



(11)

EP 3 606 098 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
29.03.2023 Patentblatt 2023/13

(51) Internationale Patentklassifikation (IPC):
H04R 19/04 (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **19189032.6**

(52) Gemeinsame Patentklassifikation (CPC):
H04R 19/04

(22) Anmeldetag: **30.07.2019**

(54) **VERFAHREN UND SCHALTUNGSANORDNUNG ZUM BETREIBEN EINES KONDENSATORMIKROFONS**

METHOD AND CIRCUIT ARRANGEMENT FOR OPERATING A CONDENSER MICROPHONE

PROCÉDÉ ET ARRANGEMENT DE CIRCUIT POUR FAIRE FONCTIONNER UN MICROPHONE À CONDENSATEUR

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO RS SE SI SK SM TR

(30) Priorität: **02.08.2018 DE 102018118795**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
05.02.2020 Patentblatt 2020/06

(73) Patentinhaber: **Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg 22043 Hamburg (DE)**

(72) Erfinder:
• **Urbansky, Lars 22041 Hamburg (DE)**

• **Zölzer, Udo 21629 Neu Wulmstorf (DE)**

(74) Vertreter: **Stüven, Ralf et al RGTH Patentanwälte PartGmbB Kirchenhang 32b 21073 Hamburg (DE)**

(56) Entgegenhaltungen:
DE-A1-102010 000 686 JP-A- 2008 271 466

• **MUELLER ROLAND ET AL: "About A Digital RF-Condenser Microphone", AES CONVENTION 116; MAY 2004, AES, 60 EAST 42ND STREET, ROOM 2520 NEW YORK 10165-2520, USA, 1. Mai 2004 (2004-05-01), XP040506740,**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

EP 3 606 098 B1

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zum Betreiben eines Kondensatormikrofons nach einem Hochfrequenzverfahren mit Amplitudenmodulation.

[0002] Bei einem Kondensatormikrofon werden Schallwellen bekanntlich in Form von Änderungen der Kapazität einer Kondensatorkapsel erfasst, die eine durch die Schallwellen bewegte Membran und mindestens eine starre Gegenelektrode aufweist. Unterschieden wird dabei u. a. zwischen Standard-Kondensatorwandlern, die nur eine Gegenelektrode aufweisen, und symmetrischen Kondensatorwandlern oder Gegentaktwandlern, bei denen die Membran zwischen zwei Gegenelektroden angeordnet ist, sodass zwei Kondensatoren entstehen. Eine durch auftreffende Schallwellen verursachte Membranauslenkung in einer Richtung führt dabei zu einer Verkleinerung des Luftspaltes zu der einen Gegenelektrode und einer gleichzeitigen Vergrößerung des Luftspaltes zu der anderen Gegenelektrode. Dies hat eine entsprechend gegenläufige Vergrößerung bzw. Verkleinerung der Kapazitäten der beiden Kondensatoren (Gegentaktwandler) zur Folge.

[0003] Da die Masse der Membran sehr gering ist, kann sie den auftreffenden Schallwellen sehr genau und schnell folgen, sodass Kondensatormikrofone insbesondere gegenüber dynamischen Mikrofonen überlegene physikalische Eigenschaften aufweisen und damit NF-Ausgangssignale mit hoher Klangqualität, Impulstreue, Empfindlichkeit und Rauscharmut erzeugt werden können.

[0004] Allerdings benötigen Kondensatormikrofone eine externe Spannungsversorgung für die Kondensatorkapsel, um die Kapazitätsänderungen in ein Ausgangssignal umsetzen zu können. In diesem Zusammenhang werden zwei grundsätzlich unterschiedliche Verfahren unterschieden:

Bei dem Niederfrequenz-Verfahren wird die Kondensatorkapsel über einen hochohmigen Widerstand mit einer Vorspannung aufgeladen. Die sich durch die auftreffenden Schallwellen ändernde Kapazität der Kondensatorkapsel führt bei im Wesentlichen konstanter Kondensatorladung zu einer entsprechenden proportionalen Änderung der Ausgangsspannung an der Kondensatorkapsel. Dieses Verfahren hat jedoch verschiedene Nachteile. Zum einen können insbesondere in Umgebungen mit hoher Luftfeuchtigkeit Leckströme auftreten, die zu einem schlechten Signal/Rauschverhältnis führen, zum anderen ist aufgrund der geringen Kapazität der Kondensatorkapsel ein Impedanzwandler mit sehr hohem Eingangswiderstand für die weitere Verarbeitung der Ausgangsspannung erforderlich.

[0005] Zur Vermeidung dieser Nachteile wird bevorzugt eines der bekannten Hochfrequenzverfahren angewendet, bei dem die sich ändernde Kapazität der Kondensatorkapsel zur Modulation der Frequenz, der Phase oder der Amplitude eines hochfrequenten elektrischen

Trägersignals (HF-Signal) benutzt wird.

[0006] Bei der Frequenzmodulation ist die Kondensatorkapsel Teil eines Resonanzkreises, sodass die durch die Schallwellen verursachten Änderungen der Kapazität der Kondensatorkapsel zu entsprechenden Änderungen der Resonanzfrequenz führen. Dieses Verfahren erfordert jedoch einen sehr frequenzstabilen Oszillator, damit das nach der Demodulation gewonnene Audiosignal nicht gestört ist.

[0007] Bei der Phasenmodulation ist die Kondensatorkapsel Teil eines LC Parallel-Resonanzkreises, sodass die Änderungen der Kapazität der Kondensatorkapsel zu entsprechenden Änderungen der Resonanzfrequenz des LC-Kreises und damit zu Phasenverschiebungen des extern erzeugten und eingekoppelten HF-Signals führen. Auch für dieses Verfahren ist ein sehr frequenzstabiles HF-Signal sowie zur Erzielung einer großen Phasenverschiebung bzw. Mikrofonempfindlichkeit ein hoher Q-Faktor des LC-Kreises erforderlich. Ein weiterer Nachteil besteht darin, dass die Phasen-Antwort nur einen relativ geringen linearen Bereich aufweist, sodass im Falle eines hohen Schalldruckpegels die Änderung der Kapazität und die sich ergebenden Phasenverschiebungen nicht mehr proportional zueinander sind.

[0008] Bei der Amplitudenmodulation bildet die Kondensatorkapsel schließlich zusammen mit zwei gleichartigen Wicklungen eine HF-Transformator-Brückenschaltung, die auf die Frequenz eines HF-Trägersignals abgestimmt ist, das von einem über eine weitere Wicklung angekoppelten HF-Oszillator erzeugt wird. Durch die Bewegung der Membran und die dadurch bewirkte Veränderung der Kapazität kann am Brückenweig der Schaltung eine dazu proportionale Doppelseitenbandamplitudenmodulierte (DSB-AM) Audio-Ausgangsspannung mit unterdrücktem HF-Trägersignal erzeugt werden.

[0009] Dieses Verfahren ist insbesondere für die eingangs genannten symmetrischen Kondensatorwandler oder Gegentaktwandler geeignet, bei denen die beiden Kondensatoren als kapazitiver Spannungsteiler in einen der Brückenarme geschaltet werden.

[0010] Aus der DE 4300379A1 und der DE 102010000686A1 sind Beispiele für solche HF-Transformator-Brückenschaltungen mit symmetrischen Kondensatorwandlern bekannt.

[0011] Bei Standard-Kondensatorwandlern muss hingegen für den Spannungsteiler ein entsprechender Referenz-Kondensator in den Brückenarm geschaltet werden.

[0012] Aus der US 6,697,493 B1 ist ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung bekannt, mit dem/der ein auf einen kapazitiven Schallwandler auftreffendes akustisches Signal in ein digitales Signal umgewandelt wird. Dazu wird der Schallwandler mit einem Gegen-Signal in der Weise beaufschlagt, dass dieser im Wesentlichen in seinem Ruhezustand verbleibt, wenn auf diesen ein akustisches Signal auftrifft. Jede Auslenkung aus dem Ruhezustand in der einen oder anderen Richtung wird

in ein digitales Signal "1" bzw. "0" umgesetzt, aus dem das Gegen-Signal abgeleitet wird und das Informationen über das akustische Signal enthält.

[0013] In der US 2008/0219474 A1 wird eine integrierte Schaltung beschrieben, die zur Erzeugung eines Mikrofon-Ausgangssignals einen Vorverstärker für ein mit einer Mikrofonmembran oder einem Mikrofonelement, demgegenüber die Membran beweglich ist, erzeugtes Eingangssignal, eine Ladungspumpe und einen Tiefpassfilter aufweist, wobei der Tiefpassfilter zur Filterung der Pumpspannung und zur Erzeugung einer Vorspannung für die Membran oder das Mikrofonelement vorgesehen ist.

[0014] In "IEEE Sensors Journal", Vol. 11, Nr. 2, Februar 2011, Seiten 296 bis 304 wird ein digitales CMOS-Silizium-Kondensatormikrofon beschrieben, bei dem der akustische Sensor zusammen mit den elektrischen Schaltkreisen auf einem Chip integriert ist. Alle Komponenten werden mit der gleichen Versorgungsspannung betrieben, wobei eine Ladungspumpe nicht erforderlich ist.

[0015] Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zum Betreiben eines Kondensatormikrofons zu schaffen, mit dem/der die oben genannten überlegenen physikalischen Eigenschaften eines solchen Mikrofons noch besser ausgenutzt und in NF-Ausgangssignale mit hoher Klangtreue umgesetzt werden können. Dabei soll insbesondere ein digitales Mikrofon mit kleinstmöglichem analogen Aufwand geschaffen werden, bei dem der Dynamikbereich und das Signal/Rauschverhältnis der NF-Ausgangssignale mindestens gleichwertig oder sogar besser ist als bei bekannten, analog betriebenen Mikrofonen.

[0016] Gelöst wird diese Aufgabe mit einem Verfahren gemäß Anspruch 1 und einer Schaltungsanordnung gemäß Anspruch 8.

[0017] Ein wesentliches Erfindungsprinzip besteht demnach darin, durch digitale Signalverarbeitung in Kombination mit einer geeigneten analogen Schaltung zur Erfassung der durch auftretende Schallwellen erzeugten Kapazitätsänderungen ein NF-Ausgangssignal zu gewinnen, das sich insbesondere durch einen hohen Dynamikbereich und ein hohes Signal/Rauschverhältnis auszeichnet.

[0018] Vorteile der erfindungsgemäßen Lösungen bestehen darin, dass durch die reduzierte Anzahl an analogen Komponenten und insbesondere durch den Einsatz eines digitalen synchronen Demodulators keine spürbaren Nichtlinearitäten eingebracht werden. Ferner wird auch das elektrische 1/f-Rauschen anhand der analogen Bandpassverarbeitung weitgehend reduziert bzw. vermieden.

[0019] Durch die digitale Erzeugung eines (digitalen) HF-Trägersignals insbesondere in Kombination mit einer möglichst hohen Abtastrate und/oder mit einer möglichst hohen Auflösung bzw. großen Wortbreite kann die Frequenz des analogen HF-Trägersignals sehr exakt auf die

Resonanz des analogen Schaltungsteils abgestimmt werden, und es kann außerdem ein spektral sehr reines HF-Trägersignal erzeugt werden.

[0020] Die abhängigen Ansprüche haben vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung zum Inhalt.

[0021] Da Digital/Analog-Wandler üblicherweise eine begrenzte Auflösung aufweisen, wird das digitale HF-Trägersignal vor der Digital/Analogwandlung vorzugsweise einer Rauschformung unterworfen, mit der nicht nur die Auflösung bzw. Wortbreite reduziert, sondern auch das Quantisierungsrauschen in Frequenzbereiche verschoben wird, die zur Erfassung der relevanten NF-Bandbreite des Mikrofons nicht erforderlich sind. Dadurch bleibt in dem relevanten Frequenzband ein hohes Signal/Rauschverhältnis erhalten.

[0022] Vorzugsweise ist die Amplitude des digitalen HF-Trägersignals einstellbar, um eine Veränderung bzw. Anpassung der Empfindlichkeit des Mikrofons insbesondere in Abhängigkeit von einem auftretenden Schalldruckpegel vorzunehmen. Somit kann die Empfindlichkeit digital eingestellt werden, und es sind keine Mehrkanal-Analog/Digital-Wandler erforderlich, um einen hohen Dynamikbereich bzw. eine hohe Verstärkung zu erzielen.

[0023] Bevorzugt wird diese Amplitude mittels eines Schalldruckpegel-Detektors/Prädiktors in Abhängigkeit von einem erfassten oder vorhergesagten Schalldruckpegel automatisch so verändert, dass eine entsprechende Anpassung der Empfindlichkeit des Mikrofons vorgenommen und damit eine Übersteuerung des analogen Schaltungsteils vermieden wird. Schließlich kann auch dadurch, dass das erfasste Audiosignal bevorzugt überabgetastet digitalisiert und nach der Demodulation auf eine geringere Abtastfrequenz heruntergetaktet wird (zum Beispiel auf eine Standard-Abtastfrequenz von 48 kHz), ein zusätzlicher Signal/Rauschabstand und Dynamikbereich gewonnen werden.

[0024] Weitere Einzelheiten, Merkmale und Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der folgenden Beschreibung von beispielhaften und bevorzugten Ausführungsformen anhand der Zeichnung. Es zeigt:

- Fig. 1 eine bekannte HF-AM-Schaltung mit einem Kondensatormikrofon mit Gegentaktwandler;
- Fig. 2 ein Blockschaltbild einer ersten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung;
- Fig. 3 eine erste Komponente des digitalen Schaltungsteils;
- Fig. 4 eine zweite Komponente des digitalen Schaltungsteils;
- Fig. 5 ein Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung;
- Fig. 6 eine erste Ausführungsform eines analogen Schaltungsteils mit Gegentakt-Kondensatormikrofon;
- Fig. 7 eine zweite Ausführungsform eines analogen

- Schaltungsteils mit Gegentakt-Kondensatormikrofon;
- Fig. 8 eine dritte Ausführungsform eines analogen Schaltungsteils mit Gegentakt-Kondensatormikrofon; und
- Fig. 9 ein alternativ in den Schaltungsteilen gemäß den Figuren 6 bis 8 einsetzbares Kondensatormikrofon mit Standardwandler.

[0025] Da in dem analogen Schaltungsteil der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung bevorzugt ein Kondensatormikrofon eingesetzt und dieses bevorzugt nach dem eingangs genannten Hochfrequenzverfahren mit Amplitudenmodulation betrieben wird, soll zunächst die grundsätzliche Funktion und Realisierung dieser Betriebsart anhand der Figur 1 erläutert werden.

[0026] Figur 1 zeigt eine beispielhafte Schaltungsanordnung mit einem Kondensatormikrofon mit symmetrischem Wandler (Gegentaktwandler), der einen ersten und einen zweiten Kondensator $C_1(t)$, $C_2(t)$ aufweist, deren Kapazitäten wie oben erläutert durch eintreffende Schallwellen $s(t)$ gegenläufig verändert werden.

[0027] Die Schaltungsanordnung arbeitet nach dem eingangs genannten, im Zusammenhang mit der Erfindung bevorzugt angewendeten Hochfrequenzverfahren mit Amplitudenmodulation und umfasst einen ersten Übertrager Tr1, einen zweiten Übertrager Tr2, einen HF-Generator HF, eine erste und eine zweite Diode D1, D2 sowie einen Ladekondensator Ca.

[0028] Auf der Primärseite des ersten Übertragers Tr1 befindet sich eine erste Wicklung W1, über die die von dem HF-Generator HF erzeugte HF-Spannung (HF-Trägersignal) eingekoppelt wird.

[0029] Auf einer ersten Sekundärseite weist der erste Übertrager Tr1 eine zweite und eine gleiche dritte Wicklung W2, W3 auf. Die beiden Wicklungen W2, W3 bilden zusammen mit den beiden Kondensatoren $C_1(t)$, $C_2(t)$ eine Brückenschaltung. Auf einer zweiten Sekundärseite des ersten Übertragers Tr1 befindet sich eine vierte und eine gleiche fünfte Wicklung W4, W5, deren äußere Enden über zwei in Reihe geschaltete Dioden D1, D2 miteinander verbunden sind und die zusammen einen Synchrongleichrichter bilden.

[0030] Der zweite Übertrager Tr2 liegt schließlich mit einer Seite zwischen dem Mittenabgriff zwischen der zweiten und der dritten Wicklung W2, W3 und Masse, während die andere Seite zwischen den Mittenabgriff zwischen der vierten und der fünften Wicklung W4, W5 und einen der Ausgangsanschlüsse geschaltet ist. Der andere Ausgangsanschluss wird zwischen den beiden Dioden D1, D2 abgegriffen. Parallel zu den Ausgangsanschlüssen ist der Ladekondensator Ca geschaltet, an dem die Ausgangsspannung $x_{AF}(t)$ in Form des demodulierten Audiosignals (Basisband-Signal) anliegt.

[0031] Die durch den ersten und den zweiten Kondensator $C_1(t)$, $C_2(t)$ sowie die zweite und die dritte Wicklung W2, W3 gebildete HF-Brückenschaltung ist auf die Frequenz des von dem HF-Generator HF erzeugten HF-Trä-

gersignals abgestimmt. Solange sich die Membran der Kondensatorkapsel in der mittleren Ruhelage befindet (d.h. keine Schallwellen auftreffen), ist die Brücke abgeglichen, und an deren Ausgang entsteht keine HF-Spannung. Wenn die Membran durch eintreffende Schallwellen $s(t)$ ausgelenkt wird, entsteht eine zu der Membranauslenkung proportionale HF-Spannung, die zur Demodulation über den Synchrongleichrichter D1, D2 auf den Ladekondensator Ca geführt wird und an dem dann die zu der Membranbewegung in Betrag und Phase proportionale Ausgangsspannung $x_{AF}(t)$ anliegt.

[0032] Figur 2 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer beispielhaften ersten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung, die sich im Wesentlichen aus drei Komponenten, nämlich einem digitalen Schaltungsteil D-C, einem analogen Schaltungsteil A-C und einem gemischt analog/digitalen Schaltungsteil M-C zusammensetzt, wobei letzterer zwischen den digitalen und den analogen Schaltungsteil geschaltet ist und beide miteinander verbindet.

[0033] Der digitale Schaltungsteil D-C umfasst die digitalen Komponenten der Schaltungsanordnung. Dieses sind im Wesentlichen ein HF-Generator CG zur Erzeugung eines digitalen überabgetasteten HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ mit einer ersten hohen Abtastrate $f_{S,1}$ sowie mit einer ersten hohen Auflösung, die einer ersten großen Wortbreite von w_0 Bit entspricht, eine optionale Einheit NS zur Rauschformung des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ und zur Erzeugung eines HF-Trägersignals $x_c(k)$ mit gleicher erster Abtastrate $f_{S,1}$ und mit einer gegenüber der ersten Auflösung geringeren zweiten Auflösung, die einer entsprechend geringeren zweiten Wortbreite von w_1 Bit entspricht.

[0034] Der digitale Schaltungsteil D-C umfasst ferner einen Demodulator Dm zur Demodulation eines anliegenden digitalen DSB-AM Audio-Ausgangssignals $x_{DSB}(m)$, das eine zweite Abtastrate $f_{S,2}$ und eine dritte Auflösung bzw. dritte Wortbreite von w_2 Bit aufweist, und zur Erzeugung eines demodulierten digitalen (Basisband-) Audiosignals $x_{dem}(m)$ mit unveränderter (zweiter) Abtastrate $f_{S,2}$ und einer vierten Auflösung bzw. vierten Wortbreite von w_3 Bit. Der digitale Schaltungsteil umfasst schließlich einen optionalen Dezimator Dc zur Dezimation bzw. Verminderung der zweiten Abtastrate $f_{S,2}$ des demodulierten Audiosignals $x_{dem}(m)$ und zur Erzeugung eines digitalen Audio-Ausgangssignals $x_{AF}(n)$ mit einer Standard-Audio-Abtastfrequenz von zum Beispiel 48 kHz (dritte Abtastrate f_s) mit einer gewünschten fünften Auflösung bzw. einer fünften Wortbreite von w_4 Bit.

[0035] Dieser digitale Schaltungsteil D-C wird vorzugsweise in Form eines FPGA (fieldprogrammable gate array) realisiert und stellt einen digitalen Signalprozessor (DSP) dar. Die Realisierung erfolgt vorzugsweise durch ein entsprechendes Programm, das auf einem System zur Datenverarbeitung ausgeführt wird.

[0036] Der analog/digitale Schaltungsteil M-C umfasst einen Digital/Analog-Wandler D/A zur Erzeugung eines analogen HF-Trägersignals $x_c(t)$ aus dem zugeführten

digitalen HF-Trägersignal $x_c(k)$, sowie einen Analog/Digital-Wandler A/D zur Erzeugung eines digitalen DSB-AM Audiosignals $x_{DSB}(m)$ mit der genannten dritten Auflösung bzw. dritten Wortbreite von w_2 Bit aus einem zu-

geführten analogen DSB-AM Audiosignal $x_{DSB}(t)$, das mit der Mikrofoneinheit Cm erzeugt wird.

[0037] Der analoge Schaltungsteil A-C beinhaltet schließlich die Mikrofoneinheit Cm mit einem Kondensatormikrofon und dient dazu, die durch die auftreffenden Schallwellen $s(t)$ (NF-Audiosignal) erzeugten Änderungen der Kapazität des Mikrofons mittels des zugeführten analogen HF-Trägersignals $x_c(t)$ in das analoge DSB-AM Audiosignal $x_{DSB}(t)$ mit unterdrücktem HF-Trägersignal $x_c(t)$ umzusetzen.

[0038] Diese Schaltungsanordnung arbeitet im Detail wie folgt:

Der HF-Generator CG erzeugt ein über-abgetastetes (oversampled) digitales HF-Trägersignal $x_{c,h}(k)$ mit der genannten ersten hohen Abtastrate $f_{S,1}$ und der ersten hohen Auflösung, die der ersten großen Wortbreite von w_0 Bit entspricht.

[0039] Die Höhe der Trägerfrequenz f_r des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ wird insbesondere in Abhängigkeit von den elektrischen Eigenschaften des analogen Schaltungsteils A-C (insbesondere dessen Resonanzfrequenz, siehe unten) geeignet gewählt.

[0040] Unter dem Begriff "Über-Abtastung" ist zu verstehen, dass das Signal mit einer Abtastrate erzeugt wird, die höher ist, als sie gemäß dem Abtasttheorem zur Erfassung der HF-Trägerfrequenz f_r erforderlich ist (auch Oversampling genannt). Die (erste) Abtastrate $f_{S,1}$ des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ mit der Frequenz f_r ist demzufolge größer als die nach dem Abtasttheorem benötigte Abtastrate von $2 \cdot f_r$.

[0041] Die genannte erste hohe Auflösung des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ (und die damit verbundene erste große Wortbreite von w_0 Bit) wird so groß gewählt, dass das Signal/Rauschverhältnis im relevanten Frequenzbereich hinreichend hoch ist und auch dann noch groß genug ist, wenn eine Verstärkungsanpassung des HF-Trägersignals erfolgt. Dieses Prinzip wird nachfolgend anhand der Figur 5 noch erläutert werden.

[0042] Ein solcher HF-Generator CG kann zum Beispiel ein Synthesizer sein, der nach dem bekannten DDS (direct digital synthesis) Verfahren arbeitet, oder in Form einer Nachschlagetabelle (LUT - look-up table) realisiert werden. Ein DDS-Synthesizer hat den Vorteil, dass die Trägerfrequenz in einfacher Weise an die elektrischen Eigenschaften wie zum Beispiel die Resonanzfrequenz des analogen Schaltungsteils A-C angepasst werden kann, während bei Einsatz einer Nachschlagetabelle der digitale Schaltungsaufwand und damit die Kosten für die Hardware geringer sind. Darüber hinaus sind weitere HF-Generatoren denkbar, die die genannten Anforderungen erfüllen.

[0043] Da Digital/Analog-Wandler mit hoher Abtastrate üblicherweise eine relativ begrenzte Auflösung aufweisen, wird die relativ große erste Wortbreite von w_0 Bit

des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ vorzugsweise entsprechend auf die zweite Wortbreite von w_1 Bit reduziert.

[0044] Um dies zu erreichen, ohne das Signal/Rauschverhältnis in dem relevanten Frequenzband wesentlich zu vermindern, wird das digitale HF-Trägersignal $x_{c,h}(k)$ zunächst vorzugsweise der Einheit NS zur Rauschformung (noise shaping) zugeführt, mit der das Quantisierungsrauschen in an sich bekannter Weise in Bereichen außerhalb des relevanten Frequenzbandes konzentriert und damit in Frequenzbereiche verschoben wird, die zur Erfassung der relevanten NF-Bandbreite (d.h. üblicherweise etwa 40 kHz symmetrisch um die Trägerfrequenz) nicht erforderlich sind. Dadurch bleibt in dem relevanten Frequenzband ein hohes Signal/Rauschverhältnis erhalten, und es wird ein entsprechend dem Auflösungsvermögen des Digital/Analog-Wandlers D/A re-quantifiziertes HF-Trägersignal $x_c(k)$ mit der reduzierten zweiten Wortbreite von w_1 Bit erzeugt.

[0045] Figur 3 zeigt den HF-Generator CG und ein mögliches Ersatzschaltbild der Einheit NS zur Rauschformung. Die damit realisierte z-Übertragungsfunktion lautet:

$$X_c(z) = X_{c,h}(z) + E(z) * (1 - H(z))$$

[0046] Dies bedeutet, dass der Quantisierungsfehler $e(k)$ durch $H(z)$ spektral gewichtet beaufschlagt wird und somit der Re-Quantisierungsfehler für das stark über-abgetastete HF-Trägersignal in dem relevanten Frequenzband minimiert werden kann.

[0047] Wenn man hingegen (je nach Anwendungsfall) ein etwas geringeres Signal/Rauschverhältnis in dem relevanten Frequenzband in Kauf nehmen kann, so kann alternativ der HF-Generator CG auch so dimensioniert werden, dass er ein digitales HF-Trägersignal $x_c(k)$ mit einer reduzierten, an das Auflösungsvermögen des Digital/Analog-Wandlers angepassten zweiten Wortbreite von w_1 Bit erzeugt, sodass man dann auf die Einheit NS zur Rauschformung verzichten kann.

[0048] In beiden Fällen wird das digitale HF-Trägersignal $x_c(k)$ dem Digital/Analog-Wandler D/A zugeführt, mit dem daraus in an sich bekannter Weise ein analoges HF-Trägersignal $x_c(t)$ erzeugt wird.

[0049] Dieses analoge HF-Trägersignal $x_c(t)$ wird der Mikrofoneinheit Cm zugeführt und dient dazu, die durch die auftreffenden Schallwellen $s(t)$ (NF-Audiosignal) erzeugten Änderungen der Kapazität des Mikrofons in ein DSB-AM Audiosignal $x_{DSB}(t)$ umzusetzen, und zwar vorzugsweise nach einem Hochfrequenzverfahren mit Amplitudenmodulation und unterdrückter Trägerfrequenz. Hierzu wird Bezug genommen auf die weiter unten noch folgenden Erläuterungen im Zusammenhang mit den Figuren 6 bis 9.

[0050] Das von der Mikrofoneinheit Cm erzeugte analoge DSB-AM Audiosignal $x_{DSB}(t)$ wird dann dem Analog/Digital-Wandler A/D zugeführt. Um ein qualitativ hochwertiges digitales Audiosignal zu erzeugen, hat die-

ser die genannte möglichst hohe (dritte) Auflösung mit der dritten Wortbreite von w_2 Bit. Ferner wird das DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$, da es sich um ein Bandpass-Signal handelt, mit der genannten zweiten Abtastrate $f_{s,2}$ (über-) abgetastet (oversampling), die wiederum höher ist, als es nach dem Abtasttheorem für die in dem Bandpass-Signal vorkommende Bandbreite von 40 kHz erforderlich ist.

[0051] Realisiert wird dies vorzugsweise mit einem Analog/Digital-Wandler, der nach dem bekannten Verfahren der sukzessiven Approximation (SAR - successive approximation register) arbeitet.

[0052] Solche SAR-Analog/Digital-Wandler haben den Vorteil, dass sie eine relativ geringe Wandler-Latenz aufweisen, die für die nachfolgend noch anhand der Figur 5 beschriebene Verstärkungsregelung von besonderer Bedeutung ist. Außerdem kann durch den Einsatz solcher Hochleistungs-Analog/Digital-Wandler ein sehr hohes Signal/Rauschverhältnis erzielt werden.

[0053] Bekannt und geeignet sind Ausführungen solcher Wandler mit zum Beispiel einer Auflösung von bis zu 18 Bit bei einer Abtastrate von bis zu 15 MHz oder mehr.

[0054] Das am Ausgang des Analog/Digital-Wandlers A/D anliegende digitale DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(m)$ mit der genannten hohen (dritten) Auflösung mit der dritten Wortbreite von w_2 Bit und der genannten zweiten Abtastrate $f_{s,2}$ wird dann dem Demodulator Dm zugeführt, mit dem es synchron demoduliert wird, sodass sich ein digitales Basisbandsignal $x_{\text{dem}}(m)$ mit der zweiten Abtastrate $f_{s,2}$ und der vierten Auflösung bzw. vierten Wortbreite von w_3 Bit ergibt.

[0055] Der Demodulator Dm ist vorzugsweise ein kohärenter Demodulator, dessen HF-Demodulatorsignal $x_{d,h}(m)$ mit der zweiten Abtastrate $f_{s,2}$ und einer gewünschten sechsten Auflösung bzw. sechsten Wortbreite von w_5 Bit digital erzeugt und zur Demodulation verwendet wird. Da die Frequenz des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ bekannt ist, kann das HF-Demodulatorsignal entsprechend frequenzsynchron generiert werden.

[0056] Figur 4 zeigt beispielhaft ein Blockschaltbild eines solchen Demodulators, der eine Demodulator/Generator-Einheit DmG und vorzugsweise eine Einheit PhE zur Phasenabschätzung aufweist, an deren Eingang das demodulierte digitale Basisbandsignal $x_{\text{dem}}(m)$ anliegt und deren Ausgang mit der Demodulator/Generator-Einheit DmG verbunden ist, um die Phase des von der Demodulator/Generatoreinheit DmG erzeugten HF-Demodulatorsignals $x_{d,h}(m)$, mit dem das DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(m)$ demoduliert wird, zur Erzielung einer kohärenten Demodulation entsprechend zu verschieben bzw. anzupassen. Dies ist erforderlich, weil die Phase des von der Mikrofoneinheit Cm erzeugten, mit dem Audiosignal modulierten HF-Trägersignals $x_{\text{DSB}}(t)$ üblicherweise nicht bekannt ist.

[0057] Sofern jedoch die exakte Phase des HF-Trägersignals $x_{\text{DSB}}(m)$ am Eingang der Demodulator/Generator-Einheit DmG zum Beispiel durch vorherige Phasen-

messung des Gesamtsystems ermittelt wird, kann alternativ auf die Einheit PhE zur Phasenabschätzung verzichtet werden.

[0058] Die Frequenz des von der Demodulator/Generator-Einheit DmG erzeugten HF-Demodulatorsignals $x_{d,h}(m)$ ist dabei gleich der Frequenz des von dem HF-Generator CG erzeugten HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$, während die Abtastrate $f_{s,2}$ derjenigen des Analog/Digital-Wandlers A/D entspricht.

[0059] Durch diese digitale Demodulation des HF-Trägersignals (Bandpass-Signal) $x_{\text{DSB}}(m)$ kann eine nahezu ideale Linearität erzielt werden. Die Genauigkeit dieser Linearität ist nur abhängig von der internen Bit-Auflösung, wobei alle nachteiligen analogen Einflüsse vermieden werden.

[0060] Da das demodulierte digitale Basisbandsignal $x_{\text{dem}}(m)$ nun eine Bandbreite von etwa 20 kHz aufweist und in hohem Maße mit der (zweiten) Abtastrate $f_{s,2}$ über-abgetastet ist, wird es vorzugsweise mit dem nachfolgenden Dezimator Dc gefiltert und heruntergetaktet, um ein digitales NF-Audiosignal $x_{\text{AF}}(n)$ mit einer üblichen bzw. Standard-Abtastfrequenz von zum Beispiel 48 kHz (dritte Abtastrate f_s) zu erzeugen.

[0061] Dabei wird gleichzeitig ein zusätzlicher Rauschabstand und Dynamikbereich erzielt. Wenn man zum Beispiel von einer Überabtastrung mit einem Faktor von 100 ausgeht (der einer Abtastfrequenz des Analog/Digitalwandlers A/D von 4,8 MHz entspricht) und weißes Quantisierungsrauschen vorliegt, so ergibt sich ein zusätzlicher Signal/Rauschabstand und Dynamikbereich von 20 dB, was einer zusätzlichen Auflösung von etwa 3 Bit entspricht.

[0062] Der Dezimationsvorgang kann in mehreren Stufen durchgeführt werden. Der Dezimator Dc kann zum Beispiel durch Einsatz von FIR (finite impulse response) Filter-Topologien wie zum Beispiel CIC (cascaded integrator comb) Filtern oder Polyphasen-Filtern realisiert werden. Zur Minimierung der Dezimations-Latenz können insbesondere IIR (infinite impulse response) Filter eingesetzt werden. In diesem Fall besteht ein Hauptkriterium bei dem Entwurf dieser Filter darin, eine lineare Phase in dem Audiofrequenzband zu bewahren.

[0063] Figur 5 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer beispielhaften zweiten Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung, die sich ebenfalls aus den drei oben genannten Komponenten, nämlich einem digitalen Schaltungsteil D-C, einem analogen Schaltungsteil A-C und einem gemischt analog/digitalen Schaltungsteil M-C zusammensetzt.

[0064] Gleiche bzw. einander entsprechende Komponenten und Signale sind in diesem Blockschaltbild mit gleichen Bezeichnungen versehen wie in dem Blockschaltbild der Figur 2.

[0065] Im Vergleich zu dem digitalen Schaltungsteil D-C der in Figur 2 gezeigten Schaltungsanordnung umfasst diese Ausführungsform zusätzlich eine optionale, zwischen den Ausgang des Analog/Digital-Wandlers A/D und den Eingang des Demodulators Dm geschaltete ers-

te Korrektereinheit Corr1, einen Schalldruckpegel-Detektor/Prädiktor SPL-DP, der ebenfalls mit dem Ausgang des Analog/Digital-Wandlers A/D und ferner mit der ersten Korrektereinheit Corr1 verbunden ist, sowie eine Einheit GC zur Verstärkungsregelung, die durch den Schalldruckpegel-Detektor/Prädiktor SPL-DP angesteuert wird und mittels eines ersten Multiplizierers M1 das von dem HF-Generator CG erzeugte HF-Trägersignal $x_{c,h}(k)$ mit einem ersten Verstärkungsfaktor $g_1(k)$ und mittels eines zweiten Multiplizierers M2 das Ausgangssignal der ersten Korrektereinheit Corr1 mit einem zweiten Verstärkungsfaktor $g_2(m)$ beaufschlagt.

[0066] Weiterhin ist eine optionale zweite Korrektereinheit Corr2 vorgesehen, die mit dem Ausgang des optionalen Dezimators Dc verbunden ist. Die Einheit NS zu Rauschformung ist auch hier wiederum optional.

[0067] Mit dieser Ausführungsform kann insbesondere der Tatsache Rechnung getragen werden, dass hohe Schalldruckpegel zu einer Übersteuerung des analogen Schaltungssteils A-C sowie des Analog/Digital-Wandlers A/D führen können. Deshalb ist üblicherweise der analoge Ausgangspegel von Mikrofonen einstellbar, indem z.B. das aufgenommene NF-Signal gedämpft wird.

[0068] Ein besonderer Vorteil der erfindungsgemäßen Ausführungsform besteht darin, dass eine solche Einstellbarkeit bzw. Dämpfung des NF-Signals nicht erforderlich ist.

[0069] Da nämlich die Empfindlichkeit des Mikrofons direkt proportional zu der Amplitude des analogen HF-Trägersignals $x_c(t)$ ist und erfindungsgemäß das HF-Trägersignal in der digitalen Ebene erzeugt wird, kann die Empfindlichkeit ohne zusätzliche analoge Schaltungen digital erhöht und vermindert und somit der Dynamikbereich des Mikrofons entsprechend erweitert bzw. optimiert werden.

[0070] Die Möglichkeit, das HF-Trägersignal auf digitale Weise zu verändern, ist einer der wesentlichen Vorteile der Erzeugung des HF-Trägersignals in der digitalen Ebene. Da das HF-Trägersignal in dem interessierenden Frequenzbereich mit einem wie oben erläutert hohen Signal/Rauschverhältnis erzeugt wird, kann seine Intensität vermindert werden, bevor es danach der Rauschformung in der Einheit NS unterworfen wird, um dadurch ein optimales Signal/Rauschverhältnis beizubehalten.

[0071] Somit erfolgt also, wie es auch in den Figuren 3 und 5 dargestellt ist, die Einstellung der Empfindlichkeit vorzugsweise vor der Rauschformung, und zwar durch die genannte Beaufschlagung des digitalen HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ mit dem ersten Verstärkungsfaktor $g_1(k) \leq 1$ (wobei natürlich auch der HF-Generators CG direkt mit dem ersten Verstärkungsfaktor $g_1(k)$ entsprechend angesteuert werden kann).

[0072] Unter der Annahme eines Spannungspegels von -20 dBFS bei einem 94 dB SPL Eingangspegel würde der maximal verarbeitbare Schalldruckpegel 114 dB SPL betragen. Um diesen Bereich um zum Beispiel 30 dB auf einen Pegel von 144 dB SPL zu erweitern (sofern das betreffende Mikrofon einen solchen Schalldruckpegel er-

fassen kann), kann die Amplitude des HF-Trägersignals in der Weise eingestellt werden, dass sich im Ruhezustand ein Verstärkungsfaktor $g_1(k)$ von etwa 1/32 ergibt.

[0073] Durch Anwendung eines solchen Faktors $g_1(k)$ vermindert sich zwar die Ausgangsauflösung um etwa 5 Bit. Dieser Verlust kann jedoch durch die oben erläuterte Rauschformung wieder weitgehend kompensiert werden, sodass das HF-Trägersignal weiterhin ein hinreichend hohes Signal/Rauschverhältnis aufweist. Da

$$g(k)_{dB} = -20 \log_{10}(32) \approx -30 \text{ dB}$$

ist, wird die Empfindlichkeit des Mikrofons vermindert, was zu dem erforderlichen zusätzlichen Dynamikbereich für den Analog/Digital-Wandler A/D führt.

[0074] In diesem Fall kann die oben erwähnte, erste hohe Auflösung bzw. die erste große Wortbreite von w_0 Bit des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ beispielsweise so gewählt werden, dass diese die verlorenen 5 Bit bereits vor der Rauschformung bereitstellt, d.h. das HF-Trägersignal $x_{c,h}(k)$ vor der Rauschformung ist um 5 Bit höher aufgelöst, als das HF-Trägersignal $x_c(k)$ nach der Rauschformung.

[0075] Darüber hinaus werden bevorzugt jedoch weitere Maßnahmen getroffen, um den im Vergleich zu dem Analog/Digital-Wandler A/D sehr hohen Dynamikbereich von modernen bzw. zukünftigen Mikrofonen von zwischen 140 und 150 dB oder mehr weitgehend verlustfrei verarbeiten zu können.

[0076] Dabei wird erfindungsgemäß von dem so genannten "Gain ranging" Gebrauch gemacht, bei dem der Pegelbereich des Mikrofons automatisch an einen aufgenommenen Schalldruckpegel angepasst und damit der Dynamikbereich des gesamten Systems automatisch verändert bzw. entsprechend erhöht und vermindert wird.

[0077] Bekannt ist es, zu diesem Zweck Analog/Digital-Wandler mit mehreren Kanälen einzusetzen, die jeweils unterschiedliche Verstärkungsfaktoren aufweisen, sodass mehrere Analog/Digital-gewandelte Signale entstehen, die dann auf der digitalen Ebene entsprechend kombiniert und nachverarbeitet werden müssen, um ein Audiosignal mit einem erhöhten Dynamikbereich, d.h. einer höheren Bitauflösung, zu erzeugen. Dabei wird jedoch das Signal/Rauschverhältnis nicht verbessert, was als nachteilig angesehen wird.

[0078] Erfindungsgemäß wird dieses Problem bei der Schaltungsanordnung gemäß Figur 5 durch eine automatische Empfindlichkeitseinstellung bzw. -anpassung des Mikrofons beim Auftreten oder der Vorhersage von hohen Schalldruckpegeln gelöst.

[0079] Zu diesem Zweck ist der Schalldruckpegel-Detektor/Prädiktor SPL-DP vorgesehen, der die Einheit GC zur Verstärkungsregelung, die den genannten ersten Verstärkungsfaktor $g_1(k)$ zur Beaufschlagung des HF-Generators CG bzw. des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ erzeugt, ansteuert.

[0080] Der Schalldruckpegel-Detektor/Prädiktor SPL-DP dient zur Erfassung oder Vorhersage von insbesondere hohen Schalldruckpegeln. Da, wie oben bereits erwähnt wurde, vorzugsweise ein SAR-Analog/Digital-Wandler A/D eingesetzt wird, und das digitale DSB-AM Bandpass-Signal $x_{\text{DSB}}(m)$ stark über-abgetastet ist, kann das System weitgehend verzögerungsfrei auf hohe Schalldruckpegel reagieren.

[0081] Die Einheit GC erzeugt dabei nicht nur den ersten Verstärkungsfaktor $g_1(k)$ für die Beaufschlagung des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$, sondern auch den zweiten Verstärkungsfaktor $g_2(m)$, mit dem mittels des zweiten Multiplizierers M2 das digitale DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(m)$ am Eingang des Demodulators Dm verstärkt bzw. multipliziert wird. Die Einheit GC erzeugt den zweiten Verstärkungsfaktor $g_2(m)$ in der Weise, dass damit die Amplitudenanpassung bzw. Multiplikation des HF-Trägersignals $x_{c,h}(k)$ mit dem ersten Verstärkungsfaktor $g_1(k)$ wieder kompensiert und somit ein korrigiertes digitales DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}^{\sim}(m)$ erzeugt wird, das dem Demodulator Dm zugeführt wird.

[0082] Um eine möglichst exakte Kompensation zu erzielen, wird der zweite Verstärkungsfaktor $g_2(m)$ vorzugsweise nicht nur durch Invertierung des ersten Verstärkungsfaktors $g_1(k)$ ermittelt, sondern es werden zusätzlich auch die internen Verzögerungen und Filtereigenschaften der Schaltung sowie die Änderung der Abtastrate in dem Signalpfad zwischen dem ersten Multiplizierer M1 oder der Einheit NS zur Rauschformung und dem zweiten Multiplizierer M2 mit eingerechnet.

[0083] Durch diese automatische Einstellung der Empfindlichkeit in beiden Zweigen werden im Ergebnis die in dem Digital/Analog-Wandler D/A verlorenen Bits zu dem Analog/Digital-Wandler A/D überführt, was zu einem erhöhten Dynamikbereich führt. Das Signal/Rauschverhältnis nach der Analog/Digital-Wandlung bleibt, ebenso wie bei dem oben beschriebenen bekannten Ansatz, weitgehend unverändert. Der Analog/Digital-Wandler A/D kann somit auch als Gleitkomma- (floating-point) A/D-Wandler bezeichnet werden.

[0084] Die optionale erste Korrektereinheit Corr1 dient dabei vorzugsweise dazu, vor der Beaufschlagung des digitalen DSB-AM Audiosignals $x_{\text{DSB}}(m)$ mit dem genannten zweiten Verstärkungsfaktor $g_2(m)$ eventuell verbliebene fehlerhafte Abtastwerte auf Grund unterschiedlicher Filtercharakteristiken zwischen der Digital/Analog-Wandlung und der Analog/Digital-Wandlung zu kompensieren, und zwar insbesondere dann, wenn der Faktor $g_2(m)$ nur durch Invertierung des ersten Verstärkungsfaktors $g_1(k)$ ermittelt wird oder nicht genau genug dem verzögerten, gefilterten und invertierten Wert von $g_1(k)$ entspricht. Dafür kann der Schaltkreis beispielsweise exakt ausgemessen werden, sodass die benötigte Korrektur errechnet und angewendet werden kann. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, an den insoweit kritischen Stellen mit präzidierten Abtastwerten zu arbeiten.

[0085] Der erste Verstärkungsfaktor $g_1(k)$, mit dem das digitale HF-Trägersignal $x_{c,h}(k)$ beaufschlagt wird, kann

dabei sowohl ein konstanter Faktor, als auch ein zeitlich monoton abfallender Faktor sein. Es muss dabei nur sichergestellt werden, dass in dem analogen Schaltungsteil A-C durch die hohen Schalldruckpegel keine Übersteuerungen (clipping) auftreten.

[0086] Sofern erforderlich, kann schließlich noch die optionale zweite Korrektereinheit Corr2 vorgesehen sein, mit der das von dem Dezimator Dc ausgegebene temporäre NF-Audiosignal $x_{\text{AF}}^{\sim}(m)$ weiterhin korrigiert und das digitale NF-Audiosignal $x_{\text{AF}}(n)$ erzeugt wird.

[0087] Zur Erläuterung des analogen Schaltungsteils A-C wird schließlich noch auf die Figuren 6 bis 8 Bezug genommen. Diese Figuren zeigen jeweils den bevorzugten Einsatz eines Kondensatormikrofons mit Gegentaktwandler. Als Alternative zu dem Einsatz eines solchen Gegentakt-Mikrofons zeigt Figur 9 ein Kondensatormikrofon mit Standardwandler $C_1(t)$ und Referenzkondensator C_2 . Dieses Standard-Mikrofon kann anstelle des Gegentakt-Mikrofons in den Figuren 6 bis 8 durch Verbindung mit den jeweils gleich lautenden Kontaktpunkten K1, K2, K3 verwendet werden. Die nachfolgenden Erläuterungen gelten somit für beide Arten von Mikrofonen.

[0088] Wie bereits erwähnt wurde, wird das Kondensatormikrofon bevorzugt mit einem Hochfrequenzverfahren mit Amplitudenmodulation, insbesondere der Doppelseitenband-Amplitudenmodulation (DSB-AM), betrieben.

[0089] Die Auswahl der konkreten Schaltung, mit der das Mikrofon betrieben wird, erfolgt in Abhängigkeit von den Eigenschaften des Mikrofons, dem vorgesehenen Anwendungsfall, der geforderten Aufnahmequalität und anderen Kriterien.

[0090] Mit dem analogen Schaltungsteil A-C wird also bevorzugt ein (analoges) DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ erzeugt. Hierzu umfasst der analoge Schaltungsteil A-C einen Übertrager Tr mit einer Primärseite L_p und einer Sekundärseite L_s , die eine Mittenanzapfung aufweist bzw. durch zwei gleiche, in Reihe geschaltete Induktivitäten L_{s1} , L_{s2} , gebildet ist.

[0091] Parallel zu der Sekundärseite L_s ist ein kapazitiver Spannungsteiler, nämlich die Reihenschaltung aus den beiden Kondensatoren $C_1(t)$ und $C_2(t)$ des Gegentakt-Mikrofons bzw. die Reihenschaltung aus dem Kondensator $C_1(t)$ des Standard-Mikrofons und dem Referenzkondensator C_2 geschaltet, sodass auf diese Weise eine HF-Brückenschaltung entsteht.

[0092] Das wie oben erläutert erzeugte HF-Trägersignal $x_c(t)$ wird an die Primärseite L_p des Übertragers Tr angelegt.

[0093] Das am Ausgangsanschluss der Brücke anliegende DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ (Mikrofonsignal mit unterdrücktem HF-Trägersignal $x_c(t)$) wird gemäß den Figuren 6 bis 8 an der Membran zwischen den beiden Kondensatoren $C_1(t)$, $C_2(t)$ des (Gegentakt-) Mikrofons bzw. an dem Kontaktpunkt K3 ausgekoppelt. Es ist jedoch ebenso möglich, die Auskopplung an der Mittenanzapfung der Sekundärseite L_s des Übertragers Tr vorzunehmen, während die Membran bzw. der Kontakt-

punkt K3 selbst an eine Referenzspannung gekoppelt ist.

[0094] Bei der einfachsten Ausführung gemäß Figur 6 wird das ausgekoppelte DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ nach Impedanzwandlung und Verstärkung direkt dem Analog/Digitalwandler A/D des gemischt analog/digitalen Schaltungsteils M-C zugeführt.

[0095] Vorzugsweise wird das DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ jedoch über einen auf den Ausgangsanschluss der Brücke abgestimmten Resonanzkreis ausgekoppelt.

[0096] Bei der Ausführung gemäß Figur 7 wird das DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ über einen Resonanzkreis mit einer in Reihe zu dem Ausgangsanschluss der Brücke geschalteten Reihenschaltung aus einer Induktivität L und einem Widerstand R als Stromsignal $i_x(t)$ ausgekoppelt.

[0097] Der erzeugte Strom $i_x(t)$ wird gemäß der in Figur 7 gezeigten Ausführung vorzugsweise mittels eines Transimpedanz-Verstärkers erfasst bzw. gemessen, der durch einen invertierend beschalteten und durch die Parallelschaltung einer Kapazität C_f mit einem Widerstand R_f rückgekoppelten Verstärker V (Operationsverstärker) realisiert ist, und an dessen Ausgang das DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ (Spannungssignal) anliegt.

[0098] Dabei bestimmt die Induktivität L die Resonanzfrequenz f_r des Kreises (die mit der niedrigsten Quellenimpedanz korrespondiert), während die Frequenzbandbreite (die bei dem DSB-AM Audiosignal bei 40 kHz liegt) und damit der Q-Faktor des Kreises nur durch der Widerstand R bestimmt wird.

[0099] Ein Vorteil dieser Ausführung besteht darin, dass auf Grund der niedrigen Quellenimpedanz ein DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ mit verbesserten Rauscheigenschaften erzielt werden kann.

[0100] Bei der Ausführung gemäß Figur 8 wird das DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ über einen Resonanzkreis mit einer parallel zu dem Ausgangsanschluss der Brücke geschalteten Reihenschaltung aus einer Induktivität L und einem Widerstand R als Spannungssignal $u_x(t)$ ausgekoppelt.

[0101] Die erzeugte Spannung $u_x(t)$ wird gemäß der in Figur 8 gezeigten Ausführung vorzugsweise mittels eines Verstärkers erfasst bzw. gemessen, der durch einen nicht-invertierend beschalteten und durch einen Spannungsteiler R_1/R_2 rückgekoppelten Verstärker V (Operationsverstärker) realisiert ist, und an dessen Ausgang wiederum das DSB-AM Audiosignal $x_{\text{DSB}}(t)$ anliegt.

[0102] Ein Vorteil dieser Ausführung besteht darin, dass das Spannungssignal $u_x(t)$ eine (abhängig vom Q-Faktor) höhere Empfindlichkeit aufweist, dafür jedoch auch die Quellenimpedanz höher ist.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Betreiben eines Kondensatormikrofons nach einem Hochfrequenzverfahren mit Amplitudenmodulation, **gekennzeichnet durch** folgende Schritte:

- Erzeugen eines digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k); x_c(k)$),
- Erzeugen eines analogen HF-Trägersignals ($x_c(t)$) durch Digital/Analogwandlung des digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k); x_c(k)$),
- Erzeugen eines analogen DSB-AM Audiosignals ($x_{\text{DSB}}(t)$) durch Doppelseitenband-Amplitudenmodulation des analogen HF-Trägersignals ($x_c(t)$) mittels des Mikrofons,
- Erzeugen eines digitalen DSB-AM Audiosignals ($x_{\text{DSB}}(m)$) durch Analog/Digitalwandlung des analogen DSB-AM Audiosignals ($x_{\text{DSB}}(t)$), und
- Demodulieren des digitalen DSB-AM Audiosignals ($x_{\text{DSB}}(m)$) und Erzeugen eines digitalen Basisband-Audiosignals ($x_{\text{dem}}(m)$).

2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem das digitale HF-Trägersignal ($x_{c,h}(k); x_c(k)$) mit einer ersten Abtastrate ($f_{s,1}$) überabgetastet erzeugt wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem das digitale HF-Trägersignal ($x_{c,h}(k)$) mit einer ersten hohen Auflösung erzeugt wird, die größer ist als eine maximale Auflösung bei der Digital/Analogwandlung, und bei dem vor der Digital/Analogwandlung ein digitales HF-Trägersignal ($x_c(k)$) erzeugt wird, das eine an die maximale Auflösung bei der Digital/Analogwandlung angepasste reduzierte zweite Auflösung aufweist und bei dem durch Rauschformung eine durch die Reduzierung der ersten Auflösung verursachte Verminderung des Signal/Rauschverhältnisses in dem DSB-AM-Frequenzband des Audiosignals zumindest weitgehend kompensiert ist.
4. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem zur Veränderung der Empfindlichkeit des Mikrofons die Amplitude des digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k); x_c(k)$) digital einstellbar ist.
5. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem ein Schalldruckpegel in dem digitalen DSB-AM Audiosignal ($x_{\text{DSB}}(m)$) erfasst oder vorhergesagt und in Abhängigkeit davon ein erster Verstärkungsfaktor ($g_1(k)$) erzeugt wird, mit dem die Amplitude des digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k); x_c(k)$) zur Anpassung der Empfindlichkeit des Mikrofons an den erfassten bzw. vorhergesagten Schalldruckpegel beaufschlagt wird.
6. Verfahren nach Anspruch 5, bei dem ein zweiter Verstärkungsfaktor ($g_2(m)$) durch Invertierung des ersten Verstärkungsfaktors ($g_1(k)$) in der Weise erzeugt wird, dass damit durch Beaufschlagung des digitalen DSB-AM Audiosignals ($x_{\text{DSB}}(m)$) die Veränderung der Amplitude des

digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) durch den ersten Verstärkungsfaktor ($g_1(k)$) zumindest weitgehend kompensiert wird.

7. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem das digitale DSB-AM Audiosignal ($x_{DSB}(m)$) durch mit einer zweiten Abtastrate ($f_{S,2}$) überabgetastete Analog/Digitalwandlung des analogen DSB-AM Audiosignals ($x_{DSB}(t)$) erzeugt wird.
8. Schaltungsanordnung zum Betreiben eines Kondensatormikrofons nach einem Verfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 7, mit:

- einem digitalen HF-Generator (CG) zur Erzeugung eines digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
- einem Digital/Analog-Wandler (D/A) zur Erzeugung eines analogen HF-Trägersignals $x_c(t)$ aus dem digitalen HF-Trägersignal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
- einer Mikrofoneinheit (Cm) mit einem Kondensatormikrofon zur Erzeugung eines analogen DSB-AM Audiosignals ($x_{DSB}(t)$) durch Doppelseitenband-Amplitudenmodulation des analogen HF-Trägersignals ($x_c(t)$) mittels des Mikrofons,
- einem Analog/Digital Wandler (A/D) zur Erzeugung eines digitalen DSB-AM Audiosignals ($x_{DSB}(m)$) aus dem analogen DSB-AM Audiosignal ($x_{DSB}(t)$), und
- einem digitalen Demodulator (Dm) zur Demodulation des digitalen DSB-AM Audiosignals ($x_{DSB}(m)$) und zur Erzeugung eines digitalen Basisband-Audiosignals ($x_{dem}(m)$).

9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 8, mit einer Einheit (NS) zur Rauschformung, zur Erzeugung eines digitalen HF-Trägersignals ($x_c(k)$) mit einer an den Digital/Analog-Wandler (A/D) angepassten, reduzierten Auflösung, sowie zur Rauschformung des HF-Trägersignals zur zumindest weitgehenden Kompensation eines durch die Reduzierung der Auflösung beeinträchtigten Signal/Rauschverhältnisses in dem DSB-AM-Frequenzband des Audiosignals.

10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 8, mit:

- einem Schalldruckpegel-Detektor/Prädiktor (SPL-DP) zur Erfassung oder Vorhersage eines Schalldruckpegels in dem digitalen DSB-AM Audiosignal ($x_{DSB}(m)$), und
- einer Einheit (GC) zur Verstärkungsregelung, die durch den Schalldruckpegel-Detektor/Prädiktor (SPL-DP) angesteuert wird und einen ersten Verstärkungsfaktor ($g_1(k)$) erzeugt, mit dem die Amplitude des digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) zur Anpassung der Empfindlich-

keit des Mikrofons an den erfassten bzw. vorhergesagten Schalldruckpegel mittels eines ersten Multiplizierers (M1) veränderbar ist.

11. Schaltungsanordnung nach Anspruch 10, bei dem die Einheit (GC) zur Verstärkungsregelung einen zweiten Verstärkungsfaktor ($g_2(m)$) durch Invertierung des ersten Verstärkungsfaktors ($g_1(k)$) in der Weise erzeugt, dass damit durch Beaufschlagung des digitalen DSB-AM Audiosignals ($x_{DSB}(m)$) mittels eines zweiten Multiplizierers (M2) die Veränderung der Amplitude des digitalen HF-Trägersignals ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) durch den ersten Verstärkungsfaktor ($g_1(k)$) zumindest weitgehend kompensiert wird.

12. Schaltungsanordnung nach Anspruch 8, bei der die Mikrofoneinheit (Cm) eine HF-Übertrager-Brückenschaltung (L_{s1} , L_{s2}) mit einem durch das Mikrofon gebildeten kapazitiven Spannungsteiler zur Erzeugung des analogen DSB-AM Audiosignals ($x_{DSB}(t)$) aufweist, wobei das DSB-AM Audiosignal ($x_{DSB}(t)$) über einen auf einen Ausgangsanschluss der Brücke abgestimmten Resonanzkreis angekoppelt wird.

Claims

1. Method for operating a condenser microphone according to a high-frequency method with amplitude modulation, **characterized by** the following steps:

- generating a digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
- generating an analogue HF carrier signal ($x_c(t)$) by digital-to-analogue conversion of the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
- generating an analogue DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(t)$) by double-sideband amplitude modulation (DSB-AM) of the analogue HF carrier signal ($x_c(t)$) by means of the microphone,
- generating a digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$) by analogue-to-digital conversion of the analogue DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(t)$), and
- demodulating the DSB-AM digital audio signal ($x_{DSB}(m)$) and generating a baseband digital audio signal ($x_{dem}(m)$).

2. The method according to claim 1, wherein the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) is generated with an oversampling at a first sampling rate ($f_{S,1}$).
3. The method according to claim 1, wherein the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$) is generated at a first high resolution that is greater than a

maximum resolution of the digital-to-analogue conversion, and wherein, prior to the digital-to-analogue conversion, a digital HF carrier signal $x_c(k)$ is generated which has a reduced second resolution adapted to the maximum resolution of the digital-to-analogue conversion, and wherein a reduction of the signal/noise ratio in the DSB-AM frequency band of the audio signal caused by the reduction of the first resolution is at least largely compensated by noise shaping.

4. The method according to claim 1, wherein the amplitude of the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) is digitally adjustable in order to modify the sensitivity of the microphone.
5. The method according to claim 1, wherein a sound pressure level in the digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$) is captured or predicted and, as a function of this sound pressure level, a first gain factor ($g_1(k)$) is generated which is applied to the amplitude of the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) in order to adapt the sensitivity of the microphone to the captured or predicted sound pressure level.
6. The method according to claim 5, wherein a second gain factor ($g_2(k)$) is generated by inverting the first gain factor ($g_1(k)$) in such a manner that, by applying it to the digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$), the modification of the amplitude of the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) by the first gain factor ($g_1(k)$) is at least largely compensated.
7. The method according to claim 1, wherein the digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$) is generated by an analogue-to-digital conversion of the analogue DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(t)$) with an oversampling at a second sampling rate ($f_{s,2}$).
8. A circuit arrangement for operating a condenser microphone according to a method according to one of claims 1 to 7, comprising:
 - a digital HF generator (CG) for generating a digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
 - a digital-to-analogue converter (D/A) for generating an analogue HF carrier signal ($x_c(t)$) from the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
 - a microphone unit (Cm) with a condenser microphone for generating an analogue DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(t)$) by double-sideband amplitude modulation of the analogue HF carrier signal ($x_c(t)$) by means of the microphone,
 - an analogue-to-digital converter (A/D) for generating a digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$) from the analogue DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(t)$), and

- a digital demodulator (Dm) for demodulating the digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$) and for generating a digital baseband audio signal ($x_{dem}(m)$).

9. The circuit arrangement according to claim 8, comprising a noise shaping unit (NS) for generating a digital HF carrier signal ($x_c(k)$) with a reduced resolution adapted to the digital-to-analogue converter (A/D), as well as for noise shaping the HF carrier signal in order to at least largely compensate a signal-to-noise ratio in the DSB-AM frequency band of the audio signal that has been adversely affected by the reduction of the resolution.
10. The circuit arrangement according to claim 8, comprising:
 - a sound pressure level detector/predictor (SPL-DP) for capturing or predicting a sound pressure level in the digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$), and
 - a gain control unit (GC) which is controlled by the sound pressure level detector/predictor (SPL-DP) and which generates a first gain factor ($g_1(k)$) with which the amplitude of the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) can be modified by means of a first multiplier (M1) in order to adapt the sensitivity of the microphone to the captured or predicted sound pressure level.
11. The circuit arrangement according to claim 10, wherein the gain control unit (GC) generates a second gain factor ($g_2(m)$) by inverting the first gain factor ($g_1(k)$) in such a manner that, by applying it to the digital DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(m)$) by means of a second multiplier (M2), the modification of the amplitude of the digital HF carrier signal ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) by the first gain factor ($g_1(k)$) is at least largely compensated.
12. The circuit arrangement according to claim 8, wherein the microphone unit (Cm) comprises a HF transformer bridge circuit (L_{s1} , L_{s2}) with a capacitive voltage divider formed by the microphone in order to generate the analogue DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(t)$), wherein the DSB-AM audio signal ($x_{DSB}(t)$) is decoupled via a resonant circuit tuned to an output terminal of the bridge.

Revendications

1. Procédé destiné à faire fonctionner un microphone à condensateur selon un procédé à haute fréquence avec modulation d'amplitude, **caractérisé par** les étapes suivantes :

- production d'un signal porteur HF numérique ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
 - production d'un signal porteur HF analogique ($x_c(t)$) par conversion numérique/analogique du signal porteur HF numérique ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
 - production d'un signal audio analogique modulé en amplitude à double bande, MADB, ($x_{DB}(t)$) par modulation d'amplitude à double bande du signal porteur HF analogique ($x_c(t)$) au moyen du microphone,
 - production d'un signal audio numérique modulé en amplitude à double bande, MADB, ($x_{DB}(m)$) par conversion analogique/numérique du signal audio analogique MADB ($x_{DB}(t)$), et
 - démodulation du signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$) et production d'un signal audio numérique à bande de base ($x_{dem}(m)$).
2. Procédé selon la revendication 1, pour lequel le signal porteur HF numérique ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) est produit de façon suréchantillonnée avec un premier taux de balayage ($f_{s,1}$).
3. Procédé selon la revendication 1, pour lequel le signal porteur HF numérique ($x_{c,h}(k)$) est produit avec une première résolution élevée, qui est plus grande qu'une résolution maximale lors de la conversion numérique/analogique et pour lequel un signal porteur HF numérique ($x_c(k)$) est produit avant la conversion numérique/analogique, qui comporte une deuxième résolution réduite adaptée à la résolution maximale lors de la conversion numérique/analogique et pour lequel une diminution du rapport signal/bruit causé par la réduction de la première résolution dans la bande de fréquences MADB du signal audio est au moins largement compensée par la formation de bruit.
4. Procédé selon la revendication 1, pour lequel l'amplitude du signal porteur HF numérique ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) peut être réglée de façon numérique pour modifier la sensibilité du microphone.
5. Procédé selon la revendication 1, pour lequel un niveau de pression acoustique dans le signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$) est saisi ou prédit et en fonction de cela un premier facteur d'amplification ($g_1(k)$) est produit avec lequel l'amplitude du signal porteur HF numérique ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) est sollicitée pour l'adaptation de la sensibilité du microphone au niveau de pression acoustique saisi ou prédit.
6. Procédé selon la revendication 5, pour lequel un deuxième facteur d'amplification ($g_2(m)$) est produit par inversion du premier facteur d'amplification ($g_1(k)$) de telle manière qu'avec cela la modification de l'amplitude du signal porteur HF numérique ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) est au moins largement compensée par le premier facteur d'amplification ($g_1(k)$) en sollicitant le signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$).
7. Procédé selon la revendication 1, pour lequel le signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$) est produit par une conversion analogique/numérique suréchantillonnée avec un deuxième taux de balayage ($f_{s,2}$) du signal audio analogique MADB ($x_{DB}(t)$).
8. Agencement de circuit destiné à faire fonctionner un microphone à condensateur selon un procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, avec :
- un générateur HF numérique (CG) pour produire un signal porteur numérique HF ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
 - un convertisseur numérique/analogique (N/A) pour produire un signal porteur analogique HF ($x_c(t)$) à partir du signal porteur numérique HF ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$),
 - une unité de microphone (Cm) avec un microphone à condensateur pour produire un signal audio analogique MADB ($x_{DB}(t)$) par modulation d'amplitude à double bande du signal porteur analogique HF ($x_c(t)$) au moyen du microphone,
 - un convertisseur analogique/numérique (A/N) pour produire un signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$) à partir du signal audio analogique MADB ($x_{DB}(t)$), et
 - un démodulateur numérique (Dm) pour la démodulation du signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$) et pour la production d'un signal audio numérique à bande de base ($x_{dem}(m)$).
9. Agencement de circuit selon la revendication 8, avec une unité (NS) de formation de bruit pour produire un signal porteur numérique HF ($x_c(k)$) avec une résolution réduite, adaptée au convertisseur numérique/analogique (N/A) ainsi que pour la formation de bruit du signal porteur HF pour une compensation au moins large d'un rapport signal/bruit influencé par la réduction de la résolution dans la bande de fréquences MADB du signal audio.
10. Agencement de circuit selon la revendication 8, avec :
- un détecteur/prédicteur de niveau de pression acoustique (DPNPA) pour la saisie ou la prédiction d'un niveau de pression acoustique dans le signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$), et
 - une unité (GC) pour la régulation d'amplification, qui est pilotée par le détecteur/prédicteur de niveau de pression acoustique (DPNPA) et produit un premier facteur d'amplification ($g_1(k)$)

avec lequel l'amplitude du signal porteur numérique HF ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) peut être modifiée pour adaptation de la sensibilité du microphone au niveau de pression acoustique saisi ou prédit au moyen d'un premier multiplicateur (M1).

5

11. Agencement de circuit selon la revendication 10, pour lequel l'unité (GC) pour la régulation d'amplification produit un deuxième facteur d'amplification ($g_2(m)$) par inversion du premier facteur d'amplification ($g_1(k)$) de telle manière qu'avec cela, la modification de l'amplitude du signal porteur numérique HF ($x_{c,h}(k)$; $x_c(k)$) est au moins largement compensée par le premier facteur d'amplification ($g_1(k)$), en sollicitant le signal audio numérique MADB ($x_{DB}(m)$) au moyen d'un deuxième multiplicateur (M2).
- 10
- 15
12. Agencement de circuit selon la revendication 8, pour lequel l'unité de microphone (Cm) comporte un montage en pont - transmetteur HF (L_{s1} , L_{s2}) avec un diviseur de tension capacitif formé par le microphone pour la production du signal audio analogique MADB($x_{DB}(t)$), sachant que le signal audio MADB($x_{DB}(t)$) est découplé par un circuit de résonance accordé sur une connexion de sortie du pont.
- 20
- 25

30

35

40

45

50

55

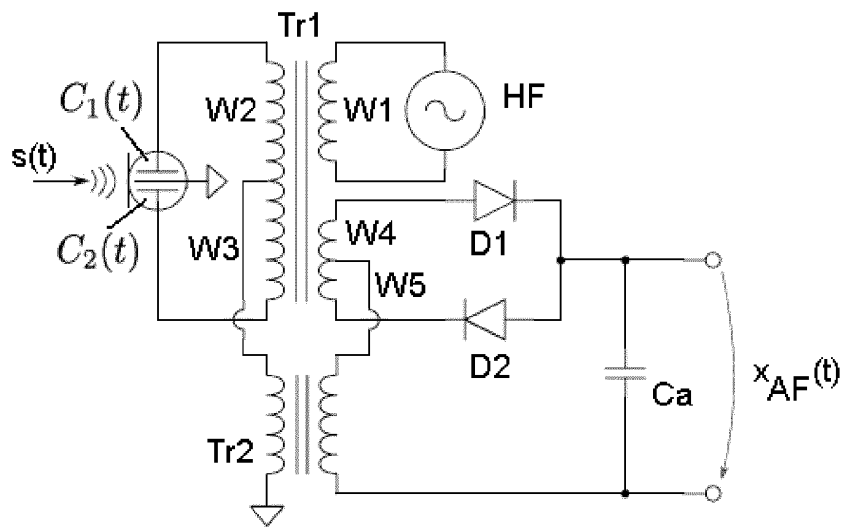


FIG. 1

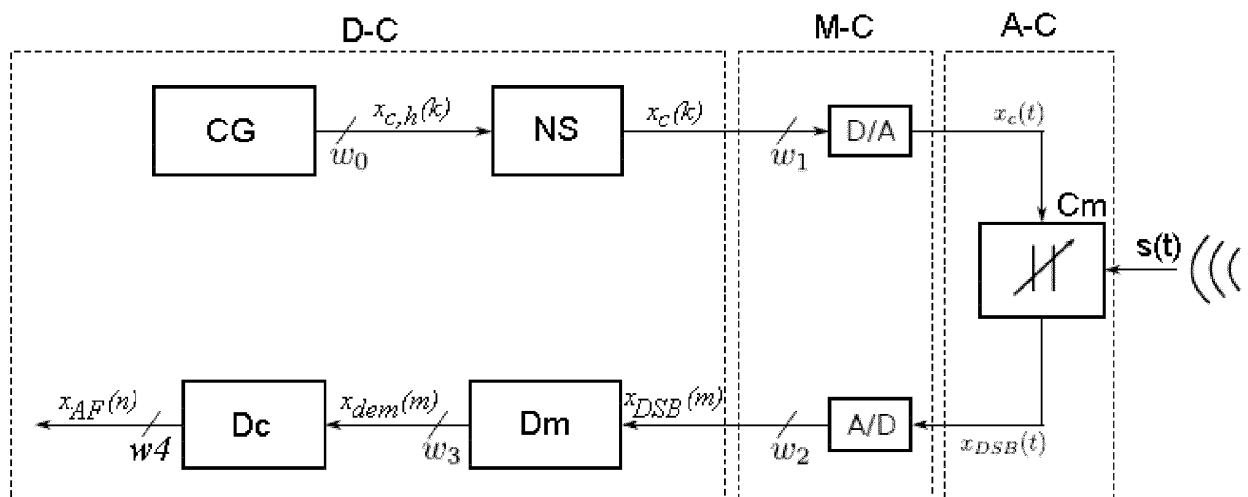


FIG. 2

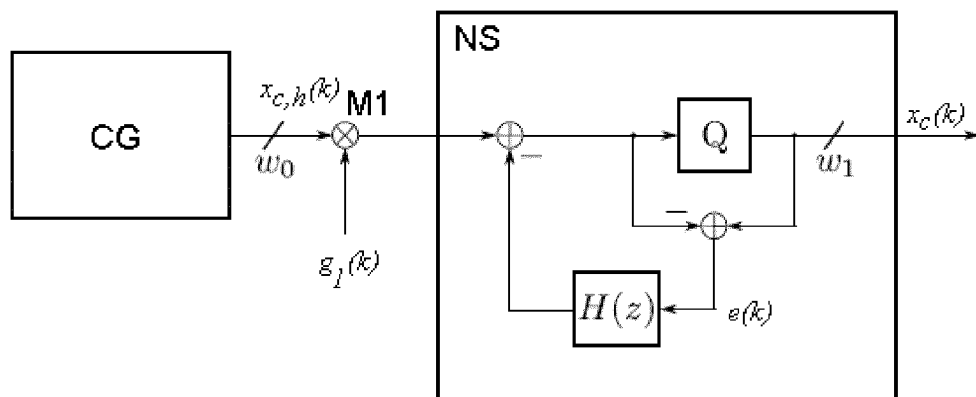


FIG. 3

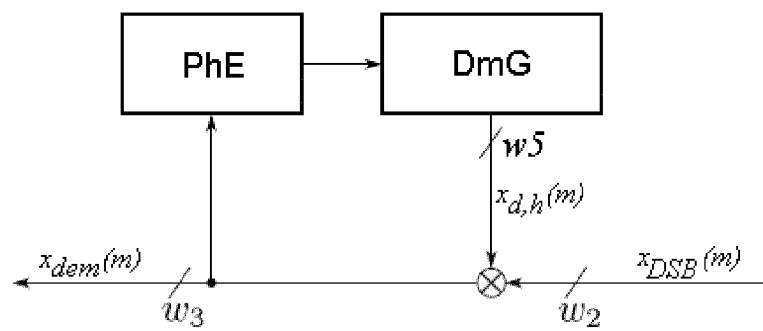


FIG. 4

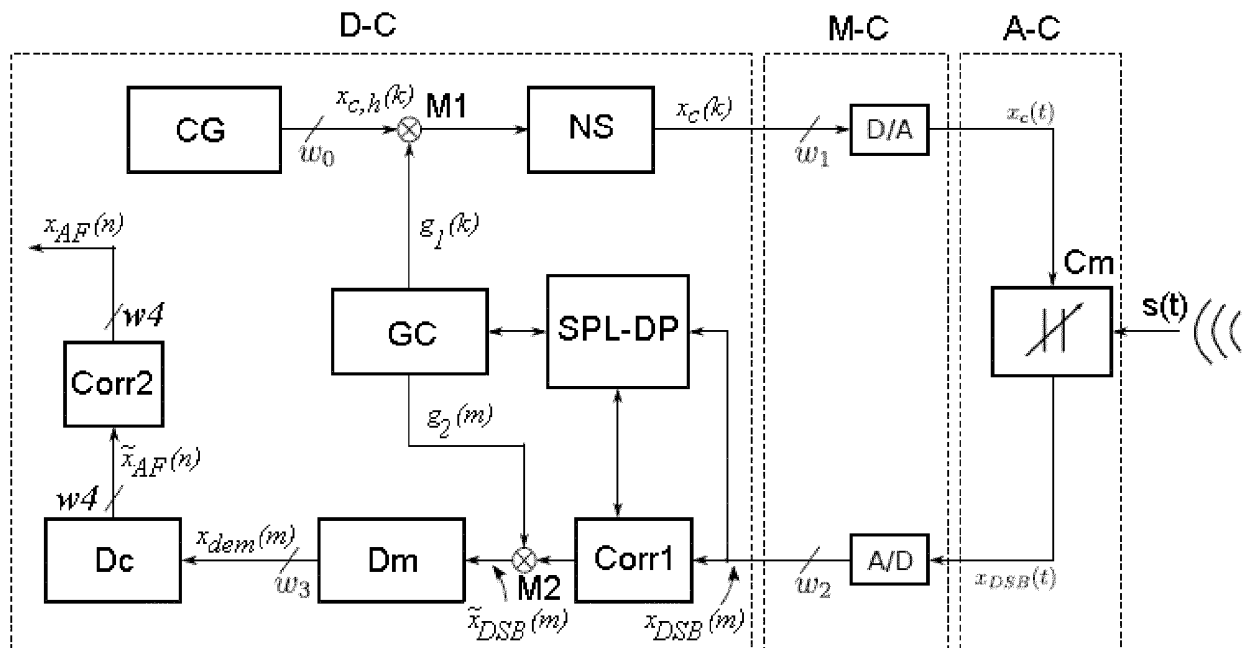


FIG. 5

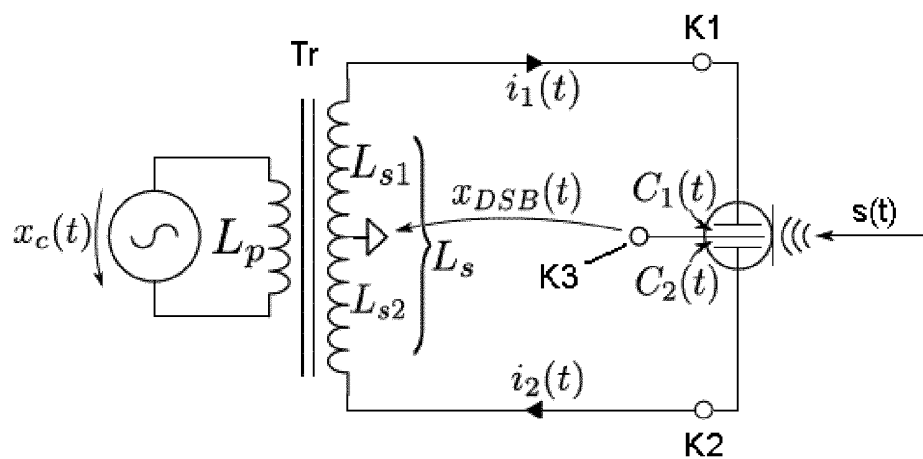


FIG. 6

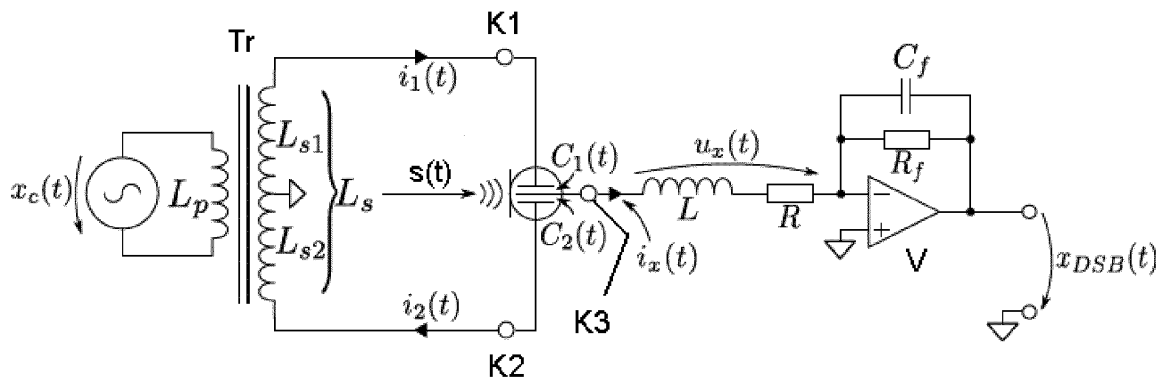


FIG. 7

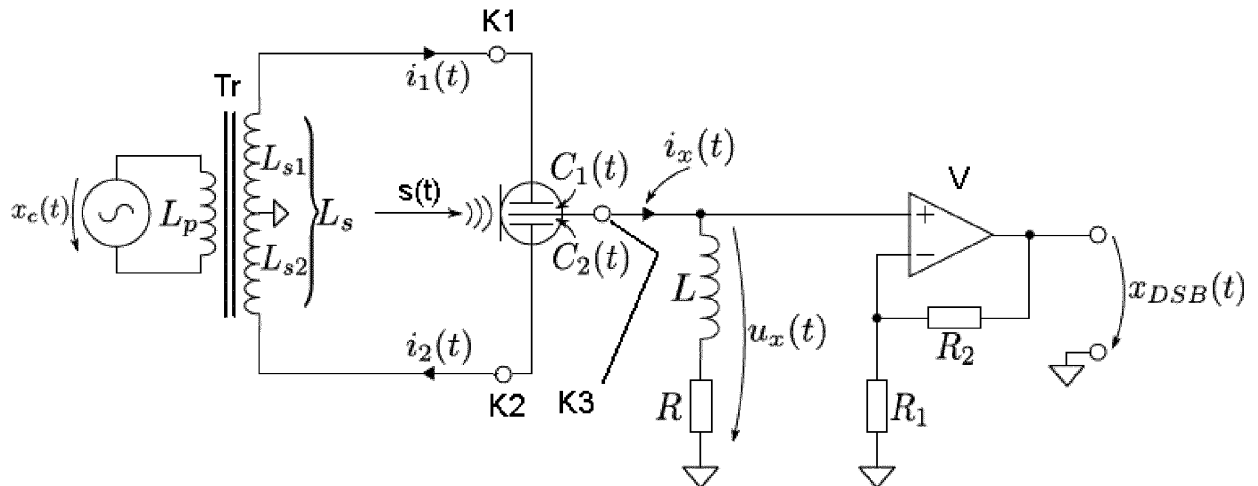


FIG. 8

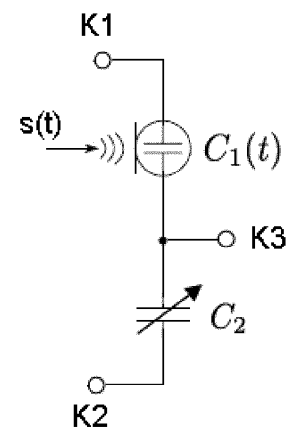


FIG. 9

IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- DE 4300379 A1 **[0010]**
- DE 102010000686 A1 **[0010]**
- US 6697493 B1 **[0012]**
- US 20080219474 A1 **[0013]**

In der Beschreibung aufgeführte Nicht-Patentliteratur

- *IEEE Sensors Journal*, Februar 2011, vol. 11 (2), 296-304 **[0014]**