



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2004 052 296 A1 2006.05.04**

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2004 052 296.0**

(22) Anmeldetag: **27.10.2004**

(43) Offenlegungstag: **04.05.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 1/02 (2006.01)**

H04B 1/04 (2006.01)

H04B 1/06 (2006.01)

H04B 1/16 (2006.01)

H04B 1/64 (2006.01)

(71) Anmelder:

**Sennheiser electronic GmbH & Co. KG, 30900
 Wedemark, DE**

(74) Vertreter:

Eisenführ, Speiser & Partner, 28195 Bremen

(72) Erfinder:

**Meyer, Rolf, 30974 Wennigsen, DE; Peissig,
 Jürgen, 30167 Hannover, DE; Buhe, Gerrit, 30900
 Wedemark, DE**

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht zu
 ziehende Druckschriften:

DE 36 21 513 C2

DE 41 30 045 A1

DE 697 23 959 T2

US 58 45 216 A

US 52 22 250 A

US 63 17 613 B1

US 62 19 559 B1

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

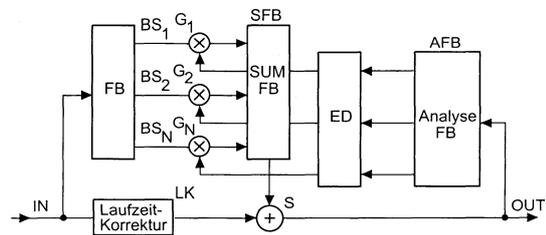
Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Rechercheantrag gemäß § 43 Abs. 1 Satz 1 PatG ist gestellt.

(54) Bezeichnung: **Sender und Empfänger für ein drahtloses Audio-Übertragungssystem**

(57) Zusammenfassung: Es wird ein Sender für ein drahtloses Audio-Übertragungssystem mit mindestens einer Analog/Digital-Wandlereinheit zur Analog/Digital-Wandlung der zu übertragenden analogen Audio-Signale, mindestens einer digitalen Signalverarbeitungseinheit mit einem Komprimierungs-/Kodiermittel zum Komprimieren und Kodieren des digitalisierten zu übertragenden Signals, einer Digital/Analog-Wandlereinheit zum Digital/Analog-Wandeln der digitalen Ausgangssignale der digitalen Signalverarbeitungseinheit in analoge Signale und einer Sendeeinheit zum drahtlosen Senden der Ausgangssignale der Analog/Digital-Wandlereinheit vorgesehen.

Es wird ferner ein Empfänger für ein drahtloses Audio-Übertragungssystem mit einer Empfangseinheit zum Empfangen von drahtlos übertragenen analogen HF-Signalen, einer Zwischenfrequenzeinheit zum Mischen der HF-Signale auf Zwischenfrequenzsignale, mindestens einer Analog/Digital-Wandlereinheit zum Analog/Digital-Wandeln der drahtlos empfangenen Signale, mindestens einer digitalen Signalverarbeitungseinheit mit einem Expandier-/Dekodiermittel zum Expandieren und Dekodieren der durch die zumindest eine Analog/Digital-Wandlereinheit digitalisierten Signale und mindestens eine Digital/Analog-Wandlereinheit zum Wandeln der digitalen Ausgangssignale der digitalen Signalverarbeitungseinheit in analoge Signale vorgesehen.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft einen Empfänger sowie einen Sender für ein drahtloses Übertragungssystem.

[0002] Bei drahtlosen Audio-Übertragungssystemen wie beispielsweise bei drahtlosen Mikrofonen, bei In-Ear-Monitoren und bei Kinnbügelhörern wird mittlerweile dazu übergegangen, derartige Übertragungssysteme mit analogen und digitalen Funktionseinheiten, d. h. auf einer Hybridbasis, zu realisieren. Insbesondere wird die relativ einfache aber robuste analoge FM-Übertragung der Audiosignale mit den Vorteilen der digitalen Signalverarbeitung kombiniert. Bei einem herkömmlichen Ansatz für ein Hybrid-Übertragungssystem, wie beispielsweise einem Hybrid-Mikrofon, wird ein eingegebenes analoges Audiosignal durch einen Analog/Digital-Wandler digitalisiert und einer digitalen Signalverarbeitungseinheit zugeführt, wo das digitalisierte Signal entsprechend verarbeitet und anschließend durch einen Digital/Analog-Wandler wiederum in analoge Signale umgewandelt wird. Die umgewandelten analogen Signale werden durch eine analoge drahtlose FM-Übertragungsstrecke übertragen und von einem entsprechenden Empfänger empfangen. In dem Empfänger wird das analoge FM-Signal erneut digitalisiert, und mittels einer weiteren digitalen Signalverarbeitungseinheit wird das ursprüngliche digitale Audiosignal rekonstruiert. Zur Verbesserung bzw. Steuerung der Übertragung wird dem digitalisierten Audiosignal in der digitalen Signalverarbeitungseinheit des Senders ein Pilotton beigefügt, welches zum Steuern der Stummschaltung (Squelch) des Empfängers dient. Somit werden der Pilotton und das kodierte Audiosignal gemeinsam über die drahtlose FM-Übertragungsstrecke übertragen.

[0003] Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein verbessertes drahtloses Audio-Übertragungssystem vorzusehen.

[0004] Diese Aufgabe wird durch einen Sender gemäß Anspruch 1, einen Empfänger gemäß Anspruch 8 und ein drahtloses Audio-Übertragungssystem gemäß Anspruch 16 gelöst.

[0005] Somit wird ein Sender für ein drahtloses Audio-Übertragungssystem mit mindestens einer Analog/Digital-Wandlereinheit zur Analog/Digital-Wandlung der zu übertragenden analogen Audio-Signale, mindestens einer digitalen Signalverarbeitungseinheit mit einem Komprimierungs-/Kodiermittel zum Komprimieren und Kodieren des digitalisierten zu übertragenden Signals, einer Digital/Analog-Wandlereinheit zum Digital/Analog-Wandeln der digitalen Ausgangssignale der digitalen Signalverarbeitungseinheit in analoge Signale, und einer Sendeeinheit zum drahtlosen Senden der Ausgangssignale der Analog/Digital-Wandlereinheit vorgesehen.

[0006] Es wird ferner ein Empfänger für ein drahtloses Audio-Übertragungssystem mit einer Empfangseinheit zum Empfangen von drahtlos übertragenen analogen HF-Signalen, einer Zwischenfrequenzeinheit zum Mischen der HF-Signale auf Zwischenfrequenzsignale, mindestens einer Analog/Digital-Wandlereinheit zum Analog/Digital-Wandeln der drahtlos empfangenen Signale, mindestens einer digitalen Signalverarbeitungseinheit mit einem Expandier-/Dekodiermittel zum Expandieren und Dekodieren der durch die zumindest eine Analog/Digital-Wandlereinheit digitalisierten Signale, und mindestens eine Digital/Analog-Wandlereinheit zum Wandeln der digitalen Ausgangssignale der digitalen Signalverarbeitungseinheit in analoge Signale vorgesehen.

[0007] Weitere Ausgestaltungen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

[0008] Nachfolgend wird die vorliegende Erfindung detailliert unter Bezugnahme auf die beigefügte Zeichnung beschrieben.

[0009] [Fig. 1](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Senders gemäß der vorliegenden Erfindung,

[0010] [Fig. 2](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Empfängers gemäß der vorliegenden Erfindung,

[0011] [Fig. 3](#) zeigt ein Blockdiagramm eines herkömmlichen analogen Quadraturdemodulators,

[0012] [Fig. 4](#) zeigt ein Blockdiagramm eines aufwandsoptimierten Quadraturdemodulators,

[0013] [Fig. 5](#) zeigt ein Blockdiagramm eines weiteren Quadraturdemodulators,

[0014] [Fig. 6](#) zeigt ein Blockdiagramm der Gesamtanordnung des Quadraturdemodulators,

- [0015] [Fig. 7](#) zeigt ein Blockdiagramm einer digitalen FM-Demodulation,
- [0016] [Fig. 8](#) zeigt ein Blockdiagramm einer weiteren digitalen FM-Demodulation,
- [0017] [Fig. 9](#) zeigt ein schematisches Blockdiagramm eines drahtlosen digitalen Audio-Übertragungssystems.
- [0018] [Fig. 10a](#) zeigt ein Blockdiagramm eines digitalen Kompressors gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel,
- [0019] [Fig. 10b](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Expanders gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel,
- [0020] [Fig. 11a](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Kompressors gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel, und
- [0021] [Fig. 11b](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Expanders gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel.
- [0022] [Fig. 1](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Senders in einem digitalen drahtlosen Audio-Übertragungssystem gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung. Der Sender weist drei Analog/Digital-Wandler AD1 bis AD3, eine digitale Signalverarbeitungseinheit DSP_S, ein FM Modulationsmittel FMM, einen Digital/Analog-Wandler DAC und eine HF-Sendeeinheit HF auf. An den Sender ist ein externes Hauptmikrofon MM und ein externes Steuermikrofon CM angeschlossen. Genauer gesagt werden die Audiosignale von dem Hauptmikrofon MM durch den ersten und zweiten Analog/Digital-Wandler AD1, AD2 digitalisiert, und das Audiosignal des Steuermikrofons CM wird durch den dritten Analog/Digital-Wandler AD3 digitalisiert. Die digitale Signalverarbeitungseinheit DSP_S weist ein Analog/Digital-Kombiniermittel ADCM, ein Signalkonditionierungsmittel SKM, ein Kompressor-/Encodermittel KEM, ein Statusinformationsencoder SIE sowie ein Pre-Emphase-/Limitermittel PL auf. Optional kann die FM-Modulation des FM-Modulatormittels FMM ebenfalls innerhalb der digitalen Signalverarbeitungseinheit DSP_S implementiert werden.
- [0023] Die von dem Steuermikrofon CM aufgenommenen analogen Audiosignale werden durch den dritten Analog/Digital-Wandler AD3 digitalisiert. Das Analog/Digital-Kombiniermittel ADCM wird dazu verwendet, die Ausgangssignale des ersten und zweiten Analog/Digital-Wandlers AD1, AD2 zu kombinieren, um einen über den einzelnen Wandler hinausgehenden Signal-Rauschabstand zu erhalten. In dem Signalkonditionierungsmittel SKM werden die Ausgangssignale des Analog/Digital-Kombiniermittels ADCM und des dritten Analog/Digital-Wandlers AD3 eingegeben, um eine entsprechende Signalkonditionierung durchzuführen. Genauer gesagt dient das Signalkonditionierungsmittel SKM dazu, Tritt-, Schall- und Poppgeräusche zu eliminieren. Ferner kann auch eine Beeinflussung des Klanges der digitalisierten Audiosignale durchgeführt werden, um Eigenschaften der Kapsel in den beiden Mikrofonen MM, CM zu kompensieren.
- [0024] Das Kompressor-/Encodermittel KEM stellt den Encoderteil eines digitalen Kommanders dar. Durch die digitale Implementierung des Kommanders wird eine vollständige Reziprozität der Signalverarbeitungseinheiten (Wichtungsfiler, Filterbänke, Einhüllendenbestimmung, Zeitkonstanten) von Encoder und Decoder (im entsprechenden Empfänger im drahtlosen Übertragungssystem) ermöglicht. Ferner ist eine Implementierung von Kurzzeit-Frequenzanalyseverfahren möglich.
- [0025] Der Statusinformationsencoder SIE dient dazu, Statusinformationen, wie beispielsweise den Batteriezustand BS, die Kanalkennung KK, Hilfsinformationen AI, Mikrofoninformationen MI und/oder Vorverstärkungsinformationen PI, welche vom Sender zum Empfänger zu übertragen sind, bei der FM-Übertragung in dem Basisband oder in dem erweiterten Audioband (20 Hz bis 56 kHz) zu integrieren. Diese digitalen Informationen werden in dem Sender mittels des Statusinformationsencoders SIE kodiert und später im Empfänger dekodiert. Insbesondere werden die zu übertragenden digitalen Statusinformationen an den vorhandenen FM-Kanal angepasst. Ferner können für unterschiedliche Kanäle unterschiedliche Pilottöne erzeugt werden. Die digitalen Informationen können beispielsweise in der Amplitude oder/und der Phase der Pilottöne kodiert werden. Das durch das digitale Kompressormittel KEM kodierte Audiosignal wird mit dem Statusinformationssignal (beispielsweise Pilotton) von dem Statusinformationsencoder SIE kombiniert, und das kombinierte NF-Signal wird durch eine Pre-Emphase und durch einen Limiter an den Kanal angepasst. Der Limiter PL dient dazu, die Bandbreite des FM Signals zu begrenzen. Optional, d. h. wenn sowohl genügend Strom als auch genügend Prozessorleistung zur Verfügung steht, kann die FM-Modulation durch das FM-Modulationsmittel ebenfalls im digitalen Bereich durchgeführt werden, was zu einem verbesserten Signal-Rausch-Verhältnis (S/N) und zu einer verbesserten Linearität führen kann.
- [0026] [Fig. 2](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Empfängers gemäß der vorliegenden Erfindung. Der Empfänger

gemäß [Fig. 2](#) dient zum Empfangen der von dem Sender von [Fig. 1](#) übermittelten drahtlosen Signale. Der Empfänger weist eine HF-Empfangseinheit HF, einen Oszillator OSC, eine Zwischenfrequenz-Einheit ZF, einen Analog/Digital-Wandler AD, eine digitale Signalverarbeitungseinheit DSP_E, einen Digital/Analog-Wandler DA sowie eine Steuerungs-/Anzeigeeinheit CDM auf. Der Ausgang der HF-Einheit wird auf eine Zwischenfrequenz ZF gemischt und es wird eine Analog/Digital-Wandlung in dem Analog/Digital-Wandler AD durchgeführt. Diese Analog/Digital-Wandlung erfolgt mit einer entsprechenden Abtastrate, welche es erlaubt, das komplette FM-Spektrum im digitalen Bereich abzubilden. Sie kann sowohl durch Unterabtastung wie auch Überabtastung erfolgen. Die digitale Signalverarbeitungseinheit DSP_E weist ein digitales ZF-Demodulationsmittel ZFM, ein De-Emphasemittel DEM, ein Filter F, einen Statusinformationsdecoder SID, einen Expander/Decoder EDM sowie ein Postverarbeitungsmittel PPM auf.

[0027] Am Ausgang des ZF-Demodulationsmittels ZFM wird das NF-Signal ausgegeben, so dass eine De-Emphase in dem De-Emphasemittel DEM durchgeführt werden kann. Der Ausgang des De-Emphasemittels DEM wird sowohl an das Filter F als auch an den Statusinformationsdecoder SID weitergeleitet. Die Statusinformationen werden durch den Statusinformationsdecoder SID analysiert und in die entsprechenden Einzelinformationen, z. B. den Batteriestatus BS, die Kanalkennung KK, den Squelch SQ, die Aux-Informationen AI, die Mikrofoninformationen MI und die Vorverstärkungsinformationen PI aufgeteilt. Diese Informationen werden an das Steuer-/Anzeigemittel CDM weitergeleitet, welches eine entsprechende Konfiguration des Expanders/Decoders EDM und des Postverarbeitungsmittels PPM einstellt. Ferner wird die Squelchinformation SQ zur Stummschaltung an die Postverarbeitung PPM weitergeleitet. Genauer gesagt kann aus dem Vorhandensein eines Pilottones und der aufgeprägten digitalen Information kanalspezifisch ein Squelch-Kriterium zur Stummschaltung erzeugt werden.

[0028] Das durch das Filter F von dem Status-Informationssignal bereinigte Signal wird dem Expander/Decoder DEM zur Expansion des Signals zugeführt und das Ausgangssignal des Expanders/Decoders EDM wird der Audio-/Postverarbeitung zur Vermeidung unerwünschter Audio-Signaleigenschaften zugeführt. Diese Eigenschaften sind zuschaltbar und über die Eingabe der Steuereinheit CDM konfigurierbar. Beispiele für diese zuschaltbaren Funktionen sind eine Stummschaltung, eine lineare Filterung, eine Sibilanz-Reduktion (De-Esser), eine Audio-Kompression, eine Brillianzverstärkung (Exciter).

[0029] Der Vorteil einer digitalen Implementierung der Funktionalitäten durch eine digitale Signalverarbeitungseinheit, z. B. durch einen digitalen Signalprozessor DSP, liegt im Wesentlichen in einer verbesserten Übertragungseigenschaft, einer Einsparung von Kosten, Platz und Kalibrierungsvorgängen. Des Weiteren werden negative Auswirkungen einer Bauteilalterung der analogen Elemente hiermit verringert und reprogrammierbare Funktionen werden aufgebaut. Diese Funktionen können chipunabhängig realisiert werden und weitere Funktionen können realisiert werden, die auf analoger Basis nicht ohne Weiteres implementierbar sind.

[0030] Somit werden die digitalen ZF-, Basisband und NF-Funktionseinheiten, d. h. die Modulation/Demodulation, die Audio-Kompression/Expansion, der Encoder/Decoder von Statusinformationen und die Audio-Pre-/Postverarbeitung in digitalen Einheiten realisiert. Es wird eine Programmierbarkeit und damit eine Steuerung der Übertragungseigenschaften durch das übertragende Signal und eine Erkennung der Senderkonfiguration und somit mittelbar eine Adaption des Empfängers an den Sender erreicht. Dies erweist sich insbesondere dahingehend als vorteilhaft, dass eine Erweiterung des Audiodynamikbereiches von analogen dynamikreduzierten Übertragungsstrecken erreicht wird. Ferner wird die Linearität der Übertragung verbessert, Kompanderartefakte und die Komplexität der Hardware wird ebenfalls reduziert. Der benötigte Abgleichaufwand während der Produktion sowie nach einer Alterung insbesondere der analogen Bauelemente wird verringert, eine freie Konfigurierbarkeit der Kontrollfunktionen und der NF-Übertragungseigenschaften sowie eine komfortable Konfiguration (insbesondere automatisch) der Sende-/Empfangsstrecken hinsichtlich der HF- und Audioübertragungseigenschaften wird ermöglicht.

[0031] Somit kann beispielsweise der Analog/Digital-Wandler in dem Sender im NF-Bereich von 20 Hz bis 20 (40) kHz mit einer Abtastrate $F_s = 48/96$ kHz betrieben werden, eine Audio-Vorverarbeitung, Pre-Emphase, ein „Rumpelfilter“; ein Kompressor/Encoder; eine Status-/Kontrollsignalerzeugung (Pilotton, Statusinformationserzeugung und Kodierung), eine Kombination von Audiosignalen und Kontrollsignalen, ein Kanalfilter (Pre-Emphase) sowie ein Modulator und optional eine erste Zwischenfrequenz ZF implementiert. In dem Empfänger wird ein hochabtastender AD-Wandler/Komperator (mit einer Abtastrate F_s von einigen hundert Kilohertz bis einigen Megahertz), ein Demodulator, ein Kanalfilter, eine Extraktion von Status-/Kontrollsignalen, ein Expander/Decoder, eine Audio-Nachverarbeitung und ein Digital/Analog-Wandler mit einer Abtastrate von $F_s = 48/96$ kHz implementiert.

[0032] Nachfolgend wird eine Implementierungsmöglichkeit eines in [Fig. 2](#) gezeigten Empfängers aufgezeigt, wobei bereits der Demodulator im Empfänger digital realisiert wird, was den wesentlichen Vorteil erhöhter Linearität der Demodulation, sowie die Ersparnis von RSSI, Limiter und des zweiten Mischers mit sich bringt. Statt eines relativ komplexen Demodulator-ICs ist also nur noch ein einfacher Mischer zur Umsetzung von der ersten auf die zweite Zwischenfrequenz ZF nötig. Außerdem ist eine Reduzierung der Selektionsanforderungen der SAW-Filter möglich, die dadurch mit geringerem Klirrfaktor realisiert werden können.

[0033] Beim konventionellen Ansatz beispielsweise für ein Hybrid-Mikrofon wird in der zweiten Zwischenfrequenz (meist 10.7 MHz) nochmals mit keramischen Filtern die Selektion erhöht und anschließend demoduliert. Ein AD-Wandler (Analog/Digital-Wandler) tastet das vorliegende analoge Audio-Signal ab, um den Expanderalgorithmus auf die nun digitale Datenfolge anzuwenden. Setzt man den AD-Wandler aber schon in die Zwischenfrequenz ZF, dann kann durch geschickte Wahl der Abtastrate bereits durch den Abtastprozess selbst ein Heruntermischen und sogar eine perfekte Quadraturdemodulation erzielt werden. Die Abtastrate des Wandlers muss dabei nicht der Höhe der ZF, sondern allein der Basisband-Bandbreite angepasst werden, was zum sonst eingesetzten Audio-Wandler ungefähr einen Faktor von 5...10 ausmacht (480 kHz/96 kHz ...480 kHz/48 kHz). Zusätzlich ergeben sich allerdings zwei weitere Anforderungen. Zum einen muss die Abtastrate – wie bereits angedeutet – im bestimmten Verhältnis zur ZF stehen und zum anderen muss die analoge Eingangsbandbreite (Güte des Abtast-Halte-Gliedes) der Zwischenfrequenz genügen.

[0034] [Fig. 3](#) zeigt ein Blockdiagramm eines herkömmlichen analogen Quadraturdemodulators. Das Eingangssignal auf der Zwischenfrequenz ZF wird den beiden Mixern zugeführt und mit dem Oszillatorsignal des LOs (Local Oscillator) gemischt. Die folgenden Tiefpass-Filter TP unterdrücken jeweils das Summen-Mischprodukt, so dass nur das Basisband (Mittelfrequenz = 0) für I und Q am Ausgang anliegt. Danach erfolgt die FM-Demodulation aus dem komplexen Signal $I + j \cdot Q$.

[0035] Da die analoge Umsetzung dieser Anordnung aus [Fig. 3](#) keine einfache Alternative zur bisherigen FM-Demodulation darstellt, wird der AD-Wandler schon in den Bereich der Zwischenfrequenz gesetzt. Die Mixer werden jetzt zu digitalen Multiplizierern und die beiden LO-Signale zum numerischen Kosinus- und Sinus-Datenstrom. Aus $\cos(2\pi f_0 t)$ wird demnach

$$\cos\left(2\pi \frac{f_0}{f_s} n\right)$$

und $\sin(2\pi f_0 t)$ wird zu

$$\sin\left(2\pi \frac{f_0}{f_s} n\right)$$

mit jeweils $t = nT_s$ und

$$T_s = \frac{1}{f_s}.$$

[0036] Wählt man nun das Verhältnis

$$\frac{f_0}{f_s}$$

mit

$$f_s = \frac{4}{k} f_0, \quad (1)$$

so ergeben sich für Kosinus- und Sinusfunktion nur die Funktionswerte $\{1, 0, -1, 0, \dots\}$ bzw. $\{0, 1, 0, -1, \dots\}$.

[0037] [Fig. 4](#) zeigt ein Blockdiagramm des digitalen Quadraturdemodulators für den Fall $k = 1$, also $f_s = 4 f_0$.

[0038] Es ist somit ersichtlich, dass in beiden Pfaden nur jeder zweite Abtastwert signifikant ist und dass der

jeweils orthogonale Anteil zu Null wird. Um die gesamte Quadraturdemodulation zu realisieren, müssen also nur Nullen eingefügt und an gegebener Stelle Vorzeichen invertiert werden; d. h. auf einen numerischen Oszillator (NCO) und Multiplizierer kann vollständig verzichtet werden. Durch die Phasenverschiebung von 90° , die hier genau einen Abtastwert ausmacht, kann der digitale Datenstrom des AD-Wandlers sogar gleich als gemultiplext aus I- und Q-Werten interpretiert werden, denen man nur noch eine Null für den jeweils orthogonalen Signalanteil zuordnen muss:

$$I_0, Q_1, -I_2, -Q_3, I_4, Q_5, -I_6, -Q_7, I_8, Q_9, -I_{10}, -Q_{11}, I_{12}, Q_{13}, -I_{14}, -Q_{15}, \dots$$

[0039] Dabei ist es völlig unerheblich, ob die Zählweise bei einem I oder Q beginnt, weil die im Fehlerfall resultierende Seitenbandumkehr bei einer Modulation, wie beispielsweise eine FM-Modulation, nur zu einer konstanten Phasenverschiebung führt. Auch der Start der Vorzeichenmanipulation ist unkritisch, weil damit nur die Phasenlage des LOs um 180° verschoben wird, was wiederum keinen Einfluss auf die Demodulation eines FM-Signals hat.

[0040] Der Vorzeichenwechsel kann sehr einfach durch Negation der entsprechenden Koeffizienten des folgenden Tiefpasses, oder durch abwechselnde Vorzeichenumkehr am Akkumulator des Filters erreicht werden. Da I- und Q-Werte niemals gleichzeitig ungleich Null sind, kann dies sogar mit nur einem einzigen Filter implementiert werden, das zwei getrennte Akkumulatoren hat, die alternierend benutzt werden wie in [Fig. 5](#) gezeigt. Nach diesem Filter wird die Abtastrate auf das notwendige Maß dezimiert, um die Komplexität der nötigen Folgestufen zu reduzieren.

[0041] Für den eben gewählten Spezialfall von $k = 1$, bzw. $f_s = 4 f_0$ beträgt die erforderliche Abtastrate entsprechend der aktuellen Zwischenfrequenz ZF von 10.7 MHz genau 42.8 MHz. Ein AD-Wandler dieser Taktrate ist in der Regel weder besonders günstig, noch gibt er sich mit wenig Strom zufrieden, was je nach Applikation (z.B. bei Batteriebetrieb) ein wichtiges Kriterium darstellt. Noch ungünstiger ist allerdings, dass diese Taktrate selbst für heutige DSPs eine sehr hohe Auslastung darstellt, die kaum weitere Verarbeitung erlaubt. Wie oben angekündigt, ist eine solch hohe Abtastrate allerdings nicht notwendig, denn das Abtasttheorem muss nicht für die Zwischenfrequenz ZF, sondern ausschließlich für die Nutzbandbreite erfüllt werden. Da dies in der Anordnung noch vor dem Demodulator erfolgt, handelt es sich bei dieser Nutzbandbreite um die der Modulation (und nicht des demodulierten Audio-Signals!). k kann solange erhöht werden, wie die resultierende Abtastrate der Bedingung

$$f_s \geq 2B_{BB}, \text{ mit } B_{BB} \text{ als einseitiger Basisband-Bandbreite, gerecht wird.} \quad (2)$$

[0042] f_s sollte vorzugsweise ein wenig höher gewählt werden, damit die Basisbandfilterung keinen übermäßig hohen Aufwand erfordert (Anzahl nötiger Multiplikationen im DSP). Bei der durch die entsprechend geringe Abtastrate realisierten Unterabtastung wird das auftretende Aliasing ganz gezielt genutzt. Wenn die Abtastrate im ganzzahligen Verhältnis zur Zwischenfrequenz ZF eingestellt wird, so wird das der ZF aufmodulierte Signal direkt beim Abtastprozess in die Nulllage gemischt. Die zu erfüllende Beziehung lautet also

$$f_s = \frac{f_0}{m} \text{ mit } m \in G, G \text{ ist Bereich der ganzen Zahlen.} \quad (3)$$

[0043] Bei der Unterabtastung werden die Anteile aller ganzzahligen Vielfachen der Abtastfrequenz in das Basisband gefaltet, so dass eine Selektion des einzig interessierenden Alias-Images um 10.7 MHz erfolgen muss. Dies geschieht bereits durch die vorhergehenden ZF-Filter, die nur den Bereich um 10.7 MHz ungedämpft passieren lassen. Vorzugsweise sollte der AD-Wandler keine eingebauten Anti-Aliasing-Filter haben, sondern muss undersampling-fähig sein. Die analoge Eingangsbandbreite ist in solchen Fällen vielfach höher als die mögliche Abtastrate und hängt von der Güte des Sample-and-Hold-Gliedes ab (wichtende Sinc-Funktion im Spektrum). Außerdem entscheidet die Abtastunsicherheit (Aperture Jitter) über die nutzbare Dynamik bei hochfrequenten Eingangssignalen. Die Begrenzung des Signal-Rausch-Abstandes (SNR) lässt sich wie folgt berechnen:

$$SNR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2\pi f_{in} t_j} \right), t_j \text{ ist dabei der quadratische Mittelwert des}$$

Taktjitters.

(4)

[0044] Wenn das empfangene modulierte Signal wie beispielsweise das FM-Signal aufwandsoptimiert durch Unterabtastung von der Zwischenfrequenz gewonnen werden soll und gleichzeitig eine Quadraturdemodulation ohne NCO und Multiplizierer realisiert werden soll, ergibt sich aus den Gleichungen (1), (2) und (3) folgende

Anforderung:

$$\frac{k}{m} = 4 \text{ wobei } m \leq \frac{f_0}{2B_{BB}} \text{ sein muss mit } k = 1,3,5,\dots \text{ und } m \in G. \quad (5)$$

[0045] Unter den gegebenen Bedingungen ist keine Lösung vorhanden, weil ein ungerades k dividiert durch 4 nie eine ganze Zahl m ergeben kann. Eine perfekt orthogonale Quadraturdemodulation und eine mit der Abtastung einhergehende Abwärtsmischung auf 0 Hertz wird nicht gleichzeitig realisiert werden können, sondern immer nur eines von beiden.

[0046] Anstatt gleich auf $f = 0$ zu mischen, kann k derart gewählt werden, dass sich das Nutzsignal durch die Unterabtastung auf eine zusätzliche, viel niedrigere Zwischenfrequenz im digitalen Bereich legt (f_{od}). Hierbei muss aber beachtet werden, dass das Abtasttheorem für beide Seitenbänder erfüllt sein muss. Für diesen Fall ergibt sich also als neue Anforderung

$$f_s \geq 4B_{BB} \text{ und weiterhin} \quad (6)$$

$$\frac{f_s}{2} \geq f_{od} \geq B_{BB}, \text{ mit } B_{BB} \text{ als einseitiger Basisband-Bandbreite.} \quad (7)$$

[0047] Für eine ZF von beispielsweise $f_0 = 10.7$ MHz ergeben sich mit $k = 81$ und $m = 20$ folgende Parameter:
 $f_s = 528.395\text{kHz}$
 $f_{od} = f_0 - mf_s = 132.099\text{kHz}$.

[0048] [Fig. 6](#) zeigt ein Blockdiagramm eines digitalen Quadraturmodulators. Hierbei ist ein AD-Wandler ADC in der Zwischenfrequenz vorgesehen und liefert den gemultiplexten I/Q-Datenstrom an eine digitale Signalverarbeitungseinheit DSP, welche aufgrund der relativ geringen Datenrate genügend Zeit für die Signalverarbeitung hat. Ein Teil davon wird benötigt, um die I- und Q-Signale von der digitalen Zwischenfrequenz f_{od} hinunter in Nulllage zu mischen. Hierbei entspricht die digitale Zwischenfrequenz f_{od} dem Eingangssignal der Zwischenfrequenz minus $m \cdot$ der Abtastrate des AD-Wandlers ADC ($f_{od} = f_0 - mf_s$). Durch entsprechende Wahl der Parameter k , m kann sichergestellt werden, dass die Modulationsbandbreite maximal 100kHz (einseitig) (laut dem ETSI-Standard) beträgt. Dies kann durch Multiplikationen mit einem Kosinus der digitalen Zwischenfrequenz, oder aber effizient mit dem CORDIC-Algorithmus, der diese Aufgabe mit Bit-Shifts und Additionen umsetzt, erfolgen. Generell ist bei Unterabtastung aus geraden Nyquistzonen eine Seitenbandumkehr zu beachten, die hier bei der FM eine konstante Phasenverschiebung verursacht.

[0049] Der zweite Tiefpass kann sehr effizient als sogenanntes Halbbandfilter realisiert werden, wobei die Grenzfrequenz der halben Nyquistrate entspricht, wodurch jeder zweite Koeffizient zu Null wird. Somit wird ein Multiplexen von I und Q unter Nutzung zweier Akkumulatoren ermöglicht. Ferner kann eine Dezimierung der Abtastrate erfolgen, da nur noch das Abtasttheorem für die einseitige Basisband-Bandbreite erfüllt werden muss, was im Folgenden eine komplexere Signalverarbeitung erlaubt. Hervorzuheben ist, dass trotz der Verarbeitung zweier Signalanteile (I und Q) es an keiner Stelle notwendig ist, mehr als f_s Multiplikationen auszuführen.

[0050] Die beiden Tiefpass-Filter erhöhen die Kanalselektion, so dass die diesbezüglichen Anforderungen an die analogen ZF-Filter u.U. zu Gunsten eines geringeren Klirrfaktors reduziert werden können. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Dynamik des AD-Wandlers in der Zwischenfrequenz ZF eine lineare Umsetzung von Nutz- und Störsignalen erlauben muss. Eine Desensibilisierung durch eine ggf. vorgeschaltete automatische Verstärkungsregelung (automatic gain control) AGC kann nicht wieder rückgängig gemacht werden. Das bedeutet, dass jedes dB geringere Selektion ein dB mehr an AD-Wandler-Dynamik erfordert. Will man aus Kostengründen keine hinsichtlich Phasenlinearität optimierten ZF-Filter einsetzen (custom parts), kann man wie bisher einen analogen Limiter vor dem AD-Wandler einsetzen, der die Dynamikanforderungen stark reduziert, so dass völlig ohne AGC und mit einem einfacheren Wandler gearbeitet werden kann. Gegebenenfalls kann die Abtastung sogar mit nur einem Bit Auflösung erfolgen, d. h. mit einem Komparator realisiert werden.

[0051] Der wesentliche Vorteil einer digitalen FM-Demodulation verglichen mit einer analogen ist die viel höhere Linearität verbunden mit der Abgleichfreiheit sowie die fehlende Alterung. Der Klirrfaktor eines solchen Demodulators ist also wesentlich geringer und die Dynamik wird nur durch die Wortbreite der Signalverarbeitung bestimmt. Sofern nicht vor dem AD-Wandler ein analoger Limiter wie bei herkömmlichen Lösungen die

AM-Unterdrückung vorgenommen hat, wird sie nun durch Division mit dem Betrag gemäß [Fig. 7](#) realisiert. Das nachfolgende Multiplikationsnetzwerk bildet das Ausgangssignal

$$Y(n) = Q(n)I(n-1) - I(n)Q(n-1) = \sin(\varphi(n) - \varphi(n-1)). \quad (8)$$

[0052] Nach der Umkehrung der Sinus-Funktion liegt also die Phasendifferenz pro Zeiteinheit vor, die der aktuellen Modulationsfrequenz entspricht:

$$f_m = \frac{\varphi(n) - \varphi(n-1)}{T_s} \quad \text{mit} \quad T_s = \frac{1}{f_s}. \quad (9)$$

[0053] Noch einfacher im Digitalen zu implementieren ist die Umrechnung der kartesischen Koordinaten (I, Q) in polare (r, φ) mit Hilfe des CORDIC-Algorithmus' (verwendet nur Bit-Shifts und Additionen), um aus den Phasenwerten φ durch einfache Subtraktion die momentane Modulationsfrequenz zu bestimmen. Die AM-Unterdrückung wird quasi durch Ignorieren des Amplitudenwertes r gemäß [Fig. 8](#) erreicht.

[0054] In einem Hybrid-Mikrofon folgt nun im DSP neben der Herleitung diverser Squelch-Kriterien (Rauschleistung, Pilotton), der Filterung und Auswertung des Batterietelegrammes direkt die Umkehrung einer eventuell vorgenommenen Pre-Emphase und natürlich der Expander.

[0055] Der in einem Hybrid-Mikrofon-Empfänger eingesetzte DSP für die Expandierung kann ebenfalls für eine aufwandsoptimierte Verarbeitung der Zwischenfrequenz und voll digital implementierte FM-Demodulation genutzt werden. Letztere bringt gegenüber einer analogen Umsetzung eine wesentlich erhöhte Linearität und völlige Abgleichfreiheit mit sich.

[0056] Obwohl die Prinzipien der Erfindung oben für eine FM-Modulation und eine FM Demodulation beschrieben worden sind, lassen sich die Prinzipien der Erfindung auch auf andere Modulationen/Demodulationen anwenden.

[0057] Die oben angeführten Zahlenbeispiele dienen lediglich der Veranschaulichung der grundlegenden Arbeitsweise der Erfindung. Die Arbeitsweise der Erfindung lässt sich ebenfalls mit anderen Zahlenbeispiele realisieren.

[0058] [Fig. 9](#) zeigt ein schematisches Blockdiagramm eines drahtlosen digitalen Audio-Übertragungssystems gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel. Die zu übertragene Eingangssignale IN werden der Kompressor-Einheit K zugeführt, welche die Eingangssignale IN komprimiert, die dann über die Übertragungstrecke T übertragen werden. Eine Expandereinheit E empfängt die übertragenen komprimierten Signale und führt eine Expansion der Signale durch und gibt die Signale dann als Ausgangssignal OUT aus. Die Übertragungstrecke stellt vorzugsweise eine drahtlose Übertragungstrecke dar.

[0059] Der digitale Kompander gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel besteht aus einer Kompressor-Einheit K in einem Sender und einer reziprok arbeitenden Expander-Einheit E in einem Empfänger. Der digitale Kompander gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel ist als ein Multiband-Kompander implementiert, d. h. ein Eingangssignal wird in verschiedene Bänder aufgeteilt.

[0060] [Fig. 10a](#) zeigt ein Blockschaltbild eines Kompressors gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel. Der Kompressor weist eine Filterbank FB mit einer Vielzahl von Ausgängen BS_1 - BS_N , eine Vielzahl von Multipliziereinheiten G_1 - G_N , eine Summenfilterbank SFB, eine Einhüllenden-Detektionseinheit ED, eine Filterbank-Analyseeinheit AFB, eine Laufzeit-Korrekturereinheit LK und eine Summiereinheit S auf. Ein zu übertragendes Signal IN wird sowohl der Laufzeit-Korrekturereinheit LK als auch der Filterbank FB zugeführt. In der Filterbank FB wird das Eingangssignal IN in unterschiedliche Frequenzbänder eingeteilt. Die jeweiligen Ausgänge der Filterbank BS_1 - BS_N stellen reelle oder komplexe Signale, d. h. bestehend aus Real- und Imaginärteil, dar. Die Ausgänge der Filterbank BS_1 - BS_N werden den Multipliziereinheiten G_1 - G_N jeweils zugeführt, um sie mit bandspezifischen reell-wertigen Gewichtungsfaktoren zu multiplizieren. Die Ausgangssignale der Multipliziereinheiten G_1 - G_N werden jeweils der Summen-Filterbank SFB zugeführt, wo die jeweils in ihrem Betrag geänderten komplexen Bandsignale zu einem Gesamtsignal zusammengeführt werden. Dieses zusammengeführte Signal wird in der Summiereinheit S zu dem Eingangssignal IN hinzuaddiert. Vorzugsweise wird dieses Eingangssignal IN einer Laufzeitkorrektur in der Laufzeit-Korrekturereinheit LK unterzogen. Die Laufzeitkorrektur wird dabei derart ausgewählt, dass die Laufzeiten ausgeglichen werden, welche durch die Verarbeitung des Eingangssignals IN in der Filterbank FB, den Multipliziereinheiten G_1 - G_N sowie der Summenfilterbank SFB ent-

standen sind.

[0061] Das Resultat der Addition des modifizierten Signals zu dem laufzeitkorrigierten Eingangssignal IN stellt eine Kompression der Signaldynamik dar, so dass das Ausgangssignal OUT eine Dynamikkompression erfahren hat.

[0062] Zusätzlich zu der oben beschriebenen Implementierung wird eine Rückkopplungsschleife realisiert. Dazu wird das Ausgangssignal OUT einer Filterbank-Analyseeinheit AFB zugeführt. Die Ausgangssignale der Filterbank-Analyseeinheit AFB stellen reell- oder komplexwertige Funktionen dar und werden an die Einhüllenden-Detektionseinheit ED weitergeleitet. In der Einhüllenden-Detektionseinheit ED erfolgt eine Schätzung der Einhüllenden des Signals, so dass die Ausgangssignale der Einhüllenden-Detektionseinheit ED die Gewichtsfunktionen ermittelt werden können, welche eine Kennlinie mit Kompressionseigenschaften beschreibt. Die ermittelten Gewichtsfunktionen werden in den Multipliziereinheiten G_1 – G_N zugeführt und somit mit den Ausgangssignalen BS_1 – BS_N multipliziert. Die Einhüllenden-Detektionseinheit ED dient ebenfalls dazu, zeitliche Regeleigenschaften, wie beispielsweise Attack, Decay, Sustain, Release oder dergleichen den Gewichtsfunktionen aufzuprägen.

[0063] [Fig. 10b](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Expanders gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel. Hierbei ist der Expander im Wesentlichen reziprok zu dem Kompressor aus [Fig. 10a](#) aufgebaut. Lediglich eine Laufzeitkorrekturereinheit LK kann entfallen. Hier stellt das Eingangssignal IN das über die Übertragungsstrecke von [Fig. 9](#) übertragene Signal dar. Während in dem Kompressor von [Fig. 10a](#) die Filterbank FB, die Multipliziereinheiten G_1 – G_N sowie die Summen-Filterbank SFB in einer Vorwärtsstruktur vorgesehen sind, sind diese Einheiten in dem Expander von [Fig. 10b](#) in dem Rückkopplungspfad angeordnet, so dass das Ausgangssignal der Summen-Filterbank SFB in der Summiereinheit S von dem Eingangssignal IN abgezogen wird, um das Ausgangssignal OUT darzustellen. Die Funktion der Filterbank-Analyseeinheit AFB und der Einhüllenden-Detektionseinheit ED entspricht dabei der Funktion dieser Einheiten in dem Kompressor von [Fig. 10a](#).

[0064] Während der digitale Kompaner gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel der Erfindung auf einer Multibandimplementierung beruht, beruht der digitale Kompaner gemäß dem dritten Ausführungsbeispiel der Erfindung auf einem digitalen Kompaner mit einem kontinuierlichen Band.

[0065] [Fig. 11a](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Kompressors gemäß dem dritten Ausführungsbeispiel der Erfindung. Der Kompressor weist dabei eine zeitvariante Filtereinheit ZVF, eine Filterkoeffizienten-Berechnungseinheit FKB und eine spektrale Schätzungseinheit SSE auf. Das zu übertragende Eingangssignal IN wird sowohl der Summiereinheit S als auch der zeitvarianten Filtereinheit ZVF zugeführt. Die zeitvariante Filtereinheit ZVF bewirkt eine zeitvariante Filterung, so dass ein kontinuierliches Band entsteht. Das Ausgangssignal der Filtereinheit ZVF wird zu dem Eingangssignal IN in der Summiereinheit S hinzuaddiert, so dass das Ausgangssignal OUT entsteht. Das Ausgangssignal OUT wird der spektralen Schätzungseinheit SSE zugeführt, welche eine spektrale Schätzung durchführt. Eine derartige Schätzung kann beispielsweise durch einen LPC-Filter oder eine Kurzzeit-FFT erfolgen. Das Ausgangssignal der Schätzungseinheit SSE wird der Filterkoeffizienten-Berechnungseinheit FKB zugeführt. Hier erfolgt dann die Berechnung der Koeffizienten für den zeitvarianten Filter ZVF basierend auf der spektralen Schätzung, dem Kompressionsfaktor und ggf. weiteren zeitlichen Parametern wie beispielsweise Attack, Decay, Sustain und Release. Die somit ermittelten aktuellen Filterkoeffizienten, welche die gewünschten Kompressionskennlinie darstellen, werden dem zeitvarianten Filter ZVF zugeführt, um das Eingangssignal IN entsprechend zu beeinflussen. Somit kann die Dynamik des Ausgangssignals OUT durch Beeinflussung der Filterkoeffizienten in seiner Dynamik entsprechend komprimiert werden.

[0066] [Fig. 11b](#) zeigt ein Blockdiagramm eines Expanders gemäß einem vierten Ausführungsbeispiel der Erfindung. Der Expander ist dabei im Wesentlichen komplementär bzw. reziprok zu dem Kompressor von [Fig. 11a](#) aufgebaut. Somit weist der Expander ebenfalls eine spektrale Schätzungseinheit SSE, eine Filterkoeffizienten-Berechnungseinheit sowie eine zeitvariante Filtereinheit ZVF und eine Summiereinheit S auf. Hierbei wird das übertragene Eingangssignal IN sowohl an die Summiereinheit S als auch an die spektrale Schätzungseinheit SSE weitergeleitet. Das Ausgangssignal der spektralen Schätzungseinheit SSE wird der Filterkoeffizienten-Berechnungseinheit FKB zugeführt, welche die entsprechenden Filterkoeffizienten berechnet und der zeitvarianten Filtereinheit zuführt. Das Ausgangssignal OUT wird der zeitvarianten Filtereinheit ZVF zugeführt, so dass das Ausgangssignal der Filtereinheit ZVF in der Summiereinheit S von dem Eingangssignal abgezogen wird. Somit sind wie in dem ersten Ausführungsbeispiel die Vorwärts- und Rückwärtsstrukturen zwischen dem Kompaner und dem Expander umgekehrt ausgestaltet.

[0067] Der digitale Kompaner gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel ähnelt dem digitalen Kompaner

gemäß dem dritten Ausführungsbeispiel, da bei Erhöhung der Anzahl der Bänder in dem Multiband-Kompander gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel in einen digitalen Kompander mit einem kontinuierlichen Band gemäß dem dritten Ausführungsbeispiel übergeht. Der Kompander gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel unterscheidet sich von dem Kompander gemäß dem dritten Ausführungsbeispiel darin, dass die entsprechenden Regelgrößen unterschiedlich ermittelt werden und ebenfalls in einer entsprechenden Übertragung auf die frequenzbestimmten Koeffizienten des zeitvarianten Filters.

[0068] Wie bereits oben angeführt besteht der digitale Kompander aus einer Kompressoreinheit in einem Sender und einer reziprok bzw. komplementär arbeitenden Expandereinheit in einem Empfänger. Eine digitale Implementierung eines Kompanders garantiert die im Wesentlichen vollständige Identität der Signalanalyse-Einheiten wie beispielsweise Wichtungsfiler, Filterbänke, Einhüllenden-Bestimmung sowie der Zeitkonstanten des Encoders bzw. des Kompanders und Decoders bzw. des Expanders. Somit sind die Audiofunktionen der Übertragung nicht mehr abhängig von ggf. vorhandenen Bauteiltoleranzen oder Alterungserscheinungen der entsprechenden Bauteile. Eine digitale Implementierung eines Kompanders mit Hilfe einer digitalen Signalverarbeitungseinheit DSP erlaubt ferner eine vereinfachte Implementierung von Kurzzeit-Frequenzanalyseverfahren wie beispielsweise Fourier-Transformation und eine LPC-Analyse und eine entsprechend einfache Realisierung von nichtlinearen Funktionalitäten.

[0069] Gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel der Erfindung ist die Filterbank-Analyseeinheit AFB bzw. die spektrale Schätzungseinheit SSE in der Lage, in Abhängigkeit von dem detektierten Eingangssignal IN die Kompandereigenschaften einzustellen. Alternativ dazu kann die Konfiguration des digitalen Kompanders entsprechend manuell vorgenommen werden. Hierzu können die Kompandereigenschaften programmiert werden und über Presets bzw. vorab ausgewählte Einstellungen ausgewählt werden. Somit wird eine Kompatibilität zwischen Sendern und Empfängern mit unterschiedlichen digitalen Kompandersystemen erhalten.

[0070] Während bei bekannten analogen Kompandern der Kompander basierend auf einer Einband- oder Multibandtechnologie realisiert wurden, hat die Einbandtechnologie den Nachteil, dass das gesamte Band bzw. sein Pegel durch schmalbandige Signale geregelt wird. Dies führt zu hörbaren Rauschfahnen und zur unerwünschten Modulation von Hochfrequenz-Informationen auf tieffrequente Signalanteile oder umgekehrt. Die Multibandtechnologie hingegen löst dieses Problem, hat aber einen deutlich höheren Realisierungs- und Abgleichaufwand in ihrer analogen Implementierung. Des Weiteren sind die zeitlichen Parameter sowie die Art und Weise der Einhüllenden-Schätzung fest durch die analoge Schaltungstechnik vorgegeben. Ferner ist das Kompressionsverhältnis im Band fest eingestellt. In einer digitalen Implementierung können diese Parameter hingegen variieren, so dass eine Analyse des Signalinhaltes die zeitlichen Parameter und die Art der Einhüllenden-Bildung sowie das Kompressionsverhältnis steuern kann.

[0071] Der Kompressor und Expander gemäß dem zweiten und dritten Ausführungsbeispiel lassen sich jeweils als Kompressor/Encodermittel KEM und Expander/Decodermittel EDM gemäß dem ersten Ausführungsbeispiel verwenden.

[0072] Eine gemäß dem zweiten und dritten Ausführungsbeispiel beschriebene Kompression und Expandierung lassen sich überall dort einsetzen, wo ein Kompander verwendet werden kann.

Patentansprüche

1. Sender für ein drahtloses Audio-Übertragungssystem, mit mindestens einer Analog/Digital-Wandlereinheit (AD1-AD3) zur Analog/Digital-Wandlung der zu übertragenden analogen Audio-Signale, mindestens einer digitalen Signalverarbeitungseinheit (DSP_S) mit einem Komprimier-/Kodiermittel zum Komprimieren bzw. Kodieren des digitalisierten zu übertragenden Signals, einer Digital/Analog-Wandlereinheit (DAC) zum Digital/Analog-Wandeln der digitalen Ausgangssignale der digitalen Signalverarbeitungseinheit (DSP_S) in analoge Signale, und einer Sendeeinheit (HF) zum drahtlosen Senden der Ausgangssignale der Digital/Analog-Wandlereinheit (DAC).

2. Sender nach Anspruch 1, ferner mit einem Statusinformationsencoder (SIE) zum Kodieren von digitalen Statusinformationen und zum Einfügen der digitalen Statusinformationen zu dem komprimierten und kodierten Signal.

3. Sender nach Anspruch 1 oder 2, wobei die digitale Signalverarbeitungseinheit (DSP_S) ein Modulati-

onsmittel (FMM) zum Durchführen der Modulation auf digitaler Basis aufweist.

4. Sender nach Anspruch 1, 2 oder 3, wobei die digitale Signalverarbeitungseinheit (DSP_S) ein Pre-Emphase-/Limitiermittel PL zum Durchführen einer Pre-Emphase und zum Begrenzen des komprimierten und kodierten Signals aufweist.

5. Sender nach einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei die digitale Signalverarbeitungseinheit (DSP_S) ein Signalkonditionierungsmittel (SKM) zum Durchführen einer Signalkonditionierung der digitalisierten, zu übertragenden Signale aufweist.

6. Sender nach einem der Ansprüche 1 bis 5, mit einer ersten und zweiten Analog/Digital-Wandlereinheit (AD1, AD2) zum Digitalisieren der Audiosignale eines externen Hauptmikrofons (MM), und einem Analog/Digital-Kombiniermittel (ADCM) zum Kombinieren der Ausgangssignale der ersten und zweiten Analog/Digital-Wandlereinheit (AD1, AD2).

7. Sender nach einem der Ansprüche 1 bis 6, ferner mit einer dritten Analog/Digital-Wandlereinheit (AD3) zum Digitalisieren von Audiosignalen eines externen Hilfsmikrofons (CM).

8. Empfänger für ein drahtloses Audio-Übertragungssystem, mit einer Empfangseinheit (HF) zum Empfangen von drahtlos übertragenen analogen HF-Signalen, einer Zwischenfrequenzeinheit (ZF) zum Mischen der HF-Signale auf Zwischenfrequenzsignale, einer Analog/Digital-Wandlereinheit (AD) zum Analog/Digital-Wandeln der drahtlos empfangenen Signale, einer digitalen Signalverarbeitungseinheit (DSP_E) mit einem Expandier-/Dekodiermittel (EDM) zum Expandieren und Dekodieren der durch die Analog/Digital-Wandlereinheit (AD) digitalisierten Signale, und mindestens einer Digital/Analog-Wandlereinheit (DA) zum Wandeln der digitalen Ausgangssignale der digitalen Signalverarbeitungseinheit (DSP_E) in analoge Signale.

9. Empfänger nach Anspruch 8, wobei die digitale Signalverarbeitungseinheit (DSP_E) einen Statusinformationsdecoder (SID) zum Dekodieren der in dem übertragenen Signal enthaltenen Statusinformationen aufweist.

10. Empfänger nach Anspruch 9, wobei die digitale Signalverarbeitungseinheit (DSP_E) ein Filter (F) vor dem Expandier-/Dekodiermittel (EDM) zum Filtern der sich in dem Signal befindlichen Statusinformationen aufweist.

11. Empfänger nach Anspruch 9 oder 10, wobei die digitale Signalverarbeitungseinheit (DSP_E) ein Nachverarbeitungsmittel (PPM) zur Nachverarbeitung des expandierten und dekodierten Signals entsprechend der durch den Statusinformationsdecoder (SID) dekodierten Statusinformationen aufweist.

12. Empfänger nach einem der Ansprüche 8 bis 11, wobei die digitale Signalverarbeitungseinheit (DSP_E) ein digitales Zwischenfrequenzdemodulationsmittel (ZFM) zum Durchführen der Demodulation des empfangenen Signals auf digitaler Basis aufweist.

13. Empfänger nach Anspruch 12, wobei die Analog/Digital-Wandlereinheit (AD) zwischen der Zwischenfrequenzeinheit (ZF) und dem digitalen Zwischenfrequenzdemodulationsmittel (ZFM) angeordnet ist.

14. Empfänger nach Anspruch 13, wobei die Analog/Digital-Wandlereinheit (AD) dazu geeignet ist, mit einer an die Basisband-Bandbreite des Signals angepassten Abtastrate betrieben zu werden.

15. Empfänger nach Anspruch 13 oder 14, wobei die Analog/Digital-Wandlereinheit (AD) dazu geeignet ist, in einer Unterabtastung betrieben zu werden.

16. Drahtloses Audio-Übertragungssystem, mit einem Sender nach einem der Ansprüche 1 bis 7, und einem Empfänger nach einem der Ansprüche 8 bis 15.

17. Digitaler Kompressor für eine digitalen Kompandervorrichtung, mit einer Filterbank (FB) zum Einteilen eines Eingangssignals (In) in unterschiedliche Frequenzbänder (BS1-BSN),

mindestens eine Multipliziereinheit (G1–GN) zum Multiplizieren der unterschiedlichen Frequenzbänder (BS1–BSN) des Eingangssignals (IN) mit Gewichtungsfaktoren (G1–GN), einer Summenfilterbank (SFB) zum Zusammenführen der Ausgangssignale der Multiplikationseinheiten (G1–GN) zu einem Filterbank-Gesamtsignal, und einer Additionseinheit (S) zum Addieren des Eingangssignals (In) zu dem Filterbank-Gesamtsignal, um ein Ausgangssignal (OUT) zu erhalten.

18. Digitaler Kompressor nach Anspruch 17, ferner mit einer Filterbank-Analyseeinheit (AFB) zum Analysieren des Ausgangssignals (OUT), und einer Einhüllenden-Detektionseinheit (ED) zum Schätzen der Einhüllenden des Ausgangssignals (OUT) basierend auf der Analyse des Ausgangssignals (OUT) durch die Filterbank-Analyseeinheit (AFB), um die Gewichtungsfaktoren (G1–GN) zu bestimmen.

19. Digitaler Expander für eine digitale Kommandervorrichtung, mit einer Filterbank (FB) zum Einteilen eines Ausgangssignals (OUT) in unterschiedliche Frequenzbänder (BS1–BSN), mindestens eine Multipliziereinheit (G1–GN) zum Multiplizieren der unterschiedlichen Frequenzbänder (BS1–BSN) des Ausgangssignals (OUT) mit Gewichtungsfaktoren (G1–GN), einer Summenfilterbank (SFB) zum Zusammenführen der Ausgangssignale der Multiplikationseinheiten (G1–GN) zu einem Filterbank-Gesamtsignal, und einer Additionseinheit (S) zum Subtrahieren des Filterbank-Gesamtsignal Ausgangssignals von dem Eingangssignal (In) zu, um ein Ausgangssignal (OUT) zu erhalten.

20. Digitaler Kompressor nach Anspruch 17, ferner mit einer Filterbank-Analyseeinheit (AFB) zum Analysieren des Eingangssignals (In), und einer Einhüllenden-Detektionseinheit (ED) zum Schätzen der Einhüllenden des Eingangssignals (In) basierend auf der Analyse des Eingangssignals (In) durch die Filterbank-Analyseeinheit (AFB), um die Gewichtungsfaktoren (G1–GN) zu bestimmen.

21. Digitaler Kompressor für eine digitalen Kommandervorrichtung, mit einer zeitvarianten Filtereinheit (ZVF) zur zeitvarianten Filterung eines Eingangssignals (IN), und einer Additionseinheit (S) zum Addieren des Ausgangssignals der zeitvarianten Filtereinheit (ZVF) zu dem Eingangssignal (IN), um ein Ausgangssignal (OUT) zu erhalten.

22. Digitaler Kompressor für eine digitale Kommandervorrichtung, ferner mit einer spektralen Schätzungseinheit (SSE) zum Durchführen einer spektralen Schätzung des Ausgangssignals (OUT), und einer Filterkoeffizienten-Berechnungseinheit (FKB) zum Berechnen der Koeffizienten der zeitvarianten Filtereinheit (ZVF) basierend auf der spektralen Schätzung der spektralen Schätzungseinheit (SSE).

23. Digitaler Expander für eine digitalen Kommandervorrichtung, mit einer zeitvarianten Filtereinheit (ZVF) zur zeitvarianten Filterung eines Ausgangssignals (OUT), und einer Additionseinheit (S) zum Subtrahieren des Ausgangssignals der zeitvarianten Filtereinheit (ZVF) von dem Eingangssignal (IN), um ein Ausgangssignal (OUT) zu erhalten.

24. Digitaler Expander für eine digitale Kommandervorrichtung, ferner mit einer spektralen Schätzungseinheit (SSE) zum Durchführen einer spektralen Schätzung des Eingangssignals (IN), und einer Filterkoeffizienten-Berechnungseinheit (FKB) zum Berechnen der Koeffizienten der zeitvarianten Filtereinheit (ZVF) basierend auf der spektralen Schätzung der spektralen Schätzungseinheit (SSE).

Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

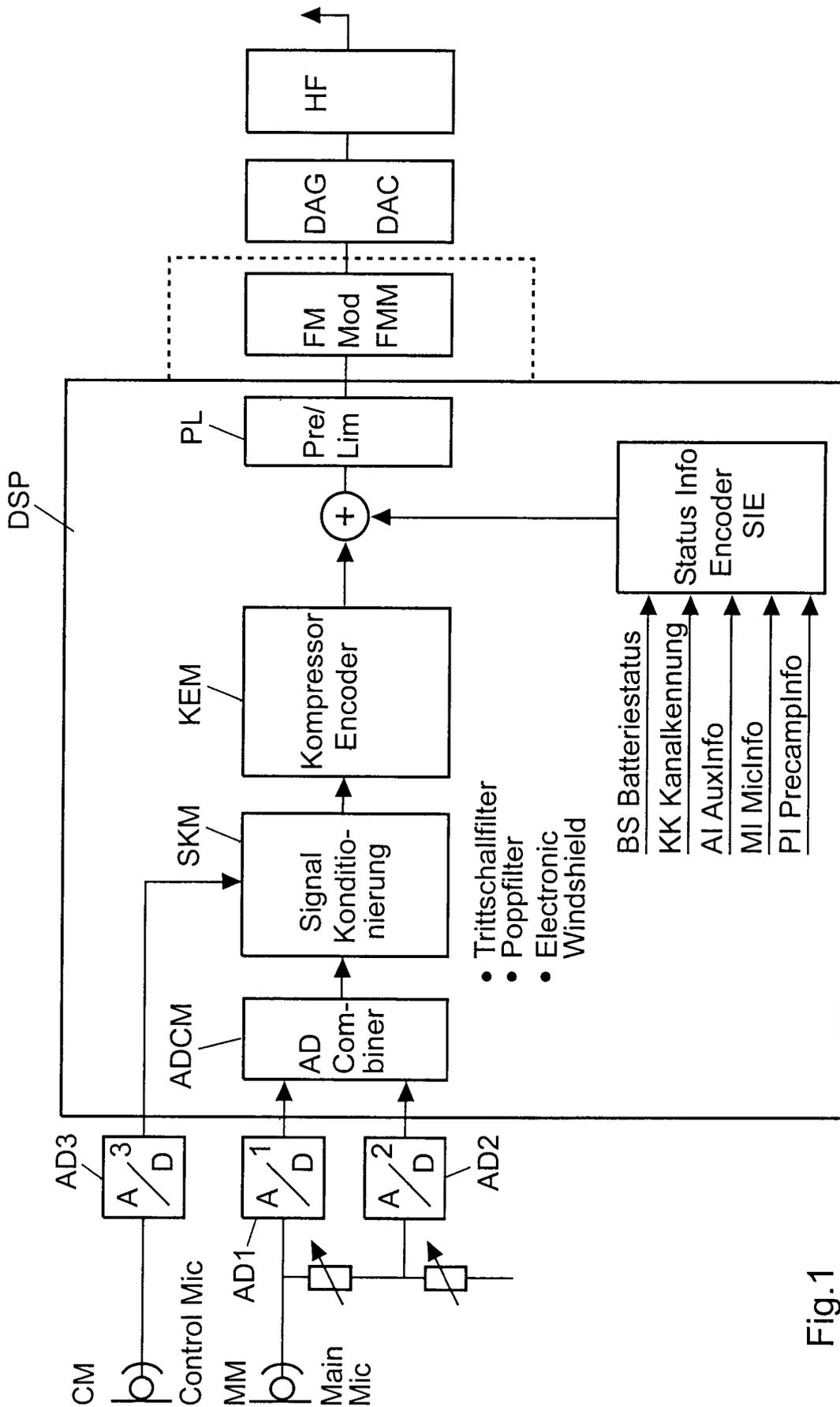


Fig.1

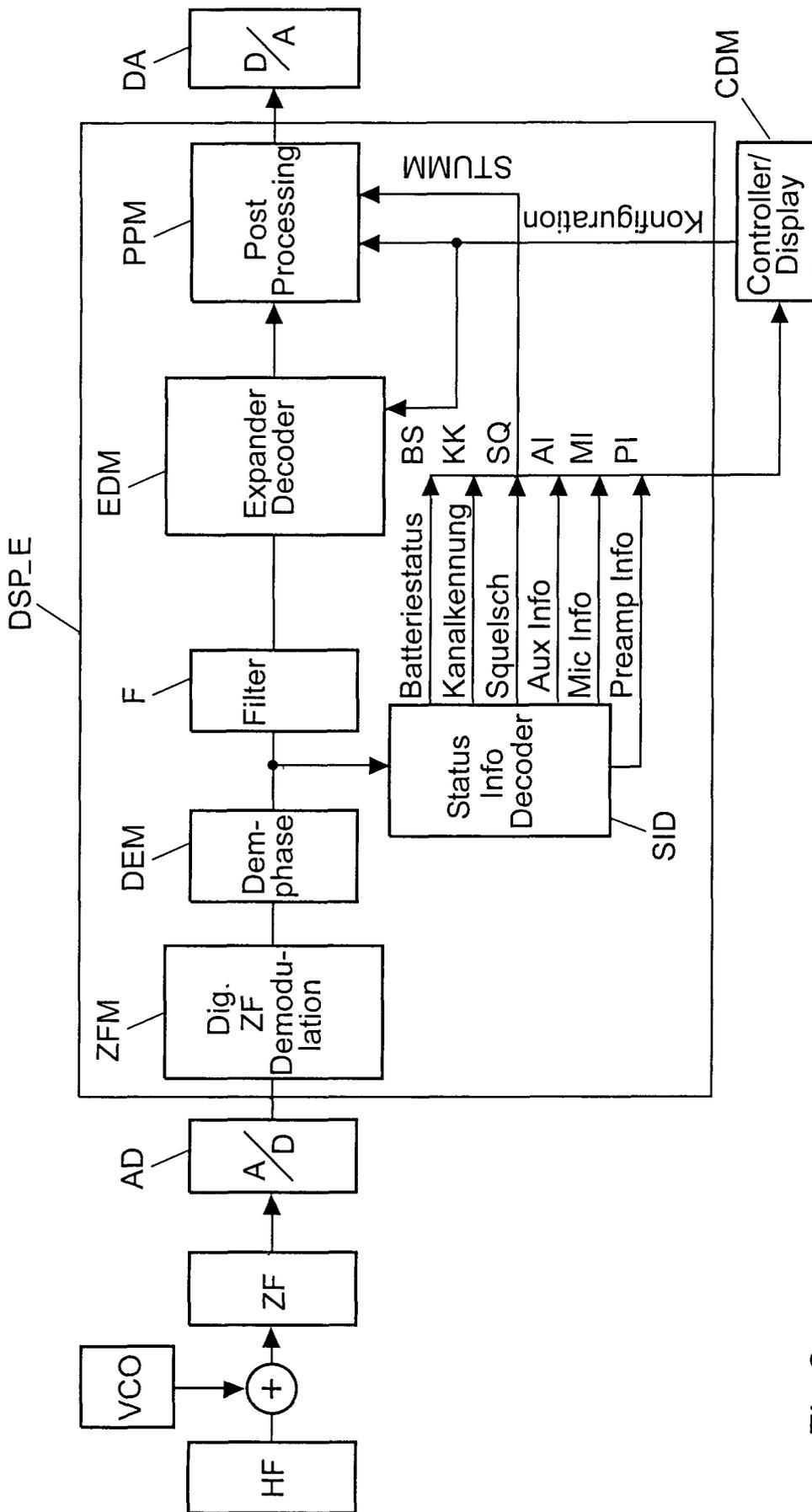


Fig.2

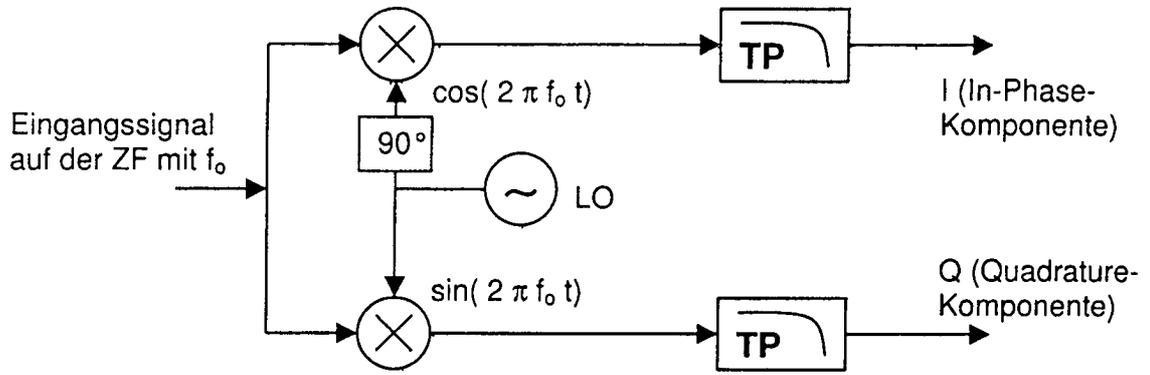


Fig.3

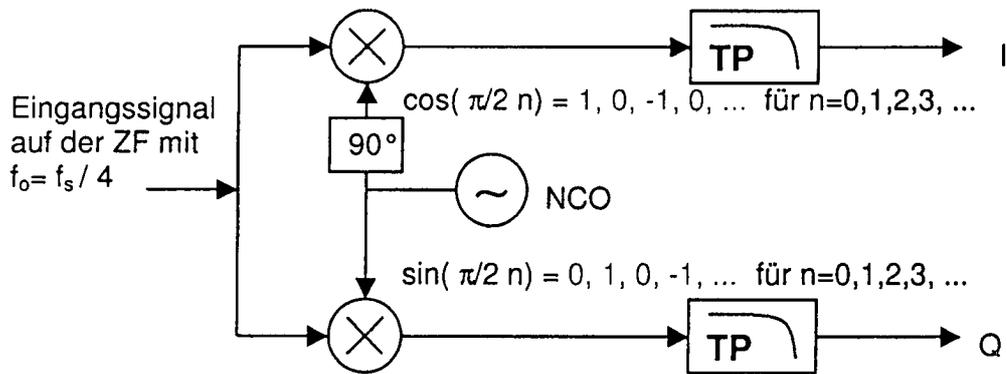


Fig.4

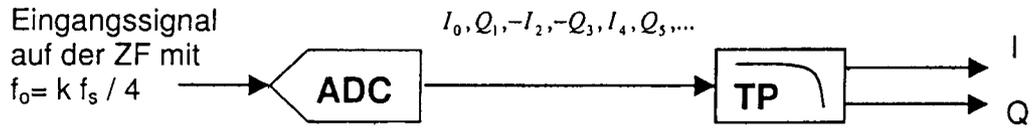


Fig.5

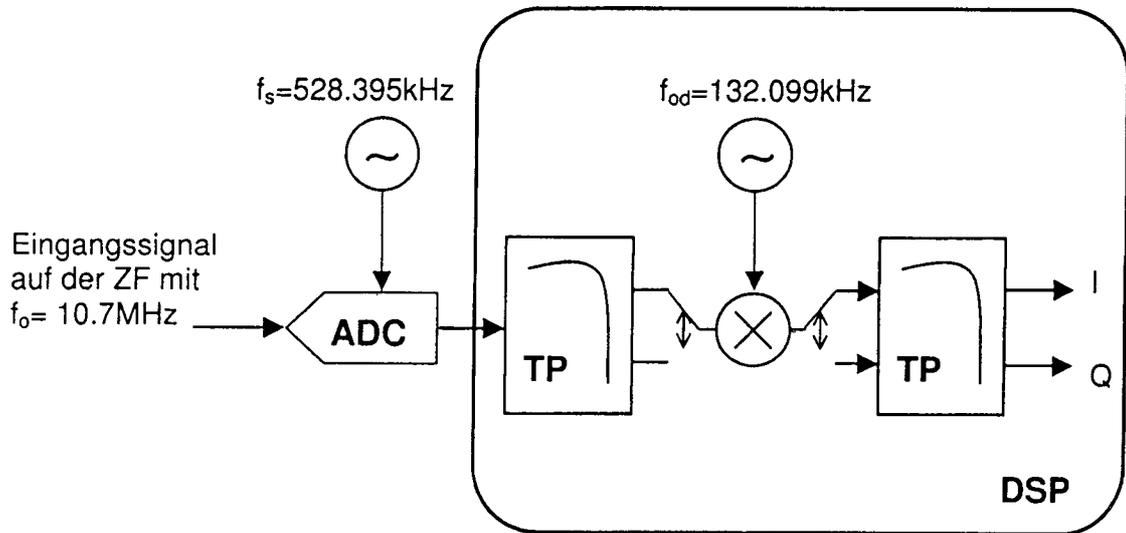


Fig.6

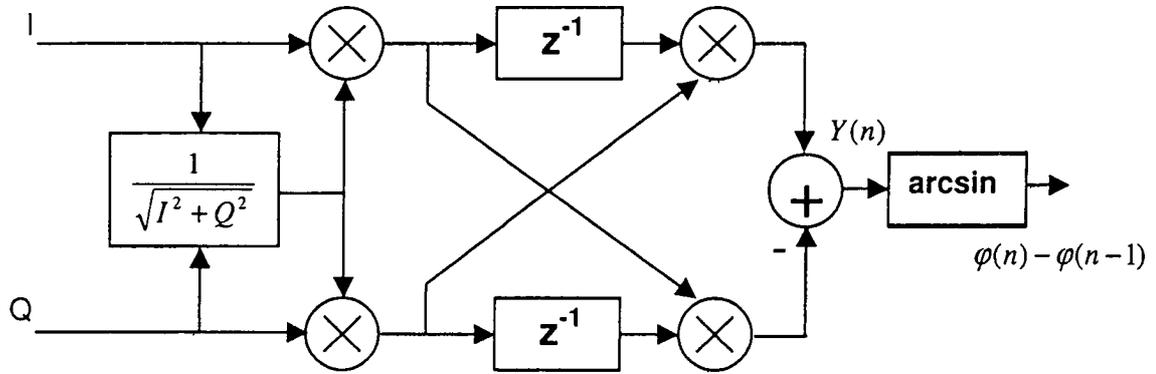


Fig.7

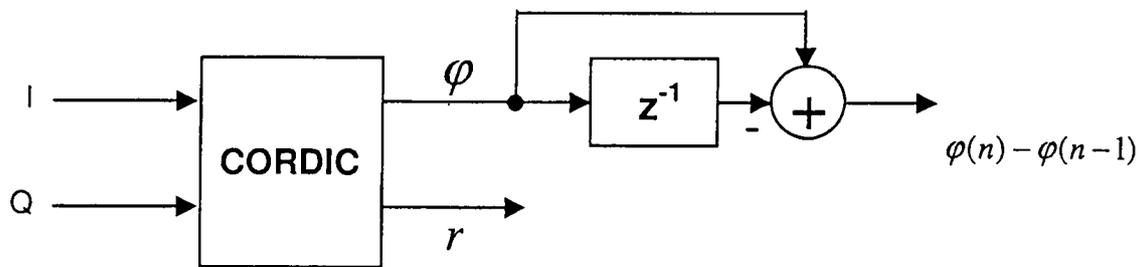


Fig.8

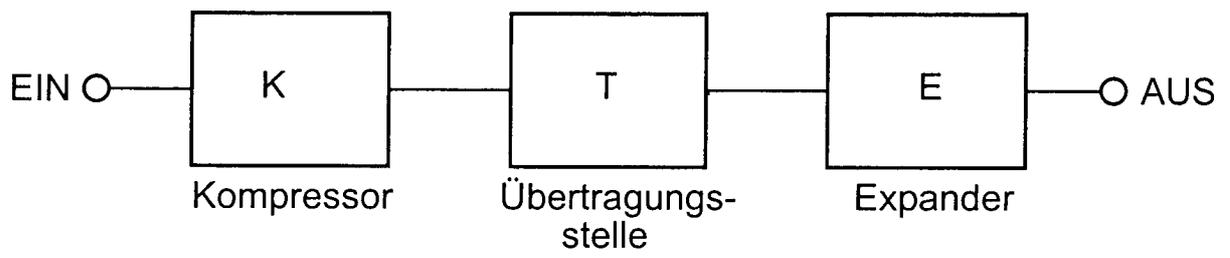


Fig.9

Version: Breitband

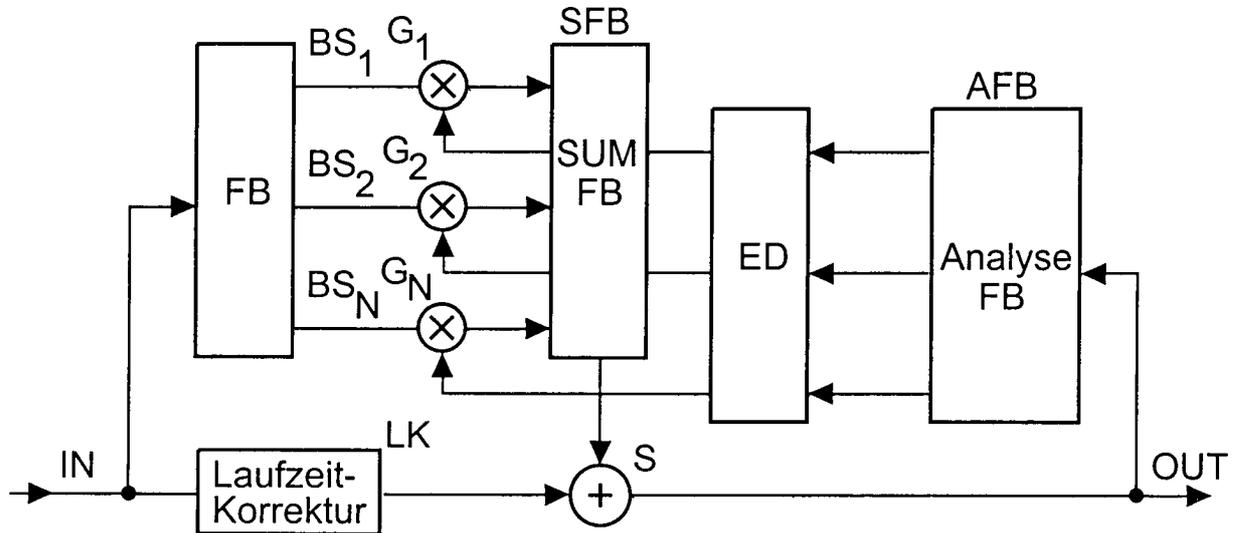


Fig.10a

Version: Multiband

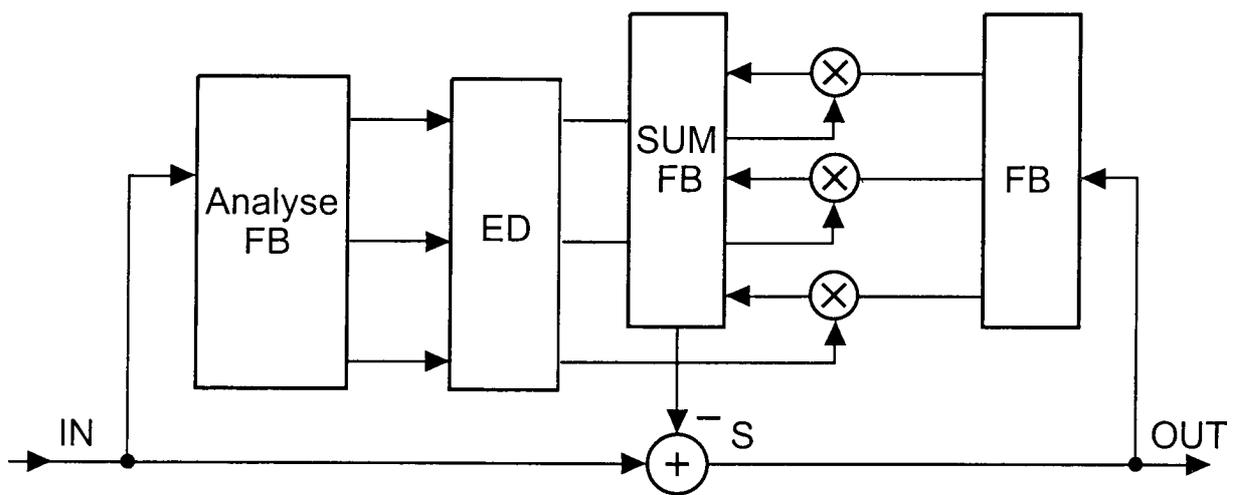


Fig.10b

Version: Kontinuierliches Band

Continuous Band
Companding CBX

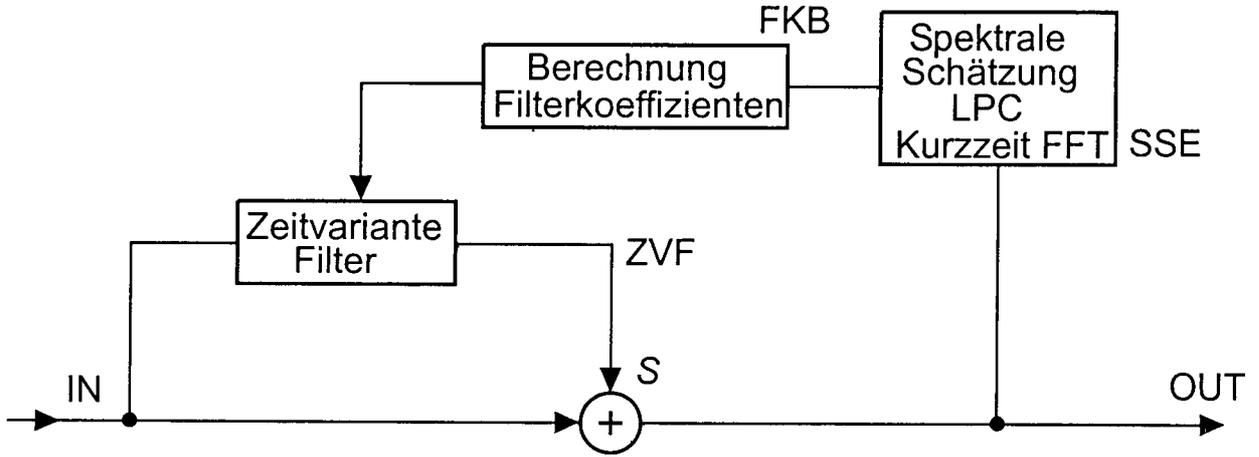


Fig.11a

Version: Kontinuierliches Band

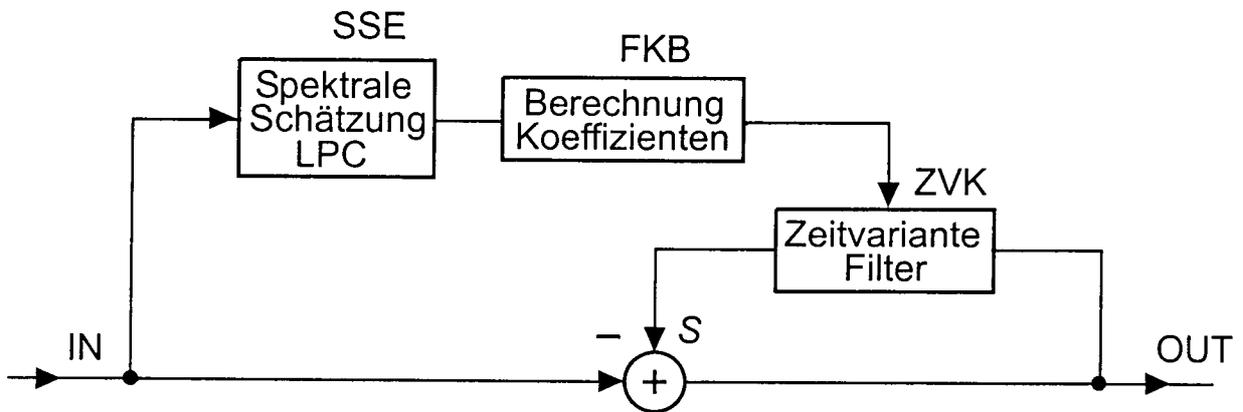


Fig.11b