

⑫ **EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT**

④5 Veröffentlichungstag der Patentschrift :  
**20.08.86**

⑤1 Int. Cl.<sup>4</sup> : **G 10 L 3/02**

②1 Anmeldenummer : **82108691.5**

②2 Anmeldetag : **20.09.82**

⑤4 **Anordnung zur Übertragung von Sprache nach dem Kanalvocoderprinzip.**

③0 Priorität : **22.09.81 DE 3137679**

④3 Veröffentlichungstag der Anmeldung :  
**30.03.83 Patentblatt 83/13**

④5 Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenter-  
teilung : **20.08.86 Patentblatt 86/34**

⑥4 Benannte Vertragsstaaten :  
**CH DE FR GB IT LI NL**

⑤6 Entgegenhaltungen :  
**FR-A- 1 569 433**  
**IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Band**  
**COM-22, Nr. 9, September 1974, Seiten 1172-1179,**  
**New York, USA P.E. LEUTHOLD et al.: "Amplitude**  
**modulation by means of two-dimensional semirecur-**  
**sive digital filters"**

⑦3 Patentinhaber : **Siemens Aktiengesellschaft Berlin**  
**und München**  
**Wittelsbacherplatz 2**  
**D-8000 München 2 (DE)**

⑦2 Erfinder : **Reiss, Rüdiger, Dr.-Ing.**  
**Ludwig-Thoma-Strasse 83**  
**D-8013 Haar (DE)**

**EP 0 075 311 B1**

Anmerkung : Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt 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).

## Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf eine Anordnung zur Übertragung von Sprache nach dem Kanalvocoderprinzip, bei dem sendeseitig in einem Vocoderanalysator vom zu übertragenden Sprachsignal Hüllkurvenwerte für eine durch eine Filterbank vorgegebene Anzahl von sich durch Frequenzlage undbreite unterscheidenden M Spektralkanälen sowie gegebenenfalls zusätzliche sprachspezifische Parameter, wie Sprachgrundfrequenz und Stimmcharakteristikum abgeleitet und in geeigneter Weise zu  
 5 einem digitalen Summensignal zusammengefaßt im Rhythmus aufeinander folgender je ein Analyseintervall umfassenden Rahmen zur Empfangsseite übertragen werden, bei dem ferner das digitale Summensignal empfangsseitig wiederum auf die einzelnen M Spektralkanäle und gegebenenfalls auf die  
 10 den zusätzlichen sprachspezifischen Parametern zugeordneten Kanäle aufgeteilt wird und diese Kanalsignale anschließend dem empfangsseitigen Vocodersynthetisator zugeführt werden, der seinerseits eine dem sendeseitigen Vocoderanalysator entsprechende Filterbank sowie einen Pulsgenerator aufweist und ausgangsseitig das generierte synthetische Sprachsignal abgibt.

Kanalvocoder-Übertragungsverfahren sind beispielsweise durch die Literatur IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-15, Nr. 4, Dez. 1967, Seiten 148 bis 161 bekannt. In der Regel wird bei  
 15 solchen Kanalvocodern im Analyseteil und im Syntheseteil von der gleichen Filterbank Gebrauch gemacht. Bei Sprachübertragung im Halbduplex ergibt sich hierdurch ein günstiger Aufwand, weil die Filterbank jeweils umgeschaltet werden kann und so nur einmal je Gerät vorhanden zu sein braucht.

Der im Zuge der fortschreitenden integrierten Technik sich mehr und mehr vollziehende Übergang von analogen Schaltungen auf digitale Schaltungen führt auch dazu, Kanalvocoder ausschließlich in  
 20 digitaler Technik zu realisieren. Wie beispielsweise die Literaturstelle IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-29, Nr. 1 Febr. 1981, Seiten 13 bis 23, insbesondere Seite 16, rechte Spalte, erster Absatz ausweist, werden für die Realisierung der Filterbank in digitaler Ausführung IIR-Filter und FIR-Filter erwähnt. Der Aufwand für derartige Filter ist jedoch erheblich. Dies gilt insbesondere für das nicht rekursive Filter mit endlicher Impulsantwort (FIR-Filter), weil dieses hierfür  
 25 von hoher Ordnungszahl sein muß. Die digitalen rekursiven Filter mit unendlicher Impulsantwort (IIR-Filter) lassen sich zwar für den genannten Zweck mit wesentlich niedrigerer Ordnungszahl verwirklichen, haben jedoch nicht die günstigen Eigenschaften der FIR-Filter.

Als digitale Filter können auch sogenannte « Switched capacitor-Filter » Verwendung finden, die in integrierter Ausführungsform zur Verfügung stehen und mit einem kleinen Einbauvolumen auskommen.  
 30 Solche Filter haben jedoch wie alle Abtastfilter den Nachteil, daß sich ihre Übertragungsfunktion im Frequenzbereich periodisch wiederholt. Mit anderen Worten darf hier das Eingangssignal für ein solches Filter keine spektralen Anteile oberhalb der halben Abtastfrequenz besitzen. Wie die Praxis zeigt, muß hier die obere Bandgrenze des Eingangssignals noch einen größeren Abstand von der halben Abtastfrequenz aufweisen, wenn Störungen vermieden werden sollen. Hinsichtlich des Analyseteils  
 35 ergeben sich hierdurch keine Probleme, da dieser Abstand mit einfachen Mitteln sicher eingehalten werden kann. Im Syntheseteil dagegen ist diese Forderung nicht ohne erheblichen Zusatzaufwand infolge der impulsförmigen Anregungsfunktion zu gewährleisten. Hier müssen mit anderen Worten erhebliche analoge Siebmittel aufgewendet werden, um störende Effekte in Form eines zwitschernden Hintergrundgeräusches in ausreichendem Maß zu unterdrücken.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, für das Syntheseteil eines in digitaler Technik ausgeführten Kanalvocoders eine Lösung für eine digitale Filterbank aufzuzeigen, die bei relativ geringem  
 40 technischen Aufwand eine optimale Sprachqualität der generierten synthetischen Sprache gewährleisten kann.

Ausgehend von einer Anordnung zur Übertragung von Sprache nach dem Kanalvocoderprinzip der  
 45 einleitend geschilderten Art wird diese Aufgabe gemäß der Erfindung dadurch gelöst, daß die in digitaler Technik gestaltete Filterbank aus nicht rekursiven zeitvarianten Filtern mit endlicher Impulsantwort (FIR-Filter) bestehen, daß ferner der Filterbank eingangsseitig die Anregungsgröße des Pulsgenerators mit konstanter Pulsamplitude zugeführt ist und daß die Zeitvarianz des Verstärkungsfaktors der Filterbank durch Multiplikation der Filterbankkoeffizienten mit den im Rhythmus aufeinander folgender Rahmen  
 50 übertragenen Hüllkurvenwerten in Multiplizierern herbeigeführt ist.

Bei der Erfindung wird von der wesentlichen Erkenntnis ausgegangen, daß es für die Impulsantwort eines FIR-Filters auf das gleiche hinausläuft, ob die seinem Eingang zugeführte Impulsfolge mit den übertragenen Hüllkurvenwerten gewichtet ist oder aber die Gewichtung über eine Multiplikation der  
 55 Filterkoeffizienten mit den übertragenen Hüllkurvenwerten erfolgt. Die erfindungsgemäße Ausbildung der Filterbank als zeitvariante Filterbank, der eingangsseitig die Anregungsgröße des Pulsgenerators mit konstanter Amplitude zugeführt wird, vermindert in außerordentlich vorteilhafter Weise die im Syntheseteil durchzuführenden Multiplikationen und damit den Filteraufwand.

Bei einer ersten bevorzugten Ausführungsform weisen die FIR-Filter, denen eingangsseitig die Anregungsgröße zugeführt ist, jeweils eine Kettenschaltung von N-1 gleichen Verzögerungsstufen mit  
 60 maximal N Abgriffen auf. Jedes FIR-Filter hat eine den Abgriffen entsprechende Anzahl von Schaltern, deren Steuereingänge mit den Abgriffen verbunden sind. Jeder Schalter verbindet dabei den Ausgang eines Multiplizierers mit dem Filterausgang. Die einen Eingänge der Multiplizierer bilden gemeinsam den

Eingang für den zugeordneten übertragenen Hüllkurvenwert und an jedem der anderen Eingänge der Multiplizierer steht ein Filterkoeffizient an, die in ihrer Gesamtheit die Filterantwort festlegen.

Bei einer zweiten bevorzugten Anordnung ist die Filterbank ein FIR-Summenfilter, das eine Kettenschaltung von N-1 gleichen Verzögerungsstufen mit maximal N Abgriffen aufweist und eine den  
5 Abgriffen entsprechende Zahl von Schaltern hat, deren Steuereingänge mit den Abgriffen verbunden sind. Hierbei verbindet jeder Schalter den Ausgang einer Multiplizierer-Summierschaltung mit dem Filterausgang, die die Produktbildung der Einzelfilterkoeffizienten mit den zugehörigen übertragenen Hüllkurvenwerten ausführt und die Produktsumme bildet.

Die üblicherweise aus Gründen der Redundanzreduktion ausschließlich in Potenzen von zwei  
10 übertragenen Hüllkurvenwerte geben die Möglichkeit, ihre Multiplikation mit den Filterkoeffizienten jeweils in einem Schiebewerk auszuführen, was eine weitere erhebliche Aufwandsminderung mit sich bringt.

In Weiterbildung der Erfindung kann die den FIR-Filtern bzw. dem FIR-Summenfilter zugeführte Anregungsgröße unter Verzicht auf eine Stimmlos-Stimmhaft-Umschaltung eine von einem Pulsgenerator periodisch erzeugte und vom übertragenen Sprachgrundfrequenzwert in ihrer Folgefrequenz steuerbare Pulsfolge sein. In diesem Zusammenhang sind die Filterkoeffizienten derart bemessen, daß  
15 hierdurch eine optimale Sprachqualität der synthetisierten Sprache gewährleistet ist.

Eine erste derartige bevorzugte Bemessung kann darin bestehen, daß die Filterkoeffizienten der FIR-Filter bzw. der Filterbereiche des FIR-Summenfilters mit Mittenfrequenzen < 2 kHz für Impulsantworten und diejenigen der FIR-Filter bzw. der Filterbereiche des Summenfilters mit Mittenfrequenzen > 2 kHz für Rauschantworten bemessen sind.

Eine weitere bevorzugte Bemessung kann darin bestehen, daß sämtliche Filterkoeffizienten der FIR-Filter bzw. des FIR-Summenfilters für Rauschantworten bemessen sind.

Anhand von in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispielen soll die Erfindung im folgenden  
25 noch näher erläutert werden. In der Zeichnung bedeuten

Figur 1 das Blockschaltbild des Syntheseteils eines üblichen Kanalvocoders,

Figur 2 das Fig. 1 entsprechende Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Syntheseteils,

Figur 3 das Blockschaltbild eines digitalen Bandfilters des Syntheseteils nach Fig. 2,

Figur 4 ein weiteres Syntheseteil mit einem digitalen Summenfilter nach der Erfindung,

30 Figur 5 eine weitere Ausführungsform eines Syntheseteils nach der Erfindung in schematischer Darstellung.

Die innerhalb eines Analyseintervalls auf der Sendeseite zu einem Zeitmultiplexrahmen zusammengefaßten Hüllkurvenwerte  $A_i$  sowie der Grundfrequenzinformation  $N_0$  und dem Stimmhaft-Stimmlos-Kriterium  $S_c$  werden auf der Empfangsseite im Demultiplexer DEMUX, dem eingangsseitig das  
35 Summensignal  $s_s$  zugeführt wird, zunächst wieder in die einzelnen Kanäle, nämlich die M Spektralkanäle für die M Hüllkurvenwerte  $A_1, A_2 \dots A_M$  sowie den Kanal für das Stimmhaft-Stimmlos-Kriterium  $S_c$  und den Kanal für die Grundfrequenzinformation  $N_0$  aufgeteilt.

Das eigentliche Syntheseteil ST weist die Filterbank mit den Bandpässen  $B_1, B_2 \dots B_M$  auf, denen die Hüllkurvenwerte jeweils über einen Modulator  $M_1, M_2 \dots M_M$  zugeführt werden. Dem jeweils zweiten  
40 Eingang der Modulatoren wird in Abhängigkeit des Stimmhaft-Stimmlos-Kriteriums  $S$  über den Umschalter U entweder die Anregungsgröße  $x(n)$  in Form der vom Pulsgenerator PB erzeugten periodischen Pulsfolge oder aber in Form der von einem Zufallsimpulsgenerator PNG erzeugten Pseudozufallsimpulsfolge zugeführt. Die an den Modulatorausgängen abgegebenen, durch die Hüllkurvenwerte  $A_1, A_2 \dots A_M$  gewichteten Impulse des Pulsgenerators PG bzw. des Zufallsimpulsgenerators PNG werden über die  
45 Bandfilter  $B_1, B_2 \dots B_M$  hinweggeführt. Die Filterantworten  $Y_1(n), Y_2(n) \dots Y_M(n)$  werden anschließend über den Summierer SU zum synthetisierten Sprachsignal  $y(n)$  am Ausgang des Syntheseteils ST zusammengefaßt.

Für die Ausführung der Bandfilter  $B_1, B_2 \dots B_M$  als FIR-Filter ergibt sich für das Ausgangssignal  $y(n)$  unter Berücksichtigung der in Fig. 1 ebenfalls angeschriebenen Filterkoeffizienten  $h_1(k), h_2(k) \dots h_M(k)$   
50 für diese Bandfilter die Beziehung

$$y(n) = \sum_{i=1}^M A_i \sum_{k=0}^{N-1} h_i(k) \cdot x(n - k) . \quad (1)$$

55 Dabei ist davon ausgegangen, daß jedes der ein FIR-Filter darstellenden Bandfilter  $B_1, B_2 \dots B_M$  N Abgriffe aufweist und aus N-1 gleichen Verzögerungsgliedern mit der Verzögerungszeit die gleich des mittleren Zeitabstands zweier aufeinander folgender Impulse gewählt ist. Der Ausdruck in Gleichung (1) hinter dem ersten Summenzeichen stellt die jeweilige Filterantwort  $y_i(n)$  dar, so daß sich die Gleichung (1) auch schreiben läßt

$$60 \quad y(n) = \sum_{i=1}^M y_i(n) . \quad (2)$$

Wie die Gleichung (1) erkennen läßt, ergibt sich für das Ausgangssignal  $y(n)$  das gleiche Ergebnis,  
65 wenn anstelle einer Gewichtung der vom Pulsgenerator DG bzw. vom Zufallsimpulsgenerator PNG

gelieferten Anregungsgröße  $x(n)$  mit den Hüllkurvenwerten  $A_i$  die Filterkoeffizienten  $h_i(k)$  mit den Hüllkurvenwerten  $A_i$  multipliziert werden. Die Gleichung (1) für das Ausgangssignal des Syntheseteils  $y(n)$  kann deshalb wie folgt umgeschrieben werden.

5 
$$y(n) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=0}^{N-1} \{ A_i \cdot h_i(k) \} \cdot x(n - k) . \quad (3)$$

Setzt man für das Produkt  $A_i \cdot h_i(k) = g_i(k)$ , so ergibt sich

10 
$$y(n) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=0}^{N-1} g_i(k) \cdot x(n - k) . \quad (4)$$

Der Ausdruck hinter dem ersten Summenzeichen stellt wiederum die Ausgangsfunktion  $y_i(n)$  eines Einzelfilters dar, so daß auch hier gilt

15 
$$y(n) = \sum_{i=1}^M y_i(n) . \quad (5)$$

Das die Gleichungen (3) bis (5) realisierende, mit FIR-Filtern aufgebaute Syntheseteil ST ist in Fig. 2 dargestellt. Anstelle der zeitinvarianten Bandpässe  $B_1, B_2 \dots B_M$  nach Fig. 1 treten nunmehr die zeitvariante FIR-Filter darstellenden Bandpässe  $B_1', B_2', \dots B_M'$ . Die Anregungsgröße  $x(n)$  wird hier in Form einer Impulsfolge mit konstanter Impulsamplitude den Eingängen dieser Bandfilter unmittelbar zugeführt. Die Zeitvarianz der Filter wird über die Hüllkurvenwerte  $A_1, A_2 \dots A_M$  dadurch gesteuert, daß sie die Filterkoeffizienten  $h_i(k)$  durch Bilden der Produkte  $g_i(k)$  gewichten. Diese Gewichtung muß für

20 jeden ankommenden Rahmen des Summensignals  $s_s$  für jedes Filter einmal erfolgen.  
In Figur 3 ist ein Bandpaß  $B_i'$  in Gestalt eines solchen zeitvarianten FIR-Filters dargestellt. Es weist  $N-1$  gleiche in Kette geschaltete Verzögerungsstufen  $Z^{-1}$  und  $N$  Abgriffe auf. Die  $N$  Abgriffe sind Steuereingängen von  $N$  Schaltern  $S$  zugeführt, die jeweils den Ausgang eines Multiplizierers MU mit der die Filterantwort  $y_i(n)$  liefernden Summenleitung 1 verbinden. Jedem einem Schalter  $S$  zugeordneten

30 Multiplizierer MU wird an seinem einen Eingang der zugehörige Hüllkurvenwert  $A_i$  zugeführt. An den  $N$  zweiten Eingängen der  $N$  Multiplizierer MU liegen die Filterkoeffizienten  $h_i(0), h_i(1), \dots h_i(N-1)$  an. Die dem Eingang der Kette aus Verzögerungsgliedern zugeführte Anregungsgröße  $x(n)$  hat innerhalb des Filters lediglich die Funktion einer Steuerung der Schalter  $S$  « auf » oder « zu » je nachdem, ob kein Impuls oder ein Impuls auftritt. Dies ist möglich geworden, da die Anregungsgröße selbst nicht mehr durch die

35 Hüllkurvenwerte gewichtet ist. Der Übergang von zeitinvarianten zu zeitvarianten FIR-Filtern ermöglicht somit eine Einsparung von  $M$  Multiplizierern. Wie bereits erwähnt worden ist, können diese Multiplizierer in außerordentlich einfacher Weise als Schiebwerke ausgeführt sein, da die übertragenen Hüllkurvenwerte aus Gründen der Redundanzminderung lediglich Werte aufweisen können, die entweder Null oder Potenzen von zwei sind.

40 Figur 4 zeigt eine Ausführung des Syntheseteils ST nach Fig. 2, bei dem die Bandpässe  $B_1', B_2' \dots B_M'$  zu einem Summenfilter SB zusammengefaßt sind. Das Summenfilter SB des in Fig. 4 mit ST' bezeichneten Syntheseteils weist entsprechend Fig. 3 wiederum die Kettenschaltung von  $N$  gleichen Verzögerungsstufen  $Z^{-1}$  mit  $N$  Abgriffen auf, die jeweils dem Steuereingang eines von  $N$  Schaltern zugeführt sind. Im Unterschied zum Einzelfilter nach Fig. 3 sind hier anstelle eines Multiplizierers eine

45 Multiplizierer-Summieranordnung MS vorgesehen, die jeweils  $M$  Multiplizierer aufweisen. Die Ausgänge der  $M$  Multiplizierer sind über einen Summierer SU mit dem zugehörigen Schalter  $S$  verbunden. Am einen Eingang der  $M$  Multiplizierer MU einer Multiplizierer-Summieranordnung MS sind die Filterkoeffizienten  $h_i(k)$  aller gleichwertigen Abgriffe der Einzelfilter zugeführt, während an ihren zweiten Eingängen die Hüllkurvenwerte  $A_1, A_2 \dots A_M$  anstehen. In Abhängigkeit davon, daß in einem vorgegebenen Zeitabschnitt ein Impuls der Anregungsgröße  $x(n)$  am Steuereingang eines Schalters anliegt oder nicht wird die

50 jeweilige Summenfunktion

$$\sum_{i=1}^M g_i(k) \quad (6)$$

55 an die Summenleitung 1 angeschlossen und auf diese Weise das Ausgangssignal  $y(n)$  am Ausgang des Syntheseteils ST' gewonnen.

Wie weitere der Erfindung zugrundeliegende Untersuchungen gezeigt haben, kann in außerordentlich vorteilhafter Weise bei einem solchen Syntheseteil mit zeitvarianten FIR-Filtern bei geeigneter Messung der die Impulsantwort bzw. die Rauschantwort festlegenden Filterkoeffizienten auf die

60 Übertragung des Stimmhaft-Stimmlos-Kriteriums  $S_c$  sowie den Zufallsgenerator PNG verzichtet werden. Schematisch ist dieser Sachverhalt in Fig. 5 dargestellt. Die Filterkoeffizienten  $h_i'(k)$  werden hier zweckmäßig auf experimentellem Wege so festgelegt, daß das synthetisierte Sprachsignal am Ausgang eine optimale Sprachqualität aufweist. Dies kann, wie bereits ausgeführt worden ist, in der Weise erfolgen, daß die Filterkoeffizienten  $h_i'(n)$  der Bandpässe  $B_1', B_2' \dots B_M'$  bzw. der Filterbereiche des

65 Summenfilters SB mit Mittenfrequenzen  $< 2$  kHz für Impulsantworten und diejenigen der Bandpässe bzw.

der Filterbereiche des Summenfilters mit Mittenfrequenzen  $> 2$  kHz für Rauschantworten bemessen werden. Es ist jedoch in außerordentlich vorteilhafter Weise auch möglich, sämtliche Filterkoeffizienten  $h_i'(n)$  der Bandpässe bzw. des Summenfilters in geeigneter Weise für Rauschantworten zu bemessen.

5

### Patentansprüche

1. Anordnung zur Übertragung von Sprache nach dem Kanalvocoderprinzip, bei dem sendeseitig in einem Vocoderanalysator vom zu übertragenden Sprachsignal Hüllkurvenwerte für eine durch eine Filterbank vorgegebene Anzahl von sich durch Frequenzlage und -breite unterscheidenden M Spektralkanälen sowie gegebenenfalls zusätzliche sprachspezifische Parameter, wie Sprachgrundfrequenz und Stimmcharakteristik, abgeleitet und in geeigneter Weise zu einem digitalen Summensignal zusammengefaßt im Rhythmus aufeinander folgender je ein Analyseintervall umfassenden Rahmen zur Empfangsseite übertragen werden, bei dem ferner das digitale Summensignal empfangsseitig wiederum auf die einzelnen M Spektralkanäle und gegebenenfalls auf die den zusätzlichen sprachspezifischen Parametern zugeordneten Kanäle aufgeteilt wird und diese Kanalsignale anschließend dem empfangsseitigen Vocodersynthesator zugeführt werden, der seinerseits eine dem sendeseitigen Vocoderanalysator entsprechende Filterbank sowie einen Pulsgenerator aufweist und ausgangsseitig das generierte synthetische Sprachsignal abgibt, dadurch gekennzeichnet, daß die in digitaler Technik gestaltete Filterbank aus nicht rekursiven zeitvarianten Filtern ( $B_1' \dots B_M'$ ) mit endlicher Impulsantwort (FIR-Filter) bestehen, daß ferner der Filterbank eingangsseitig die Anregungsgröße ( $x(n)$ ) des Pulsgenerators (PG, PNG) mit konstanter Pulsamplitude zugeführt ist und daß die Zeitvarianz des Verstärkungsfaktors der Filterbank durch Multiplikation der Filterbankkoeffizienten ( $h_i(n)$ ,  $h_i'(n)$ ) mit den im Rhythmus aufeinander folgender Rahmen übertragenen Hüllkurvenwerten ( $A_1 \dots A_M$ ) in Multiplizierern (MU) herbeigeführt ist.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die FIR-Filter, denen eingangsseitig die Anregungsgröße ( $x(n)$ ) zugeführt ist, jeweils eine Kettenschaltung von  $N-1$  gleichen Verzögerungsstufen ( $Z^{-1}$ ) mit maximal N Abgriffen aufweisen, daß jedes FIR-Filter ferner eine den Abgriffen entsprechende Anzahl von Schaltern (S) hat, deren Steuereingänge mit den Abgriffen verbunden sind, daß außerdem jeder Schalter den Ausgang eines Multiplizierers (MU) mit dem Filterausgang verbindet und daß die einen Eingänge der Multiplizierer gemeinsam den Eingang für den zugeordneten übertragenen Hüllkurvenwert bilden und an jedem der anderen Eingänge der Multiplizierer ein Filterkoeffizient ( $h_i(n)$ ) ansteht, die in ihrer Gesamtheit die Filterantwort festlegen.

3. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Filterbank ein FIR-Summenfilter ist, das eine Kettenschaltung von  $N-1$  gleichen Verzögerungsstufen ( $Z^{-1}$ ) mit maximal N Abgriffen aufweist, daß ferner eine den Abgriffen entsprechende Zahl von Schaltern (S) vorgesehen ist, deren Steuereingänge mit den Abgriffen verbunden sind und daß jeder Schalter den Ausgang einer Multiplizierer-Summierschaltung (MS) mit dem Filterausgang verbindet, die die Produktbildung der Einzelfilterkoeffizienten ( $h_i(n)$ ) mit den zugehörigen übertragenen Hüllkurvenwerten ( $A_i$ ) ausführt und die Produktschaltung bildet.

4. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Multiplizierer durch Schiebewerke realisiert sind.

5. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die den FIR-Filtern ( $B_1' \dots B_M'$ ,  $B_i'$ ) bzw. dem FIR-Summenfilter (SB) zugeführte Anregungsgröße ( $x(n)$ ) unter Verzicht auf eine Stimmlos-Stimmhaft-Umschaltung eine von einem Pulsgenerator (PG) periodisch erzeugte und vom übertragenen Sprachgrundfrequenzwert ( $N_0$ ) in ihrer Folgefrequenz steuerbare Pulsfolge ist und daß die Filterkoeffizienten ( $h_i(n)$ ) derart bemessen sind, daß hierdurch eine optimale Sprachqualität der synthetisierten Sprache gewährleistet ist.

6. Anordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Filterkoeffizienten ( $h_i'(n)$ ) der FIR-Filter ( $B_1' \dots B_M'$ ,  $B_i'$ ) bzw. der Filterbereiche des FIR-Summenfilters (SB) mit Mittenfrequenzen  $< 2$  kHz für Impulsantworten und diejenigen der FIR-Filter bzw. der Filterbereiche des FIR-Summenfilters mit Mittenfrequenzen  $> 2$  kHz für Rauschantworten bemessen sind.

7. Anordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß sämtliche Filterkoeffizienten ( $h_i'(n)$ ) der FIR-Filter ( $B_1' \dots B_M'$ ,  $B_i'$ ) bzw. des FIR-Summenfilters (SB) für Rauschantworten bemessen sind.

55

### Claims

1. An arrangement for transmitting speech in accordance with the channel vocoder principle, wherein, at the transmitting end, from the speech signal which is to be transmitted there are obtained envelope curve values for a number — predetermined by a filter bank — of M spectral channels which differ in respect of frequency position and frequency with and possibly additional speech-specific parameters, such as fundamental speech frequency and tuning characteristic, and these are transmitted in a suitable manner to the receiving end, combined to form a digital sum signal, in the timing of consecutive frames which each comprise one analysis interval, wherein moreover at the receiving end the

65

digital sum signal is re-divided between the individual M spectral channels and where appropriate between the channels assigned to the additional speech-specific parameters and these channel signals are then fed to the receiving end vocoder synthesiser which itself comprises a filter bank, corresponding to the transmitting-end vocoder analyser, and a pulse generator and at the output end emits the generated, synthetic speech signal, characterised in that the filter bank, which is designed in digital technology, comprises non-recursive, time-variant filters ( $B_1' \dots B_M'$ ) having a finite pulse response (FIR-filters), that moreover the filter bank is supplied at its input end with the excitation value ( $x(n)$ ) of the pulse generator (PG, PNG) with a constant pulse amplitude and that the time variants of the amplification factor of the filter bank is obtained by multiplying the filter bank coefficients ( $h_i(n)$ ,  $h_i'(n)$ ) in multipliers (MU) by the envelope curve values ( $A_1 \dots A_M$ ) which are transmitted in the timing of consecutive frames.

2. An arrangement as claimed in claim 1, characterised in that the FIR-filters, which are supplied at their input end with the excitation value ( $x(n)$ ), each comprise a chain circuit of N-1 identical delay stages ( $Z^{-1}$ ) having a maximum of N tappings, that each FIR-filter also has a number — corresponding to the tappings — of switches (S) whose control inputs are connected to the tappings, that moreover each switch connects the output of a multiplier (MU) to the filter output and that the first inputs of the multipliers commonly form the input for the assigned, transmitted envelope curve value and a filter coefficient ( $h_i(n)$ ) occurs at each of the other inputs of the multipliers, which filter coefficients together determine the filter response.

3. An arrangement as claimed in claim 1, characterised in that the filter bank is a FIR-sum filter which includes a chain circuit of N-1 identical delay stages ( $Z^{-1}$ ) having a maximum of N tappings, that moreover a number — corresponding to the tappings — of switches (S) is provided whose control inputs are connected to the tappings and that each switch connects of the filter output the output of a multiplier-adder circuit (MS) which forms the product of the individual filter coefficients ( $h_i(n)$ ) with the associated, transmitted envelope curve values ( $A_i$ ) and forms the product sum.

4. An arrangement as claimed in one of the preceding claims, characterised in that the multipliers comprise shift devices.

5. An arrangement as claimed in one of the preceding claims, characterised in that, dispensing with unvoiced-voiced switch-over facilities, the excitation value ( $x(n)$ ) which is fed to the FIR-filters ( $B_1' \dots B_M'$ ,  $B_i'$ ) or the FIR-sum filter (SB) is a pulse sequence which is periodically produced by a pulse generator (PG) and whose repetition frequency can be controlled by the transmitted fundamental speech frequency value ( $N_0$ ) and that the filter coefficients ( $h_i(n)$ ) are contrived to be such that an optimum speech quality of the synthesised speech is thereby ensured.

6. An arrangement as claimed in claim 5, characterised in that the filter coefficients ( $h_i'(n)$ ) of the FIR-filters ( $B_1' \dots B_M'$ ,  $B_i$ ) and of the filter ranges of the FIR-sum filter (SB) with middle frequencies of  $< 2$  kHz are specified for pulse responses and the filter coefficients of the FIR-filters and the filter ranges of the FIR-sum filter with middle frequencies of  $> 2$  kHz are specified for noise responses.

7. An arrangement as claimed in claim 5, characterised in that all the filter coefficients ( $h_i'(n)$ ) of the FIR-filters ( $B_1' \dots B_M'$ ,  $B_i'$ ) and of the FIR-sum filter (SB) are specified for noise responses.

## Revendications

1. Dispositif pour la transmission de la parole conformément au principe des vocodeurs à canaux, dans lequel du côté émission dans un analyseur à vocodeur, des valeurs de la courbe enveloppe pour un nombre, prédéterminé par un ensemble de filtres, de M canaux spectraux, qui diffèrent entre eux en ce qui concerne la position de fréquence et la largeur de la bande des fréquences, ainsi que, éventuellement, des paramètres supplémentaires spécifiques à la parole, comme par exemple la fréquence fondamentale de la voix et la caractéristique d'accord, sont dérivés du signal vocal devant être transmis et sont transmis de façon appropriée au côté réception, en étant réunis pour former un signal somme numérique, au rythme de trames successives englobant chacune un intervalle d'analyse, et dans lequel en outre le signal somme numérique est à nouveau réparti, du côté réception, entre les M différents canaux spectraux et éventuellement entre les canaux associés aux paramètres supplémentaires spécifiques de la parole, et ces signaux répartis dans les canaux sont ensuite envoyés au synthétiseur à vocodeur situé du côté réception et qui, pour sa part, comporte un ensemble de filtrage correspondant à l'analyseur à vocodeur situé du côté émission, ainsi qu'un générateur d'impulsions et délivre, sur sa sortie, le signal vocal synthétique produit, caractérisé par le fait que l'ensemble de filtrage réalisé conformément à la technique numérique est constitué par des filtres non récursifs variables dans le temps ( $B_1' \dots B_M'$ ) présentant une réponse impulsionnelle infinie (filtres FIR), qu'en outre la grandeur d'excitation ( $x(n)$ ) du générateur d'impulsions (PG, PNG) possédant une amplitude d'impulsion constante est envoyée, sur le côté entrée, à l'ensemble de filtrage et que la variabilité dans le temps du facteur d'amplification de l'ensemble de filtrage est réalisée par multiplication des coefficients de l'ensemble de filtrage ( $h_i(n)$ ,  $h_i'(n)$ ) avec les valeurs ( $A_1 \dots A_M$ ) de la courbe enveloppe transmises au rythme de trames successives, dans des multiplicateurs (MU).

2. Dispositif suivant la revendication 1, caractérisé par le fait que les filtres (FIR), à l'entrée desquels la grandeur d'excitation ( $x(n)$ ) est envoyée, possèdent chacun un circuit itératif formé de N-1 étages de

retardement identiques ( $Z^{-1}$ ) possédant au maximum N prises, que chaque filtre (FIR) possède en outre un nombre, correspondant aux prises de commutateurs (S) dont les entrées de commande sont reliées aux prises, et qu'en outre chaque commutateur relie la sortie d'un multiplicateur (MU) à la sortie d'un filtre et que des premières entrées du multiplicateur forment en commun l'entrée pour la valeur de la courbe enveloppe transmise associée et qu'aux autres entrées respectives des multiplicateurs sont envoyés des coefficients respectifs de filtre ( $h_i(n)$ ), qui fixent dans sa totalité la réponse des filtres.

3. Dispositif suivant la revendication 1, caractérisé par le fait que l'ensemble de filtrage est un filtre de sommation (FIR), qui comporte un circuit itératif formé de N-1 étages de retardement ( $Z^{-1}$ ) identiques comportant au maximum N prises, qu'en outre il est prévu un nombre, correspondant aux prises, de commutateurs (S) dont les entrées de commande sont reliées aux prises, et que chaque commutateur relie à la sortie des filtres la sortie d'un circuit de multiplication et de sommation (MS) qui réalise la formation du produit des différents coefficients ( $H_i(n)$ ) des filtres par les valeurs transmises, et associées ( $A_i$ ) de la courbe enveloppe et forment la somme des produits.

4. Dispositif suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait que les multiplicateurs sont réalisés par des dispositifs à décalage.

5. Dispositif suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait que la grandeur d'excitation ( $x(n)$ ), envoyée aux filtres FIR ( $B_1' \dots B_M', B_i'$ ) ou au filtre de sommation FIR (SB), et, en l'absence d'une commutation « non accordée-accordée » est une suite d'impulsions produites périodiquement par un générateur d'impulsions (PG) et dont la fréquence de récurrence peut être commandée par la valeur transmise ( $N_0$ ) de la fréquence fondamentale de la voix, et que les coefficients ( $h_i(n)$ ) des filtres sont dimensionnés de telle sorte qu'une qualité optimale de parole de la voix synthétisée est de ce fait garantie.

6. Dispositif suivant la revendication 5, caractérisé par le fait que les coefficients ( $h_i'(n)$ ) des filtres FIR ( $B_1' \dots B_M', B_i'$ ) ou des gammes du filtre de sommation FIR (SB) possédant des fréquences centrales  $< 2$  kHz sont dimensionnées pour des réponses impulsionnelles, et que les coefficients des filtres FIR ou des gammes du filtre de sommation FIR possédant les fréquences centrales  $> 2$  kHz sont dimensionnés pour des réponses de bruits parasites.

7. Dispositif suivant la revendication 5, caractérisé par le fait que tous les coefficients ( $H_i'(n)$ ) des filtres FIR ( $B_1' \dots B_M', B_i'$ ) ou des filtres de sommation FIR (SB) sont dimensionnés pour des réponses de bruits parasites.

35

40

45

50

55

60

65

FIG 1

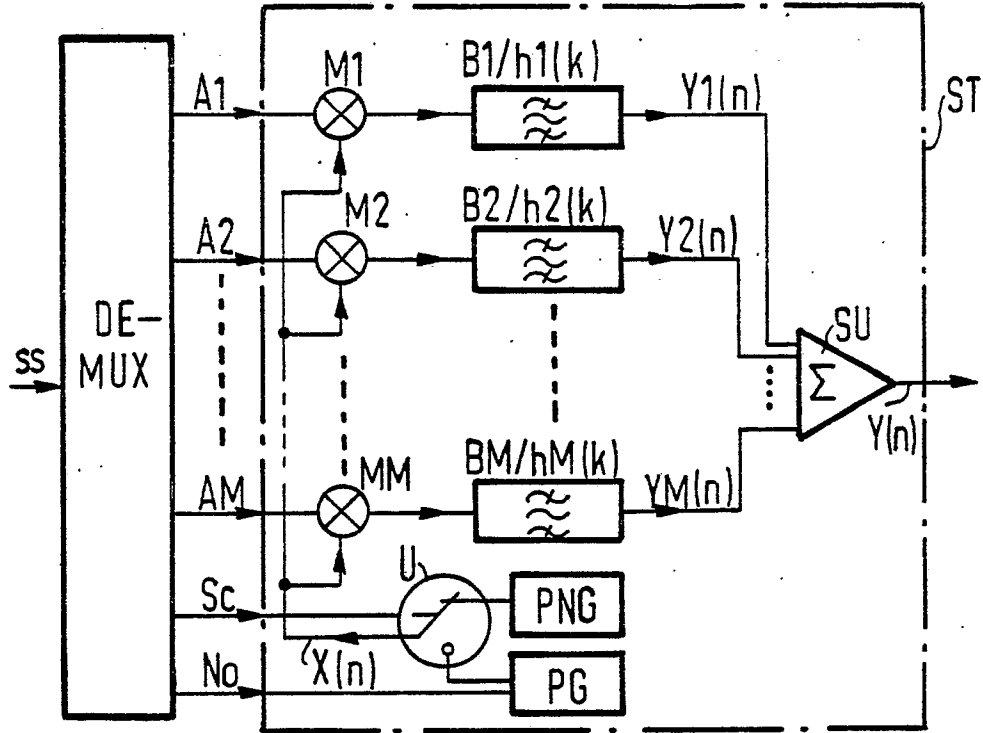


FIG 2

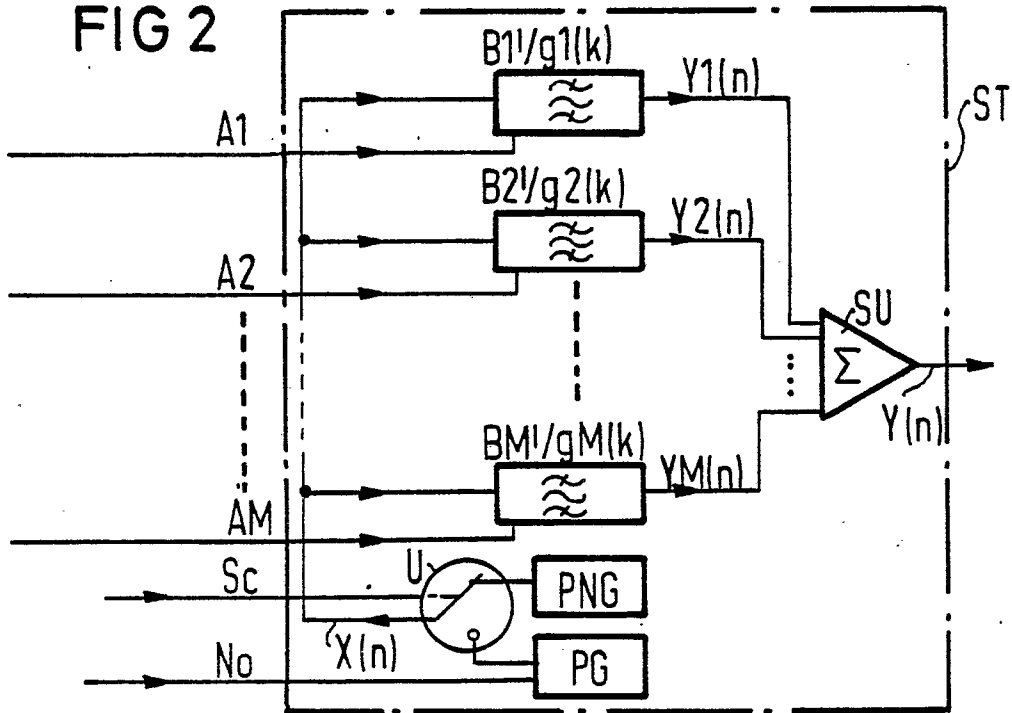


FIG 3

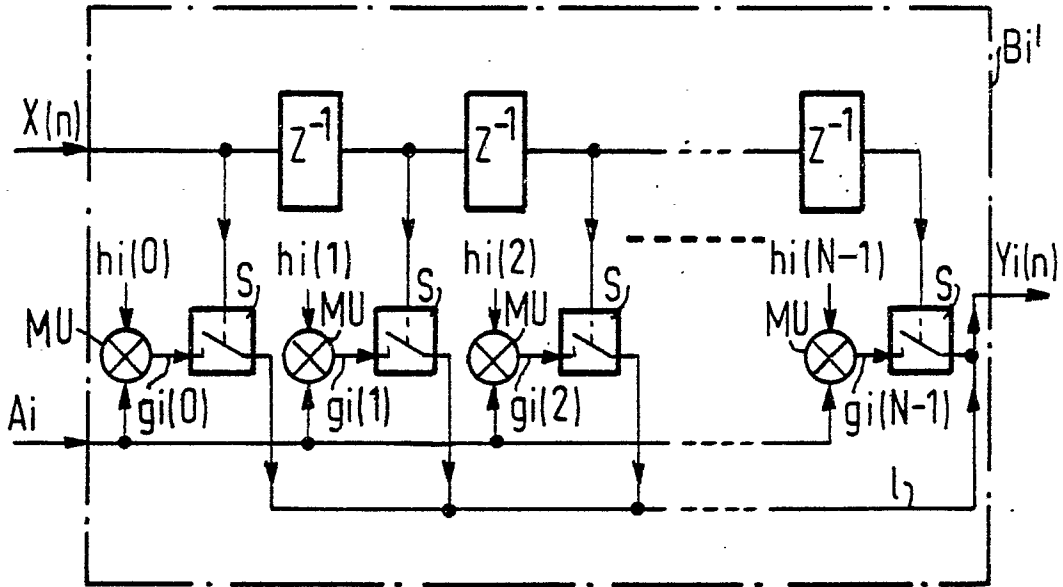


FIG 5

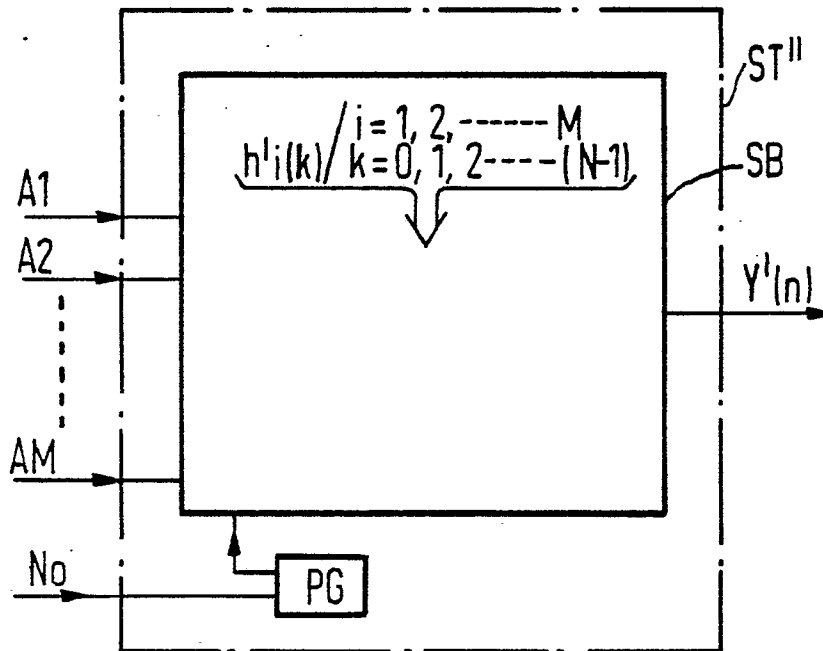


FIG 4

