



(19)  
 Bundesrepublik Deutschland  
 Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2006 047 197 B3** 2008.01.31

(12)

## Patentschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2006 047 197.0**  
 (22) Anmeldetag: **05.10.2006**  
 (43) Offenlegungstag: –  
 (45) Veröffentlichungstag  
 der Patenterteilung: **31.01.2008**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H03H 17/02** (2006.01)  
**G10L 11/00** (2006.01)  
**H03M 7/30** (2006.01)

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 2 Patentkostengesetz).

(66) Innere Priorität:  
**10 2006 035 613.6 31.07.2006**

(73) Patentinhaber:  
**Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der  
 angewandten Forschung e.V., 80686 München, DE**

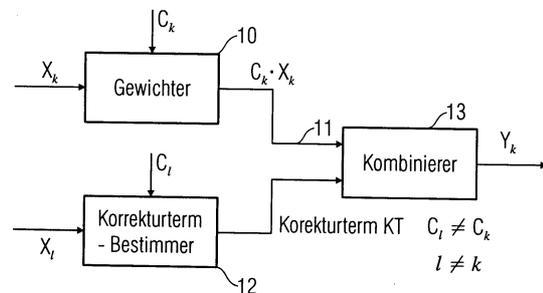
(74) Vertreter:  
**Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, 82049  
 Pullach**

(72) Erfinder:  
**Edler, Bernd, Dr., 30419 Hannover, DE; Popp,  
 Harald, 90587 Tuchenbach, DE**

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht  
 gezogene Druckschriften:  
**DE 102 34 130 B3**

(54) Bezeichnung: **Vorrichtung und Verfahren zum Verarbeiten eines reellen Subband-Signals zur Reduktion von Aliasing-Effekten**

(57) Zusammenfassung: Zum Verarbeiten eines Subband-Signals einer Mehrzahl von reellen Subband-Signalen, die eine durch eine Analyse-Filterbank erzeugte Darstellung eines reellen zeitdiskreten Signals sind, wird ein Gewichter zum Gewichten eines Subband-Signals mit einem für das Subband-Signal bestimmten Gewichtungsfaktor vorgesehen, um ein gewichtetes Subband-Signal zu erhalten. Ferner wird durch einen Korrekturterm-Bestimmer ein Korrekturterm berechnet, wobei der Korrekturterm-Bestimmer ausgebildet ist, um den Korrekturterm unter Verwendung wenigstens eines weiteren Subband-Signals und unter Verwendung eines weiteren Gewichtungsfaktors, der für das weitere Subband-Signal vorgesehen ist, zu berechnen, wobei sich die beiden Gewichtungsfaktoren unterscheiden. Der Korrekturterm wird dann mit dem gewichteten Subband-Signal kombiniert, um ein korrigiertes Subband-Signal zu erhalten, das zu einem reduzierten Aliasing führt, selbst wenn Subband-Signale unterschiedlich stark gewichtet werden.



## Beschreibung

**[0001]** Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf die Verarbeitung von Audio- oder Videosignalen und insbesondere auf Filterbänke zum Umsetzen eines Signals in eine spektrale Darstellung, wobei die spektrale Darstellung Bandpasssignale oder Spektralkoeffizienten aufweist.

**[0002]** In Anwendungen der Unterhaltungs- und Kommunikationselektronik ist häufig die Manipulationsmöglichkeit der Signalspektren durch frequenzselektive Anhebung oder Absenkung der Signalstärken gewünscht, beispielsweise für Equalizer-Funktionalitäten oder zur Echo-Unterdrückung. In Verbindung mit Audiocodierv Verfahren, die auf einer Spektralzerlegung des Eingangssignals basieren, liegt es nahe, hierzu die decodierten Spektralkomponenten (Teilband-Abtastwerte bzw. Transformationskoeffizienten) durch Multiplikation mit Verstärkungsfaktoren, die auch zeitlich veränderlich sein können, entsprechend zu verstärken bzw. abzuschwächen. Die hierbei verwendeten Filterbänke sind jedoch üblicherweise reellwertig und weisen eine kritische Abtastung auf. Folglich beinhalten die Teilbandsignale Aliasing-Komponenten, die sich zwar bei direkt nacheinander ausgeführter Zerlegung (Analyse) und Zusammenführung (Synthese) gegenseitig kompensieren, nicht jedoch nach einer oben beschriebenen Manipulation. Dies kann zu hörbaren Störungen, z.B. durch Amplitudenmodulation führen.

**[0003]** [Fig. 5](#) zeigt ein Filterbandsystem mit einer Analyse-Filterbank **50** und einer Synthese-Filterbank **51**. Ein zeitdiskretes Signal  $x(n)$  wird in eine Anzahl von  $N$  Bandpassfiltern **53** eingespeist, um Bandpasssignale zu erhalten, die dann von einem Dezimierer **54** pro Filterbankkanal dezimiert werden. Die dezimierten Bandpasssignale  $x_0(m)$  bis  $x_{N-1}(m)$  werden dann einer Equalizer-Stufe **55** zugeführt, wobei jedem Bandpasssignal ein spezieller Gewichtungskoeffizient  $g_0, g_1, \dots, g_{N-1}$  zugeordnet ist. Die gewichteten Bandpasssignale  $y_0$  bis  $y_{N-1}$  werden dann jeweils einem Interpolierer **56** zugeführt und von einem jeweiligen Synthese-Filter  $g_0, g_1, g_{N-1}$  **57** gefiltert. Die gefilterten Signale werden dann addiert mittels eines Addierers **58**, um das Ausgangssignal  $y(n)$  an einem Ausgang **59** der Filterbank zu erhalten. Das Signal  $y(n)$  ist identisch zum Signal  $x(n)$ , wenn sämtliche Verstärkungsfaktoren  $g_0, g_1, \dots, g_{N-1} = 1$  sind, und wenn die Filter **53** und **57** so eingestellt sind, dass die Filterbank perfekt rekonstruierend ist.

**[0004]** Es sei darauf hingewiesen, dass die Filter  $h_0$  typischerweise Cosinus-modulierte Versionen eines Prototyp-Tiefpassfilters sind, und dass die Synthese-Filter  $g_0, g_1, \dots, g_{N-1}$  ebenfalls entsprechend modulierte Versionen eines Prototyp-Filters sind, wobei ein Filter  $g_i$  an ein Filter  $h_i$  angepasst ist, so dass durch die Filterung keine Artefakte eingefügt werden.

**[0005]** Es existieren Filterbanken mit z.B. 20 Filterbankkanälen, derart, dass 20 Abtastwerte des Signals  $x(n)$  zu je einem Abtastwert eines Subband-Signals  $x_i$  führen. In diesem Fall wird die Filterbank als maximal dezimiert bezeichnet. Typischerweise werden Filterbänke durch numerisch effiziente mathematische Verfahren realisiert, derart, dass das in jedem Kanal auftretende Filtern und anschließende Dezimieren in einem Verarbeitungsschritt ausgeführt werden, so dass an keiner Stelle ein undezimiertes Signal auftritt. Alternative Implementierungen sind jedoch ebenfalls bekannt und je nach Anforderung implementiert.

**[0006]** Wenn eine solche Filterbank sehr viele Kanäle hat, wie beispielsweise 1024 Kanäle, so stellt sie eine Transformation dar. Die Transformationsvorschrift implementiert gewissermaßen „in einem Schlag“ das Filtern und Dezimieren. Eine MDCT mit 1024 Abtastwerten könnte somit durch den Analyse-Filterbank-Teil **50** in [Fig. 5](#) beschrieben werden, wobei dann  $N = 1024$  wäre und pro Block von Abtastwerten, der einer solchen Transformation zugeführt wird, ein einziges Sample eines „Subband-Signals“ erzeugt wird. Der zeitliche Verlauf eines Subband-Signals würde sich dann ergeben, wenn man mehrere MDCT-Blöcke von Spektralkoeffizienten hat und wenn man den Wert der MDCT-Koeffizienten in den aufeinander folgenden Blöcken für einen Frequenzindex als zeitliches Signal auffasst. Insofern wird im Folgenden immer dann, wenn von Subbändern und Subband-Werten gesprochen wird, sowohl eine Subbandfilterung als auch eine Transformation angesprochen, ohne dass immer explizit darauf hingewiesen wird, dass eine Transformation eine maximale dezimierte Subbandfilterung darstellt, wobei die Anzahl der Kanäle  $N$  gleich der Anzahl von Transformationskoeffizienten ist.

**[0007]** Die kritische Abtastung der verwendeten Filterbanksignale führt dazu, dass Bandpassfilter einen Überlappungsbereich haben, dass also z.B. die obere Hälfte des Durchgangsbereichs des Filters  $h_0$  mit der unteren Hälfte des benachbarten Filters  $h_1$  überlappt. Gleichzeitig überlappt der obere Bereich des Filters  $h_1(n)$  den unteren Bereich des nächsten Filters  $h_2(n)$ . Befindet sich nunmehr eine Signalkomponente in diesem Überlappungsbereich, so wird sowohl das Subband-Signal  $x_0(m)$  als auch das Subband-Signal  $x_1(m)$  Informationen über diese Signalkomponente haben. Werden beide Subbänder identisch verstärkt durch den Verstärkungsfaktor  $g_0$  und  $g_1$ , sind beide Verstärkungsfaktoren also gleich, so wird dieses Aliasing durch die Analyse-Filter  $g_0, g_1$  und die anschließende Addition der Ausgangssignale der Filter  $g_0$  und  $g_1$  wieder bereinigt, so dass das Ausgangssignal  $y(n)$  artefaktfrei ist. Werden nun jedoch die beiden Signale  $x_0, x_1$  unterschiedlich verstärkt, so wird auch der Anteil der Signalkomponenten im Überlappungsbereich unterschiedlich verstärkt, was dazu führt, dass das

Empfangssignal  $y(n)$  nunmehr Aliasing hat, da die Synthese-Filterbank mit der unterschiedlichen Gewichtung für die beiden überlappenden Filter „nicht gerechnet“ hat.

**[0008]** Derartige Artefakte lassen sich durch Verwendung komplexwertiger Filterbänke vermeiden, die jedoch keine kritische Abtastung aufweisen und somit für die Codierung ungeeignet sind. Andererseits werden derartige komplexwertige Filterbänke in Nachverarbeitungseinheiten verwendet, beispielsweise bei der Bandbreitenerweiterung (SBR) und bei der parametrischen Mehrkanalcodierung (BCC/EB-CC).

**[0009]** Eine mögliche, jedoch aufwendige, Lösung dieses Problems bietet die reellwertige Synthese-Filterung mit anschließender komplexwertiger Analyse, Manipulation und komplexwertiger Synthese. Der Implementierungsaufwand dieses Ansatzes lässt sich deutlich reduzieren durch Approximation der sequentiellen Anwendung von reellwertiger Synthese und komplexwertiger Analyse durch eine sog. Multiband-Filterung zur Erzeugung der erforderlichen Imaginärteile ("r2i"). Nach einer entsprechenden Rückwandlung in Realteile ("i2r") kann dann die übliche reellwertige Synthese angewendet werden.

**[0010]** Eine solche aufwendige Lösung des Aliasing-Problems unter Verwendung einer komplexen Filterbank-Implementierung ist in [Fig. 6](#) gezeigt. Das reelle in einer Subbanddarstellung vorliegende Signal wird mittels einer reellen Synthese-Filterbank in ein reelles Zeitsignal überführt, wie es in [Fig. 6](#) als Ausgangssignal **61** der reellen Synthese-Filterbank **60** dargestellt ist. Dieses reelle Zeitsignal **61** wird dann einer komplexen Analyse-Filterbank **62** zugeführt, um komplexwertige Subband-Signale **63** zu erhalten. Diese komplexen Subband-Signale **63** werden dann einer Manipulationsstufe **64** zugeführt, die die Gewichtungsfaktoren  $c_k$  bzw. Gewichtungsfaktoren  $g_j$  von [Fig. 5](#) empfängt, und die genauso wie die Equalizer-Stufe **55** von [Fig. 5](#) aufgebaut sein kann. Am Ausgang der Manipulationsstufe **64** liegen dann manipulierte komplexwertige Subband-Signale **65** vor, die dann mittels einer komplexen Synthese-Filterbank **66** in ein Ausgangssignal **67** überführt werden, das wieder ein reelles Signal ist. Um ein reelles Signal **67** zu erhalten, wird in der komplexen Synthese-Filterbank **66** entweder vor der Addition, die gleich der Addition des Addierers **58** von [Fig. 5](#) sein kann, eine Realteilbildung vorgenommen wird, oder indem nach der Addition **58** eine Realteilbildung vorgenommen. Der Imaginärteil wird somit einfach weggeworfen. Die Verarbeitung mittels der komplexen Analyse-Filterbank/Synthese-Filterbank-Vorrichtung hat jedoch sichergestellt, dass durch unterschiedliche Manipulation benachbarter Subbänder keine Aliasing-Störungen im Ausgangssignal **67** mehr vorhanden sind.

**[0011]** Diese Lösung ist jedoch, wie ausgeführt worden ist, sehr aufwendig, da im Gegensatz zur direkten Manipulation von [Fig. 5](#) eine zusätzliche komplexe Analyse-Filterbank und eine zusätzliche komplexe Synthese-Filterbank benötigt werden, wobei diese Filterbänke rechenaufwendig sind und auch zu einer Verzögerung führen, da die Analyse-Filter bzw. Synthese-Filter beträchtliche Filterlängen haben, die durchaus im Bereich größer 30 Filtertaps pro Filterbank, also sowohl auf Analyseseite als auch auf Syntheseseite liegen können. Andererseits wurde kein Aliasing eingeführt.

**[0012]** Die bereits weniger Aufwands-intensive Lösung ist die in [Fig. 7](#) gezeigte Multiband-Filterung, wo zeitlich bzw. frequenzmäßig benachbarte Subband-Signale zusammengefasst werden, derart, dass die Verarbeitungsstufen **62**, **66** von [Fig. 6](#) nicht benötigt werden, sondern durch die r2i bzw. i2r-Blöcke von [Fig. 7](#) ersetzt werden. Die Manipulation durch die Manipulationsstufe **64** oder **55** würde dann in der komplexen Darstellung, also zwischen den Stufen **70** und **71** bei **72** in [Fig. 7](#) stattfinden.

**[0013]** Bei der Umwandlung von reell nach komplex (r2c) wird bisher die Hintereinanderschaltung von reellwertiger Synthese-Filterbank und komplexwertiger Analyse-Filterbank approximiert. Hierfür wird zu jedem reellen Teilband-Abtastwert ein Imaginärteil durch Überlagerung von drei Filterausgangssignalen gebildet. Die drei Filter werden jeweils im betreffenden Teilband und in den beiden Nachbarbändern angewendet.

**[0014]** Entsprechend approximiert die Umwandlung von komplex nach reell (c2r) die Hintereinanderschaltung von komplexwertiger Synthese-Filterbank und reellwertiger Analyse-Filterbank. Hierfür wird der Realteil als Mittelwert des ursprünglichen reellen Teilband-Abtastwertes und der Überlagerung von drei Filterausgangssignalen gebildet. Die drei Filter werden jeweils auf die Imaginärteile im betreffenden Teilband und in den beiden Nachbarbändern angewendet.

**[0015]** Die Hintereinanderschaltung von r2c und c2r muss das ursprüngliche Teilbandsignal möglichst exakt rekonstruieren, um hörbare Störungen im Ausgangssignal zu vermeiden. Daher müssen die entsprechenden Filter relativ große Längen aufweisen.

**[0016]** Eine solche vorteilhaft einsetzbare Multibandfilterung ist in dem deutschen Patent DE 102 34 130 B3 offenbart. Eine Filterbankvorrichtung zum Erzeugen einer komplexen Spektraldarstellung eines zeitdiskreten Signals umfasst eine Einrichtung zum Erzeugen einer blockweisen reellwertigen Spektraldarstellung des zeitdiskreten Signals, wobei die Spektraldarstellung zeitlich aufeinander folgende Blöcke aufweist, wobei jeder Block einen Satz von re-

ellen Spektralkoeffizienten aufweist. Ferner ist eine Einrichtung zum Nachverarbeiten der blockweisen reellwertigen Spektraldarstellung vorgesehen, um eine blockweise komplexe approximierete Spektraldarstellung zu erhalten, die aufeinander folgende Blöcke aufweist, wobei jeder Block einen Satz von komplexen approximierten Spektralkoeffizienten aufweist, wobei ein komplexer approximierter Spektralkoeffizient durch einen ersten Teilspektralkoeffizienten und einen zweiten Teilspektralkoeffizienten darstellbar ist, wobei zumindest entweder der erste oder der zweite Teilspektralkoeffizient durch eine Kombination von zumindest zwei reellen Spektralkoeffizienten zu ermitteln ist. Der erste Teilspektralkoeffizient ist ein Realteil des komplexen approximierten Spektralkoeffizienten und der zweite Teilspektralkoeffizient ist ein Imaginärteil des komplexen approximierten Spektralkoeffizienten. Die Kombination ist eine Linearkombination, und die Einrichtung zum Nachverarbeiten ist ausgebildet, um zur Ermittlung eines komplexen Spektralkoeffizienten einer bestimmten Frequenz einen reellen Spektralkoeffizienten der Frequenz und einen reellen Spektralkoeffizienten einer benachbarten höheren oder niedrigeren Frequenz oder einen entsprechenden reellen Spektralkoeffizienten eines aktuellen Blocks, eines zeitlich vorausgehenden Blocks oder eines zeitlich nachfolgenden Blocks zu kombinieren.

**[0017]** Nachteilig an dieser Vorgehensweise ist, dass relativ lange Filter benötigt werden, um eine Aliasing-freie Darstellung zu erreichen, insbesondere für den Fall, dass keine unterschiedliche Gewichtung in zwei benachbarten Subbändern vorgenommen wird, sondern gewissermaßen der „gutartige“ Fall auftritt, dass also beide Subbänder gleich gewichtet werden. Wenn zu kurze Filter verwendet werden, so wird auch für den gutartigen Fall ein Aliasing auftreten, was nicht akzeptabel ist und zu hohen Filterlängen in den Blöcken **r2i 70** bzw. **i2r 71** in **Fig. 7** führt. Hohe Filterlängen bedeuten jedoch gleichzeitig Rechenaufwand und insbesondere ein hohes Delay, was für bestimmte Anwendungen ebenfalls nicht erwünscht ist.

**[0018]** Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, ein effizientes und dennoch hoch qualitatives Konzept zum Verarbeiten von Signalen zu schaffen.

**[0019]** Diese Aufgabe wird durch eine Vorrichtung zum Verarbeiten eines reellen Subband-Signals gemäß Patentanspruch 1, ein Verfahren zum Verarbeiten eines reellen Subband-Signals gemäß Patentanspruch 24, eine Analyse-Filterbank gemäß Patentanspruch 25, eine Synthese-Filterbank gemäß Patentanspruch 26, ein Verfahren zum Analysieren eines Signals gemäß Patentanspruch 27, ein Verfahren zum Synthetisieren eines Signals gemäß Patentanspruch 28 oder ein Computer Programm gemäß Pa-

tentanspruch 29 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

**[0020]** Der vorliegenden Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, dass die Probleme hoher Artefakte oder im Austausch hierzu hoher Filterlängen dadurch gelöst werden können, dass die Subbandfilterung aufgespalten wird, und zwar in einen Normal-Anteil, der ein mit einem Gewichtungsfaktor für ein spezielles Subband gewichtetes Subband umfasst, und in einen Korrekturanteil, der von einem anderen Subband und einem Gewichtungsfaktor für das andere Subband abhängt. Damit wird eine effiziente Implementierung erreicht, da lange Filter zum Erzeugen eines Normal-Anteils erfindungsgemäß nicht mehr benötigt werden, da dieser Normal-Anteil nicht mehr „hin- und her“-gefiltert wird, sondern einfach nur gewichtet wird. Die Aliasing-Problematik wird unter Verwendung des Korrekturanteils gelöst, der abhängig von einem anderen Subband, das z.B. das benachbarte Subband sein wird, und abhängig von einem Gewichtungsfaktor für dieses Subband berechnet wird. Um das erfindungsgemäß gewichtete Subband gewissermaßen „Aliasing-fest“ zu machen, wird dann der Korrekturanteil mit dem gewichteten Subband kombiniert, wie beispielsweise addiert, um ein korrigiertes Subband-Signal zu erhalten, das zu einem reduzierten Aliasing führt.

**[0021]** Die vorliegende Erfindung ist dahin gehend vorteilhaft, dass der Hauptanteil des korrigierten Subband-Signals direkt, also nur mit der Gewichtung des für dieses Subband-Signal vorgesehenen Gewichtungsfaktors berechnet wird und damit keiner Filterung unterzogen wird. Dies spart Rechenzeit und gleichzeitig auch Rechenleistung, was insbesondere für mobile oder batteriebetriebene Geräte besonders entscheidend ist. Es wird keine Filterung des Subbands selbst mittels eines langen Analyse- und anschließenden Synthese-Filters benötigt. Stattdessen muss nur Abtastwert für Abtastwert gewichtet werden. Erreicht wird dies durch die Aufspaltung in den gewichteten Anteil und den Korrekturterm.

**[0022]** Der Korrekturterm kann ferner mit wesentlich kürzeren Filtern berechnet werden, da die Genauigkeit des Korrekturanteils nicht so hoch sein muss, wie die Genauigkeit des Normal-Anteils. Erfindungsgemäß kann eine beliebige Skalierung dahin gehend erreicht werden, dass Filter für den Korrekturanteil länger gemacht werden, wodurch das Aliasing immer weiter reduziert wird, dass jedoch insbesondere dann, wenn ein kleines Aliasing noch erlaubt wird, sehr kurze Filterlängen zur Berechnung der Korrekturanteile eingesetzt werden können, die im Extremwert sogar zu einer reinen Multiplikation mit einem Faktor und einer anschließende Addition degenerieren können, wobei in diesem Fall das Aliasing natürlich stärker ist als im Fall einer Filterlänge von bei-

spielsweise größer als 8 Filter-Taps. Andererseits wird erfindungsgemäß durch Aufspaltung in einen Normal-Beitrag und einen Korrektur-Beitrag sichergestellt, dass dann, wenn eine gutartige Subband-Verarbeitung stattfindet, wenn also benachbarte Subbänder mit demselben Gewichtungsfaktor gewichtet werden sollen, keine Störung eingeführt wird, obwohl nur kurze Filter eingesetzt werden. In diesem Fall kann nämlich erfindungsgemäß einfach der Korrekturanteil zu Null gesetzt werden, was manuell getan werden kann, was jedoch automatisch dann erreicht wird, wenn der Korrekturterm einer Gewichtung mit der Differenz der Gewichtungsfaktoren für zwei benachbarte Subbänder gewichtet wird. Ist die Differenz gleich Null, sind die beiden Verstärkungsfaktoren also gleich, so wird der Korrekturterm unabhängig davon, wie groß er ist, zu Null gesetzt, unabhängig davon, ob der Korrekturterm nur eine Grobkorrektur oder sogar eine Feinkorrektur geliefert hätte. Wäre der Korrekturterm genauer ausgerechnet worden, so hätte er für diesen Fall identischer Gewichtungsfaktoren von selbst gleich Null sein sollen. Bei einer nur groben Korrektur würde jedoch auch in den. Bei einer nur groben Korrektur würde jedoch auch in diesem Fall ein Korrekturterm ungleich Null erzeugt werden, der jedoch keine Verfälschung des Ergebnisses erreicht, da eine Gewichtung mit der Differenz der Korrekturfaktoren durchgeführt worden ist.

**[0023]** Je nach Implementierung wird der Korrekturterm nicht nur mit einem Subband-Signal, sondern mit zwei benachbarten Subband-Signalen bzw. mit so vielen benachbarten Subband-Signalen vorgenommen, mit denen eine Bandüberlappung in einem signifikanten Bereich stattfindet, also im Bereich des Filters, wo das Filter eine Dämpfung kleiner als z.B. 30 dB hat. Überlappen also mehr als drei Filter, so werden auch zur Korrekturtermberechnung mehr als drei Filter berücksichtigt und natürlich auch die ihnen zugeordneten Korrekturfaktoren.

**[0024]** Es sei darauf hingewiesen, dass das erfindungsgemäße Konzept nicht nur für Filterbänke mit einer relativ kleinen Anzahl von Kanälen durchgeführt werden kann, wo die Subband-Signale Bandpasssignale sind. Stattdessen kann das erfindungsgemäße Konzept auch auf Filterbänke mit einer hohen Anzahl von Filterbankkanälen angewendet werden, wie beispielsweise auf Filterbänke, die durch eine Transformation implementiert werden. Eine solche Transformation ist beispielsweise eine FFT, eine DCT, eine MDCT oder eine andere maximal dezentrierte Transformation, bei der pro Block von Abtastwerten ein Spektralkoeffizient pro Filterbankkanal erzeugt wird. Die Spektralkoeffizienten mit gleichem Koeffizientenindex aus einer Folge von zeitlich sequentiellen Blöcken von Spektralkoeffizienten stellen dann ein Bandpasssignal dar, das zu Zwecken der Korrekturtermbestimmung gefiltert werden kann, um einen Korrekturterm zu erhalten.

**[0025]** Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend Bezug nehmend auf die beiliegenden Zeichnungen detailliert erläutert. Es zeigen:

**[0026]** [Fig. 1](#) ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Vorrichtung zum Verarbeiten eines reellen Subband-Signals gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

**[0027]** [Fig. 2](#) eine detailliertere Darstellung des Korrekturterm-Bestimmers von [Fig. 1](#);

**[0028]** [Fig. 3a](#) eine schematische Darstellung der erfindungsgemäßen Vorrichtung gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

**[0029]** [Fig. 3b](#) eine detailliertere Darstellung des Filterteils von [Fig. 3a](#);

**[0030]** [Fig. 3c](#) eine schematische Darstellung der erfindungsgemäßen Vorrichtung gemäß einem alternativen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

**[0031]** [Fig. 3d](#) eine detailliertere Darstellung der in [Fig. 3c](#) schematisch gezeigten Vorrichtung

**[0032]** [Fig. 4](#) eine Analyse-Filterbank/Synthese-Filterbankvorrichtung mit Subband-weiser Vorrichtung zum Verarbeiten;

**[0033]** [Fig. 5](#) eine reellwertige Analyse/Synthese-Filterbankvorrichtung mit Equalizerstufe;

**[0034]** [Fig. 6](#) eine Kaskadierung einer reellen Synthese-Filterbank mit einer komplexen Analyse-Filterbank und einer komplexen Synthese-Filterbank

**[0035]** [Fig. 7](#) eine schematische Darstellung einer Multibandfilterung;

**[0036]** [Fig. 8](#) eine detailliertere Darstellung von Filteroperationen für die Multibandfilterung von [Fig. 7](#);

**[0037]** [Fig. 9](#) eine tabellarische Darstellung der Filter für Subband-Signale mit geraden und ungeraden Indices;

**[0038]** [Fig. 10](#) eine beispielhafte Gegenüberstellung von Betragsfrequenzgängen für Filter zur Korrekturtermbestimmung;

**[0039]** [Fig. 11](#) eine Subbandfilterung eines Impulses;

**[0040]** [Fig. 12](#) eine Subbandfilterung eines Sinustons 1 % über der Bandgrenze;

[0041] [Fig. 13](#) eine Subbandfilterung eines Sinustons bei 5 % über der Bandgrenze;

[0042] [Fig. 14](#) eine Subbandfilterung eines Sinustons bei 10 % über der Bandgrenze;

[0043] [Fig. 15](#) eine Subbandfilterung eines Sinustons bei 20 % über der Bandgrenze;

[0044] [Fig. 16](#) eine Subbandfilterung eines Sinustons bei 30 % über der Bandgrenze;

[0045] [Fig. 17](#) eine Subbandfilterung eines Sinustons bei 40 % über der Bandgrenze; und

[0046] [Fig. 18](#) eine schematische Darstellung der Aliasing-Reduktion für eine MDCT mit einem Sinuston bei 10 % über der Bandgrenze.

[0047] [Fig. 1](#) zeigt eine erfindungsgemäße Vorrichtung zum Verarbeiten eines reellen Subband-Signals  $x(k)$  einer Mehrzahl von reellen Subband-Signalen, die eine durch eine Analyse-Filterbank (**50** in [Fig. 5](#)) erzeugte Darstellung eines reellen zeitdiskreten Signals  $x(n)$  sind. Die erfindungsgemäße Vorrichtung umfasst einen Gewichter 10 zum Gewichten des Subband-Signals  $x_k$  mit einem für das Subband-Signal bestimmten Gewichtungsfaktor  $c_k$ , um eine gewichtetes Subband-Signal **11** zu erhalten. Der Gewichter ist vorzugsweise ausgebildet, um eine Multiplikation durchzuführen. Insbesondere werden Subband-Abtastwerte, die Abtastwerte eines Bandpasssignals oder Spektralkoeffizienten eines Transformations-Spektrums sind, mit dem Korrekturfaktor multipliziert. Alternativ kann statt der Multiplikation auch eine Addition von Logarithmus-Werten durchgeführt werden, nämlich eine Addition des Logarithmus des Korrekturwerts mit dem Logarithmus des Subband-Abtastwerts  $x_k$ .

[0048] Die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Verarbeiten umfasst ferner einen Korrekturterm-Bestimmer zum Berechnen eines Korrekturterms, wobei der Korrekturterm-Bestimmer ausgebildet ist, um den Korrekturterm unter Verwendung wenigstens eines weiteren Subband-Signals  $x_l$  und unter Verwendung eines weiteren Gewichtungsfaktors  $c_l$ , der für das weitere Subband-Signal vorgesehen ist, zu berechnen, wobei sich der weitere Gewichtungsfaktor von dem Gewichtungsfaktor  $c_k$  unterscheidet. Diese Unterscheidung der beiden Gewichtungsfaktoren ist ursächlich für ein Aliasing in einer reellen Filterbankanwendung, auch wenn Analyse und Synthese-Filter eine perfekt rekonstruierende Eigenschaft haben. Der Korrekturterm am Ausgang der Einrichtung **12** wird ebenso wie das gewichtete Subband-Signal einem Kombinerer **13** zugeführt, wobei der Kombinerer ausgebildet ist, um das gewichtete Subband-Signal und den Korrekturterm zu kombinieren, um ein korrigiertes Subband-Signal  $y_k$  zu erhalten.

[0049] Der Kombinerer **13** ist vorzugsweise ausgebildet, um eine abtastwertweise Kombination durchzuführen. Insofern existiert für jeden Abtastwert des gewichteten Subband-Signals  $x_k$  auch ein „Korrekturterm-Abtastwert“, derart, dass eine 1:1-Korrektur vorgenommen werden kann. Alternativ kann jedoch auch für weniger rechenaufwendige Implementierungen eine Korrektur dahin gehend vorgenommen werden, dass z.B. für eine bestimmte Anzahl von gewichteten Subband-Abtastwerten ein einziger Korrekturterm berechnet wird, welcher dann geglättet oder ungegättet mit jedem Abtastwert der Gruppe von Abtastwerten addiert wird, die dem einen Korrekturterm-Abtastwert zugeordnet sind. Je nach Implementierung kann der Korrekturterm auch als Faktor und nicht als additiver Term berechnet werden. Dann würde der Kombinerer eine Multiplikation eines Korrekturterms mit dem gewichteten Subband-Signal durchführen, um ein korrigiertes Subband-Signal  $y_k$  zu erhalten.

[0050] Es sei darauf hingewiesen, dass ein Aliasing dann auftritt, wenn zwei Subband-Signale durch Filter gewonnen worden sind, die überlappende Durchlasscharakteristika haben. Bei speziellen Filterbank-Implementierungen sind solche überlappenden Filtercharakteristika mit einem Überlappungsbereich, der für benachbarte Subband-Signale signifikant ist, gegeben.

[0051] Vorzugsweise ist der Korrekturterm-Bestimmer daher wie in [Fig. 2](#) dargestellt ausgebildet. Der Korrekturterm-Bestimmer umfasst einen ersten Korrekturterm-Bestimmerabschnitt **12a** und einen zweiten Korrekturterm-Bestimmerabschnitt **12b**. Der erste Korrekturterm-Bestimmerabschnitt berücksichtigt die Überlappung des aktuellen Subband-Signals mit dem Index  $k$  mit dem nächst höheren Subband-Signal mit dem Index  $k + 1$ . Ferner erhält der Korrekturterm-Bestimmerabschnitt **12a** neben dem Subband-Signal  $x_{k+1}$  auch den Gewichtungsfaktor  $c_{k+1}$  des höheren Subband-Signals. Vorzugsweise wird der Korrekturterm-Bestimmer sogar die Differenz aus  $c_{k+1}$  und  $c_k$  erhalten, die mit  $q_k$  in [Fig. 2](#) dargestellt ist.

[0052] Der zweite Korrekturterm-Bestimmerabschnitt **12b** berücksichtigt die Überlappung des Subband-Signals  $x_k$  mit dem um  $l$  hinsichtlich seines Indexes niedrigeren Subband-Signals  $x_{k-1}$ . Der Korrekturterm-Bestimmerabschnitt **12b** erhält somit neben dem Subband-Signal  $x_{k-1}$  auch den Gewichtungsfaktor  $c_{k-1}$  für dieses Subband und vorzugsweise die Differenz des Gewichtungsfaktors  $c_{k-1}$  und des Gewichtungsfaktors  $c_k$ , die in [Fig. 2](#) mit  $c_k$  bezeichnet ist.

[0053] Ausgangsseitig liefert der erste Korrekturterm-Bestimmerabschnitt **12a** einen ersten Korrekturterm  $q_k \times u_k$ , und liefert der zweite Korrekturterm-Bestimmerabschnitt **12b** einen zweiten Korrektur-

terterm  $p_k \times L_k$ , wobei diese beiden Korrekturterme addiert werden, um dann mit dem gewichteten Subband-Signal  $c_k \times x_k$  kombiniert zu werden, wie es noch Bezug nehmend auf [Fig. 3a](#) und [Fig. 3b](#) beschrieben wird.

**[0054]** Nachfolgend wird eine bevorzugte Implementierung dargestellt, die anhand von [Fig. 8](#) und [Fig. 3a](#) detaillierter dargestellt wird.

**[0055]** Bei der Multibandfilterung wird die Hintereinanderschaltung von reellwertiger Synthese-Filterbank und komplexwertiger Analyse-Filterbank approximiert. Hierfür wird zu jedem reellen Teilband-Abtastwert ein Imaginärteil durch Überlagerung von drei Filterausgangssignalen gebildet. Die drei Filter werden jeweils im betreffenden Teilband und in den beiden Nachbarbändern angewendet.

**[0056]** Entsprechend approximiert die Umwandlung von komplex nach reell (c2r) die Hintereinanderschaltung von komplexwertiger Synthese-Filterbank und reellwertiger Analyse-Filterbank. Hierfür wird der Realteil als Mittelwert des ursprünglichen reellen Teilband-Abtastwertes und der Überlagerung von drei Filterausgangssignalen gebildet. Die drei Filter werden jeweils auf die Imaginärteile im betreffenden Teilband und in den beiden Nachbarbändern angewendet.

**[0057]** Die Hintereinanderschaltung von r2c und c2r muss das ursprüngliche Teilbandsignal möglichst exakt rekonstruieren, um hörbare Störungen im Ausgangssignal zu vermeiden. Daher müssen die entsprechenden Filter relativ große Längen aufweisen.

**[0058]** Der hier vorgestellte Ansatz basiert nun auf der Idee, die Hintereinanderschaltung von „r2c“, „gain control“ und „c2r“ aufzuspalten in die Signalanteile, die bei Verwendung gleicher Verstärkungsfaktoren entstehen, und in die Signalanteile, die durch Unterschiede zwischen Verstärkungsfaktoren benachbarter Teilbänder entstehen.

**[0059]** Da der erste Signalanteil dem ursprünglichen Teilbandsignal entsprechen soll, kann die zugehörige Operation entfallen.

**[0060]** Die restlichen Signalanteile sind abhängig von den Differenzen der betreffenden Verstärkungsfaktoren und dienen lediglich der Reduktion von Aliasingkomponenten, wie sie bei der üblichen r2c- und c2r-Umwandlung erfolgen würde. Da die zugehörigen Filter keinen Einfluss auf die Rekonstruktion unveränderter Teilbandsignale haben, können sie deutlich kürzere Längen aufweisen.

**[0061]** Die Vorgehensweise ist im folgenden ausführlich beschrieben.

**[0062]** Der Imaginärteil in Teilband k berechnet sich aus den reellwertigen Teilband-Abtastwerten der Teilbänder k, k - 1 und k + 1 zu

$$I_k(z) = H_m(z)X_k(z) + H_u'(z)X_{k-1}(z) + H_l'(z)X_{k+1}(z). \quad (1)$$

**[0063]** Die Unterscheidungen zwischen den H und H' sind wegen der Spiegelung der Teilbänder mit ungeraden Indizes erforderlich.

**[0064]** Wird jedes Teilband jeweils mit einem Verstärkungsfaktor  $c_k$  multipliziert, so ergibt sich das rekonstruierte Signal in Teilband k unter Berücksichtigung eines zusätzlichen Normierungsfaktors von 0,5 zu

$$Y_k(z) = 0,5(c_k X_k(z) + c_k G_m(z)I_k(z) + c_{k-1} G_u'(z)I_{k-1}(z) + c_{k+1} G_l'(z)I_{k+1}(z)).$$

**[0065]** Ersetzt man nun  $c_{k-1}$  durch  $c_k + p_k$  mit  $p_k = c_{k-1} - c_k$  und ersetzt man nun  $c_{k+1}$  durch  $c_k + q_k$  mit  $q_k = c_{k+1} - c_k$ , so erhält man

$$Y_k(z) = 0,5c_k(X_k(z) + G_m(z)I_k(z) + G_u'(z)I_{k-1}(z) + G_l'(z)I_{k+1}(z)) + 0,5(p_k G_u'(z)I_{k-1}(z) + q_k G_l'(z)I_{k+1}(z)). \quad (2)$$

**[0066]** Hierbei entspricht der erste Term dem Teilbandsignal, welches bei Verwendung gleicher Verstärkungsfaktoren in allen Teilbändern rekonstruiert wird, und somit bis auf den Faktor  $c_k$  gleich dem ursprünglichen Teilbandsignal ist, bzw. sein sollte. Der zweite Term dagegen gibt den Einfluss unterschiedlicher Verstärkungsfaktoren wieder und kann als Korrekturterm für Teilband k der komplexen Verarbeitung gegenüber der reellen Verarbeitung betrachtet werden. Er berechnet sich zu

$$C_k(z) = 0,5p_k G_u'(z)(H_m'(z)X_{k-1}(z) + H_u(z)X_{k-2}(z) + H_l(z)X_k(z)) + 0,5q_k G_l'(z)(H_m'(z)X_{k+1}(z) + H_u(z)X_k(z) + H_l(z)X_{k+2}(z)). \quad (3)$$

**[0067]** Aus den Eigenschaften der Polyphasenfilterbank und der Spiegelung der Teilbänder mit ungeraden Indizes ergeben sich folgende Zusammenhänge:

$$H_m'(z) = -H_m(z), H_l'(z) = -H_l(z), H_u'(z) = -H_u(z), G_m(z) = -H_m(z), G_u'(z) = H_l(z), G_l'(z) = H_u(z), G_u'(z)H_u(z) = H_l(z)H_u(z) \approx 0, G_l'(z)H_l(z) = H_u(z)H_l(z) \approx 0. \quad (4)$$

**[0068]** Durch Einsetzen ergibt sich:

$$C_k(z) = 0,5p_k H_l(z)(H_l(z)X_k(z) - H_m(z)X_{k-1}(z)) + 0,5q_k H_u(z)(H_u(z)X_k(z) - H_m(z)X_{k+1}(z)) \quad (5)$$

**[0069]** Da die Rekonstruktion bei über die Teilbänder konstanten Verstärkungsfaktoren nun nicht mehr von den verwendeten Filtern abhängt, können diese durch kürzere ersetzt werden, wobei auch jeweils ein Produktfilter approximiert werden kann, so dass nun anstelle des Imaginärteils zwei Korrekturterme be-

rechnet werden können:

$$L_k(z) = 0,5(H_u(z)X_k(z) - H_{lm}(z)X_{k-1}(z))$$

$$U_k(z) = 0,5(H_{uu}(z)X_k(z) - H_{um}(z)X_{k+1}(z))$$

mit

$$H_{ll}(z) \approx H_l^2(z), H_{lm}(z) \approx H_l(z)H_m(z), H_{uu}(z) \approx H_u^2(z), H_{um}(z) \approx H_u(z)H_m(z). \quad (6)$$

**[0070]** Das gewünschte Teilbandsignal mit Aliasing-Kompensation erhält man nun durch gewichtete Überlagerung des ursprünglichen Teilbandsignals und der beiden Korrektursignale:

$$Y_k(z) = c_k X_k(z) + p_k L_k(z) + q_k U_k(z). \quad (7)$$

**[0071]** Bei praktischen Realisierungen ist jeweils zu beachten, dass in den Signalpfaden ohne Filterung jeweils eine Verzögerung eingebracht werden muss, die die Verzögerung in den zugehörigen Signalpfaden mit Filterung ausgleicht.

**[0072]** Die folgenden Bilder zeigen zur Überprüfung des Gesamtverhaltens die Ausgangssignale nach Filterbank-Analyse, Dämpfung eines Teilbands um 20 dB und anschließender Filterbank-Synthese für verschiedene Eingangssignale.

**[0073]** Der beschriebene Ansatz lässt sich auch mit der MDCT anstelle der bei EBCC verwendeten Filterbank kombinieren.

**[0074]** Hierfür wurden passende Filterkoeffizienten für Filter der Länge 5 gewonnen. Dies entspricht den ungekürzten Filtern, die sich bei sequentieller Anwendung der entsprechenden Hin- bzw. Rücktransformationen ergeben. Gegenüber der „r2c-c2r“-Technik hat das neue Verfahren jedoch wiederum den Vorteil, dass es keine Approximationsfehler erzeugt, solange das MDCT-Spektrum unverändert belassen wird. Bei „r2c-c2r“ dagegen würden jedoch Fehler entstehen, da jeweils nur die beiden Nachbarbänder bei der Approximation berücksichtigt werden.

**[0075]** Die resultierenden Signalspektren für einen Sinuston, der 10 % über einer Bandgrenze liegt, zeigen, dass die Aliasingkomponenten auch in Verbindung mit der MDCT sehr effizient reduziert werden. Auch hierbei wurde das benachbarte Band um 10 dB gedämpft.

**[0076]** Somit lassen sich Equalizer-Funktionen bzw. Echo-Unterdrückungsverfahren direkt in einen Audio-Decoder, wie beispielsweise MPEG-AAC, vor der Rücktransformation durch die inverse MDCT integrieren.

**[0077]** [Fig. 8](#) zeigt eine schematische Darstellung

der Filteroperationen für real to complex (r2c) und complex to real (c2r). Die imaginäre Komponente  $I_k$  des Bands  $x_k$  wird erzeugt durch ein mit dem Filter  $H'_u$  gefiltertes Subband-Signal  $x_{k-1}$  sowie durch ein mit dem Filter  $H'_l$  erzeugtes Subband-Signal des Subbands  $x_{k+1}$ . Ferner tragen zu der Imaginärkomponente  $I_k$  noch eine mit dem Filter  $H_m$  gefilterte Komponente des Subband-Signals  $x_k$  bei. Nachdem der Anteil des Subband-Signals  $x_{k-1}$ , der mit dem Filter  $k$  überlappt, eine Tiefpasscharakteristik hat, ist das Filter  $H'_u$  ein Tiefpassfilter. Analog hierzu ist der Anteil des oberen Subband-Signals  $x_{k+1}$ , der mit dem Filter für  $x_k$  überlappt, ein Hochpass-Signal, so dass  $H'_l$  ein Hochpassfilter ist. Wie bereits ausgeführt, wird zwischen  $H$  und  $H'$  unterschieden, um die Spiegelung der Teilbänder mit ungeraden Indizes zu berücksichtigen. Diese Wendung von  $H$  und  $H'$  ist in [Fig. 9](#) für die Imaginärteile der Teilbänder  $I_{k+2}$  bis  $I_{k-2}$  dargestellt. Ferner steht der Index „m“ für „mid“ und bezeichnet den Beitrag des mittleren Subband-Signals. Ferner steht der Index „l“ für „low“ und berücksichtigt den Beitrag des niedrigeren, in [Fig. 8](#) gezeichneten Subbands zu dem aktuellen Subband, also zu dem Subband, das einen um 1 niedrigeren Index hat. Analog hierzu steht „u“ für „up“ und bezeichnet den Beitrag des in [Fig. 8](#) oben gezeichneten Subbands zum aktuellen Subband, also zu dem Subband, das einen um 1 höheren Index hat.

**[0078]** Die zu den einzelnen Analyse-Filtern  $H$  korrespondierenden Synthese-Filter  $G$  sind in [Fig. 8](#) dargestellt.  $G_l$  hat damit eine Hochpasscharakteristik, während  $G_u$  eine Tiefpasscharakteristik hat. Daher ist, wie es vorstehend beschrieben worden ist, das Produkt aus  $G_u$  und  $H_u$  genauso wie das Produkt aus  $H_l$  und  $H_u$  oder das Produkt aus  $G_l$  und  $H_l$  genauso wie das Produkt aus  $H_u$  und  $H_l$  nahezu gleich 0, da hier jeweils ein Hochpassfilter mit einem Tiefpassfilter multipliziert wird und der resultierende Frequenzgang eines Hochpassfilters und eines Tiefpassfilters, die eine ähnliche Grenzfrequenz haben, gleich 0 bzw. approximiert gleich 0 ist. Auch für Fälle, bei denen die Grenzfrequenzen nicht identisch sind, sondern entsprechend auseinander liegen, ist der resultierende Frequenzgang gleich 0. Wenn nämlich die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters kleiner als die Grenzfrequenz des Hochpassfilters ist, so ist der resultierende Frequenzgang ebenfalls gleich 0. Nur für den Fall, bei dem die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters höher als die Grenzfrequenz des Hochpassfilters ist, würde die Näherung, die vorstehend gegeben worden ist, nicht gelten. Eine solche Situation tritt jedoch bei typischen Polyphasenfilterbänken nicht auf bzw. würde dann, wenn er auftreten würde, nur zu geringfügigen Störungen führen, die zu einem etwas ungenaueren Korrekturterm führen würden. Aufgrund der Tatsache, dass der Korrekturterm jedoch vorzugsweise mit der Differenz aus den beiden betroffenen Gewichtungsfaktoren gewichtet wird, würde dieser Fehler ebenfalls mit kleiner werdender Differenz immer kleiner

werden.

**[0079]** Fig. 3 zeigt eine schematische Darstellung der vorstehend hergeleiteten bevorzugten Filter, die durch den erfindungsgemäßen Korrekturterm-Bestimmer **12** implementiert werden. Aus **Fig. 3a** wird ersichtlich, dass die gesamte Vorrichtung einen Filterteil **30** und einen Gewichtungsteil **31** umfasst. In dem Gewichtungsteil **31** befindet sich der Gewichter **10** von **Fig. 1**, der durch  $c_k$  im Gewichtungsteil **31** von **Fig. 3a** symbolisiert wird. Der Kombiniierer **13** von **Fig. 1** entspricht dem Addierer **13** in **Fig. 3a**. Der Korrekturterm-Bestimmer **12** umfasst die Filteraktionen mit den vier Filtern  $H_{lm}$ ,  $H_{ll}$ ,  $H_{uu}$  und  $H_{um}$ . Ferner umfasst der Korrekturterm-Bestimmer auch die Gewichtung der ungewichteten Korrekturterme  $L_k$  und  $U_k$  mit der Differenz aus den jeweiligen beiden betroffenen Gewichtungsfaktoren, also mit  $q_k$  bzw.  $p_k$ , wie sie im Gewichtungsteil **31** angedeutet sind. Eine detaillierte Implementierung des Filterteils von **Fig. 3a** wird anhand von **Fig. 3b** dargestellt. Das Subband-Signal  $x_{k-1}$  wird dem Tiefpassfilter  $H_{lm}$  **32** zugeführt. Ferner wird das Subband-Signal  $x_k$  dem Tiefpassfilter  $H_{ll}$  **33** zugeführt. Darüber hinaus wird das Subband-Signal  $x_k$  dem Hochpassfilter  $H_{uu}$  **34** zugeführt, und wird ferner das nächste Subband-Signal  $x_{k+1}$  dem Filter  $H_{um}$  **35** zugeführt, das ebenfalls als Hochpassfilter ausgebildet sein kann. Die Ausgangssignale der Filter **32** und **33** werden in einem Addierer **34** kombiniert und stellen einen ersten ungewichteten Korrekturterm  $l_k$  dar. Ferner werden die Ausgangssignale der Filter **34** und **35** in einem Addierer **35** addiert und stellen einen zweiten ungewichteten Korrekturterm  $u_k$  dar. Darüber hinaus wird das Delay der Filter, das auftritt, wenn die Filter als digitale Filter, also FIR- oder IIR-Filter implementiert sind, berücksichtigt, und zwar für das Subband-Signal  $x_k$ , das mit dem Gewichtungsfaktor  $c_k$ , der für dieses Subband-Signal vorgesehen ist, gewichtet wird. Diese Berücksichtigung der Verzögerungen der Filter **33** bis **35** findet in einer Delay-Stufe **38** statt und kann vor oder nach der Gewichtung auftreten. Damit für eine solche Implementierung eine maximale Qualität erreicht wird, wird es bevorzugt, dass sämtliche Filterlängen **32**, **33**, **34**, **35** identisch sind, und dass das Delay **38** an die Filterlänge der Filter **32** bis **35** angepasst ist. Wenn beispielsweise die Filter **32** bis **35** jeweils eine Filterlänge von **11** haben, so muss das Delay **38** einen Delay-Betrag von fünf Subband-Signal-Abtastwerten schaffen.

**[0080]** Während in **Fig. 3a** und **Fig. 3b** die Situation dargestellt ist, bei der die Filter **32**, **33**, **34**, **35** als Produktfilter dargestellt sind, also als Filter, um die Terme  $l_k$ ,  $u_k$  zu berechnen, die lediglich noch zu gewichten sind, zeigt das in **Fig. 3c** und **Fig. 3d** gezeigte Ausführungsbeispiel eine Implementierung der vorliegenden Erfindung, bei der der Korrekturterm nicht mit 4 Produktfiltern berechnet wird, sondern mit insgesamt 6 Einzelfiltern **320**, **330**, **340**, **350**, **381**, **382**.

**[0081]** Wie es insbesondere in **Fig. 3c** dargestellt ist, wird das Signal  $L_k$  durch Filtern von  $X_{k-1}$  mit dem Filter  $H_m$  und durch Addieren des gefilterten Signals  $X_k$ , das durch  $H_l$  gefiltert worden ist, berechnet. Der Normierungsfaktor 0,5 wurde wieder eingeführt. Dieser Normierungsfaktor kann jedoch wie auch im ersten Ausführungsbeispiel weggelassen werden oder auf einen anderen Wert einschließlich 1 eingestellt werden. Ferner wird die andere Komponente  $U_k$  durch Filtern von  $X_k$  mit  $H_u$  berechnet, wobei von  $X_k \cdot H_u - X_{k+1} \cdot H_m$  subtrahiert wird. Im Gegensatz zu den unter **Fig. 3a** gezeigten Gleichungen, bei denen die Produkte bereits in den Filtern berücksichtigt worden sind, werden die Signale in **Fig. 3c** einzeln gefiltert. Die Ergebnisse  $L_k$  bzw.  $U_k$  werden dann noch, wie in **Fig. 3a** gezeigt, mit  $p_k$  bzw.  $q_k$  gewichtet. Zusätzlich zu dieser Gewichtung wird ferner noch eine Filterung mit  $H_l$  und  $H_u$  durchgeführt.

**[0082]** Im Unterschied zu **Fig. 3a** existiert somit ein erster Filterteil und zusätzlich noch ein zweiter Filterteil der mit dem Gewichtungsteil gewissermaßen integriert bzw. kombiniert sein kann. Die Gewichtungsfaktoren können somit bei den Filterkoeffizienten bereits berücksichtigt sein oder können separat vor oder nach der Filterung durch das digitale Filter  $H_l$  bzw.  $H_u$  angewendet werden. Insofern berücksichtigen die Verzögerungen  $z^d$  die Verzögerung, die durch Filtern im ersten Filterteil der beiden Komponenten  $X_{k-1}$  bzw.  $X_{k+1}$  bewirkt werden, und berücksichtigen ferner die Verzögerungen im zweiten Filterteil, die durch die Filterung von  $L_k$  bzw.  $U_k$  bewirkt werden, welche mit den Filtern  $H_l$  bzw.  $H_u$  gefiltert werden.

**[0083]** Obgleich je nach implementierter Filterbank beliebige Filtercharakteristika für die Filter  $H_n$ ,  $H_l$ ,  $H_u$  verwendet werden können, wird es jedoch bevorzugt, für  $H_l$  ein Tiefpassfilter zu verwenden, wird es bevorzugt für  $H_u$  ein Hochpassfilter zu verwenden, und/oder wird es ferner bevorzugt für  $H_m$  ein Bandpassfilter einzusetzen. Das Filter  $H_l$  hat einen ähnlichen Verlauf zu **Fig. 10**, da  $H_{ll}$  **100** in **Fig. 10** gleich dem Quadrat des Filters  $H_l$  ist. Das Filter  $H_u$ , das als Hochpassfilter ausgebildet ist, ergibt sich durch Spiegelung des linken Teils in **Fig. 10** an einer vertikalen Achse bei  $\pi/2$ , also etwa bei der Mitte von **Fig. 10**. Auch das Filter  $H_{lm}$ , das in **Fig. 3c** nicht mehr vorkommt, da es ein Produktfilter eines Bandpassfilters mit einem Tiefpassfilter ist, könnte an der Linie bei  $\pi/2$  gespiegelt werden, um das Filter  $H_{um}$  **35** in **Fig. 3b** zu erhalten, obgleich dieser Produktfilter in **Fig. 3c** ebenfalls in einer zusammengesetzten Form nicht mehr vorkommt, sondern erst gewissermaßen implizit gerechnet wird, bevor dann die Komponenten durch den Kombiniierer **13** kombiniert werden.

**[0084]** Während also in **Fig. 3b** der Korrekturterm-Bestimmer **12** von **Fig. 3a** durch das Filterteil **30** und die Gewichtung der Komponenten  $L_k$ ,  $U_k$  mit den Gewichtungsfaktoren  $p_k$  und  $q_k$  implementiert wird,

findet die Korrekturterm-Bestimmung gemäß [Fig. 3c](#) und [Fig. 3d](#) in einer gewissermaßen zweifachen Filterstufe statt, wobei zuerst die Signale  $L_k$ ,  $U_k$  am Ausgang der Summierer **360** bzw. **370** gerechnet werden, und zwar nicht unter Verwendung von Produktfiltern sondern unter Verwendung der Einzelfilter, wobei dann im zweiten Filterteil die Gewichtung mit  $p_k$  und/oder  $q_k$  mit der anschließenden Einzelfilterung ebenfalls durchgeführt wird.

**[0085]** Die Gewichtung des Subband-Signals  $X_k$  durch den Gewichter **10** findet in [Fig. 3d](#) dagegen genauso statt wie in [Fig. 3a](#).

**[0086]** Bei dem gemäß [Fig. 3c](#) bzw. [Fig. 3d](#) gezeigten Ausführungsbeispiel bzw. allgemein gesagt werden somit zwei Filter nicht zu einem Produktfilter zusammen gefasst. Stattdessen werden sie als Einzelfilter implementiert. Selbst wenn man keine Zusammenfassung im Produktfilter hat, existiert ein – neben der Implementierung – nach wie vor bestehende Vorteil der verkürzten Filterlängen. Damit wird die Verzögerung gegenüber einer direkten Umrechnung von reell nach komplex bzw. komplex nach reell reduziert. Die Tilde über den Filtern in den Blöcken **320**, **330**, **340**, **350**, **381**, **382** bedeutet, dass die Filter, wie es schematisch in [Fig. 10](#) für die Produktfilter angedeutet sind, in ihrer Filterlänge reduziert sind, und zwar gegenüber einem Subband-Filter einer normalen Filterbank. Es wird bevorzugt, Filterlängen zu verwenden, die kleiner als eine Filterlänge eines Subband-Filters sind, um die Subband-Signale  $x_{k-1}$ ,  $x_k$  bzw.  $x_{k+1}$  zu erzeugen. Es wird ferner bevorzugt, dass die Filterlängen der Filter  $h_u$ ,  $h_m$ ,  $h_l$  nach der Approximation, also nach der Verkürzung genauso wie im anderen Fall höchstens 50% der Länge eines Filters sind, das dazu verwendet worden ist, um ein Subband-Signal durch Anwendung mehrerer solcher Filter in einer Subband-Filterbank zu erzeugen.

**[0087]** Vorzugsweise werden Filterlängen  $< 21$  bevorzugt, wobei das Delay solcher Filter  $< 10$  ist. Die in [Fig. 3d](#) gezeigte Implementierung liefert im Vergleich zu der in [Fig. 3a](#) und [b](#) gezeigten Implementierung Vorteile bei schnell zeitveränderlichen Verstärkungsfaktoren. Vom zeitlichen Ablauf her ist die in [Fig. 3d](#) gezeigte Implementierung nämlich der reell/komplex-komplex/reell-Implementierung ähnlicher, während bei der Produktfilter-Realisierung nach der Anwendung der Verstärkungsfaktoren keine Filterung mehr stattfindet.

**[0088]** Unabhängig davon, ob man eine Realisierung mit einzelnen verkürzten Filtern oder eine Zusammenfassung mit Produktfiltern wählt, werden erfindungsgemäß aliasing-reduzierte schnelle reelle Filterbänke implementiert. Bei speziell bevorzugten Ausführungsbeispielen sind die Filterlängen in [Fig. 3d](#) sogar im Vergleich zu den Filterlängen von [Fig. 3b](#) reduziert, dahingehend, dass die gesamte

Berechnung in [Fig. 3d](#) eine ähnliche Verzögerung hat wie die gesamte Berechnung in [Fig. 3b](#). Eine zu [Fig. 3b](#) ähnliche Implementierung würde dann in [Fig. 3d](#) darin bestehen, dass die Filter im ersten Filterteil eine Filterlänge von 7 Koeffizienten haben, was einem Delay-Betrag von 3 Abtastwerten eines Subband-Signals entsprechen würde. In diesem Fall hätte dann das zweite Delay **383** bzw. die nachfolgenden Filter **381**, **382**, zum Beispiel eine Filterlänge von 4, um ein Delay von 2 zu implementieren. Es sei darauf hingewiesen, dass auch etwas längere oder etwas kürzere Filter bzw. eine Implementierung in [Fig. 3d](#) auch dann Vorteile mit sich bringt, wenn die insgesamte Verzögerung etwas größer ist als die Produktfilter-Verzögerung von [Fig. 3b](#).

**[0089]** [Fig. 4](#) zeigt den Einsatz der in den [Fig. 1](#) bis [Fig. 3d](#) beschriebenen Vorrichtung zum Gewichten in einer Analyse-Filterbank bzw. Synthese-Filterbank. Aus [Fig. 4](#) ist ersichtlich, dass für jeden Filterkanal 0 bis  $N - 1$  eine in [Fig. 1](#) gezeigte Vorrichtung benötigt wird. Vorteilhafterweise hat jedoch jede Vorrichtung zum Verarbeiten, wenn sie wie in [Fig. 3b](#) implementiert ist, die gleichen vier Filter **32** bis **35**, so dass unabhängig von der Anzahl der Subband-Signale bzw. Filterkanäle einer Analyse/Synthese-Filterbank nur die selben vier Filter berechnet bzw. optimiert werden müssen.

**[0090]** Die tatsächliche Berechnung der Filter kann entweder durch direkte Berechnung aus den Analyse/Synthese-Prototypfiltern oder durch numerische Optimierung, die typischerweise computergestützt stattfindet, durchgeführt werden. Bei einer solchen numerischen Optimierung der Filter **32** bis **35** wird die Filterlänge vorgegeben, so dass ein Satz von Filtern für unterschiedliche Filterlängen erhalten werden kann. Wie es insbesondere in [Fig. 10](#) dargestellt ist, wird die ausgeprägte Tiefpasscharakteristik für das Filter mit der Filterübertragungsfunktion **100**, also  $H_u$  oder für das Filter mit der Filterübertragungsfunktion **101**, also  $H_m$  erreicht. Es stellt sich jedoch heraus, dass diese Filter mit sehr ausgeprägter Dämpfung im Sperrbereich durch wesentlich kürzere Filter angenähert werden können, nämlich durch die Filter **102** oder **103**. Die Filter **102** und **103** haben eine Filterlänge von lediglich 11 und approximieren somit die Filter **100** und **101**. Es stellt sich jedoch heraus, dass im Bereich von tiefen Frequenzen die Abweichungen sehr gering sind und erst bei hohen Frequenzen größer werden. Andererseits ist jedoch auch durch die Filter **102** und **103** eine Sperrdämpfung von größer als 40 dB sichergestellt, so dass diese sehr kurzen Filter bereits eine gute Aliasing-Unterdrückung mit sich bringen.

**[0091]** So zeigt [Fig. 11](#) eine Antwort der Filterbank für einen Impuls bei Position 8 in einer Teilbandabtastperiode. Eine reelle Filterbank liefert einen Verlauf, der bei **110** gezeichnet ist. Eine komplexe Filter-

bank liefert einen Verlauf, der bei **112** dargestellt ist. Eine reelle Filterbank mit Korrektur gemäß der vorliegenden Erfindung liefert den Verlauf, der bei **111** dargestellt ist. Es ist ersichtlich, dass die reelle Filterbank mit Korrektur nahezu den selben Verlauf wie die komplexe Filterbank liefert, jedoch wesentlich aufwandsärmer implementiert wird. Lediglich direkt an der Bandgrenze zwischen  $k - 1$  und  $k$  zeigt die reelle Filterbank mit Korrektur einen wellenartigen Verlauf, der darauf zurückzuführen ist, dass lediglich Filterlängen von **11**, wie in [Fig. 10](#) dargestellt, anstatt kompletter Filter, wie sie in [Fig. 10](#) dargestellt worden sind, verwendet werden. Es ist also ersichtlich, dass die Abweichung zwischen der reellen Filterbank mit Korrektur und der komplexen Filterbank, die Aliasing-resistent ist, vernachlässigbar ist, obgleich bereits kurze Filter **32** bis **35** von [Fig. 3b](#) eingesetzt werden. Die Abweichung zwischen den Verläufen **111** und **112** wird mit kürzeren Filterlängen immer größer, es können jedoch für eine Delay-optimierte Varianten jedoch durchaus Filterlängen kleiner als 5 eingesetzt werden, wobei dann die Abweichung zwischen den Kurven **111** und **112** immer noch in vertretbarem Rahmen ist.

[0092] Nachfolgend wird in [Fig. 12](#) eine Antwort der Filterbank gezeigt, wenn ein Sinuston bei 1% über der Bandgrenze betrachtet wird. Das Eingangssignal **121** stellt den Sinuston dar. Eine reelle Filterbank würde ein Aliasing erzeugen, wie es durch die Kurve **122** dargestellt ist. Das Aliasing macht sich durch die „Neben-Spitze“ **125** bemerkbar, wobei diese Neben-Spitze daher kommt, dass die benachbarten Bänder  $k - 1$  und  $k$  mit unterschiedlichen Gewichtungsfaktoren gedichtet worden sind. Es ist wiederum ersichtlich, dass eine komplexe Filterbank keine solche Neben-Spitze, also kein solches Aliasing erzeugt, und dass die komplexe Filterbank durch eine reelle Filterbank mit Korrektur optimal angenähert wird, wobei es lediglich in dem Bereich **126** eine Abweichung der reellen Filterbank zur komplexen Filterbank gibt. Die reelle Filterbank liefert eine größere Dämpfung als die komplexe Filterbank, was wiederum darauf zurückzuführen ist, dass die Filterlängen der Filter **32** bis **35** auf 11 verkürzt worden sind.

[0093] Es sei darauf hingewiesen, dass bei dem Beispiel in [Fig. 12](#) sowie bei den Beispielen den [Fig. 13](#), [Fig. 14](#), [Fig. 15](#), [Fig. 16](#), [Fig. 17](#) immer eine Dämpfung eines Teilbandes um 20 dB im Vergleich zum anderen Teilband durchgeführt worden ist.

[0094] [Fig. 13](#) zeigt nunmehr den ähnlichen Fall wie [Fig. 12](#), jedoch mit einem Sinuston bei 5 % über der Bandgrenze. Wieder würde eine reelle Filterbank die Neben-Spitze **125** erzeugen. Diese Neben-Spitze ist jedoch bei der reellen Filterbank mit Korrektur **124** nahezu vollständig gedämpft. Es ist lediglich noch eine ganz kleine Abweichung bei **127** ersichtlich. Mit Reduktion der Filterlänge der Filter **32** bis **35** würde

diese Spitze **127** immer weiter anwachsen. Selbst bei degenerierten Filtern, also bei Filtern, die lediglich eine Gewichtung mit einem Gewichtungsfaktor durchführen würden, würde die Spitze **127** noch kleiner als die Neben-Spitze **125** sein. Durch die erfindungsgemäße Gewichtung der gefilterten Werte mit der Differenz der beiden Gewichtungsfaktoren würde jedoch zumindest für den Fall von identischen oder nahezu identischen Gewichtungsfaktoren trotz der eher rudimentären Filterung mit degenerierten Filtern nahezu keine Störung eingeführt werden.

[0095] [Fig. 14](#), [Fig. 15](#), [Fig. 16](#) und [Fig. 17](#) zeigen ähnliche Szenarien, wobei jedoch der Sinuston immer weiter von der Bandgrenze entfernt ist. Alle Bilder zeigen deutlich die Aliasing-Komponente, die durch eine reelle Filterbank erzeugt werden würde, wenn keine erfindungsgemäße Korrektur vorgenommen werden würde. Ferner zeigen alle Bilder noch kleinere Abweichungen bei **127** zwischen der reellen Filterbank mit Korrektur gemäß der vorliegenden Erfindung und einer Aliasing-resistenten komplexen Filterbank **123**.

[0096] [Fig. 18](#) zeigt ein zu den [Fig. 12](#) bis [Fig. 17](#) ähnliches Szenario, nun jedoch für eine Transformation in Form der MDCT. Wieder ist die deutliche Aliasing-Komponente **125** erkennbar, die etwa bei einer Frequenz von 127,88 auftritt. Durch die erfindungsgemäße Korrektur, indem also durch die Filter **32** bis **35** entsprechende MDCT-Koeffizienten aufeinanderfolgender MDCT-Spitzen gefiltert werden, wird diese Aliasing-Komponente bis auf die kleine Abweichung bei **127** in [Fig. 18](#) reduziert. Werden also Filterlängen der Filter **32** bis **35** von 11 eingesetzt, so ist die gesamte Anordnung erst nach etwa 10 MDCT-Spektren eingeschwingen. Es wird also bei der Implementierung der [Fig. 3a](#) und [Fig. 3b](#) ein Delay von 5 MDCT-Blöcken erforderlich sein, bis sinnvolle Ausgangswerte erzeugt werden.

[0097] Abhängig von den Gegebenheiten kann das erfindungsgemäße Verfahren in Hardware oder in Software implementiert werden. Die Implementierung kann auf einem digitalen Speichermedium, insbesondere einer Diskette oder CD, mit elektronisch auslesbaren Steuersignalen erfolgen, die so mit einem programmierbaren Computersystem zusammenwirken können, dass das entsprechende Verfahren ausgeführt wird. Allgemein besteht die Erfindung somit auch in einem Computer-Programm-Produkt mit auf einem maschinenlesbaren Träger gespeichertem Programmcode zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens, wenn das Computer-Programm-Produkt auf einem Rechner abläuft. In anderen Worten ausgedrückt kann die Erfindung somit als ein Computer-Programm mit einem Programmcode zur Durchführung des Verfahrens realisiert werden, wenn das Computer-Programm auf einem Computer abläuft.

### Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Verarbeiten eines reellen Subband-Signals ( $x_k$ ) einer Mehrzahl von reellen Subband-Signalen, die eine durch eine Analyse-Filterbank (**50**) erzeugte Darstellung eines reellen zeitdiskreten Signals  $x(n)$  sind, mit folgenden Merkmalen:

einem Gewichter (**10**) zum Gewichten des Subband-Signals ( $x_k$ ) mit einem für das Subband-Signal bestimmten Gewichtungsfaktor ( $c_k$ ), um ein gewichtetes Subband-Signal (**11**) zu erhalten;  
 einem Korrekturterm-Bestimmer (**12**) zum Berechnen eines Korrekturterms, wobei der Korrekturterm-Bestimmer ausgebildet ist, um den Korrekturterm unter Verwendung wenigstens eines weiteren Subband-Signals ( $x_i$ ) und unter Verwendung eines weiteren Gewichtungsfaktors ( $c_i$ ), der für das weitere Subband-Signal ( $x_i$ ) vorgesehen ist, zu berechnen, wobei sich der weitere Gewichtungsfaktor ( $c_i$ ) von dem Gewichtungsfaktor ( $c_k$ ) unterscheidet; und  
 einem Kombinerer (**13**) zum Kombinieren des gewichteten Subband-Signals und des Korrekturterms, um ein korrigiertes Subband-Signal ( $y_k$ ) zu erhalten.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) ausgebildet ist, um den Korrekturterm abhängig von einer Differenz des Gewichtungsfaktors ( $c_k$ ) des Subband-Signals und des weiteren Gewichtungsfaktors ( $c_i$ ) für das weitere Subband-Signal ( $x_i$ ) zu erzeugen.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, bei der der Korrekturterm-Bestimmer ( $c_2$ ) ausgebildet ist, um den Korrekturterm abhängig von dem Subband-Signal ( $x_k$ ) zu bestimmen.

4. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) ausgebildet ist, um als das weitere Subband-Signal ein Subband-Signal ( $x_{k+1}$ ,  $x_{k-1}$ ) der Mehrzahl von Subband-Signalen zu verwenden, das einen Frequenzbereichs-Index hat, der sich von einem Frequenzbereichs-Index des Subband-Signals ( $x_k$ ) um „1“ unterscheidet.

5. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) ausgebildet ist, um einen weiteren Korrekturterm (**12b**) zu bestimmen, der von einem dritten Subband-Signal ( $x_{k-1}$ ) und einem dritten Gewichtungsfaktor ( $c_{k-1}$ ), der dem dritten Subband-Signal ( $x_{k-1}$ ) zugeordnet ist, abhängt, wobei sich der dritte Gewichtungsfaktor ( $c_{k-1}$ ) von dem Gewichtungsfaktor ( $c_k$ ) unterscheidet.

6. Vorrichtung nach Anspruch 5, bei der der Kombinerer (**13**) ausgebildet ist, um den weiteren Korrekturterm mit dem gewichteten Subband-Signal (**11**) zu kombinieren.

7. Vorrichtung nach Anspruch 5 oder 6, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) ausgebildet ist, um als drittes Subband-Signal ein Subband-Signal zu verwenden, das einen Frequenzbereichs-Index hat, der sich von einem Frequenzbereichs-Index des Subband-Signals ( $x_k$ ) und von einem Frequenzbereichs-Index ( $k + 1$ ) des weiteren Subband-Signals ( $x_{k+1}$ ) unterscheidet.

8. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der der Korrekturterm-Bestimmer ausgebildet ist, um den Korrekturterm als Linearkombination aus dem Subband-Signal gefiltert mit einem ersten Filter (**33**) und aus dem weiteren Subband-Signal ( $x_{k-1}$ ) gefiltert mit einem weiteren Filter (**32**) zu berechnen, wobei die Filter (**32**, **33**) Tiefpassfilter oder Hochpassfilter sind, die eine Filterlänge haben, die zwischen 1 und 20 liegt.

9. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der der Korrekturterm-Bestimmer ausgebildet ist, um einen ungewichteten Korrekturterm abhängig von dem weiteren Subband-Signal ( $x_{k-1}$ ) zu berechnen, und um den ungefilterten Korrekturterm mit einer Differenz aus dem Gewichtungsfaktor ( $c_k$ ) für das Subband ( $x_k$ ) und dem Gewichtungsfaktor ( $c_i$ ) für das Subband ( $x_i$ ) zu gewichten.

10. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) ausgebildet ist, um den Korrekturterm (KT) gemäß folgender Gleichung zu berechnen:

$$KT = p_k L_k(z) + q_k U_k(z),$$

wobei  $p_k$  gleich einer Differenz zwischen dem Gewichtungsfaktor  $c_{k-1}$  für ein benachbartes Subband-Signal  $x_{k-1}$  und dem Gewichtungsfaktor  $c_k$  des Subband-Signals  $x_k$  ist, wobei  $q_k$  eine Differenz zwischen einem weiteren benachbarten Subband-Signal  $x_{k+1}$  und dem Gewichtungsfaktor  $c_k$  des Subband-Signals  $x_k$  ist, wobei  $L_k$  ein ungewichteter Korrekturterm des einen benachbarten Subband-Signals  $x_{k-1}$  ist und wobei  $U_k$  ein ungewichteter Korrekturterm aufgrund eines anderen benachbarten Subband-Signals  $x_{k+1}$  ist.

11. Vorrichtung nach Anspruch 10, bei der die ungewichteten Korrekturterme  $L_k$  und  $U_k$  folgendermaßen berechnet werden:

$$L_k(z) = A_1(H_{ll}(z)X_k(z) - H_{lm}(z)X_{k-1}(z))$$

$$U_k(z) = A_2(H_{uu}(z)X_k(z) - H_{um}(z)X_{k+1}(z))$$

wobei  $A_1$  und  $A_2$  Faktoren sind, wobei  $H_{ll}$  ein erstes Tiefpassfilter (**33**) darstellt, wobei  $H_{lm}$  ein zweites Tiefpassfilter darstellt, wobei  $H_{uu}$  ein erstes Hochpassfilter (**34**) darstellt, und wobei  $H_{um}$  ein zweites Hochpassfilter (**35**) darstellt.

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, bei der eine Grenzfrequenz der Hochpassfilter (**34**, **35**) größer oder gleich einer Grenzfrequenz der Tiefpassfilter (**32**, **33**) ist.

13. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche, bei der die Analyse-Filterbank durch eine Transformation eines Blocks von Abtastwerten in eine spektrale Darstellung implementierbar ist, und ein Subband-Signal Subband-Abtastwerte aufweist, die Spektralkoeffizienten mit demselben Frequenzindex aus einer Folge von aufeinander folgenden spektralen Darstellungen aufweist.

14. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 12, bei der die Analyse-Filterbank (**50**) eine dezimierte Filterbank ist, die Filter aufweist, die durch Modulation eines Prototyp-Filters beschreibbar sind.

15. Vorrichtung nach Anspruch 14 oder 13, bei der ein Subband-Signal ein Signal mit mehreren Abtastwerten ist, wobei aus einer Menge von N Werten des zeitdiskreten Signals N/M Abtastwerte für jedes Signal erzeugt werden, wobei M eine Anzahl von Subband-Signalen ist, die durch die Analyse-Filterbank erzeugt werden.

16. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der der Kombinerer ausgebildet ist, um eine Addition des gewichteten Subband-Signals und des Korrekturterms durchzuführen.

17. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, die ferner folgendes Merkmal aufweist: eine Einrichtung zum Liefern der unterschiedlichen Gewichtungsfaktoren, die den Subband-Signalen zugeordnet sind, wobei die Einrichtung (**55**) zum Liefern ausgebildet ist, um die mehreren Gewichtungsfaktoren aufgrund einer Equalizer-Funktion oder einer Echo-Unterdrückung oder einer Bandbreitenerweiterung oder einer parametrischen Mehrkanalcodierung zu bestimmen.

18. Vorrichtung nach Anspruch 10, bei der die ungewichteten Korrekturterme  $L_k$  und  $U_k$  unter Verwendung von Zwischensignalen  $L_k'$  und  $U_k'$  berechnet werden, wobei die Zwischensignale  $L_k'$  und  $U_k'$  durch die folgenden Gleichungen berechnet werden:

$$L_k' = (H_l \cdot X_k - H_m \cdot X_{k-1}) \cdot A_1$$

$$U_k' = (X_k \cdot H_u - H_m \cdot X_{k+1}) \cdot A_2$$

wobei  $A_1$ ,  $A_2$  konstante Faktoren sind, wobei  $H_m$ ,  $H_l$ ,  $H_u$  Filter darstellen, wobei das Filter  $H_l$  (**330**) eine Tiefpasscharakteristik hat, und wobei das Filter  $H_u$  (**340**) eine Hochpasscharakteristik hat.

19. Vorrichtung nach Anspruch 18, bei der das Filter  $H_m$  (**320**, **350**) eine Bandpass-Charakteristik

hat.

20. Vorrichtung nach Anspruch 18 oder 19, bei der die ungewichteten Korrekturterme  $L_k$  und  $U_k$  unter Verwendung der nachfolgenden Gleichungen berechnet werden:

$$L_k = L_k' \cdot H_l$$

$$U_k = U_k' \cdot H_u$$

wobei  $H_l$  ein Tiefpassfilter (**381**) ist, wobei  $H_u$  ein Hochpassfilter (**382**) ist, und wobei  $L_k'$  und  $U_k'$  die Zwischensignale sind.

21. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) Filter (**32**, **33**, **34**, **35**; **320**, **33**, **340**, **350**, **381**, **383**, **382**) aufweist, die eine Filterlänge haben, die kleiner ist als eine Filterlänge eines Subband-Filters, um das Subband-Signal ( $x_k$ ) oder das weitere Subband-Signal ( $x_l$ ) zu erzeugen.

22. Vorrichtung nach Anspruch 21, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) Filter (**32**, **33**, **34**, **35**; **320**, **33**, **340**, **350**, **381**, **383**, **382**) aufweist, die eine Filterlänge haben, die derart ausgewählt ist, dass eine Verzögerung eines Filters kleiner als 10 Subband-Signal-Abtastwerte des Subband-Signals ( $x_k$ ) oder des weiteren Subband-Signals ( $x_l$ ) ist.

23. Vorrichtung nach Anspruch 22, bei der der Korrekturterm-Bestimmer (**12**) lediglich Filter aufweist, deren Filterlänge derart gewählt ist, dass eine Verzögerung jedes Filters kleiner als 6 Werte des Subband-Signals ( $x_k$ ) oder des weiteren Subband-Signals ( $x_l$ ) ist.

24. Verfahren zum Verarbeiten eines reellen Subband-Signals ( $x_k$ ) einer Mehrzahl von reellen Subband-Signalen, die eine durch eine Analyse-Filterbank (**50**) erzeugte Darstellung eines reellen zeitdiskreten Signals  $x(n)$  sind, mit folgenden Schritten: Gewichten (**10**) des Subband-Signals ( $x_k$ ) mit einem für das Subband-Signal bestimmten Gewichtungsfaktor ( $c_k$ ), um ein gewichtetes Subband-Signal (**11**) zu erhalten; Berechnen (**12**) eines Korrekturterms unter Verwendung wenigstens eines weiteren Subband-Signals ( $x_l$ ) und unter Verwendung eines weiteren Gewichtungsfaktors ( $c_l$ ), der für das weitere Subband-Signal ( $x_l$ ) vorgesehen ist, wobei sich der weitere Gewichtungsfaktor ( $c_l$ ) von dem Gewichtungsfaktor ( $c_k$ ) unterscheidet; und Kombinieren (**13**) des gewichteten Subband-Signals und des Korrekturterms, um ein korrigiertes Subband-Signal ( $y_k$ ) zu erhalten.

25. Analyse-Filterbank mit folgenden Merkmalen: einer Einrichtung (**50**) zum Erzeugen einer Mehrzahl

von Subband-Signalen aus einem zeitdiskreten Signal; und  
einer Vorrichtung zum Verarbeiten gemäß einem der Patentansprüche 1 bis 23 für jedes Subband-Signal, um verarbeitete Subband-Signale zu erhalten.

26. Synthese-Filterbank mit folgenden Merkmalen:

für jedes Subband-Signal einer Mehrzahl von Subband-Signalen, die mit einer Analyse-Filterbank erzeugt worden sind, eine Vorrichtung gemäß Ansprüche 1 bis 23, um verarbeitete Subband-Signale zu erhalten; und  
eine Mehrzahl von Synthese-Filtern (**51**) zum Filtern der verarbeiteten Subband-Signale, um Synthese-gefilterte Subband-Signale zu erhalten; und  
einem Summierer (**58**) zum Summieren der gefilterten Subband-Signale, um ein zeitdiskretes Signal zu erhalten.

27. Verfahren zum Filtern eines zeitdiskreten Signals, mit folgenden Schritten:

Erzeugen (**50**) einer Mehrzahl von Subband-Signalen aus dem zeitdiskreten Signal; und  
für jedes Subband-Signal, Verarbeiten des Subband-Signals mit einem Verfahren gemäß Patentanspruch 24, um verarbeitete Subband-Signale zu erhalten.

28. Verfahren zum Synthetisieren eines Signals, mit folgenden Schritten:

für jedes Subband-Signal einer Mehrzahl von Subband-Signalen, die mit einer Analyse-Filterbank erzeugt worden sind, Verarbeiten des Subband-Signals mit einem Verfahren gemäß Anspruch 24, um verarbeitete Subband-Signale zu erhalten; und  
Synthese-Filtern (**51**) der verarbeiteten Subband-Signale, um Synthese-gefilterte Subband-Signale zu erhalten; und  
Summieren (**58**) der gefilterten Subband-Signale, um ein synthetisiertes Signal zu erhalten.

29. Computer-Programm mit einem Programmcode zum Durchführen des Verfahrens gemäß Patentanspruch 24, 27 oder 28, wenn das Computer-Programm auf einem Computer abläuft.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG 1

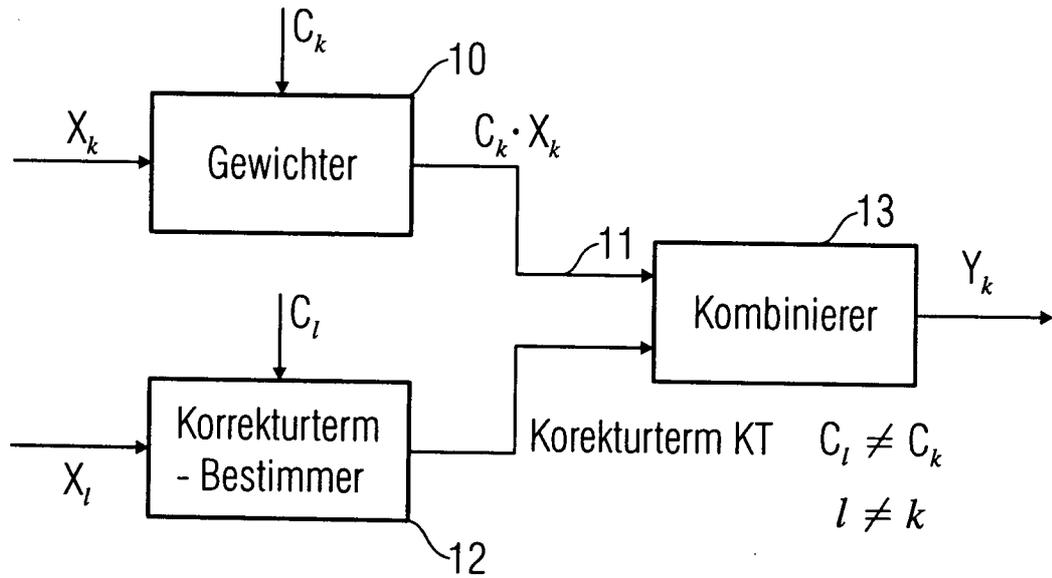


FIG 2

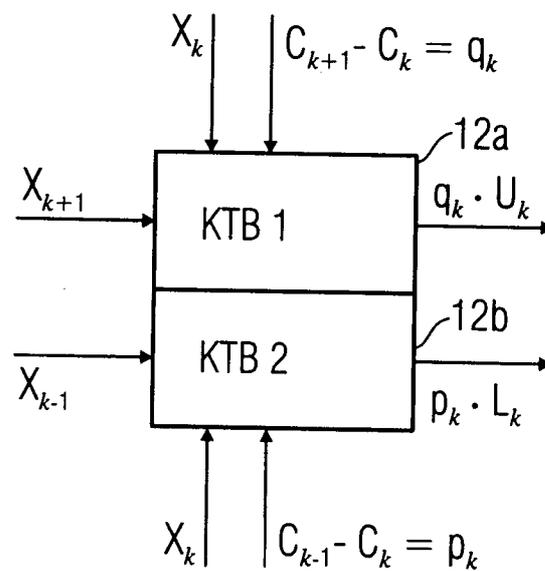
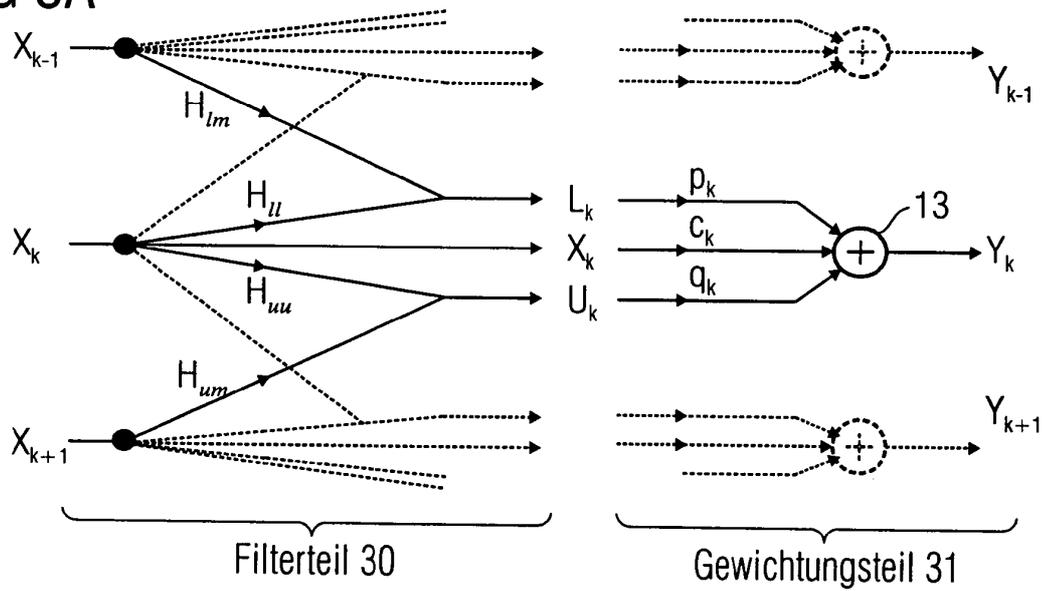


FIG 3A



$$L_k(z) = 0,5(H_{ll}(z)X_k(z) - H_{lm}(z)X_{k-1}(z)),$$

$$p_k = c_{k-1} - c_k$$

$$U_k(z) = 0,5(H_{uu}(z)X_k(z) - H_{um}(z)X_{k+1}(z)),$$

$$q_k = c_{k+1} - c_k$$

mit  $H_{ll}(z) \approx H_l^2(z)$ ,  $H_{lm}(z) \approx H_l(z)H_m(z)$ ,  $H_{uu}(z) \approx H_u^2(z)$ ,  $H_{um}(z) \approx H_u(z)H_m(z)$ .

FIG 3B

(Filterteil von FIG 3A)

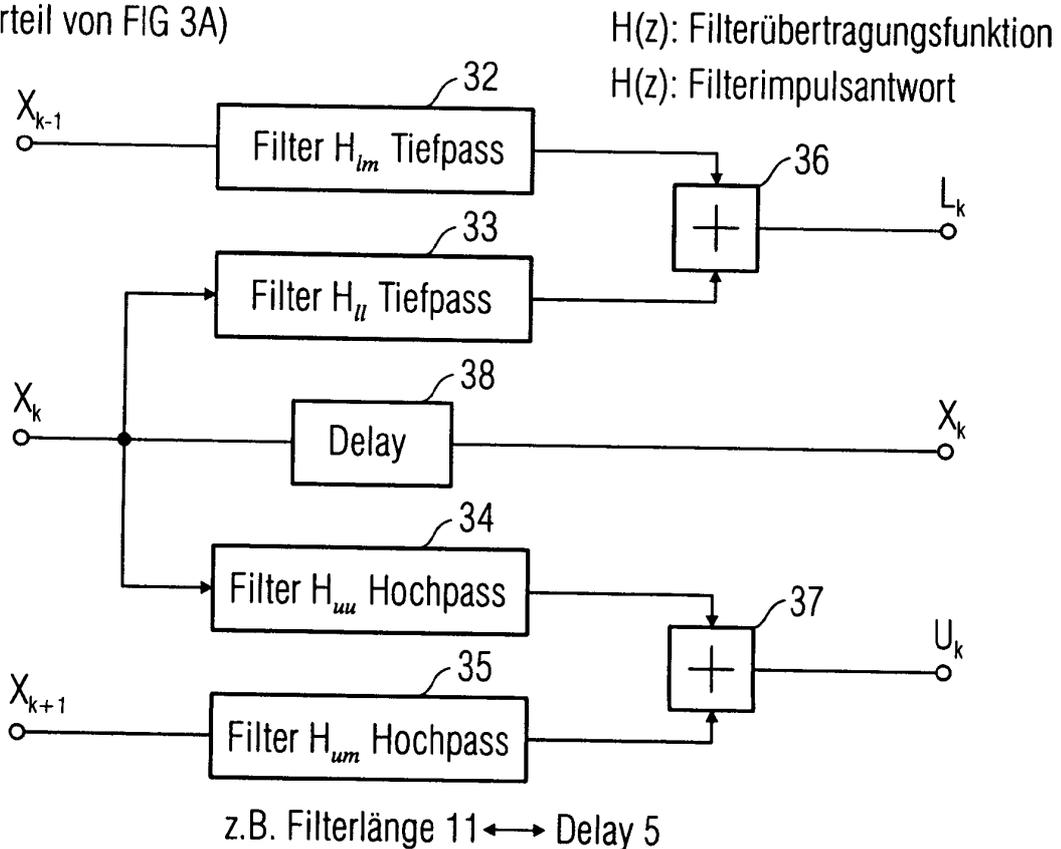
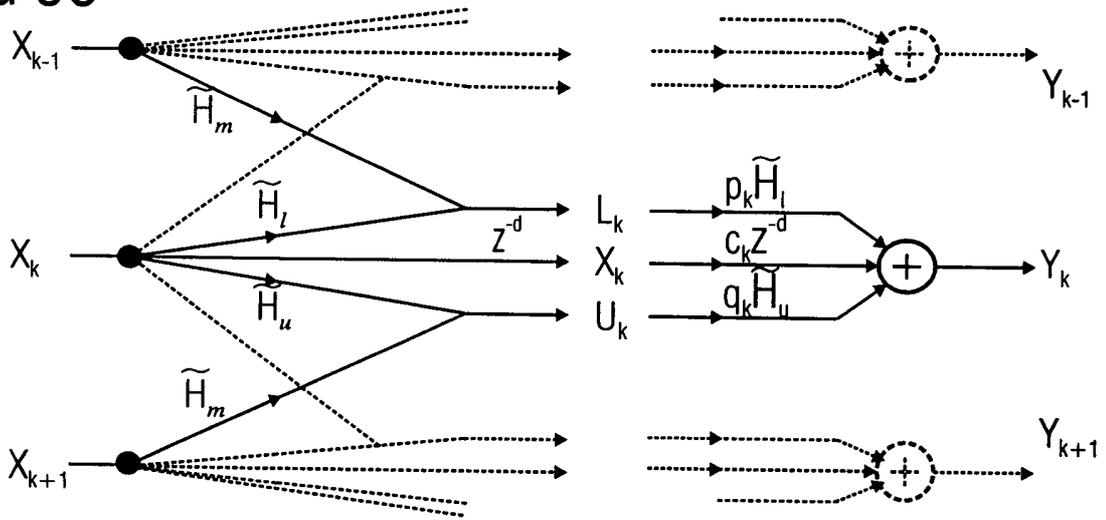


FIG 3C



1. Filterteil

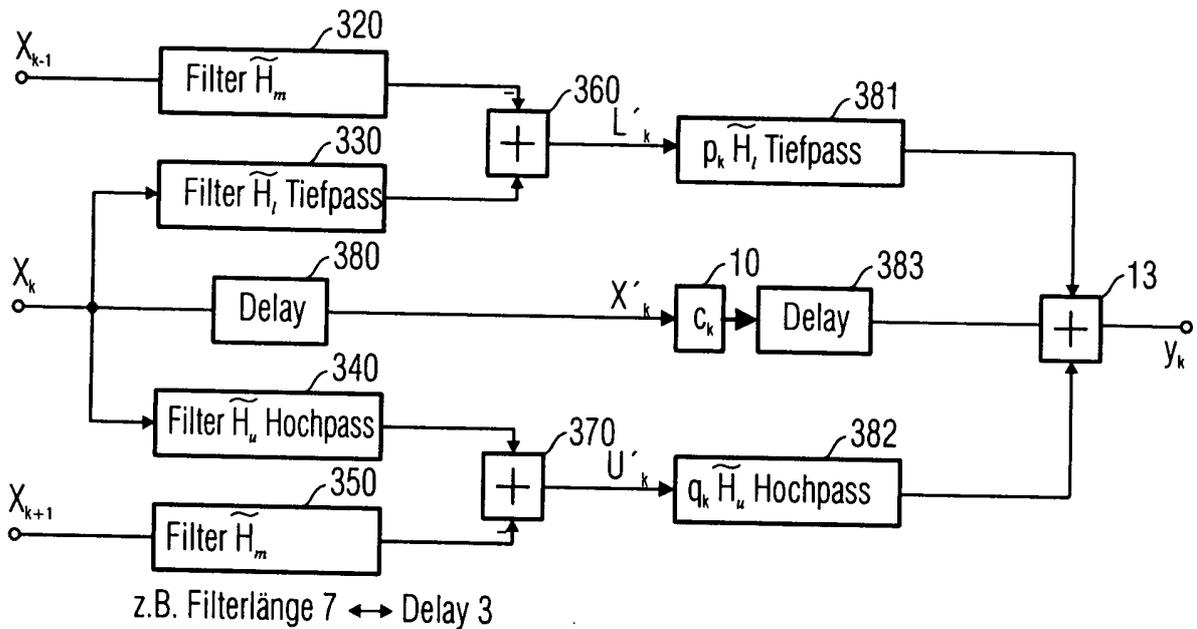
2. Filterteil + Gewichtungsteil (kontinuierlich)

$$L_k = (-\tilde{H}_m X_{k-1} + \tilde{H}_l X_k) 0,5$$

$$X_k = X_k z^{-d}$$

$$U_k = (X_k \tilde{H}_u - \tilde{H}_m X_{k-1}) 0,5$$

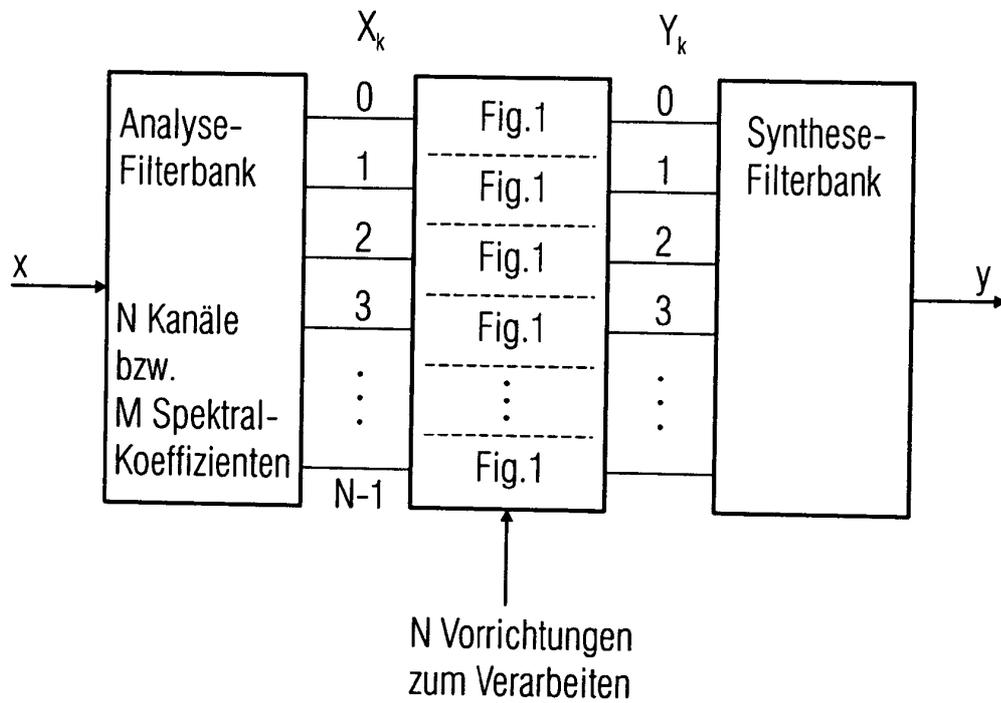
FIG 3D



1. Filterteil

2. Filterteil + Gewichtung

FIG 4



$X_k$ : Subband-Abtestwerte oder Folge von Spektralkoeffizienten gleicher Frequenz aus aufeinander folgenden Transformations-(z.B.MDCT) Blöcken

FIG 5

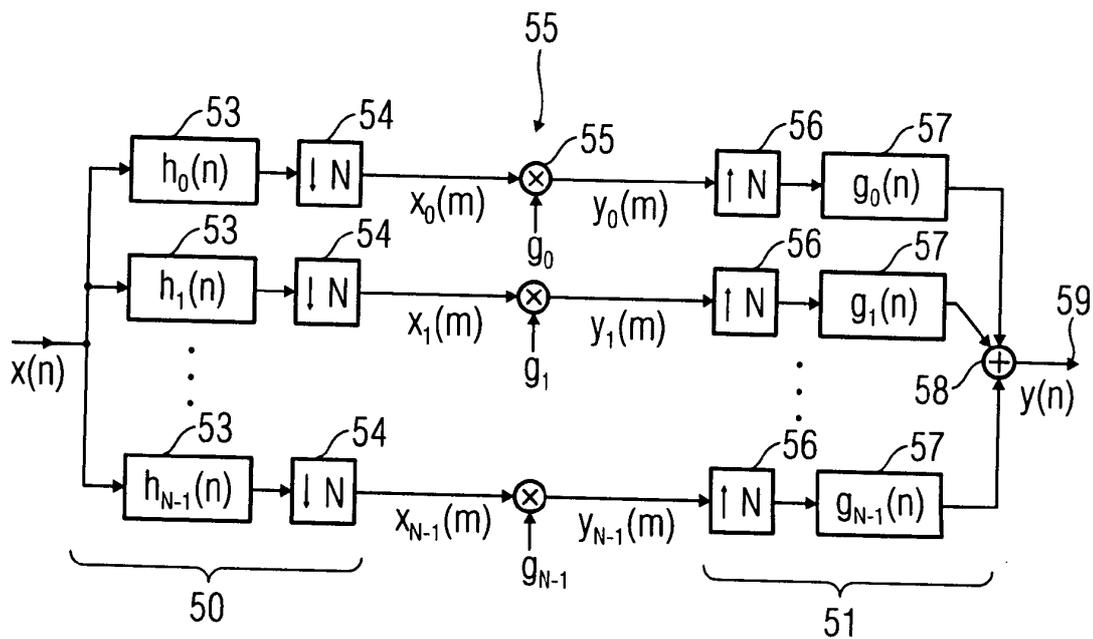


FIG 6

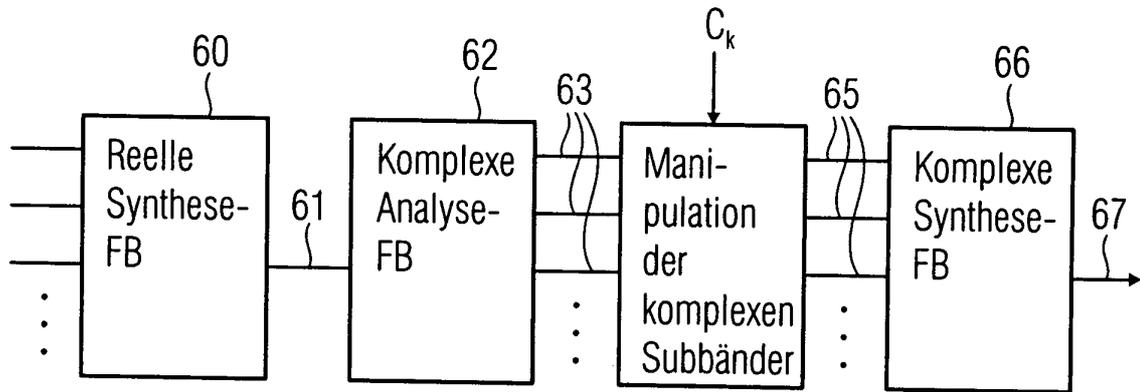


FIG 7

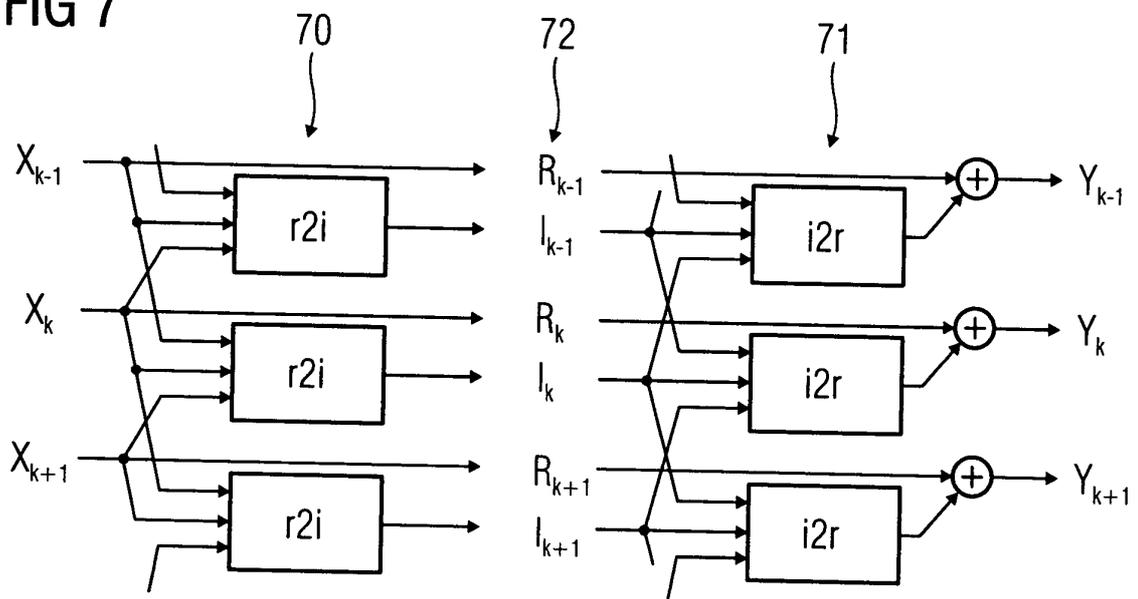


FIG 8

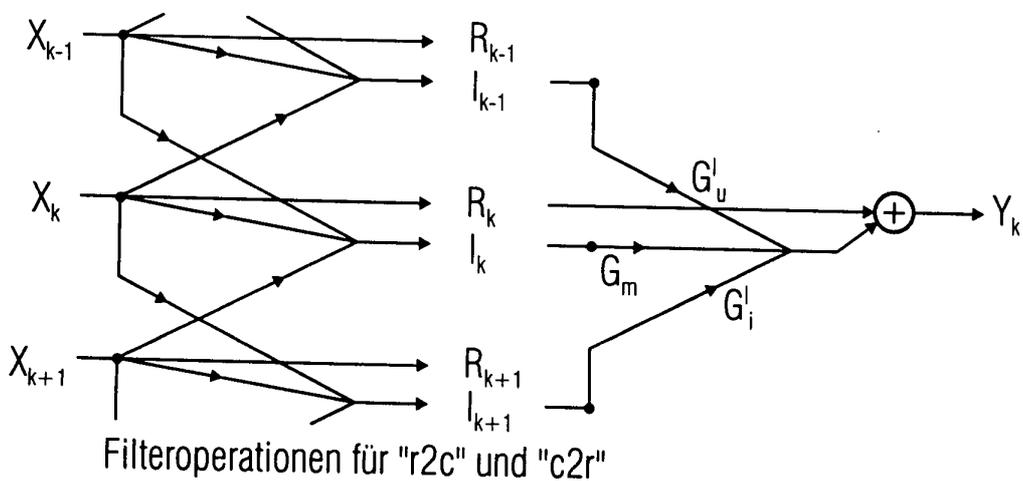
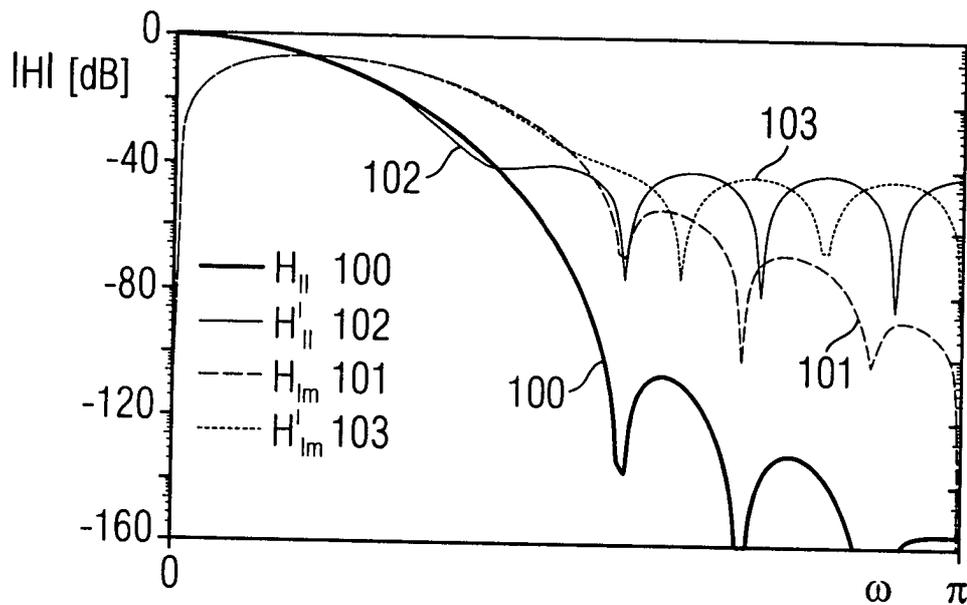


FIG 9

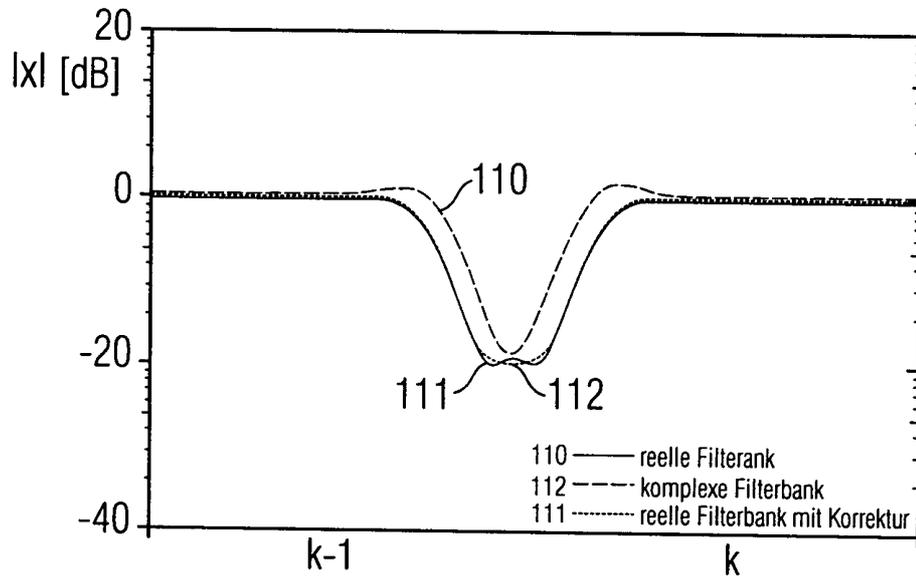
	=	+1	-1
$I_{k+2}$	$H_m$	$H'_l$	$H'_u$
$I_{k+1}$	$H'_m$	$H_l$	$H_u$
$I_k$	$H_m$	$H'_l$	$H'_u$
$I_{k-1}$	$H'_m$	$H_l$	$H_u$
$I_{k-2}$	$H_m$	$H'_l$	$H'_u$
⋮			

FIG 10



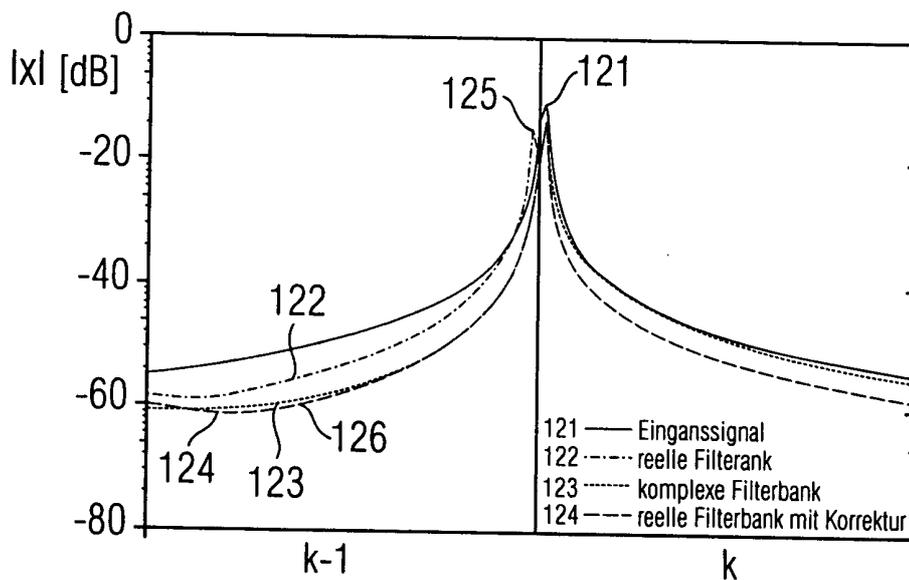
Betragsfrequenzgänge der Filter zur Gewinnung der Korrektursignale mit volle Filterlängen (H) und auf 11 verkürzten Filterlängen (H')

FIG 11



Eingangssignal: Impuls bei Position 8 in einer Teilbandabtastperiode.

FIG 12



Eingangssignal: Sinuston 1% über der Bandgrenze.

FIG 13

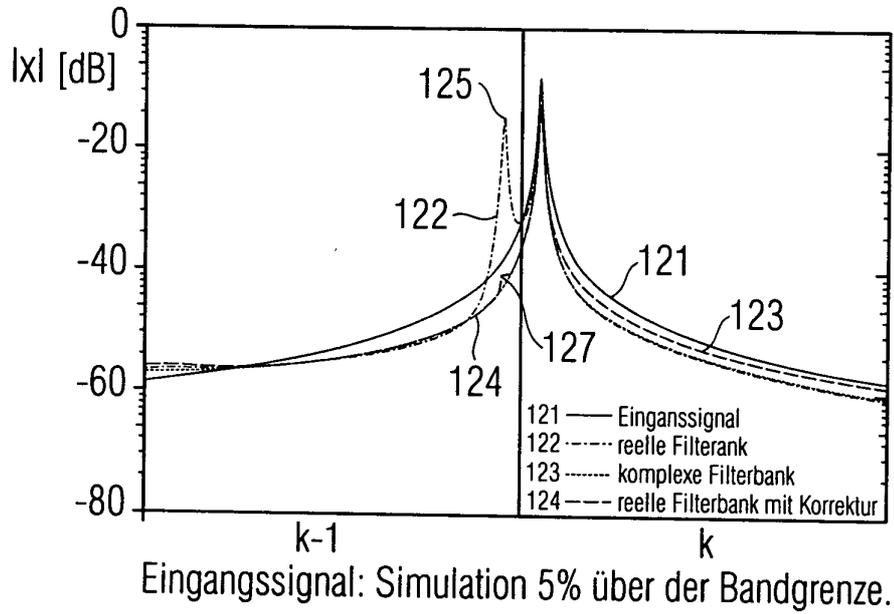


FIG 14

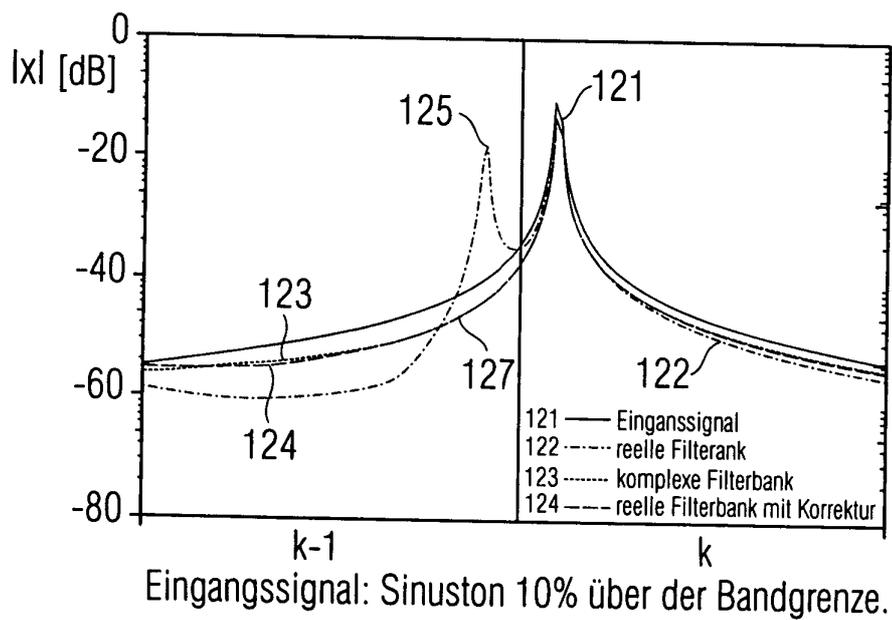


FIG 15

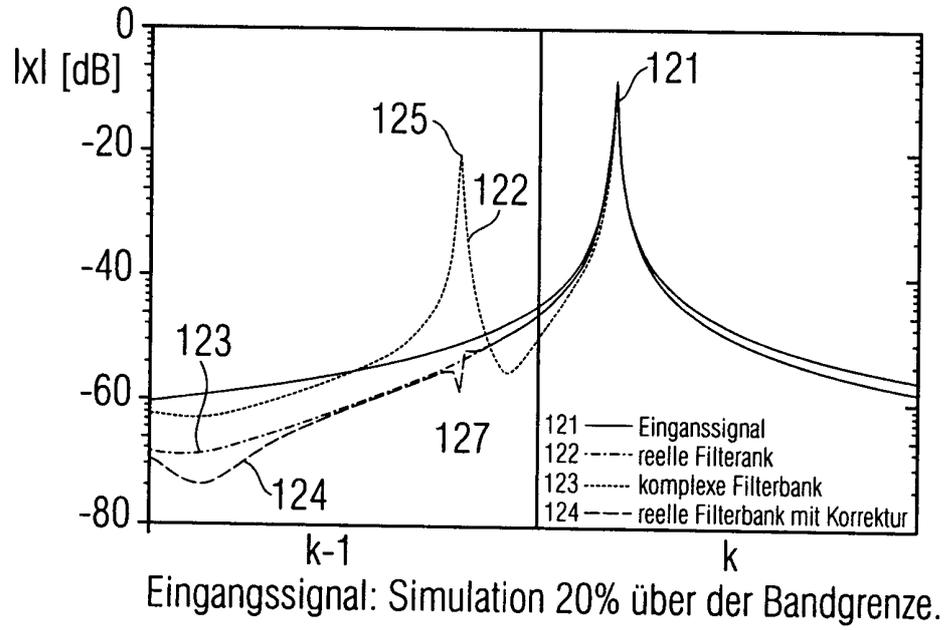


FIG 16

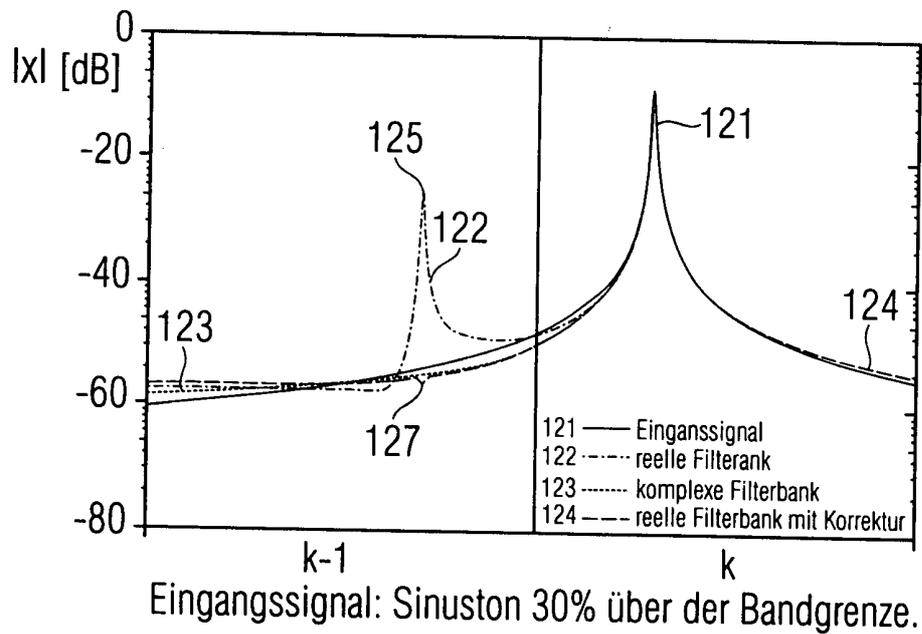


FIG 17

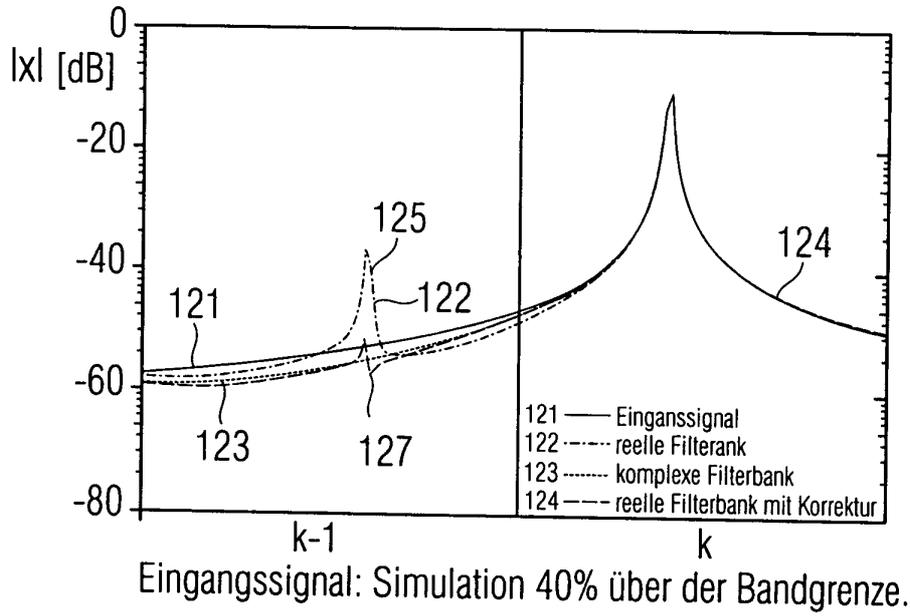


FIG 18

