen
- $$\begin{aligned} B_m, B_n &= \text{unkorrelierte Folgen von Einheitsimpulsen} \\ X &= \text{Korrelator} \end{aligned}$$
- Fig. 4: Analyse einer zusammengesetzten Impulsfolge
- $$\begin{aligned} B_m, B_n &= \text{unkorrelierte Ur-Impulsfolgen (Binärgitter)} \\ a_n &= \text{Amplitude der im Empfangssignal auftretenden Folge } B_n \end{aligned}$$
- Fig. 5: Einfluss von Störimpulsen
- $$\begin{aligned} a_{Bm} &= \text{Nutzsignal mit Amplitude } a \\ r_{Bo} &= \text{Störimpuls mit Amplitude } r \\ N &= \text{Impulszahl des Nutzsignals} \end{aligned}$$
- Fig. 6: Einfluss einer störenden Impulsfolge
- $$\begin{aligned} a_{Bm} &= \text{Nutzimpulsfolge mit Amplitude } a \\ r_{Br} &= \text{störende Zufalls-Impulsfolge mit Amplitude } r \\ N &= \text{Impulszahl einer Impulsfolge} \end{aligned}$$
- Fig. 7: Demodulationsverfahren
- $$\begin{aligned} \text{oben} &= \text{Filterung mit nachfolgender Gleichrichtung} \\ \text{mitte} &= \text{Synchrondemodulation durch Kreuzkorrelation} \\ &\quad \text{des Empfangssignals } x \text{ mit Modellsignal } y. \\ \text{unten} &= \text{Synchrondemodulation durch Korrelation der} \\ &\quad \text{über 2 getrennte Kanäle übertragenen Nutz-} \\ &\quad \text{signale } x. \end{aligned}$$
- Fig. 8: Synchrondemodulation eines aus mehreren Komponenten aufgebauten Signals
- $$\begin{aligned} x &= \text{aus mehreren Komponenten aufgebautes Empfangssignal} \\ \omega_c &= \text{Kreisfrequenz einer Komponente} \\ a, b_{\mu} &= \text{Amplituden von zwei frequenzgleichen Komponenten mit} \\ &\quad \text{Phasenunterschied von } 90^\circ \\ y_1, y_2 &= \text{Demodulations-Hilfssignale} \end{aligned}$$
- Fig. 9: Fehlerwahrscheinlichkeit verschiedener Demodulationsverfahren
- $$\begin{aligned} \text{Abszisse} &= \text{Geräuschabstand des Empfangssignals in db} \\ \text{Ordinate} &= \text{Fehlerwahrscheinlichkeit} \\ \text{Diagramme} &= \text{berechnete Werte} \\ \text{Einzelpunkte} &= \text{gemessene Werte} \\ \text{von oben nach} & \\ \text{unten} &= \begin{aligned} &\text{a) Frequenzumtastung, Einhüllendendemodulation} \\ &\text{b) Amplitudentastung, Einhüllendendemodulation} \\ &\text{c) Frequenz- oder Amplitudentastung, Synchrondemodulation} \\ &\text{d) Phasenumtastung mit Synchrondemodulation} \end{aligned} \end{aligned}$$

-12-

- Fig. 10: Erkennung der Feinstruktur eines periodischen Signals
- $s_1(t)$ = Nutzsignal
 $s_0(t)$ = Demodulations-Hilfssignal
 τ = Zeitliche Lage des festzustellenden Momentanwertes
 $\phi_{12}(\tau)$ = Korrelationsprodukt aus $s_1(t)$ und $s_0(t)$
 = Momentanwert innerhalb einer Einzelperiode im Zeitpunkt τ .
- Fig. 11 und 12: Korrelationsanalyse einer verrauschten Sägezahnspannung
- 11a = Nutzsignal (Sägezahnspannung)
 11b = Störsignal (Rauschspannung)
 11c = Summensignal
 12b = { aus Summensignal gebildete Korrelate
 in Abhängigkeit von Phasenlage des
 Demodulations-Hilfssignals (Auswertung
 von je 14'000 Einzelperioden)
 12c = entsprechendes Nutzsignal
- Fig. 13: Korrelationsanalyse von Radarimpulsen
- a = Schirmbild des ungestörten Impulses
 b = Kreuzkorrelat aus 7000 bis zur völligen Unkenntlichkeit des normalen Schirmbildes gestörter Einzelimpulse
- Fig. 14: Erkennung von periodischen Signalen durch Autokorrelation
- E_1, E_2 = Empfangsantennen
 s = Nutzsignal
 r_1, r_2 = unkorrelierte Störsignale (Rauschen)
 τ = Laufzeitunterschied der beiden Empfangs-Nutzsignale ≈ 0
 ϕ_{12} = $\phi(\tau = 0)$
- Fig. 15: Autokorrelate aus einer gestörten Sinusspannung
- links = Korrelate ohne Nutzsignal
 rechts = Korrelate mit Nutzsignal
 τ = zusätzliche Verzögerung eines Eingangssignals
 Geräuschabstand = -14db
 Zahl der jeweils ausgewerteten Perioden = 60'000
- Fig. 16: Erkennung eines unperiodischen Nutzsignals durch Korrelation
- s = Nutzsignal, bzw. Modellsignal
 r = Störsignal
- Fig. 17: Erkennung mehrerer unperiodischer Nutzsignale
- $a_1 s_1, a_2 s_2$ = Nutzsignale mit Amplituden a_1, a_2, \dots
 s_1, s_2 = Modellsignale
- Fig. 18: Erkennung von Laufzeitunterschieden unperiodischer Nutzsignale
- $s_0(t)$ = Ursignal
 $a_n s_0(t - \tau_n)$ = Nutzsignal mit Amplitude a_n und Verzögerung τ_n
 $s_0(t - \tau_n)$ = Modellsignal mit Verzögerung τ_n
- Fig. 19: Trägersignal des RAKE-Systems
- Dieses Signal wird seiderseitig mit den zu Übertragenden langsam getasteten Zeichen moduliert. Es dient gleichzeitig als Modellsignal zur empfangsseitigen Korrelationsanalyse. Die aus den Pfeilen erkennbare Länge einer Gesamtperiode ist gross gegenüber den auftretenden Laufzeitunterschieden.
- Fig. 20: Wirkung der Gleichrichtung und der Autokorrelation beim Empfang von unperiodischen verrauschten Signalen
- a) gleichgerichtete unperiodische Signale
 b) do. mit gedrückter Zeitskala
 c) Produkt aus unkorrelierten Störsignalen bei fehlendem Nutzsignal (Mittelwert = 0)
 d) Produkt aus Nutzsignalen (Mittelwert > 0)

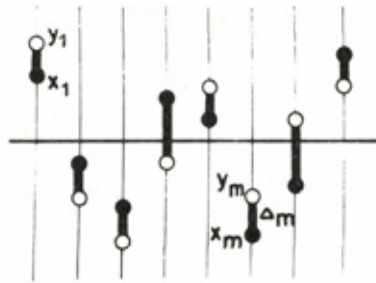
-13-

- Fig. 21: Abstandsmodulation, Senderseite
 Z = Verzögerungsleitung
 $n \cdot \tau_0$ = einstellbare Laufzeit von Z
- Fig. 22: Abstandsmodulation, Empfängerseite
 bei wechselnder Laufzeit $n \cdot \tau_0$ kommt eine entsprechende Zahl von getrennten Korrelatoren zur Anwendung, welche mit verschiedenen Abgriffen der Verzögerungsleitung verbunden sind.
- Fig. 23: Geräuschabstand bei Auto- und Kreuzkorrelation
 $n = 60'000$ = Zahl der ausgewerteten Perioden des Nutzsignals
 Abszisse = Geräuschabstand des Eingangssignales in db
 Ordinate = Geräuschabstand des Korrelates in db
- Fig. 24: Produktbildung mit Pentoden
 Abszisse = Eingangsgrößen in db
 Ordinate = Ausgangsgröße in db
 "Squaring" = Charakteristik der Ausgangsgröße bei Uebereinstimmung beider Eingangsgrößen (0 = gemessene Werte)
- Fig. 25: Korrelationsfunktionen und spektrale Leistungsdichte
 links = Beispiele von Korrelationsfunktionen
 rechts = zugehöriger Verlauf der spektralen Leistungsdichte
- Fig. 26: Beispiel einer Korrelationsfunktion
 $P(\omega) = P_0 e^{-a\omega}$ = Spektrale Leistungsdichte der Eingangssignale
 Normierung: $\frac{P_0}{a\pi} = 1$
 $\phi(\tau) = \frac{a^2}{a^2 + \tau^2}$ = gerade Autokorrelationsfunktion
 $\phi^*(\tau) = \frac{a\tau}{a^2 + \tau^2}$ = ungerade Autokorrelationsfunktion
- Fig. 27: Einrichtung zum gerichteten Schwingungsempfang
 $s(t)$ = Nutzsignal
 $r(t)$ = Störsignal
 E_1, E_2 = Schwingungsempfänger
 x_1, x_2 = Empfangssignale
 τ = Laufzeitunterschied der Nutzsignale
- Fig. 28: Ausgleich der Laufzeitunterschiede durch eine einstellbare zusätzliche Verzögerung
 $s_1(t)$ = erstes Empfangssignal
 $s_2(t) = s_1(t + \tau_1)$ = zweites Empfangssignal
 τ_1 = Laufzeitunterschied der Empfangssignale
 τ = einstellbare Laufzeit
- Fig. 29: Gerade Autokorrelationsfunktion eines akustischen Schwingungsvorganges bei Bestimmung der Einfallsrichtung (Aufgenommen im Jahre 1939)
- Fig. 30: Peilsystem mit zusätzlicher Phasendrehung zur Gewinnung einer ungeraden Autokorrelationsfunktion.
- Fig. 31: Einrichtung mit einstellbarer innerer Laufzeit und zusätzlicher Phasendrehung

- 14 -

- Fig. 32: Ungerade Autokorrelationsfunktion eines Motorengeräusches
 Δd = Unterschied der Laufwege
 τ = resultierender Laufzeitunterschied
 $\Delta \gamma$ = Richtungsabweichung bei Basisabstand von 160 cm
- Fig. 33: Einrichtung zur Entfernungsmessung
 S = Sendestelle
 R = Reflexionsstelle
 E = Empfangsstelle
 $s(t)$ = breitbandiges Nutzsignal
 τ_1 = äussere Verzögerungszeit
 τ_2 = innere Verzögerungszeit
 $\tau = \tau_2 - \tau_1$ = Laufzeitunterschied
- Fig. 34: Ungerade Autokorrelationsfunktion eines akustischen Schwingungsvorganges bei Kontrolle von Laufzeitunterschieden. (Aufgenommen im Jahre 1939)
- Fig. 35: Beurteilung verschiedener Geräusch-Ausbreitungswege durch Korrelationsanalyse
 $A \dots I$ = verschiedene gleichzeitig wirkende Geräuschquellen
 E = Quelle des untersuchten Geräusches
 $Mike$ = Mikrophone
 τ_1, τ_2, τ_3 = Laufzeiten der Uebertragungswege des untersuchten Geräusches
- Fig. 36: Korrelationsanalyse von schmalbandigen Hochfrequenzsignalen
 M_1, M_2 = Empfangsüberlagerer
 x, y = schmalbandige Empfangssignale
- Fig. 37: Empfangseinrichtung für radioastronomische Messungen
 s = zu empfangendes Nutzsignal
 u = periodisches Niederfrequenzsignal
 r = Rauschsignal des Empfangsverstärkers
 z = ungestörtes Korrelat
- Fig. 38: Korrelat eines Doppelsterns
 Abszisse = Abstand der Empfangsantennen in Wellenlängen
 Ordinate = Korrelationsprodukt
- Fig. 39: Korrelations-Empfangsanlage mit erhöhter Richtwirkung
 E_0, E_1, E_2 = Empfangsantennen
 Z_1, Z_2 = einstellbare Verzögerungseinrichtungen
 D = Gleichrichter zur Bildung des Eigenproduktes
 M = Produktschaltung
 $s(t)$ = Nutzsignal beim Empfänger E_0
 τ_1, τ_2 = Laufzeitabweichungen der Empfangssignale bei E_1, E_2 .

G. Guanella

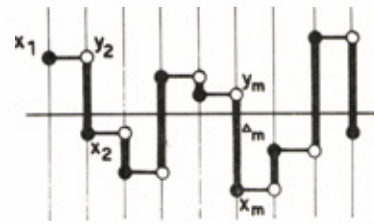


$$\bar{x} = \bar{y} = 0$$

$$\overline{x^2} = \overline{y^2} = 1$$

$$\overline{xy} = \phi_{xy}$$

1

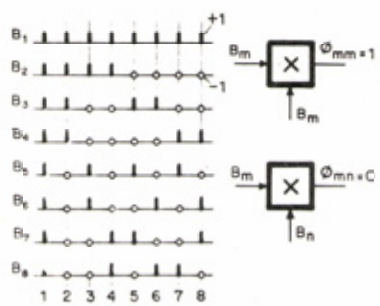


$$\bar{x} = 0$$

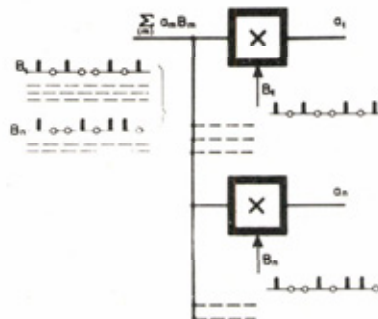
$$\overline{x^2} = 1$$

$$\overline{xy} = \phi_{xy}$$

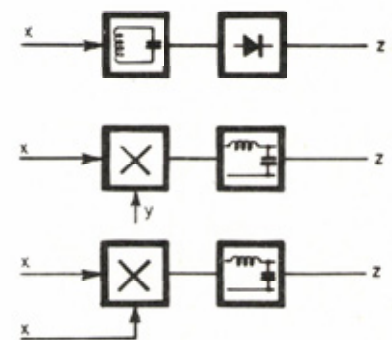
2



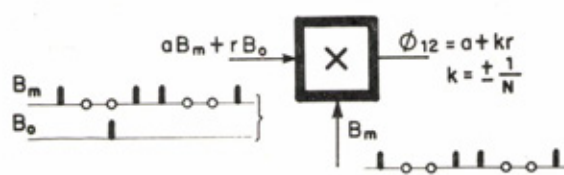
3



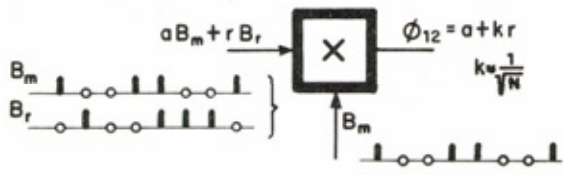
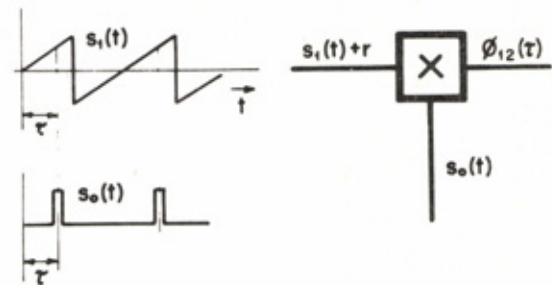
4



7

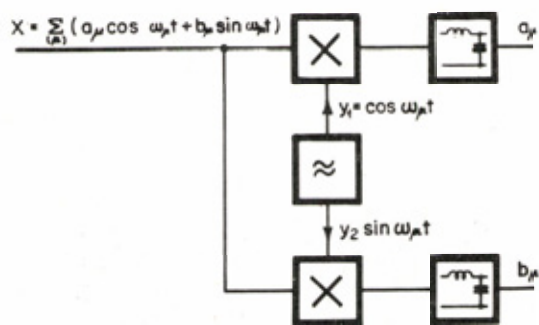


5

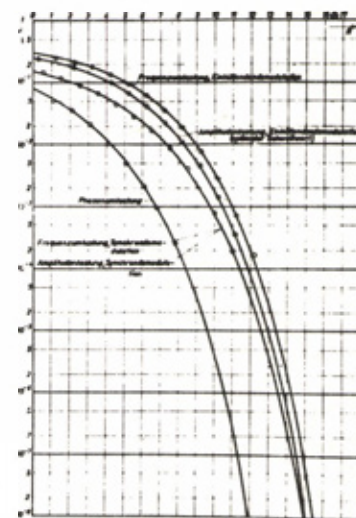


6

10

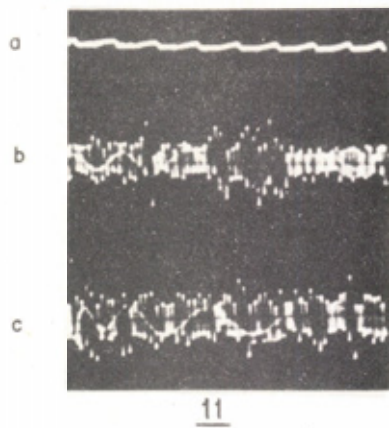


8

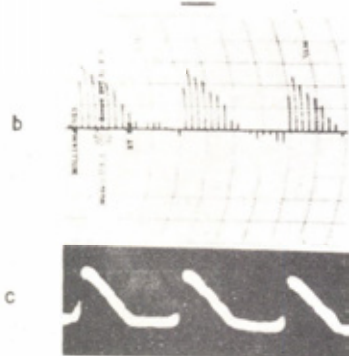


9

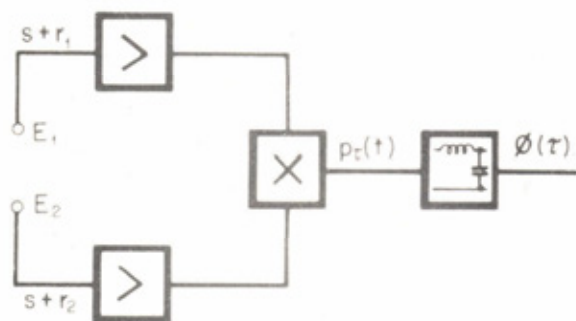
-16-



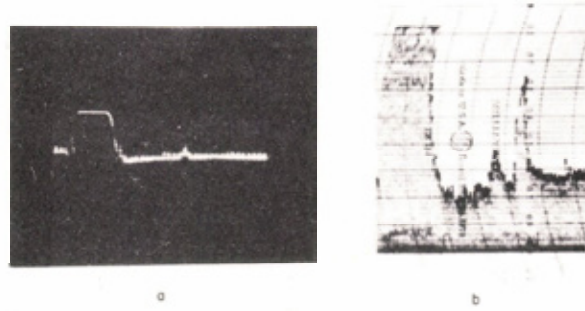
11



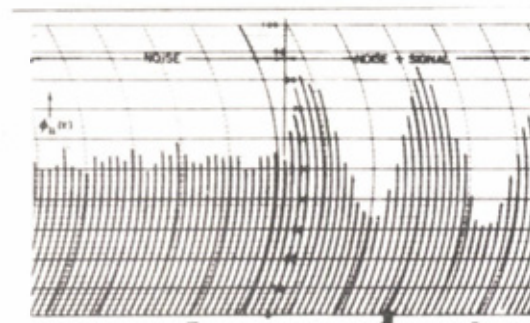
12



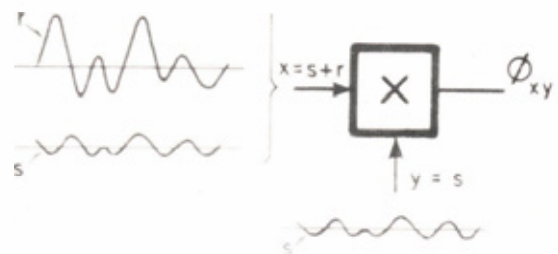
14



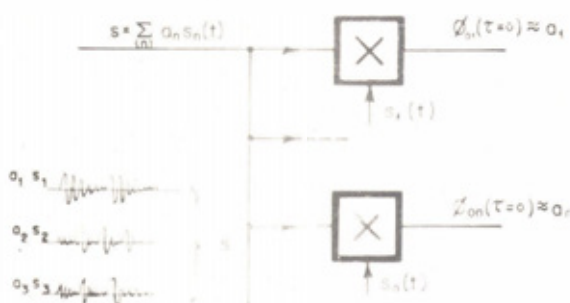
13



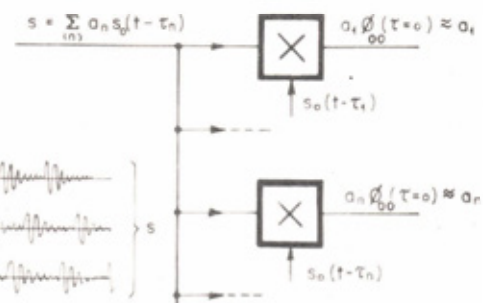
15



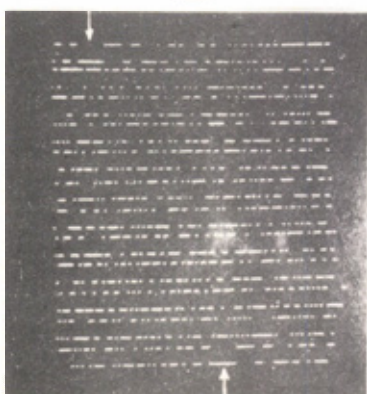
16



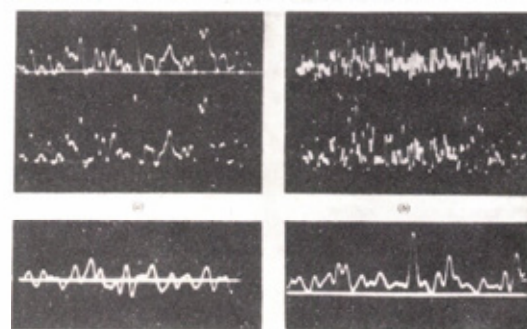
17



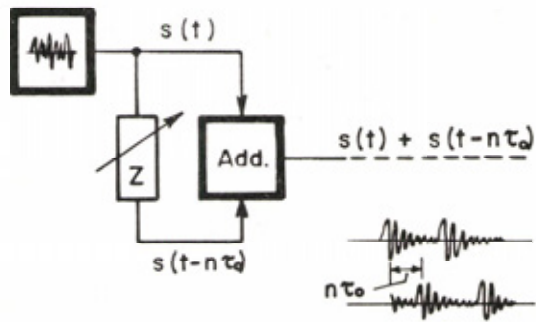
18



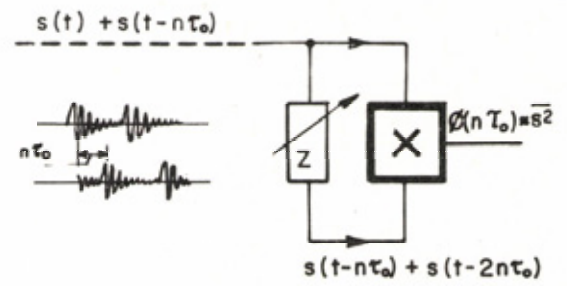
19



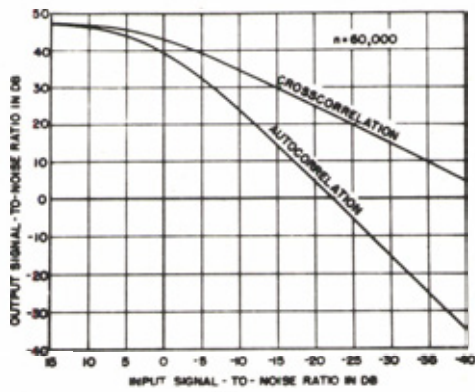
20



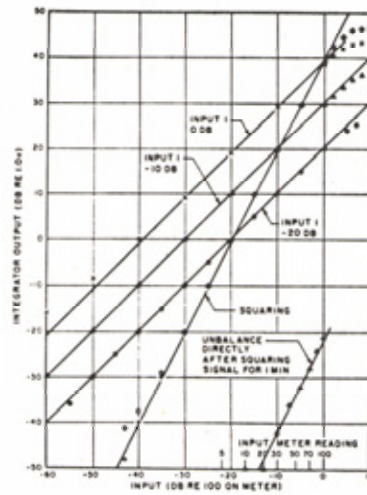
21



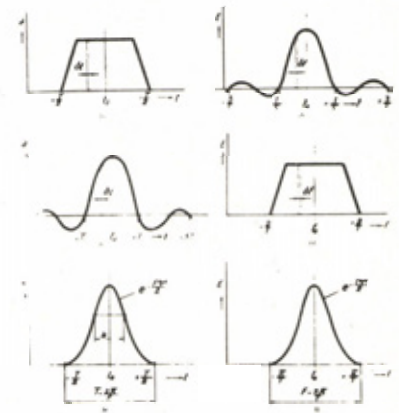
22



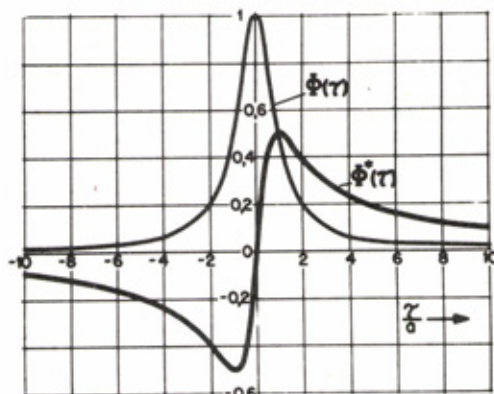
23



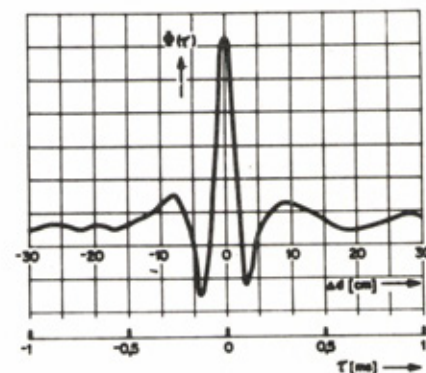
24



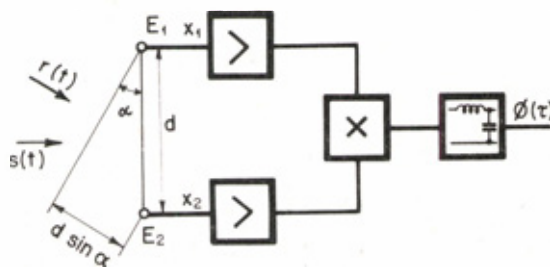
25



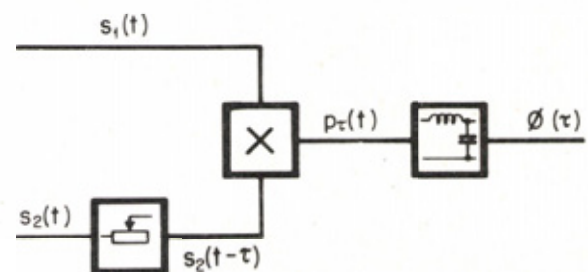
26



29



27



28

