



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 17 555 T2** 2004.06.17

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 979 554 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 17 555.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US98/08520**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 918 820.6**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 98/049775**

(86) PCT-Anmeldetag: **28.04.1998**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **05.11.1998**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **16.02.2000**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **27.08.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **17.06.2004**

(51) Int Cl.⁷: **H03H 17/06**
H03H 17/02

(30) Unionspriorität:

45279 P **01.05.1997** **US**

(73) Patentinhaber:

Med-EI Elektromedizinische Geräte GmbH,
Innsbruck, AT

(74) Vertreter:

PAe Reinhard, Skuhra, Weise & Partner GbR,
80801 München

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, DE, FR, GB, IT, NL

(72) Erfinder:

ZIERHOFER, Clemens, A-6250 Kundl, AT

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN UND GERÄT FÜR EINE DIGITALE FILTERBANK MIT GERINGEM STROMVER-
BRAUCH**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

Technischer Bereich

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf digitale Signalverarbeitung mit niedriger Leistung, speziell wie sie bei Cochlear-Implantaten angewendet wird.

Hintergrund der Erfindung

[0002] Auf dem Gebiet der Cochlear-Implantate hat man mit Elektrostimulation des akustischen Nerves mit Hilfe der Technik des kontinuierlichen verschachtelten Abtastens (CIS) ein hohes Niveau der Spracherkennung erreicht. Die bei diesem CIS verwendete Signalverarbeitung, wie sie in einem externen Sprachprozessor implementiert ist, benutzt gewöhnlich eine Filterbank zum Aufspalten des Hörfrequenzbereiches. Die Amplituden der Anregungspulse innerhalb der Cochlea werden von den Hüllkurven der Ausgangssignale der Bandpassfilter abgeleitet.

[0003] Gegenwärtig werden kommerziell erhältliche Digitalverarbeitungsprozessoren (DSP) verwendet, um Sprachverarbeitung entsprechend dem CIS durchzuführen. Zum Beispiel weist die digitale Signalverarbeitung für einen 12-kanaligen CIS typischerweise die folgenden Stufen auf:

- (1) eine digitale Filterbank, welche 12 Digital-Butterworth-Bandpassfilter der 6. Ordnung vom infiniten Impulsantwort (IIR)-Typ aufweist;
- (2) 12 nachfolgende Gleichrichter und 12 digitale Butterworth-Tiefpassfilter der 2. Ordnung, vom IIR-Typ, für das Hüllkurvendetektieren; und
- (3) eine Stufe für die patientenspezifische Einschätzung der Anregungsamplituden aus den Hüllkurvensignalen.

[0004] Der Leistungsverbrauch der DSP in einem Sprachprozessor beträgt typischerweise ungefähr 300 mW. Dadurch sind vergleichsweise große Batterien (gewöhnlich mit dem Abmessungen AA) notwendig, was zu Sprachprozessorabmessungen von ungefähr $90 \times 70 \times 20 \text{ mm}^3$ führt.

Zusammenfassung der Erfindung

[0005] Entsprechend einer bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird ein Gerät zum Verarbeiten eines Audio-Eingangssignals mit einem digitalen Finite-Impulsantwort-(FIR)-Bandpassfilter geliefert. In dieser Ausführungsform besitzt das FIR-Bandpassfilter einen Analog/Digital-Konverter bzw. -Wandler vom Überabtastungstyp, um das Eingangsaudiosignal in eine digitale Folge zu wandeln, ein Tiefpass-FIR-Filter zum Falten der Digitalesequenz zur Erzeugung eines Tiefpassvektors, ein digitales Kammfilter, welches durch wenigstens einen Satz von gewichteten und zeitverschobenen Einheitsimpulsen definiert ist, um den Tiefpassvektor mit den Kammfiltergewichtungen zu falten, und einen Hüllkurvendetektor, um eine Bandpass-Hüllkurve des digitalen FIR-Bandpassfilters zu detektieren.

[0006] In weiteren Ausführungsformen kann der Analog/Digital-Wandler Sigma-Delta-Modulation anwenden, um eine Zwei-Stufen-Binärsequenz herzustellen. Das Tiefpass-FIR-Filter kann direkt die digitale Sequenz durch Multiplizieren und Akkumulieren der digitalen Sequenz mit einem Tiefpass-FIR-Filter-Impulsansprechverhalten falten. Das Tiefpassfilter kann ferner aus einem Eingangsfilter bestehen, um die binäre Sequenz zu falten, um eine fünfstufige Sequenz zu erzeugen, und ein peripheres Filter aufweisen, um die fünfstufige Sequenz zu falten, um den Tiefpassvektor zu erzeugen. Das Tiefpassfilter kann ferner einen Ausgangszähler zum Abwärts-Abtasten des Tiefpassvektors aufweisen, welcher weiter sequenziell in einem Tiefpass-Direktzugriffsspeicher (RAM) gespeichert werden kann.

[0007] Ebenso kann in weiteren Ausführungsformen das digitale Kammfilter ein Kammfiltergewichtungs-RAM aufweisen, um die Sätze der Kammfiltergewichtungen zu speichern, und eine arithmetische logische Einheit (ALU) aufweisen, um ein Faltungsprodukt des abwärts abgetasteten Tiefpassvektors mit den Kammfiltergewichtungen zu berechnen. Das Kammfiltergewichtungs-RAM kann zwei orthogonale Sätze von Kammfiltergewichtungen speichern, wobei in diesem Fall die ALU ferner die Faltungsprodukte des abwärts abgetasteten Tiefpassvektors mit den zwei orthogonalen Sätzen der Kammfiltergewichtungen berechnet. Die ALU kann den Hüllkurvendetektor aufweisen, wobei in diesem Fall sie eine Hüllkurve des digitalen FIR-Bandpassfilters durch Berechnen einer Quadratwurzel einer Summe von Quadraten der Faltungsprodukte des abwärts abgetasteten Tiefpassvektors mit zwei orthogonalen Sätzen der Kammfiltergewichtungen abschätzt. Die ALU schätzt den Wert der Quadratwurzel der Summe der zwei Quadrate durch Bestimmen der größeren der Wurzel der zwei Quadrate und der kleineren der Wurzeln der zwei Quadrate, durch Berechnen einer Summe einer Hälfte der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate und einer Hälfte eines Produktes der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der Quadratwurzel aus drei und durch Auswählen, welche von den größeren der Wurzeln

der zwei Quadrate und der Summe einer Hälfte der kleineren der Wurzeln der zwei Quadrate und einer Hälfte des Produkts der größeren der Wurzeln der zwei Quadrate und der Quadratwurzel aus drei größer ist.

[0008] Entsprechend einer anderen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung kann eine Vielzahl derartiger Digital-FIR-Bandpassfilter parallel angeordnet werden, um eine digitale Filterbank zu bilden. In einer noch weiteren Ausführungsform kann ein derartiges digitales FIR-Bandpassfilter oder eine Filterbank derartiger digitaler FIR-Bandpassfilter ein Unterteil bzw. eine Untereinheit eines externen Teils eines Cochlear-Implantatsystems sein, um Hörsignale an ein implantierbares Teil zur Implantation bei einer Person zu liefern.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0009] Das vorher Ausgeführte und andere Aufgaben und Vorteile der Erfindung werden mehr aus der folgenden weiteren Beschreibung derselben, mit Bezug auf die beigelegten Zeichnungen, gewürdigt werden, in denen:

[0010] **Fig. 1** zeigt die Impulsantwort $h(n)$ für $s = 72$ und $w_i = \{3 -30 80 -128 142 -107 53 -13\}$.

[0011] **Fig. 2** zeigt die Amplitudencharakteristika des Tiefpassfilters $H_p(f)$, des Kammfilters $\Psi_s(f)$ und des resultierenden Bandpassfilters $H(f)$ für $s = 72$ und $w_i = \{3 -30 80 -128 142 -107 53 -13\}$.

[0012] **Fig. 3** zeigt die nahezu orthogonalen Impulsantworten $h(n)$ und $\underline{h}(n)$ für $s = 72$, $w_i = \{3 -30 80 -128 142 -107 53 -13\}$ und $\underline{w}_i = \{13 -53 107 -142 128 -80 30 -3\}$.

[0013] **Fig. 4** zeigt ein Blockdiagramm des Implementierens einer 12-Kanal-Filterbank.

Detaillierte Beschreibung bevorzugter Ausführungsformen

[0014] Eine bevorzugte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung implementiert ein digitales Signalverarbeitungsschema zur CIS-Implementation, welches zur Integration in eine applikationsspezifische integrierte Schaltung (ASIC) geeignet ist. Dies reduziert den Leistungsverbrauch der CIS-Sprachverarbeitung im Vergleich zu früheren Techniken, wodurch eine Miniaturisierung des Sprachprozessors auf ein Hinter-dem-Ohr-(BTE-)Gerät möglich ist.

[0015] Eine bevorzugte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung beinhaltet eine Implementierung einer digitalen Filterbank mit Abschätzen der Hüllkurven der Bandpassfilterbank. Zum Beispiel verwendet eine bevorzugte Ausführungsform eine 12-Kanal-Filterbank, in welcher jeder Kanal so gestaltet ist, dass er nur ein verhältnismäßig eng ausgewähltes Band von Frequenzen um gewisse Zentralfrequenzen herum durchlässt. Bei geeigneter Auswahl der Filterkanalfrequenzen kann die gesamte Filterbank alle oder einen großen Teil des Hörfrequenzspektrums verarbeiten.

[0016] In einer bevorzugten Ausführungsform wird ein Eingangshörsignal anfangs einer Analog/Digital-Wandlung durch Verwenden einer Sigma-Delta- $(\Sigma-\Delta)$ Modulation bei einer verhältnismäßig hohen Abtastrate, f_0 , unterzogen, was zu einer Zweistufenfolge $x(n)$ bei der Rate f_0 führt. Jeder Filterkanal der digitalen Filterbank verwendet in einer bevorzugten Ausführungsform dann festgelegte Impulsantwort-(FIR)Bandpassfilter. Die Mittenfrequenz f_r jedes FIR-Bandpassfilters ist auf die ungefähre $\Sigma-\Delta$ -Rate f_0 und einen ganzzahligen Parameter s bezogen:

$$f_r \approx \frac{f_0}{16s}.$$

[0017] Jedes FIR-Bandpassfilter besitzt auch eine Filtercharakteristik, welche durch einen Satz von Kammfiltergewichtungen w_i definiert ist, wobei typischerweise $i = 0, 1, \dots, 7$ ist. Im Allgemeinen werden glockenförmige Bandpasscharakteristika erhalten, mit Nebenkeulen typischerweise um 24 dB gedämpft.

[0018] Für jeden Filterkanal einer bevorzugten Ausführungsform wird die Hüllkurvendetektion durch Implementieren von zwei FIR-Bandpassfiltern mit ungefähr orthogonalen Impulsantworten $h(n)$ und $\underline{h}(n)$ erreicht. Die Impulsantworten $h(n)$ und $\underline{h}(n)$ haben gleiche (oder nahezu gleiche) Filteramplitudencharakteristika. Dadurch werden die Faltungsprodukte $y(n) = h(n)*x(n)$ und $\underline{y}(n) = \underline{h}(n)*x(n)$ über die Hilbert-Transformation aufeinander bezogen. Bei der Endabschätzung der Bandpass-Hüllkurven jedes Filterkanals wird die Gleichung angewendet:

$$e(n) = \sqrt{y^2(n) - \underline{y}^2(n)},$$

wie sie in einer arithmetischen logischen Einheit (ALU) durch Verwenden einer Näherungsmethode ausgeführt wird. Der Rechenfehler liegt zwischen 0 und -3,4%.

[0019] Eine detailliertere Beschreibung einer bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung beginnt mit einer Analog/Digital-Wandlung eines analogen Eingangssignals, welche mit Hilfe eines Sigma-Delta- $(\Sigma-\Delta)$ Modulators ausgeführt wird. Die Sigma-Delta-Modulation ist ein gut bekanntes Verfahren für eine Ana-

log/Digital-Wandlung durch Überabtastungstechnik, welche detaillierter in J. C. Candy und G. C. Temes, "Oversampling Delta-Sigma Converters", Oversampling Methods for A/D and D/A Conversion, Herausg. J. C. Candy und G. C. Temes, IEEE Press, 1991 beschrieben ist. Das Ausgangssignal des Σ - Δ -Modulators ist eine binäre Folge $x(n) \in [-1 +1]$ bei einer Rate, welche der Abtastrate f_0 gleich ist. Das Spektrum $X(f)$ von $x(n)$ ist aus dem Spektrum des Höreingangssignals plus des geformten Spektrums des Quantisierungsgeräusches zusammengesetzt.

[0020] Für jeden Filterkanal einer bevorzugten Ausführungsform werden die Faltungen der Eingangs- Σ - Δ -Eingangsfolge $x(n)$ mit jeweils zwei orthogonalen FIR-Filterimpulsantworten $h(n)$ und $\underline{h}(n)$ in zwei Stufen ausgeführt: einer peripheren Faltung und einer zentralen Faltung. Die periphere Faltung beinhaltet Tiefpassfiltern und Abwärtsabtasten in einer peripheren Filterstufe. Das Abwärtsabtasten oder Dezimieren ist das Reduzieren der Abtastrate über einen Integralfaktor. Das Tiefpassfilter wird bei der vergleichsweise hohen Σ - Δ -Rate f_0 durchgeführt, aber die Impulsantwort des Tiefpassfilters ist extrem einfach. Dadurch erfordert das Implementieren nur wenige Binärzähler mit variablen Inkrementen. Die peripheren Faltungsergebnisse werden in einem peripheren RAM (Zugriffsspeicher) bei einer Rate $(1/4s)f_0$ gespeichert, welche einer Herabsetzung durch einen Faktor von $4s$ entspricht. Jede periphere Faltungsstufe wird so implementiert, dass sie vollständig unabhängig von den nachfolgenden Verarbeitungsschritten arbeitet.

[0021] Die zentrale Faltungsstufe einer bevorzugten Ausführungsform beinhaltet die Faltung der peripheren Faltungsergebnisse mit zwei Sätzen von Kammfiltergewichtungen. Dies wird mit Hilfe einer arithmetischen logischen Einheit (ALU) durchgeführt, welche mit einem Mikroprogramm betrieben wird. Ähnlich einer DSP werden vergleichsweise komplizierte Verarbeitungsschritte, z. B. Multiplizier-und-Akkumulier-(MAC-)Verarbeitungsschritte durchgeführt. Da jedoch die Bandbreite der Hüllkurvensignale vergleichsweise klein ist, kann die Taktfrequenz der ALU sehr klein gehalten werden, was zu einem stark reduzierten ALU-Leistungs- bzw. Stromverbrauch führt.

[0022] Der Rechenwirkungsgrad der direkten Faltungstechnik der bevorzugten Ausführungsformen ist aktuell eher das Ergebnis des Wählens einer Niedrigordnung-Filterauslegung mit einer allgemein glockenförmigen Frequenzantwort als das eines höheren Ordnungsfilters mit einer besser definierten Frequenzantwort. Obwohl ein infinites Impulsantwort-Butterworth-Filter sechster Ordnung, welches entsprechend dem Stand der Technik benutzt wird, schärfer definierte Frequenzantworten besitzen kann, erfordert eine derartige Auslegung signifikant höhere Systemberechnungen, welche in Summe relativ kräftige bzw. große Stromquellen erfordern. Außerdem deuten einige vorläufige, nicht formelle Daten darauf hin, dass die Nutzer nicht empfindlich gegenüber dem Unterschied in der Frequenzantwort sind. In der Tat scheinen die Nutzer die glockenförmige Bandpass-Frequenzantwort der bevorzugten Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung gegenüber der schärfer definierten Frequenzantwortcharakteristik entsprechend dem Stand der Technik aktuell vorzuziehen.

[0023] Jeder digitale Bandpassfilterkanal einer bevorzugten Ausführungsform ist durch direktes Verwenden der Zweistufen-Hochfrequenzfolge $x(n)$ ausgeführt. Die Impulsantwort $h(n)$ ist von endlicher Länge (FIR-Typ) und kann als das Faltungsprodukt der Impulsantworten eines Tiefpassfilters $h_p(n)$ und eines Kammfilters $\psi_s(n)$ geschrieben werden:

$$h(n) = h_p(n) * \psi_s(n). \quad (\text{Gleichung 1})$$

[0024] Das Tiefpassfilter $h_p(n)$ stellt die periphere Faltungsstufe dar, und das Kammfilter $\psi_s(n)$ stellt die zentrale Faltungsstufe, welche oben beschrieben ist, dar. Die Tiefpassfilter-Impulsantwort $h_p(n)$ ist ferner das Faltungsprodukt der zwei Filterimpulsantworten $h_0(n)$ und $h_s(n)$, d. h.

$$h_p(n) = h_0(n) * h_s(n). \quad (\text{Gleichung 2})$$

[0025] Die Antwort $h_0(n)$ wird gegeben durch:

$$h_0(n) = [\tfrac{1}{2} \ 1 \ \tfrac{1}{2}]. \quad (\text{Gleichung 3})$$

[0026] Der Annehmlichkeit wegen wird hier und im Folgenden eine finite Impulsantwort durch einen Vektor definiert. Die Koeffizienten innerhalb der Klammern zeigen die Werte der Impulsantwort bei $n = 0, 1$, etc. an. Die Koeffizienten außerhalb des Bereiches, welcher durch die Klammern abgedeckt wird, sind null. Es wird eine MATLAB-Bezeichnung für die Vektoren verwendet.

[0027] Filterimpulsantwort $h_s(n)$ besteht aus zwei Vektoren $h_{s,up}$ und $h_{s,down}$,

$$h_s(n) = [h_{s,up} \ h_{s,down}], \quad (\text{Gleichung 4})$$

und zeigt sogar Symmetrie, d. h.

$$h_{s,\text{down}} = h_{s,\text{up}} (\text{Länge } (h_{s,\text{up}}) : -1 : 1). \quad (\text{Gleichung 5})$$

[0028] Der Vektor $h_{s,\text{up}}$ hat jeweils vier Segmente gleicher Länge s ,

$$h_{s,\text{up}} = [h_{s,a} h_{s,b} h_{s,c} h_{s,d}] \quad (\text{Gleichung 6})$$

wobei

$$h_{s,a} = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots] \quad (\text{Gleichung 7a})$$

$$h_{s,b} = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ \dots] \quad (\text{Gleichung 7b})$$

$$h_{s,c} = [2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 2 \ \dots] \quad (\text{Gleichung 7c})$$

$$h_{s,d} = [2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ \dots] \quad (\text{Gleichung 7d})$$

[0029] Die Faltung von $h_s(n)$ mit $h_0(n)$ entfernt den oszillierenden Charakter der Segmente $h_{s,a}$ und $h_{s,c}$, was zu einer treppenförmigen Antwort $h_{ip}(n)$ führt.

[0030] Zum Beispiel wird $h_s(n)$ für $s = 4$ gegeben durch

$$h_s(n) = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]. \quad (\text{Gleichung 8})$$

[0031] Die Faltung mit $h_0(n)$ führt zu

$$h_{ip}(n) = [\frac{1}{2} \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 3/2 \ 2 \ 2 \ 5/2 \ 3 \ 3 \ 3 \ 3 \ 7/2 \ 4 \ 4 \ 4 \ 4 \ 4 \ 4 \ 7/2 \ 3 \ 3 \ 3 \ 3 \ 5/2 \ 2 \ 2 \ 3/2 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1/2]. \quad (\text{Gleichung 9})$$

[0032] Die Filterantwort $\psi_s(n)$ stellt ein Kammfilter dar, welches aus einem Satz von gewichteten und equidistanten Einheitspulsen zusammengesetzt ist.

$$\psi_s(n) = \sum_{i=0}^7 w_i \delta(n - i8s) \quad (\text{Gleichung 10})$$

[0033] Der Abstand zwischen den Einheitspulsen beträgt $8s$. Die Gewichtungen w_i ($i = 0, 1, \dots, 7$) werden gewöhnlich durch Abtasten einer Fensterfunktion (z. B. eines Hamming-Fensters) und dann Multiplizieren jeder zweiten Abtastung mit -1 abgeleitet, was zu einer Sequenz mit wechselnden Vorzeichen führt. Die Faltung von $\psi_s(n)$ mit der Impulsantwort $h_{ip}(n)$ verursacht eine Überlagerung von acht verstärkten und zeitverschobenen Antworten $h_{ip}(n)$.

[0034] Eine Ausführungsform einer FIR-Impulsantwort $h(n)$ für $s = 72$, $w_i = \{3 \ -30 \ 80 \ -128 \ 142 \ -107 \ 53 \ -13\}$ wird in **Fig. 1** gezeigt. Die Antwort $h(n)$ stellt ein Bandpassfilter mit einer Resonanzfrequenz dar, welche ungefähr durch den Abstand zwischen den Nullübergängen definiert ist. Es zielt auf eine Approximierung einer Impulsantwort hin, welche aus vier Perioden einer fenstergewichteten Sinuskurve zusammengesetzt ist. In der Frequenzdomäne wird das Faltungsprodukt der Gleichung 1 durch das Produkt der entsprechenden Fourier-Transformationen des Tiefpassfilters $H_{ip}(f)$ und des Kammfilters $\psi_s(f)$ ersetzt, d. h.

$$H(f) = H_{ip}(f) \psi_s(f). \quad (\text{Gleichung 11})$$

[0035] Das Tiefpassfilter $H_{ip}(f)$ neigt dazu, die erste Hauptkeule bzw. das Hauptmaximum des $\psi_s(f)$ auszuwählen, was zu einem Bandpassfilter $H(f)$ führt. Die Seitenmaxima treten bei ungeradzahlig Vielfachen von f_r auf. Das Seitenmaximum mit der maximalen Amplitude ist bei einer Frequenz $\approx 15f_r$, und die Dämpfung ist ungefähr 24 dB. Ein Beispiel wird in **Fig. 2** für $s = 72$ und $w_i = \{3 \ -30 \ 80 \ -128 \ 142 \ -107 \ 53 \ -13\}$ gezeigt. Die Filter $H_{ip}(f)$ und $\psi_s(f)$ sind über den Parameter s verbunden, welcher die Position der Nulldurchgänge von $H_{ip}(f)$ ebenso definiert wie die Resonanzfrequenzen bei $\psi_s(f)$. Damit sind für einen gegebenen Satz von Gewichtungen w_i die folgenden charakteristischen Parameter der Filterfunktion $H(f)$ fast unabhängig von s :

- relative Position der Nulldurchgänge bezogen auf die Hauptmaximumresonanzfrequenz,
- relative Position der Mittenfrequenzen der Nebenmaxima bezüglich der Resonanzfrequenz,
- Qualitätsfaktor des Hauptmaximums, und
- Nebenmaximumdämpfung bezogen auf die Verstärkung bei Resonanzfrequenz.

[0036] Jedoch ist die absolute Verstärkung proportional zu s , da die Energie von $h_{ip}(n)$ proportional zu s ist. Um gleiche Verstärkung bei Resonanzfrequenz für verschiedene Parameter s zu erzielen, ist es notwendig, die

Koeffizienten w_i mit einem Skalierfaktor proportional zu $1/s$ zu multiplizieren.

[0037] Die Hüllkurvendetektion in einer bevorzugten Ausführungsform wird durch Implementieren eines zweiten Filters mit einer Impulsantwort $\underline{h}(n)$ erreicht, welche ungefähr orthogonal zu $h(n)$ ist.

$$\underline{h}(n) = h_{ip}(n) * \underline{\Psi}_s(n) \quad (\text{Gleichung 12})$$

mit

$$\underline{\Psi}_s(n) = \sum_{i=0}^7 \underline{w}_i \delta(n - i8s - 4s) \quad (\text{Gleichung 13})$$

[0038] Die Einheitsimpulsantworten in $\underline{\Psi}_s(n)$ sind um $4s$ verglichen mit den Einheitsantworten in $\Psi_s(n)$ verschoben, und es wird ein unterschiedlicher Satz von Gewichtungen \underline{w}_i benutzt. **Fig. 3** zeigt die Impulsantworten $h(n)$ und $\underline{h}(n)$ für eine Ausführungsform, wobei $s = 72$ und die Gewichtungen $w_i = \{3 -30 80 -128 142 -107 53 -13\}$ und $\underline{w}_i = \{13 -53 107 -142 128 -80 30 -3\}$. Hier sind die Koeffizienten \underline{w}_i gleich dem Satz w_i , jedoch mit umgekehrter Ordnung und unterschiedlichem Vorzeichen. In diesem Fall kann $\underline{h}(n)$ aus $h(n)$ durch Spiegeln von $h(n)$ nach der Zeit, durch Invertieren des Vorzeichens und durch Einführen einer Zeitverschiebung erhalten werden. Damit sind die Amplitudencharakteristika $|H(f)|$ und $|\underline{H}(f)|$ identisch.

[0039] Das Filtern der Σ - Δ -Folge $x(n)$ mit den FIR-Filtern $h(n)$ und $\underline{h}(n)$ führt zu

$$y(n) = x(n) * h(n)$$

$$\underline{y}(n) = x(n) * \underline{h}(n) \quad (\text{Gleichung 14})$$

[0040] Das Hüllkurvensignal $e(n)$ wird definiert durch

$$e(n) = \sqrt{y^2(n) + \underline{y}^2(n)}. \quad (\text{Gleichung 15})$$

[0041] Die Resonanzfrequenz f_r der Filter $|H(f)|$ und $|\underline{H}(f)|$ ist ungefähr durch den Abstand $16s$ zwischen den Nulldurchgängen definiert, d. h.

$$f_r \approx \frac{f_0}{16s}. \quad (\text{Gleichung 16})$$

[0042] Diese Definition führt zu einer relativ feinen Auflösung der Positionen möglicher Resonanzfrequenzen. Zum Beispiel führt bei einer $f_0 = 1$ MHz, $f_{r1} = 1,008$ kHz für $s_1 = 63$, und $f_{r2} = 0,992$ kHz für $s_2 = 62$ zu einer relativen Differenz $(f_{r1} - f_{r2})/f_{r1} = 1,6\%$. Jedoch nimmt die Auflösung für höhere Resonanzfrequenzen ab.

[0043] Näherung der Quadratwurzel aus der Summe der Quadrate. In der vorliegenden Anmeldung wird die Abschätzung der Quadratwurzel aus der Summe der zwei quadrierten Zahlen, z. B. $\sqrt{a^2 + b^2}$ welche zur Berechnung von $e(n)$ erforderlich ist, um die Hüllkurve abzuschätzen, mit folgender dreistufiger Näherung erreicht. Nimmt man an, dass a und b zwei positive Zahlen sind, dann:

- (1) bestimme das Maximum $\max(a,b)$ und das Minimum $\min(a,b)$,
- (2) berechne $\frac{\sqrt{5}}{2} \max(a,b) + \frac{1}{2} \min(a,b)$, und
- (3) bestimme das Maximum $\max(\max(a,b), \frac{\sqrt{5}}{2} \max(a,b) + \frac{1}{2} \min(a,b))$.

[0044] Das Ergebnis des Schrittes (3) gibt die Näherung für $\sqrt{a^2 + b^2}$ wieder. Wenn die Zahlen a und b zwei komplexe Vektoren $a + jb$ und $b + ja$ definieren, dann wird im Schritt (1) aus diesen beiden Vektoren der eine mit einem Argument zwischen 0 und 45 Grad ausgewählt. Dieser Vektor wird im Uhrzeigersinn um 30 Grad gedreht. Im Schritt (2) wird der Realteil dieses Vektors berechnet. Im Schritt (3) werden die Realteile der gedrehten und ungedrehten Vektoren verglichen, und der Maximalwert ist die gewünschte Näherung.

[0045] Zum Beispiel mit $a = 45$ und $b = 57$:

- (1) $\max(a,b) = 57$ und $\min(a,b) = 45$,
- (2) $\frac{\sqrt{5}}{2} \max(a,b) + \frac{1}{2} \min(a,b) = 71,86$, und
- (3) $\max(\max(a,b), \frac{\sqrt{5}}{2} \max(a,b) + \frac{1}{2} \min(a,b)) = 71,86$.

[0046] Hier ist die Näherung 71,86 ungefähr 1% kleiner als das exakte Ergebnis $\sqrt{45^2 + 57^2} = 72,62$.

[0047] Es kann gezeigt werden, dass die Abweichung der Approximation gegenüber dem korrekten Wert zwischen 0% und -3,4% liegt. Der schlechteste Fall tritt für $a = b$ auf. Dann führt die Approximation zu $a \cdot \cos(\pi/12) = a \cdot 0,9659$. Das Implementieren dieses Verfahrens in die ALU erfordert nur zwei Vergleiche von Zahlen (Schritt (1) und (3)) und eine Multiplizier- und Akkumulier(MAC-)Anweisung (Schritt (2)), welche eine nicht triviale Mul-

tiplikation (Faktor $\frac{\sqrt{3}}{2}$ beinhaltet. Es erfordert keine Look-up-Tabelle, welche üblicherweise benutzt wird, um die Quadratwurzel abzuschätzen.

[0048] Die Signalverarbeitung wurde bisher aus Signalen abgeleitet, welche bei der Abtastfrequenz f_0 abgetastet wurden. Jedoch ist die Berechnung des Signals $e(n)$ bei einer Rate f_0 nicht notwendig, da die Abtastrate f_{env} , welche für die digitale Repräsentation der Hüllkurve eines Bandpasssignals notwendig ist, viel niedriger ist. Der untere Grenzwert für f_{env} wird theoretisch durch

$$f_{\text{env,min}} = 2B,$$

(Gleichung 17)

gegeben, wobei B die Bandbreite des Bandpassfilters ist. In der Tat ist die Rate $f_{\text{env,min}}$ beträchtlich niedriger als die Nyquist-Rate (gegeben durch die maximale Signalfrequenz des Bandpasssignals mal zwei). Damit definiert das Verfahren, welches durch die bevorzugten Ausführungsformen der Erfindung benutzt wird, orthogonale Impulsantworten $h(n)$ und $\underline{h}(n)$, wodurch ein effizientes Implementieren von Unterabtastungsstufen möglich ist und welches für die Integration in einer digitalen ASIC (anwendungsspezifische integrierte Schaltung) mit niedrigem Stromverbrauch anwendbar ist.

[0049] Ein Beispiel einer Ausführungsform einer 12-kanaligen Filterbank im Zusammenhang mit einem Cochlear-Implantatsystem wird in **Fig. 4** dargestellt. Ein Mikrofon **10**, das hinter dem Ohr eines Nutzers getragen wird, transformiert die akustischen Signale in der Umgebung des Benutzers in analoge elektrische Signale. Ein Vorprozessor **12** führt ein zusätzliches Vorverarbeiten des Signals ähnlich einer Höhenanhebung oder automatischen Verstärkungssteuerung durch. Das Eingabe-Audio- bzw. -Hörsignal wird durch einen Σ - Δ -Modulator **14** analog/digital-gewandelt, welcher die Überabtastungstechnik benutzt, um eine relativ hohe digitale Frequenzfolge $x(n)$ zu erzeugen, welche für das Eingangs-Audiosignal bei der Abtastfrequenz f_0 repräsentativ ist. Die Σ - Δ -Folge $x(n)$ wird dann an ein Eingangsfilter **16** eingegeben, wo sie mit der Eingangsfilter-Impulsantwort $h_0(n)$ gefaltet wird. Aufgrund der Einfachheit der Impulsantwort $h_0(n)$ erfordert die Faltung nur wenige logische Gates bzw. Verknüpfungsglieder, welche die zweistufige Σ - Δ -Folge $x(n) \in [-1, +1]$ in eine fünfstufige Folge $x_0(n) \in [0, \pm 1, \pm 2]$ wandeln. Die Rate von $x_0(n)$ ist gleich der Σ - Δ -Abtastfrequenz f_0 .

[0050] Periphere Filter **18** jedes einzelnen der 12 Filterbankkanäle führen die Faltung der fünfstufigen Sequenz $x_0(n)$ aus dem Vorfilter **16** mit der Impulsantwort $h_{s,k}(n)$ jedes peripheren Filters **18** durch (siehe Gleichungen 4–7 und den begleitenden Text) und tasten das Ergebnis abwärts um einen Faktor $4s_k$ ab, wobei k jeden der Filterkanäle wiedergibt, $k = 1, 2, \dots, 12$. Das Falten von $x_0(n)$ mit $h_{s,k}(n)$ bedeutet das Multiplizieren und Akkumulieren von $x_0(n)$ und $h_{s,k}(n)$. Da $h_{s,k}(n) \in [0, 1, 2]$ und $x_0(n) \in [0, \pm 1, \pm 2]$ ist, sind die möglichen Multiplikationsergebnisse $0, \pm 1, \pm 2, \pm 2$ und ± 4 . Dies sind Potenzen von zwei, und damit kann das Faltungsprodukt bei einem speziellen Zeitzustand mit Hilfe eines binären Zählers mit variablen Inkrementen $0, \pm 1, \pm 2$ und ± 4 berechnet werden. Da die Länge von $h_{s,k}(n)$ gleich $8s_k$ ist, erfordert die Berechnung des abwärts abgetasteten Faltungsproduktes, bei einer Rate von $(1/4s_k)f_0$, zwei Zähler mit variablen Inkrementen, wobei die Startzeiten der zwei Zähler um $4s_k$ versetzt sind. Die Sample-Rate $(1/4s_k)f_0$ ist viermal höher als die Resonanzfrequenz jedes Filters, wie in Gleichung 16 abgeschätzt, und damit gewöhnlich beträchtlich höher als die Minimalfrequenz $f_{\text{env,min}}$ wie sie in Gleichung 17 definiert ist.

[0051] Die Faltungsprodukte an den peripheren Filterzählerausgängen werden dann abwechselnd in einem 16-Wort-Peripherfaltungs-RAM **20** (auch Tiefpass-RAM genannt) gespeichert, wobei die Folge der RAM-Adressen $\dots 0, 1, 2, \dots, 14, 15, 0, 1, \dots$ (Ringkonfiguration) ist. Für jeden Filterkanal erfordert die Kombination des peripheren Filters **18** mit dem peripheren Faltungs-RAM **20** nur die Parameter s_k für die korrekte Funktion bzw. Arbeitsweise, welche während einer Initialisierungsprozedur durch eine Steuergeräteeinheit **24** eingestellt wird. Nach dem Initialisieren arbeiten die Filter- und WRITE-Operationen der peripheren Filter **18** und der peripheren Faltungs-RAMs **20** vollständig autonom, ohne durch das Steuergerät **24** oder irgendeine andere Signalverarbeitungsstufe beeinflusst zu werden.

[0052] Die Steuergeräteeinheit **24** liefert zusammen mit einem zentralen Faltungsparameter-RAM **26** (auch Kammfiltergewichtungs-RAM genannt) auch die Instruktionen für eine arithmetische logische Einheit (ALU) **28**, um die zentralen Faltungen mit den Kammfiltergewichtungen und Abschätzungen jeder Bandpass-Hüllkurve durchzuführen. Wenn die Steuergeräteeinheit **24** die Abschätzung einer Hüllkurvenabtastung initiiert, wird das Ausgangssignal des peripheren Faltungs-RAM **20** des ausgewählten Filterkanals über einen Multiplexer **22** mit der ALU **28** verbunden und der aktuelle Inhalt dieses peripheren Faltungs-RAM **20** wird in die ALU **28** gelesen. Die 16 Wörter aus dem RAM werden in zwei Sätzen von acht Wörtern angeordnet, welche mit den korrespondierenden Sätzen der acht Kammfiltergewichtungen $w_{i,k}$ und $\underline{w}_{i,k}$ ($i = 0, 1, \dots, 7$) multipliziert und gewichtet werden, welche aus dem zentralen Faltungsparameter-RAM **26** gelesen werden, wo sie während einer Initialisierungsprozedur gespeichert werden. Die sich ergebenden Ausgangssignale sind die orthogonalen Filterausgangssignale $y_k(n \downarrow)$ und $\underline{y}_k(n \downarrow)$ (s. Gleichung 14), wobei das Argument $n \downarrow$ das Abwärtsabtasten bedeutet. Das Abschätzen dieser Signale $y_k(n \downarrow)$ und $\underline{y}_k(n \downarrow)$ erfordert 16 Multiplikations- und Akkumulations-(MAC-)Instruktionen innerhalb der ALU **28**. Zusammen mit der Abschätzung von $e_k(n \downarrow)$ aus $y_k(n \downarrow)$ und $\underline{y}_k(n \downarrow)$ (s. Gleichung 15) sind im Ganzen **17** ALU-Instruktionen notwendig.

[0053] Damit erzeugt die ALU **28** eine Folge von sofortigen Bandpass-Hüllkurven für jeden Filterkanal. Im Zusammenhang mit einem Cochlear-Implantatsystem würde die ALU **28** einer bevorzugten Ausführungsform auch die Hüllkurvenamplitude über eine Lautstärkenumsetzungsfunktion spezifisch für die individuellen Hörfähigkeiten eines Benutzers justieren. Die Lautstärkenumsetzung kann eine sofortige logarithmische Kompression der Hüllkurve und eine Einstellung der Hüllkurvenamplitude oberhalb eines Schwellwert-selektiven Pegels auf einen komfortablen Hörpegel sein. Die Datencodier- und rf-Stufe **30** wandelt die Folge von sofortigen Bandpass-Hüllkurven für jeden Filterkanal in einen digitalen Datenstrom um, welcher über Funk gesendet wird. Der implantierte rf-Empfänger/Stimulator **32**, welcher von dem Nutzer getragen wird, wandelt das empfangene Funksignal in zweiphasige Stimulationspulse mit niedriger modulierter Amplitude um, welche sequenziell durch das Frequenzband angeordnet sind. Jedes Frequenzband hat eine zugehörige Elektrode innerhalb des implantierten Teils des Gerätes, so dass die Elektrode für ein gegebenes Frequenzband die neuronalen Fasern für dieses Band von Frequenzen innerhalb der Cochlear des Ohres stimuliert. Als Ergebnis induziert die Pulsanregung der neuronalen Cochlear-Fasern durch die Elektroden **34** verteilte Aktionspotenziale in den neuronalen Fasern, welche den physiologischen Ansprechmustern stochastischer Aktivierungen der neuronalen Fasern in einem gesunden Ohr entsprechen.

[0054] Die Hüllkurvensignale $e_k(n \downarrow)$ in **Fig. 4** werden sequenziell berechnet, gesteuert durch ein Mikroprogramm. Zum Beispiel wird die minimale Rate für das Berechnen der Hüllkurvensignale mit $12 \cdot f_{\text{env,min}} = 12 \cdot 2 \cdot 1 \text{ kHz} = 24 \text{ kHz}$ bei einer Filterbank, welche aus 12 Filterkanälen mit gleichen Bandbreiten $B = 1 \text{ kHz}$ besteht, gegeben. Nimmt man an, dass ein Taktzyklus notwendig ist, um eine ALU-Instruktion auszuführen, wird die ALU-Taktfrequenz $f_{\text{ALU,min}}$ durch $f_{\text{ALU,min}} = 17 \cdot 12 \cdot 2B = 408 \text{ kHz}$ gegeben. Diese Betriebsfrequenz ist weit niedriger als die Frequenz, welche gewöhnlich in DSPs benutzt wird.

[0055] Betrachtet man den Leistungs- bzw. Stromverbrauch der Strukturen der **Fig. 4**, ist es nützlich, die Faltungen der Eingabe Σ - Δ -Eingangssequenz $x(n)$ mit $h(n)$ und $\underline{h}(n)$ in zwei Stufen der peripheren Faltung und der zentralen Faltung aufzutrennen. Die periphere Faltung beinhaltet Tiefpassfiltern und Abwärtsabtasten in den peripheren Filterstufen. Diese peripheren Filter werden bei der vergleichsweise hohen Σ - Δ -Rate f_0 betrieben, aber die Impulsantworten sind extrem einfach. In Kombination mit dem Abwärtsabtasten erfordert das Implementieren nur zwei Zähler mit variablen Inkrementen. Damit kann der Stromverbrauch extrem niedrig gehalten werden, wenn asynchrone Zähler benutzt werden. Wenn ein asynchroner Zähler von beliebiger Länge bei einer Taktfrequenz f_0 getrieben wird, dann schalten im Durchschnitt nur zwei Flip-Flops hin und her und tragen damit zum Leistungsverbrauch bei. Zum Beispiel schalten im Durchschnitt bei einer 12-Kanal-Filterbank eine Gesamtzahl von $12 \times 2 \times 2 = 48$ Flip-Flops bei f_0 . Nimmt man $f_0 = 1 \text{ MHz}$ und einen Leistungsverbrauch von $10 \mu\text{W/MHz}$ pro Flip-Flop an, so führt das zu einem Leistungsverbrauch von nur $0,48 \text{ mW}$.

[0056] Die zentrale Faltung führt die Faltung des abwärts abgetasteten Tiefpassfilter-Ausgangssignales mit den Kammfiltergewichtungen $w_{i,k}$ und $\underline{w}_{i,k}$ ($i = 0, 1, \dots, 7$) aus. Dieser Schritt erfordert eine komplexere Hardware, welche eine ALU beinhaltet, welche Register, einen Multiplier, usw. aufweist, jedoch kann die Taktfrequenz der ALU sehr niedrig gehalten werden. Zum Beispiel wären in einer ALU, welche aus 6000 logischen Gates besteht, ungefähr 30% der logischen Gates zu irgendeiner gegebenen Zeit aktiv. Nimmt man einen Leistungsverbrauch von $3 \mu\text{W/MHz}$ pro Gate und eine Taktfrequenz von $f_{\text{ALU}} = 408 \text{ kHz}$ an, so führt das zu einem Leistungsverbrauch von $2,2 \text{ mW}$. Damit ist in dem aufgeführten Beispiel der Leistungsverbrauch der peripheren plus der zentralen Faltung ungefähr $2,68 \text{ mW}$, was niedriger als 1% des 300 mW -Leistungsverbrauchs ist, welcher in einer kommerziellen DSP-Implementierung der CIS-Strategie typisch ist.

Patentansprüche

1. Digitales Bandpass-Filter mit endlichem Impuls-Ansprechverhalten zur Verarbeitung eines Eingangssignals, wobei das Filter aufweist:
 einen Analog/Digital-Konverter vom Überabtastungstyp zum Konvertieren des Eingangssignals in eine Digital-Sequenz;
 ein TP-FIR (mit endlichem Impuls-Ansprechverhalten) -filter zum Falten der Digital-Sequenz zur Erzeugung eines TP-Vektors;
 ein digitales Kamm-Filter, welches durch wenigstens einen Satz von Kamm-Filter-Gewichtungen definiert wird, die repräsentativ sind für die gewichteten und zeitverschobenen Einheitsimpulse, um den Tiefpass-Vektor mit den Kamm-Filter-Gewichtungen zu falten bzw. zusammenzurollen; und
 einen Hüllkurven-Detektor zum Erfassen einer Bandpass-Hüllkurve des digitalen FIR-Bandpass-Filters.

2. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 1, bei dem der Analog-Digital-Konverter Sigma-Delta-Modulation anwendet.

3. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 1, bei dem die digitale Sequenz eine Zwei-Stufen-Binär-Sequenz ist.

4. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 1, bei dem das Tiefpass-FIR-Filter die digitale Sequenz direkt durch Multiplizieren und Kumulieren der digitalen Sequenz mit einem Tiefpass-FIR-Filter-Impuls-Ansprechverhalten faltet.

5. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 1, bei dem das Tiefpass-FIR-Filter besteht aus:
einem Eingangsfilter, um die Digital-Sequenz zu falten, um eine mehrstufige Sequenz zu erzeugen, die eine Vielzahl von zulässigen Werten aufweist;
einem peripheren Filter zum Falten der mehrstufigen Sequenz zur Erzeugung eines Tiefpass-Vektors;
einer Ausgangsstufe, die wenigstens einen Ausgangszähler zum Abwärts-Abtasten des Tiefpass-Vektors zu ausgewählten Zeiten beinhaltet; und
einem Tiefpass-RIM-Speicher zum sequenziellen Speichern des abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektors.

6. Ein digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 5, bei dem die mehrstufige Sequenz eine fünfstufige Sequenz ist.

7. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 5, bei dem das digitale Kamm-Filter aufweist:
ein Kamm-Filter-Gewichtungs-RAM zur Speicherung der Sätze der Kamm-Filter-Gewichtungen; und
eine arithmetische logische Einheit ALU zur Berechnung eines Faltungsproduktes des abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektors mit den Kamm-Filter-Gewichtungen.

8. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 7, bei dem das Kamm-Filter-Gewichtungs-RAM zwei orthogonale Sätze von Kamm-Filter-Gewichtungen speichert und die ALU die Faltungsprodukte des abwärts getasteten Tiefpass-Vektors mit zwei orthogonalen Sätzen von Kamm-Filter-Gewichtungen speichert.

9. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 8, bei dem die ALU einen Detektor für die Hüllkurve aufweist.

10. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 9, bei dem die ALU bei einer Frequenz arbeitet, die weniger als das Zweifache einer maximalen Bandpass-Frequenz des digitalen FIR-Bandpass-Filters aufweist.

11. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 9, bei dem die ALU die Bandpass-Hüllkurve des digitalen FIR-Bandpass-Filters dadurch abschätzt, dass die Wurzel aus einer Summe der Quadrate der Faltungsprodukte berechnet wird, welche durch die ALU berechnet wurden.

12. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 11, bei dem die ALU die Werte der Wurzel bzw. Quadratwurzel der Summe aus zwei Quadraten ermittelt durch:
Bestimmung der größeren Wurzel der zwei Quadrate und der kleineren der Wurzel der zwei Quadrate;
Berechnen einer Summe einer Hälfte der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate und einer Hälfte eines Produktes der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der Quadratwurzel von drei; und
Auswählen, welche von den größeren der Wurzeln der zwei Quadrate und der berechneten Summe größer ist.

13. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 1, bei dem der Hüllkurven-Detektor eine Bandpass-Hüllkurve des digitalen FIR-Bandpass-Filters durch Berechnung einer Quadratwurzel einer Summe von Quadraten der Faltungsprodukte berechnet, die durch das digitale Kamm-Filter berechnet sind.

14. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 13, bei dem der Hüllkurven-Detektor den Wert der Quadratwurzel der Summe der beiden Quadrate ermittelt durch:
Bestimmung der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate;
Berechnen einer Summe einer Hälfte der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate und einer Hälfte eines Produktes der größeren der Wurzeln der zwei Quadrate und der Quadratwurzel von 3; und
Auswählen, welche größer ist aus der größeren der Wurzeln der zwei Quadrate und der berechneten Summe.

15. Kochleares Implantat-System mit:
einem implantierbaren Abschnitt zur Implantation in einer Person zur Erzeugung auditorischer Signale für den Patienten; und
einen externen Abschnitt zur Erzeugung der auditorischen Signale zum implantierbaren Abschnitt, wobei der externe Abschnitt das digitale FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 1 beinhaltet.

16. Verfahren zur Verarbeitung eines Eingangssignales durch ein digitales Bandpass-Filter mit endlichem

Impuls-Ansprechverhalten (FIR), wobei das Verfahren aufweist:

Konvertieren des Eingangssignales in eine digitale Sequenz in einem Analog-Digital-Konverter durch Überab-tasten (Oversampling);

Falten der Digital-Sequenz in einem Tiefpass-FIR-Filter zur Erzeugung eines Tiefpass-Vektors;

Falten des Tiefpass-Vektors in einem digitalen Kamm-Filter, welches durch wenigstens einen Satz von Kamm-Filter-Gewichtungen definiert ist, die für die gewichteten und zeitverschobenen Einheitsimpulse reprä-sentativ sind; und

Erfassen einer Bandpass-Hüllkurve des digitalen FIR-Bandpass-Filters in einem Hüllkurven-Detektor.

17. Verfahren zur Verarbeitung eines Eingangssignals durch ein digitales Bandpass-Filter mit endlichem Impuls-Ansprechverhalten, FIR, wobei das Verfahren aufweist:

Konvertieren des Eingangssignals in eine Digitalsequenz durch Oversampling in einem Analog-Digital-Kon-verter;

Falten der Digital-Sequenz in einem Eingangsfilter zur Erzeugung einer mehrstufigen Sequenz, welche eine Vielzahl von zulässigen Werten beinhaltet;

direktes Falten der Mehrstufen-Sequenz in einem peripheren Filter zur Erzeugung eines Tiefpass-Vektors;

Abwärts-Abtasten des Tiefpass-Vektors zu ausgewählten Zeiten mit einer Ausgangsstufe, welche wenigstens einen Ausgangszähler beinhaltet;

sequenzielle Speicherung des abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektors in einem Tiefpass-RAM-Speicher;

Berechnen des Faltungsproduktes des abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektors mit zwei orthogonalen Sätzen von Kamm-Filter-Gewichtungen, die repräsentativ sind für die gewichteten und zeitverschobenen Einheitsim-pulse eines digitalen Kamm-Filters in einer arithmetischen logischen Einheit ALU;

Abschätzen einer Bandpass-Hüllkurve des digitalen FIR-Bandpass-Filters durch Berechnen einer Quadratwur-zel aus der Summe von Quadraten der Faltungsprodukte, die in der ALU berechnet wurden, in der ALU, wobei der Wert der Quadratwurzel der Summe der beiden Quadrate abgeschätzt wird durch:

Bestimmen der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der kleineren der Wurzeln der beiden Quadra-te;

Berechnen einer Summe von einer Hälfte der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate und einer Hälfte ei-nes Produktes der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der Quadratwurzel von drei; und

Auswählen, was größer ist von der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der berechneten Summe.

18. Digitale Filterbank zur Verarbeitung eines Eingangssignals, welche aus einer Vielzahl von digitalen Bandpass-Filtern bzw. FIR-Filtern mit endlichem Impuls-Ansprechverhalten besteht, die parallel zueinander angeordnet sind, wobei die Filterbank aufweist:

einen Analog/Digital-Konverter vom Oversampling-Typ zum Konvertieren des Eingangssignals in eine Digital-sequenz;

eine Vielzahl von Tiefpass-FIR-Filtern, die parallel zueinander angeordnet sind, um die Digital-Sequenz zu fal-ten zur Erzeugung einer Vielzahl von Tiefpass-Vektoren;

eine Vielzahl von digitalen Kamm-Filtern, die jeweils einem der Vielzahl von Tiefpass-FIR-Filtern zugeordnet sind und jeweils durch wenigstens einen Satz von Kamm-Filter-Gewichtungen definiert sind, welche für die ge-wichteten und zeitverschobenen Einheitsimpulse repräsentativ sind, bei welchen jedes der Vielzahl von digita-len Kamm-Filtern den Tiefpass-Vektor des zugeordneten Tiefpass-FIR-Filters faltet mit den Kamm-Filter-Ge-wichtungen; und

einen Detektor für die Hüllkurve zur sequenziellen Erfassung einer Bandpass-Hüllkurve jedes der Vielzahl von digitalen FIR-Bandpass-Filtern.

19. Digitale Filterbank nach Anspruch 18, bei der der Analog/Digital-Konverter die Sigma-Delta-Modulation verwendet.

20. Digitale Filterbank nach Anspruch 18, bei welcher die Digital-Sequenz eine zweistufige Binärsequenz ist.

21. Digitale Filterbank nach Anspruch 18, bei welcher jedes der Vielzahl von Tiefpass-FIR-Filtern die Digi-tal-Sequenz direkt durch Multiplizieren und Akkumulieren der Digital-Sequenz mit einer Tiefpass-Filter-Im-puls-Antwort faltet.

22. Digitale Filterbank nach Anspruch 18, bei der jedes der Vielzahl von FIR-Bandpass-Filtern die gewich-teten und zeitverschobenen Einheitsimpulse des zugeordneten Kamm-Filters durch einen Skalierungsfaktor mulitpliziert, der invers proportional zur Mitten-Bandpass-Frequenz des FIR-Bandpass-Filters ist, um in glei-cher Weise die Bandpass-Frequenzen der FIR-Bandpass-Filter zu verstärken.

23. Digitale Filterbank nach Anspruch 18, bei welcher die Vielzahl der Tiefpass-FIR-Filter weiter aufweist:
 ein Eingangsfilter, welches die Digital-Sequenz faltet, um eine mehrstufige Sequenz mit einer Vielzahl von zulässigen Werten zu erzeugen;
 eine Vielzahl von peripheren Filtern, die parallel angeordnet sind, welche die mehrstufige Sequenz faltet, um die Vielzahl der Tiefpass-Vektoren zu erzeugen, und
 bei welchen jedes periphere Filter aufweist:
 eine Ausgangsstufe mit wenigstens einem Ausgang bzw. Ausgangssignalzähler, der den Tiefpass-Vektor zu ausgewählten Zeiten abwärts abtastet, und
 einen Tiefpass-RAM-Speicher, der sequenziell den abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektor speichert.

24. Digitale Filterbank nach Anspruch 23, bei welcher die mehrstufige Sequenz eine fünfstufige Sequenz ist.

25. Digitale Filterbank nach Anspruch 23, bei welcher die Vielzahl der digitalen Kamm-Filter weiterhin aufweist:
 einen Kamm-Filter-Gewichtungs-RAM zur Speicherung der Sätze von Kamm-Filter-Gewichtungen für jedes der Vielzahl von digitalen Kamm-Filtern; und
 eine arithmetische logische Einheit ALU zur sequenziellen Berechnung eines Faltungsproduktes jedes der Vielzahl von abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektoren mit den Kamm-Filter-Gewichtungen des zugeordneten digitalen Kamm-Filters.

26. Digitale Filterbank nach Anspruch 25, bei der das Kamm-Filter-Gewichtungs-RAM zwei orthogonale Sätze von Kamm-Filter-Gewichtungen für jedes der Vielzahl von digitalen Kamm-Filtern speichert und die ALU sequenziell die Faltungsprodukte aus jedem der Vielzahl von abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektoren mit den zwei orthogonalen Sätzen der Kamm-Filter-Gewichtungen des zugeordneten digitalen Kamm-Filters berechnet.

27. Digitale Filterbank nach Anspruch 26, bei welcher die ALU weiterhin aufweist einen Hüllkurven-Detektor.

28. Digitale Filterbank nach Anspruch 27, bei welcher die ALU bei einer Frequenz arbeitet, die kleiner ist als das Zweifache einer maximalen Bandpass-Frequenz der digitalen Filterbank.

29. Digitale Filterbank nach Anspruch 27, bei welcher die ALU die Bandpass-Hüllkurve jedes der Vielzahl von FIR-Bandpass-Filter abschätzt durch:
 Berechnen einer Quadratwurzel aus der Summe der Quadrate der Faltungsprodukte der abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektoren mit den zwei orthogonalen Sätzen der Kamm-Filter-Gewichtungen des zugeordneten digitalen Kamm-Filters.

30. Digitale Filterbank nach Anspruch 29, bei welcher die ALU den Wert der Quadratwurzel der Summe von zwei Quadraten abschätzt durch:
 Festlegen der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate;
 Berechnen einer Summe aus einer Hälfte der kleineren Wurzeln der beiden Quadrate und einer Hälfte eines Produktes der größeren Wurzel der beiden Quadrate und der Quadratwurzel von drei; und
 Auswählen, was größer ist von der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der berechneten Summe.

31. Digitale Filterbank nach Anspruch 18, bei welcher der Hüllkurven-Detektor sequenziell eine Bandpass-Hüllkurve jedes der Vielzahl von FIR-Bandpass-Filtern erfasst, indem für jedes der Vielzahl von digitalen Kamm-Filtern eine Quadratwurzel der Summe der Quadrate der Faltungsprodukte berechnet wird, welche durch das digitale Kamm-Filter berechnet wird.

32. Digitales FIR-Bandpass-Filter nach Anspruch 31, bei dem der Hüllkurven-Detektor den Wert der Quadratwurzel aus der Summe der zwei Quadrate berechnet durch:
 Bestimmen der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate;
 Berechnen einer Summe einer Hälfte der niedrigeren der Wurzeln der beiden Quadrate und einer Hälfte eines Produktes der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der Quadratwurzel aus drei; und
 Auswählen, was größer ist zwischen der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der berechneten Summe.

33. Kochleares Implantationssystem mit:
 einem implantierbaren Abschnitt zur Implantation in einer Person zur Erzeugung auditorischer Signale zu dem Patienten; und
 einem externen Abschnitt zur Lieferung von auditorischen Signalen an den implantierbaren Abschnitt, wobei der externe Abschnitt die digitale Filterbank nach Anspruch 18 beinhaltet.

34. Verfahren zur Verarbeitung eines Eingangssignals durch eine digitale Filterbank, die eine Vielzahl von digitalen Bandpass-Filtern mit endlichem Impuls-Ansprechverhalten bzw. Signal FIR aufweist die parallel angeordnet sind, wobei das Verfahren beinhaltet:
 Konvertieren des Eingangssignals in eine Digitalsequenz in einem Analog/Digital-Konverter durch Oversampling;
 Falten der Digital-Sequenz in jedem der Vielzahl von Tiefpass-FIR-Filtern, die parallel angeordnet sind, um eine Vielzahl von Tiefpass-Vektoren zu liefern;
 sequenzielles Falten jedes der Vielzahl von Tiefpass-Vektoren in einer Vielzahl von digitalen Kamm-Filtern, die jeweils einem der Vielzahl von Tiefpass-FIR-Filtern zugeordnet sind und jeweils durch wenigstens einen Satz von Kamm-Filter-Gewichtungen definiert sind, welche repräsentativ sind für die gewichteten und zeitverschobenen Einheitsimpulse; und
 sequenzielles Erfassen einer Bandpass-Hüllkurve jedes der Vielzahl von digitalen FIR-Bandpass-Filtern in einem Hüllkurven-Detektor.

35. Verfahren zur Verarbeitung eines Eingangssignales durch eine digitale Filterbank, die aus einer Vielzahl von digitalen Bandpass-Filtern mit endlichem Impuls-Ansprechverhalten bzw. Signal, FIR, die parallel angeordnet sind, wobei das Verfahren beinhaltet:
 Konvertieren des Eingangssignals in eine Digitalsequenz in einem Analog/Digital-Konverter durch Oversampling;
 Falten der Digital-Sequenz in einem Eingangsfilter zur Erzeugung einer mehrstufigen Sequenz mit einer Vielzahl von zusätzlichen Werten;
 direktes Falten der mehrstufigen Sequenz in jedem von einer Vielzahl von peripheren Filtern, die parallel angeordnet sind, um eine Vielzahl von Tiefpass-Vektoren zu erzeugen;
 Abtasten in Abwärtsrichtung der Vielzahl von Tiefpass-Vektoren zu ausgewählten Zeiten mit einer zugeordneten Ausgangsstufe, welche wenigstens einen Ausgangszähler beinhaltet;
 sequenzielles Speichern der Vielzahl von in Abwärtsrichtung abgetasteten Tiefpass-Vektoren in einer Vielzahl von zugeordneten Tiefpass-RAM-Speichern RAM;
 sequenzielles Berechnen der Faltungsprodukte jedes der Vielzahl von abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektoren mit zwei orthogonalen Sätzen von Kamm-Filter-Gewichtungen, die repräsentativ sind für die gewichteten und zeitverschobenen Einheitsimpulse eines zugeordneten digitalen Kamm-Filters, in einer arithmetisch logischen Einheit ALU;
 sequenzielles Abschätzen einer Bandpass-Hüllkurve jedes der Vielzahl von FIR-Bandpass-Filter durch Berechnen einer Quadratwurzel aus der Summe von Quadraten der Faltungsprodukte jedes der Vielzahl von abwärts abgetasteten Tiefpass-Vektoren mit den zwei orthogonalen Sätzen der Kamm-Filter-Gewichtungen der zugehörigen digitalen Kamm-Filter in der ALU, wobei der Wert der Quadratwurzel der Summe der zwei Quadrate abgeschätzt wird durch:
 Bestimmen der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate;
 Berechnen einer Summe von einer Hälfte der kleineren der Wurzeln der beiden Quadrate und einer Hälfte eines Produktes der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der Quadratwurzel aus drei; und
 Auswählen, was größer ist von der größeren der Wurzeln der beiden Quadrate und der berechneten Summe.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

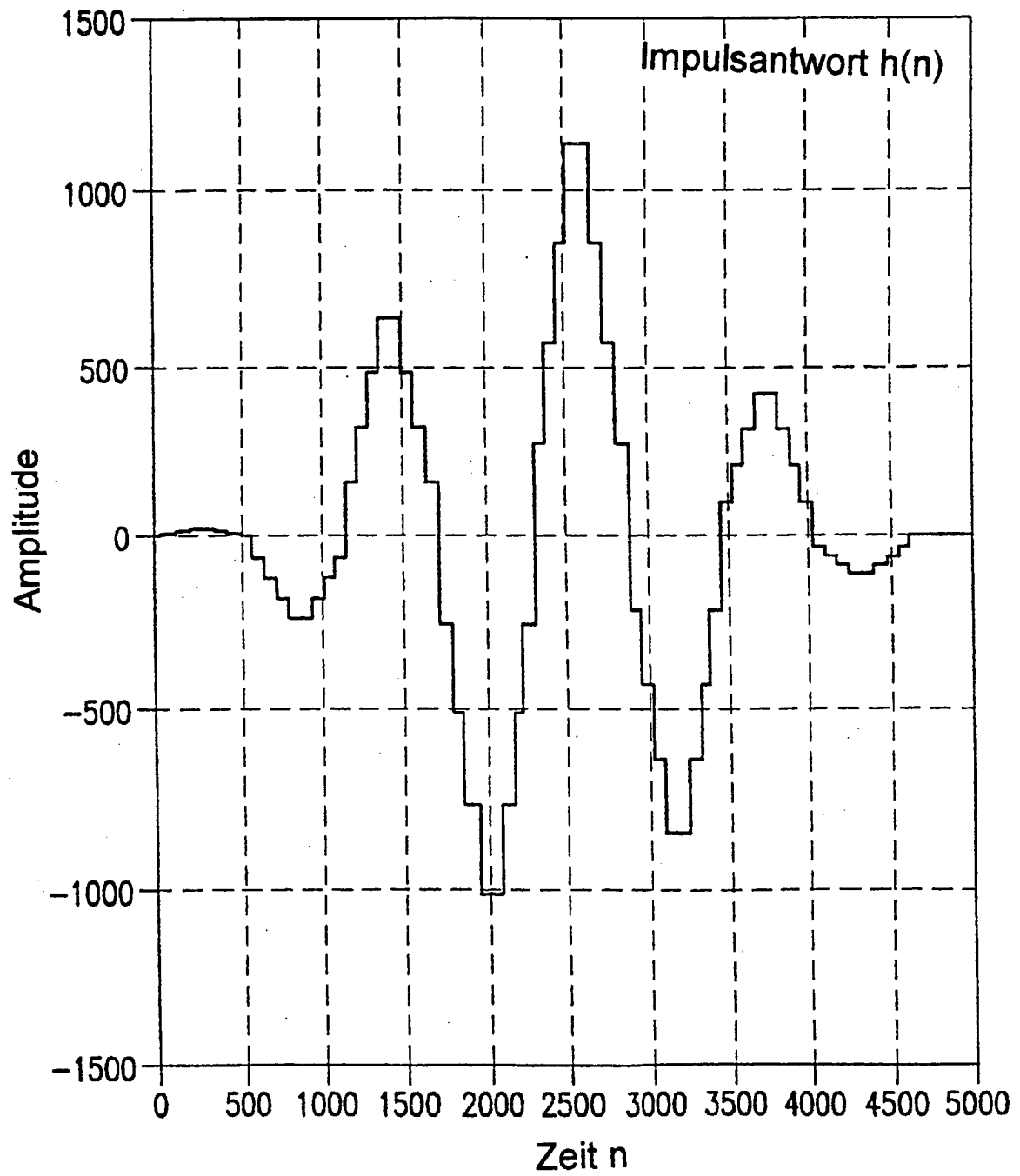


FIG. 1

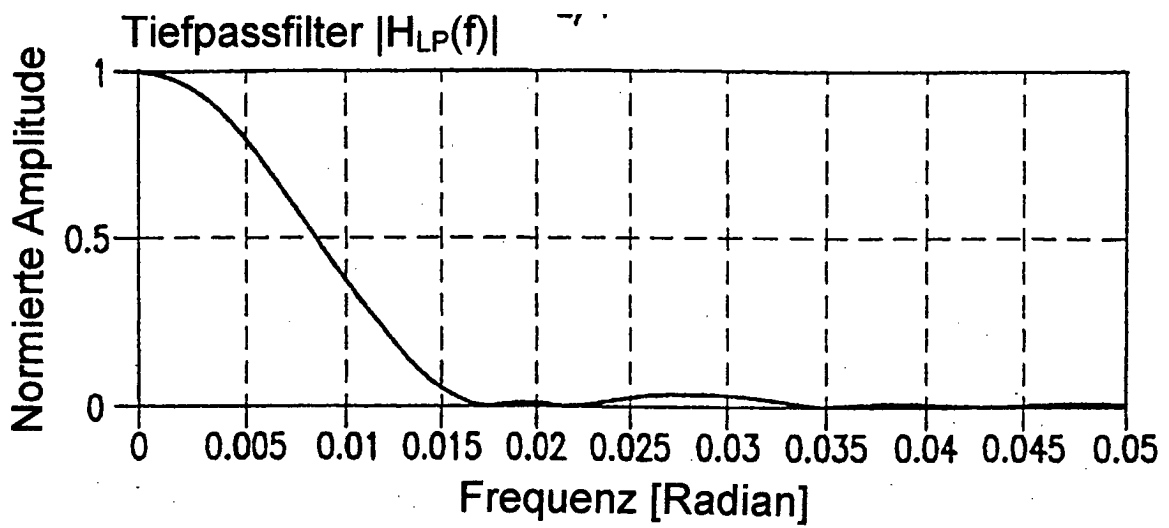


FIG. 2A

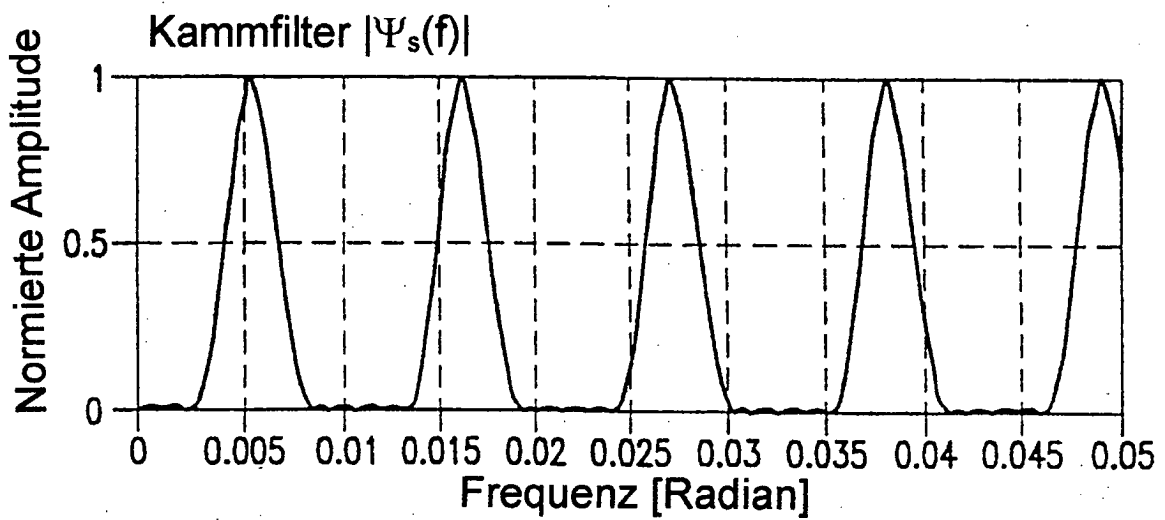


FIG. 2B

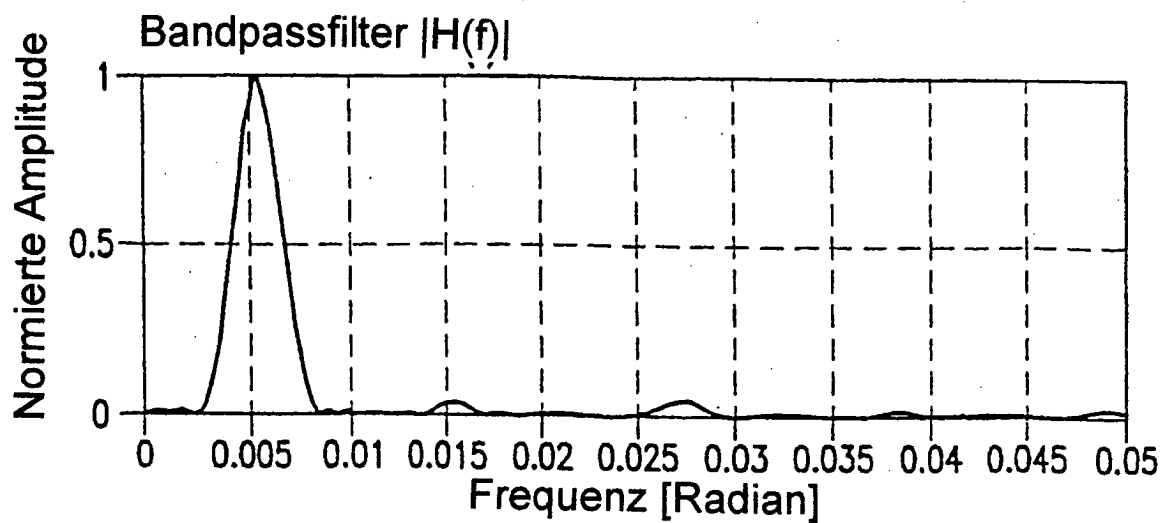


FIG. 2C

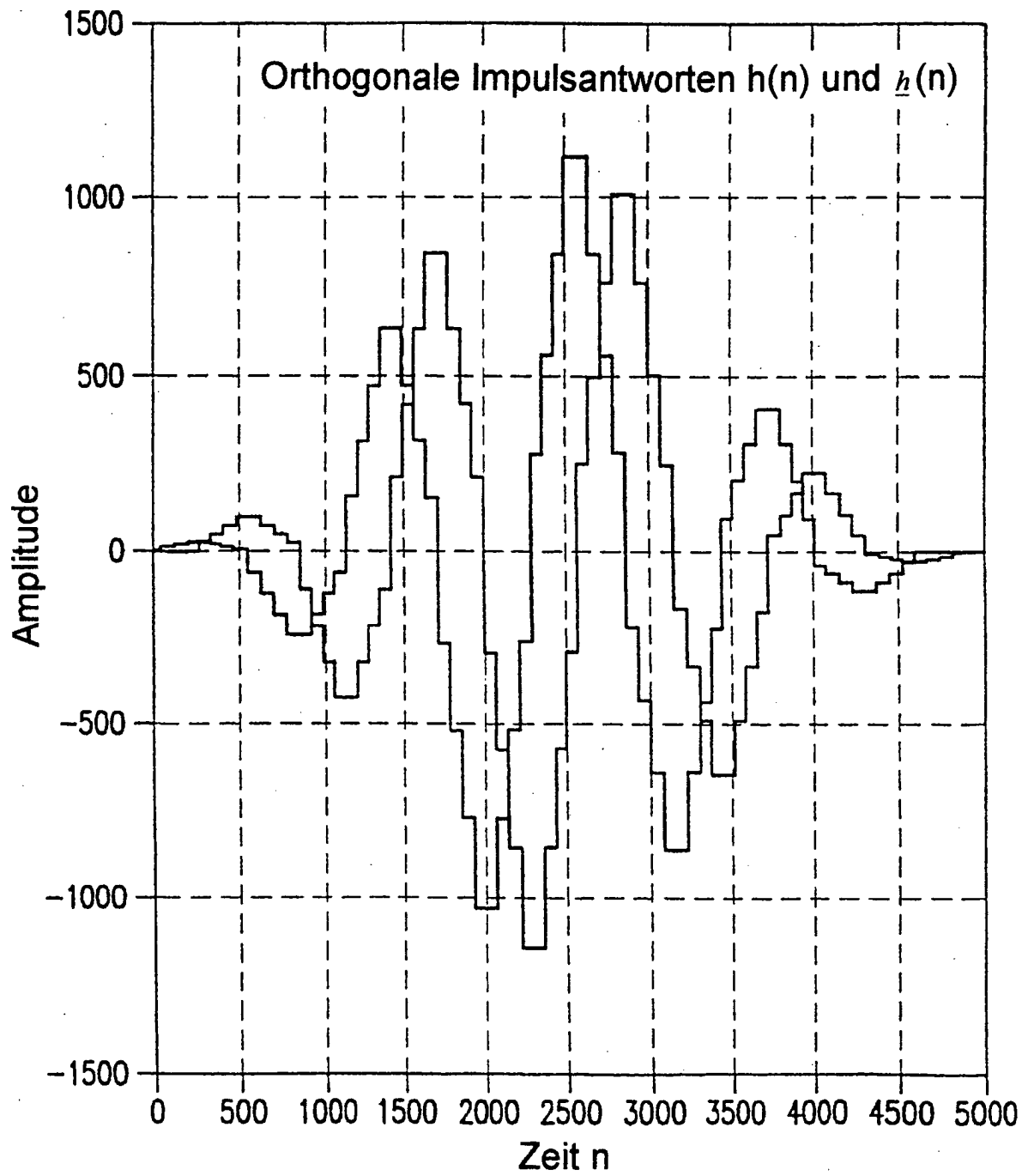


FIG. 3

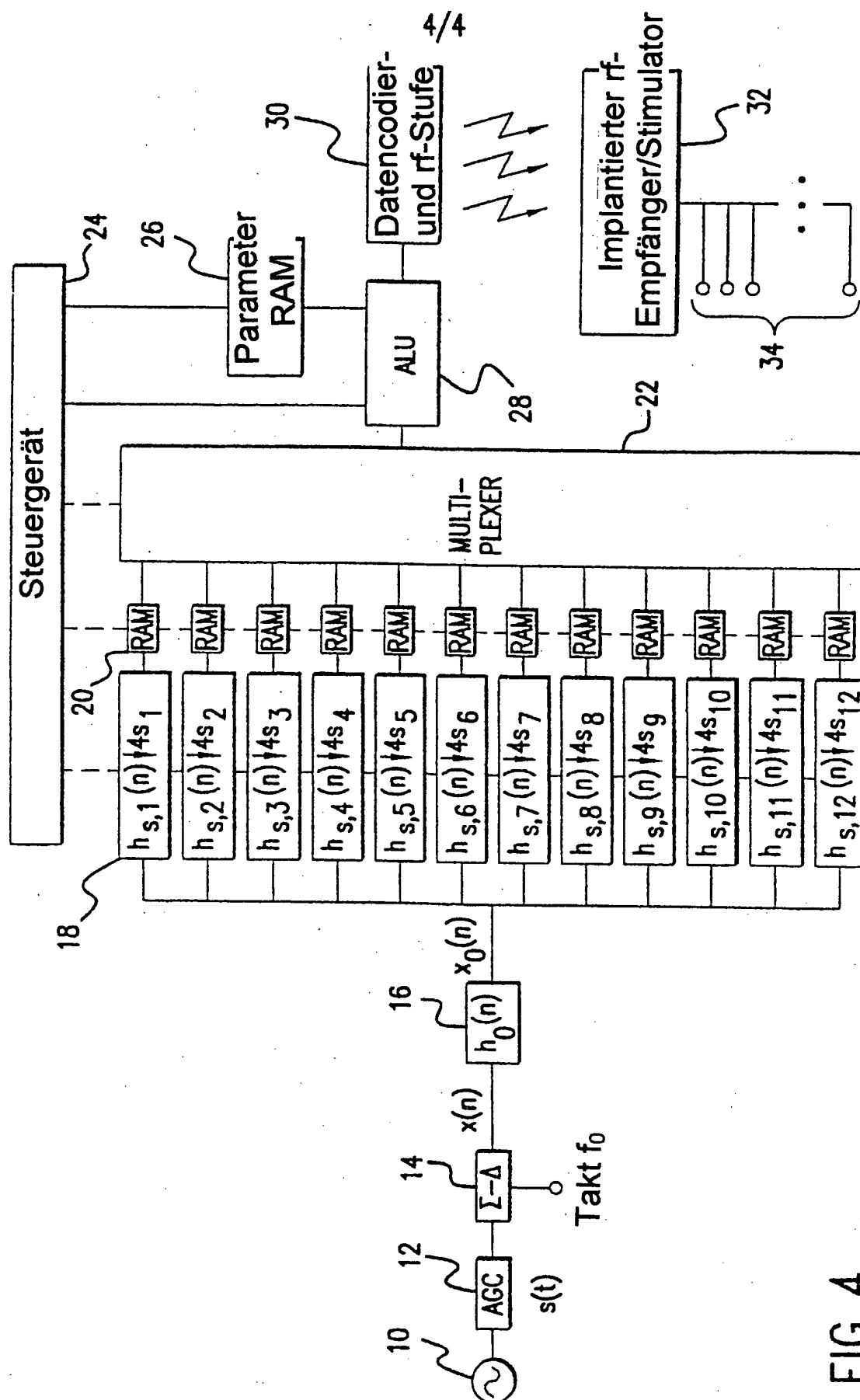


FIG. 4