

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND

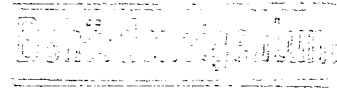


DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑪ **DE 37 33 966 A 1**

⑳ Aktenzeichen: P 37 33 966.4
㉑ Anmeldetag: 8. 10. 87
㉒ Offenlegungstag: 20. 4. 89

⑤ Int. Cl. 4:
H04B 1/10
H 03 H 17/06
H 03 D 1/00
G 04 C 13/03
// H04B 1/26



DE 37 33 966 A 1

⑦① Anmelder:
Bellmann, Ulrich, Dipl.-Ing., 6108 Weiterstadt, DE;
Hilberg, Wolfgang, Dr.-Ing., 6101 Groß-Biebräu, DE

⑦② Erfinder:
gleich Anmelder

⑤④ Anordnung zum Empfang stark gestörter Signale des Senders DCF-77

Beim Empfang von Signalen des Senders DCF-77 wird ein schmales Filterband und eine hohe Güte des Filters bzw. eine hohe Selektivität gefordert. Diese Forderungen lassen sich durch Verwendung einer Anordnung erfüllen, die in Analogie zu einem speziellen Spektrumanalysator arbeitet und bei der eine einzige Spektrallinie herausgehoben wird.

DE 37 33 966 A 1

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung hat die Aufgabe, das DCF-Signal schmalbandig zu filtern. Sie kann in Analogie zu einer speziellen Spektrumanalyse nach dem Prinzip der DFT gesehen werden, bei der eine einzige Spektrallinie herausgehoben wird, womit im Gegensatz zu herkömmlichen Filteranordnungen eine ideale Anpassung an die Modulation des Senders DCF-77 möglich wird.

Bisher bekannt sind entweder Empfänger mit hochselektiven Eingangskreisen, (die sogenannte Audionfunkuhr [1]) oder gewöhnliche Antennenschwingkreise mit nachgeschalteten Filtern [2, 3].

Ausgehend von diesem Stand der Technik wird in der vorliegenden Erfindung auf dem Gebiet der Funkuhren eine bisher nicht bekannte Anordnung vorgeschlagen.

Die Anordnung zeichnet sich durch eine sehr weitgehende Unterdrückung störender Frequenzanteile in dem dem DCF-Signal benachbarten Frequenzbereich aus, wie sie bisher wegen der Modulationsverschleifungen durch die Filter sehr hoher Güte (z. B. Filter 2. Ordnung) nicht möglich war.

Die gestellte Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß das von der Antenne empfangene Gesamtsignal ungefiltert oder nach einer schwachen Vorfilterung einem A/D-Wandler zugeführt wird, (siehe Bild 1) in dem digitalisierte Abtastwerte entstehen, daß die digitalisierten Abtastwerte nach einer Verzweigung zugleich zwei Multiplizierern zugeführt werden, in denen im ersten Zweig eine Multiplikation mit diskreten Sinusfunktionswerten und im zweiten Zweig eine Multiplikation mit diskreten Cosinusfunktionswerten durchgeführt wird, daß die jeweiligen Ergebnisse in gleicher Weise in festgelegten Zeiträumen (a bis b innerhalb einer Sekunde) in einer Summationsschaltung aufaddiert werden, daß danach einmal pro Sekunde der Summenwert in jeder Verzweigung in einem Quadrierer quadriert wird und daß schließlich die Ergebnisse addiert werden.

Durch eine bestimmte Wahl des Summationsbereiches (siehe Bild 3 Bereich $a-b$) kann eine extrem hohe Filtergüte von etwa 50 000 eingestellt werden.

Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß zur Unterscheidung einer kurzen (100 ms) Absenkung von der langen (200 ms) Absenkung nicht, wie bisher stets angenommen, der Signalverlauf der Modulation notwendigerweise reproduziert werden muß; vielmehr kann in einem bestimmten Intervall, in dem sich beide Signalarten voneinander unterscheiden (Beginn: ab der 100 ms; Ende: vor Beginn der neuen Absenkung der nächsten Sekunde) nach der Signalleistung des Trägers gesucht werden. Durch Summation über einen festgelegten Zeitraum kann die zugehörige Energie ermittelt werden, die vom Sender abgestrahlt wurde. Dieses Energiequantum ist ein direktes Maß für die Art der Absenkung (kurz oder lang) und damit für die enthaltene binäre Information.

Der Erfindung liegt in diesem Sinne die Aufgabe zugrunde, bei unterschiedlichen und darunter auch sehr schlechten Empfangsverhältnissen ein für die Auswertung des Zeitsignals ausreichendes und wenig gestörtes Maß für die Signalenergie des Senders DCF-77 im Empfänger zu erzeugen.

Bei herkömmlichen Filtern derart hoher Güte ist stets eine extreme Modulationsverschleifung zu beobachten, so daß eine sichere Signalerkennung nicht mehr möglich ist. Weil man aber bisher stets an der Ermittlung des Signalverlaufes interessiert war, ist bisher keine Anordnung zur Spektrumanalyse benutzt worden. Man weiß, daß sie im allgemeinen nicht zur Modulationserkennung geeignet ist. In der erfindungsgemäßen besonderen Anordnung sind aber extrem hohe Güten von etwa 50 000 ohne weiteres einstellbar und nutzbar.

Für die DFT gilt, daß einer begrenzten Folge $x(k)$ von M Abtastwerten eine begrenzte Folge von Spektrallinien zugeordnet ist [5]. Wenn T die Abtastzeit (hier 2,5 ms), $x(k)$ die Amplitude des abgetasteten Zeitsignales zum Zeitpunkt $k \cdot T$ und ω die Frequenz ist, nach der gesucht wird, so setzt man:

$$F(j\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot e^{-jk\omega T} \quad (1)$$

Trennt man die Exponentialfunktion in einen Real- und Imaginärteil, so entsteht:

$$F(j\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot \cos(\omega k T) + j \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot \sin(\omega k T) \quad (2)$$

Man kann nun mit schnellen Schaltungsanordnungen direkt nach der Trägerfrequenz des Senders DCF-77 suchen. Besonders vorteilhaft ist jedoch die Verwendung einer Kombination aus analoger Vorfilterung, Umsetzung auf eine Zwischenfrequenz f_z (siehe Bild 2) durch Unterabtastung und Filterung mittels DFT auf dieser Zwischenfrequenz. Dies bietet zwei entscheidende Vorteile. Zum einen kann die Abtastfrequenz, und somit die Menge der zu verarbeitenden Daten entsprechend dem Verhältnis zwischen der niedrigen Zwischenfrequenz f_z und der abgetasteten Frequenz des Senders DCF-77 gesenkt werden, da nur noch für die Zwischenfrequenz f_z das Shannonsche Abtasttheorem $f_p > 2 \cdot f_z$ eingehalten werden muß (man benötigt also keinen extrem schnellen und teuren Prozessor); zum anderen dient die Vorfilterung, in ihrer Eigenschaft als Anti-Aliasingfilter, zur Amplitudenreduzierung von Störungen und führt somit zu einer Verringerung der Rauschamplitude. Die Besonderheit ist, daß keine hohen Anforderungen an die Güte der Vorfilterung gestellt werden müssen, da hier speziell die schmalbandige DFT durch Heranziehung nur einer einzigen Spektrallinie als alleiniges scharfes Filter

genügt.

Im vorliegenden Schaltungsbeispiel wird die Frequenz des Senders zuerst auf die Zwischenfrequenz f_z heruntergesetzt. In der verwendeten Filteranordnung wird dazu das Signal von 77,5 kHz zunächst mit einer Abtastfrequenz von 76924 Hz auf eine Zwischenfrequenz $f_z = 576$ Hz (Interferenz) umgesetzt. Durch erneute Unterabtastung mit 400 Hz wird das DCF-Signal schließlich auf eine Frequenz von 176 Hz abgebildet. Man kann daher weiter ansetzen:

$$\omega_{DCF} = 2\pi \cdot 176 \text{ Hz}$$

und in Gleichung 2 einsetzen:

$$F(j\omega) = F(j\omega_{DCF}) \quad (3)$$

Der Betrag der Gleichung 3 oder besser der quadrierte Wert liefert im Intervall [a] bis [b] in **Bild 3** durch Schwellwert-vergleich die Aussage, ob eine lange oder kurze Absenkung zugrundeliegt.

$$|F(\omega_{DCF})|^2 = \left[\sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot \cos(\omega k T) \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^{M-1} x(k) \sin(\omega k T) \right]^2 \quad (4)$$

Wird ein bestimmter Schwellwert überschritten, so kann angenommen werden, daß eine logische "0" gesendet wurde (und umgekehrt). Als Schwellwert dient ein gemittelter Wert der in jeder Sekunde, also einem größeren Zeitintervall, anfallenden Betragsquadrate. Somit läßt sich eine sehr zuverlässige Entscheidung über das gesendete logische Zeichen treffen. Insbesondere werden die im betrachteten Zeitintervall liegenden Störungen, die nicht exakt mit der DCF-Frequenz übereinstimmen, eliminiert.

Der besondere Vorzug der Anordnung zur DFT-Bildung liegt in der, über die Zeit gesehen, gleichmäßigen Gewichtung des DCF-Signales im Abtastintervall ([a]–[b] in **Bild 3**). Bei der Anordnung ist aufgrund ihrer Struktur ein geringer Aufwand notwendig. Die Anordnung dient sowohl zur Filterung als auch zur Erkennung der Sekunden-Bits.

Mit wachsender Länge des Abtastintervalles läßt sich eine steigende und schließlich sehr hohe effektive Güte erreichen. Unbekannte oder sich ändernde Signalwerte, z. B. ein unbekannter Gleichspannungspegel, wirken sich nicht aus, da das Verfahren nur die gesuchte Frequenz im untersuchten Integrationsintervall erkennt und bewertet.

Es hat sich weiterhin gezeigt, daß die durch eine Vorfilterung verursachte Verschleifung der Absenkung (Modulation siehe **Bild 4**) unter bestimmten Voraussetzungen überhaupt keine Auswirkung auf das Integrationsergebnis der DFT hat. Insbesondere trifft dies auf die Abfallzeitkonstante τ zu. Man stützt sich dabei im wesentlichen auf die Tatsache, daß die im Amplituden-Zeitdiagramm, z. B. in **Bild 5**, über der Absenkungskurve eines kurzen Impulses liegenden Flächenanteile F_1 und F_2 gemeinsam immer gleich groß sind. Für einen langen Impuls gilt das entsprechende Ergebnis. Somit kann man aus den Integrationsergebnissen die Information gewinnen, ob ein langer oder kurzer Impuls vorlag.

Dabei wurde vorausgesetzt, daß die Absenkung zu Beginn jeder Sekunde am gleichen Amplituden-Ausgangswert beginnt, und daß sich nach einer Sekunde dieser Wert nahezu wieder eingestellt haben wird.

Ist die Summe der Flächen F_1 und F_2 über der Absenkungskurve wie gezeigt unabhängig von der eingestellten Güte des Vorfilters (siehe Anhang A), so kann durch Verschieben der oberen Integrationsgrenze in **Bild 5** zu einem genügend hohen Wert ein Integrationsergebnis zur Entscheidung herangezogen werden, das praktisch nicht von der Güte des Eingangskreises abhängt. Man braucht dabei nicht bis zum Anfang der nächsten Absenkung zu gehen, sondern kann z. B. schon bei 500 ms mit einem geringen Fehler abbrechen.

Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend unter Bezugnahme auf die beiliegenden Beispiele näher erläutert.

Es zeigen:

Bild 1 Anordnung zur Erzeugung eines DFT-Filterergebnisses im Zeitintervall a bis b

Bild 2 Anordnung zur Vorfilterung und Frequenzumsetzung

Bild 3 Idealverlauf der Sekundenabsenkung

Bild 4 Durch Vorfilterung verschliffene Hüllkurve

Bild 5 Fläche über der Hüllkurve für kurze und lange Absenkung

Diese Bilder seien noch etwas näher erläutert:

Zunächst wird auf **Bild 2** Bezug genommen. Eine beliebige Empfangsschaltung liefert ein Signal, indem der Träger mit seiner Modulation enthalten ist. Eine Vorfilterung liegt meist schon durch die Verwendung eines selektiven Eingangsschwingkreises [1] vor und muß nicht notwendigerweise integraler Bestandteil der beschriebenen Anordnung sein. Dem Signalpfad folgend wird das Empfangssignal durch einen Abtaster, der mit einem von einem Prozessor gelieferten Abtasttakt betrieben wird, in eine Zwischenfrequenz (f_z) umgesetzt. Mit einer Abtastfrequenz von 76923 Hz ergibt sich eine Zwischenfrequenz f_z von 576,9 Hz. Das Zwischenfrequenzsignal wird einem AD-Wandler (siehe **Bild 1**) durch einen weiteren Bandpaß mit geeigneter Amplitude zugeführt. In der vorliegenden Anordnung wird somit eine zweite (prinzipiell nicht notwendige) Unterabtastung vorgenommen. Der Träger findet sich daher bei einer Frequenz von 176 Hz wieder. Aus **Bild 3** und **4** ergeben sich die erfindungsgemäße Wahl der Summationsgrenze für die Verwendung der DFT. An **Bild 5** erkennt man weitere

Vorzüge in bezug auf Toleranz gegenüber nicht oder nur ungenau bekannten Parametern der Vorfilterstufe.

Anhang A

- 5 Wird ein Trägersignal, das durch einen Bandpaß 2. Ordnung gefiltert wird um den Betrag A sprunghaft verkleinert, so beschreibt die Hüllkurve eine abfallende Exponentialfunktion mit der Zeitkonstanten τ ($\tau = f(\text{Güte})$). Die Funktionsgleichung hierzu lautet:

$$y = A \cdot e^{-t/\tau} \quad (\text{A1})$$

10

Für die Fläche F_1 über der Absenkung vom Zeitpunkt $t = 0$ bis $t = t_1$ gilt, siehe Bild 5:

$$15 \quad F_1 = A \cdot t_1 - A \int_0^{t_1} e^{-t/\tau} dt$$

$$= A \cdot t_1 + \tau \cdot A \cdot e^{-t_1/\tau} - A \cdot \tau. \quad (\text{A2})$$

20

Dabei stellt sich zum Zeitpunkt t_1 der Funktionswert y_{min} ein.

$$y_{min} = A \cdot e^{-t_1/\tau} \quad (\text{A3})$$

25

Man kann nun, um die Fläche F_2 zu errechnen, den Zeitpunkt, an dem die minimale Amplitude erreicht wird, zur formalen Vereinfachung der Rechnung als neuen Startpunkt ($t = 0$) einer weiteren Integration wählen. Dadurch ergibt sich:

$$30 \quad F_2 = \int_0^{\infty} (A - y_{min}) \cdot e^{-t/\tau} dt$$

$$= (A - A e^{-t_1/\tau}) \cdot (-\tau) \cdot (-1)$$

$$35 \quad = \tau \cdot A - \tau \cdot A \cdot e^{-t_1/\tau}. \quad (\text{A4})$$

- Der Flächenfehler, der sich ergibt, weil der Ausgangswert nach einer Sekunde nicht wieder erreicht wird und weil eine Integration höchstens bis zum Beginn der neuen Sekunde reichen kann, beträgt für die kurze Absenkung weniger als 1% bei einer schon unrealistisch hohen Güte der Vorfilterstufe von 10^5 . Bei Güten unter $4 \cdot 10^4$ kann der Fehler vollständig vernachlässigt werden.

Berechnet man nun die Gesamtfläche $F_{GES,t_1} = F_1 + F_2$ durch Addition von Gleichung A2 und Gleichung A3, so ergibt sich:

$$45 \quad F_{GES,t_1} = A \cdot t_1 + \tau \cdot A \cdot e^{-t_1/\tau} - \tau \cdot A - \tau \cdot A \cdot e^{t_1/\tau} + \tau \cdot A = A \cdot t_1 \quad (\text{A5})$$

Man erkennt aus Bild 4 weiterhin, daß dann, wenn man statt $t_1 = 100$ ms die Zeit $t_2 = 200$ ms wählt, ein entsprechendes Resultat für die Gesamtfläche folgt:

$$50 \quad F_{GES,t_2} = A \cdot t_2 \quad (\text{A6})$$

Somit ergibt sich, daß man die Auswertung auf den Differenzwert F_{Diff} beziehen kann:

$$F_{Diff} = F_{GES,t_2} - F_{GES,t_1} = A \cdot t_1 \quad (\text{A7})$$

55

Siehe doppelt schraffierte Fläche in Bild 5.

Literaturverzeichnis

- 60 [1] Bermbach R.
Neue Funkuhrkonzepte durch enge Verflechtung von Empfänger und Mikrocomputer, Darmstädter Dissertation D17 1985
- [2] Hilberg W., Bermbach R.
Anordnung zum schmalbandigen Filtern der Zeitzeichensignale des Senders DCF 77, Patentschrift DE 34 26 779 C2
- 65 [3] Kahlhöfer R.
Realisierung kompakter störsicherer Funkuhren mit den Mitteln der Mikroelektronik, Dissertation TH-Darmstadt 1980

[4] Hilberg W.
Funkuhren, Oldenbourg-Verlag 1983

[5] Stearns S. D.
Digitale Verarbeitung analoger Signale, Oldenbourg-Verlag München 1979

Patentansprüche

1. Anordnung zur Filterung des Signals eines Zeitzeichensenders (DCF-77) in einem Zeitzeichenempfänger (Funkuhr), **dadurch gekennzeichnet**, daß das von der Antenne empfangene Gesamtsignal nicht wie üblich zuerst durch Analogfilter hoher Güte geschickt wird, sondern daß es ungefiltert oder nur schwach gefiltert einem A/D-Wandler zugeführt wird, in dem digitalisierte Abtastwerte entstehen, daß die digitalisierten Abtastwerte nach einer Verzweigung zugleich zwei Multiplizierern zugeführt werden, in denen im ersten Zweig eine Multiplikation mit diskreten Sinusfunktionswerten und im zweiten Zweig eine Multiplikation mit diskreten Cosinusfunktionswerten durchgeführt wird, daß die jeweiligen Ergebnisse in gleicher Weise in festgelegten Zeiträumen (a bis b innerhalb einer Sekunde) in einer Summationsschaltung aufaddiert werden, daß danach einmal pro Sekunde der Summenwert in jeder Verzweigung in einem Quadrierer quadriert wird und daß schließlich die Ergebnisse addiert werden. 10
2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß nach einer schwachen Vorfilterung eine Umsetzung des Eingangssignales auf eine niedrige Zwischenfrequenz erfolgt. 15
3. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die geschilderten Operationen, die im Anschluß an den A/D-Wandler erfolgen (Multiplizieren, Summieren, Quadrieren, Addieren), durch ein Rechenprogramm in einem Microcomputer durchgeführt werden. 20
4. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zum Ausgleich der Wirkung einer Vorfilterung die obere Summationsgrenze über den Wert $b = 200$ ms bis zum Wert $b = 1000$ ms (d. h. bis zum Beginn der nächsten Absenkung) verschoben wird. 25

30

35

40

45

50

55

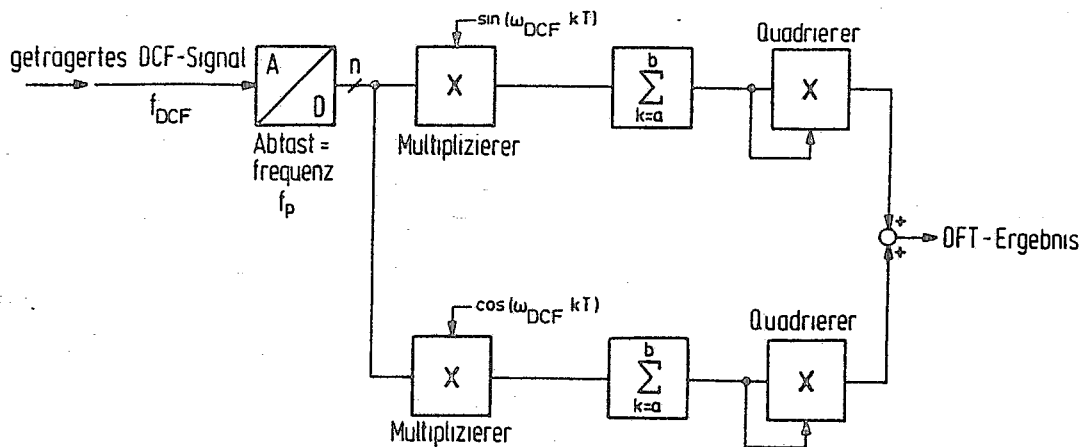
60

65

- Leerseite -

3733966

Nummer: 37 33 966
 Int. Cl. 4: H 04 B 1/10
 Anmeldetag: 8. Oktober 1987
 Offenlegungstag: 20. April 1989



Anordnung zu Bildung der DFT

Bild 1

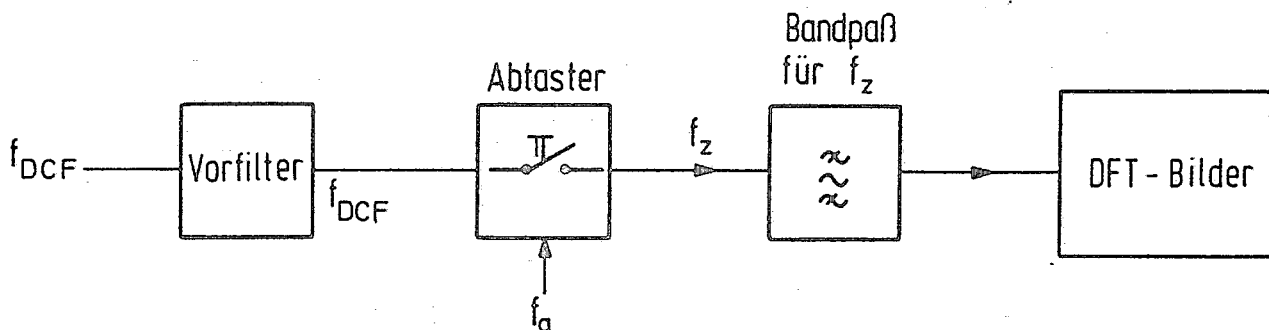


Bild 2

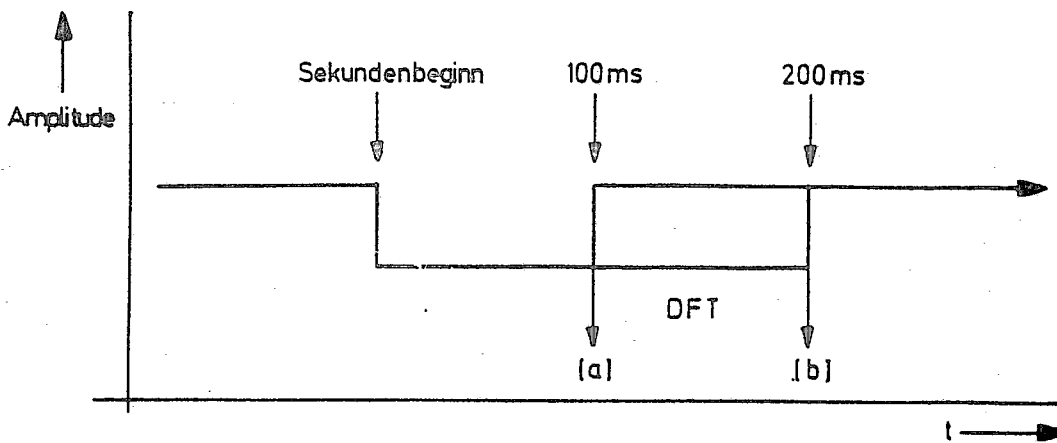


Bild 3

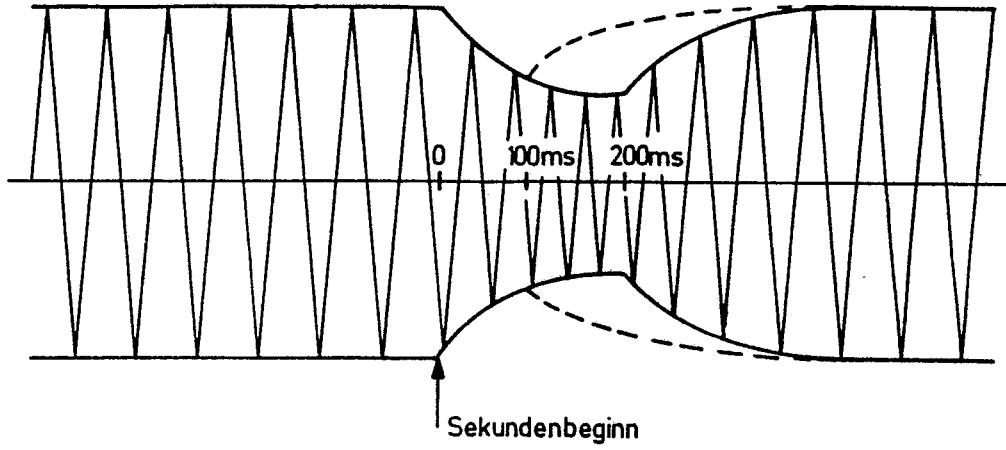


Bild 4

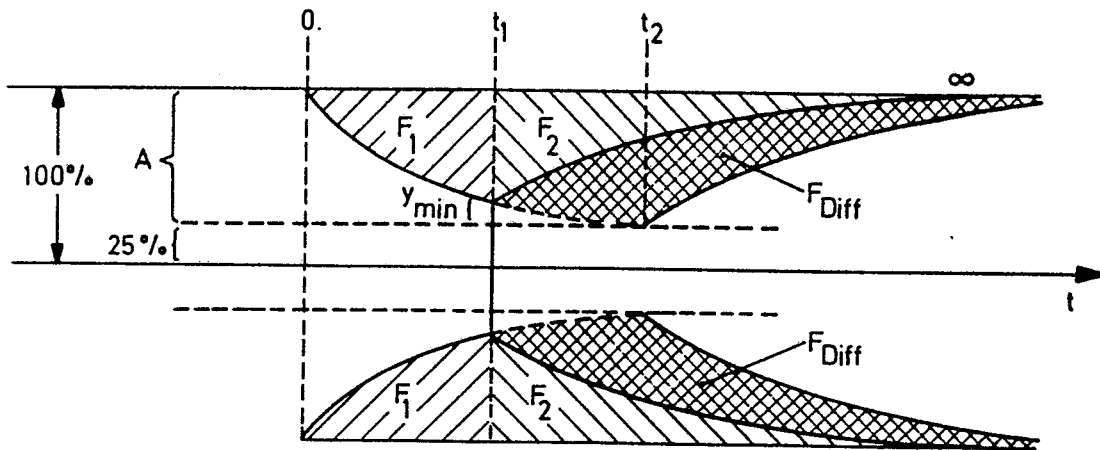


Bild 5