

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11)

EP 0 145 997 B2

(12)

NEUE EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des
Hinweises auf die Entscheidung über den
Einspruch:
10.01.1996 Patentblatt 1996/02

(51) Int Cl.⁶: **H04R 3/04**

(45) Hinweis auf die Patenterteilung:
06.11.1991 Patentblatt 1991/45

(21) Anmeldenummer: **84114089.0**

(22) Anmeldetag: **22.11.1984**

(54) **Einrichtung zur Kompensation von Wiedergabefehlern eines elektroakustischen Wandlers**

Reproduction errors compensation device for electroacoustic transducers

Dispositif de compensation d'erreurs de reproduction de transducteurs électroacoustiques

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE FR GB IT NL SE

(30) Priorität: **28.11.1983 DE 3343027**
15.05.1984 DE 3418047

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
26.06.1985 Patentblatt 1985/26

(73) Patentinhaber: **Pfleiderer, Peter Michael,**
Dipl.-Ing.
D-80331 München (DE)

(72) Erfinder: **Pfleiderer, Peter Michael, Dipl.-Ing.**
D-80331 München (DE)

(74) Vertreter: **Grünecker, Kinkeldey,**
Stockmair & Schwanhäusser Anwaltssozietät
D-80538 München (DE)

(56) Entgegenhaltungen:
EP-A- 0 084 402 EP-A- 0 094 762
DE-A- 2 600 905 DE-A- 3 213 513
GB-A- 2 068 678 US-A- 3 988 541
US-A- 4 052 560 US-A- 4 109 107
US-A- 4 113 983 US-A- 4 340 778

- JOURNAL OF THE AUDIO ENGINEERING SOCIETY, Band 22, Nr. 10, Dezember 1974, Seiten 770-776, New York, US, P.E. Allen: "Practical considerations of active filter design"
- Tittze/Schenk, "Halbleiter Schaltungstechnik", 3. Auflage, 1976, Seiten 350, 351, 357 und 358, Seite 333; Auflage 1980, Seiten 322 bis 326

- Greiner/Schoessow, "Electronic Equalisation of Sealed-Box Loudspeakers", erschienen in "J. Audio Eng. Soc.", Band 30, Nr 12, Dezember 1982, Seiten 906 bis 911
- Lücker, "Grundlagen digitaler Filter" erschienen im Springer Verlag, 1980, Seiten 1 bis 7
- Philippow, "Taschenbuch der Elektrotechnik", Band 1, Carl Hanser Verlag München Wien, 1976, Seite 714
- Philippow, "Taschenbuch der Elektrotechnik", Band 2, Carl Hanser Verlag München Wien, 1977, Seiten 263, 295, 298, 299, 472, 762,
- Kowalski, "Aktive RC-Filter", Militärverlag der DDR, Berlin 1981, Seiten 8, 11, 14, 42
- Saal, "Handbuch zum Filterentwurf", Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft AEG-TELEFUNKEN, Berlin und Frankfurt am Main, 1979, Seiten 62 und 71
- Fliege, "Linearschaltungen mit Operationsverstärkern", Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1979, Seiten 240 bis 247
- Adler/Neihold, "Elektronische Anlagen und Hybridrechner", Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1974, Seiten 100 und 101
- Baier, "Elektronik Lexikon", Frankh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1982, Seite 121
- Neufang, "Lexikon der Elektronik", Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig/Wiesbaden, Juni 1983, Seite 90
- Acustica, Vol. 70, (1990), Seiten 56 und 59 (Fig. 5)

EP 0 145 997 B2

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf eine Einrichtung nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Alle elektroakustischen Wandler sind mechanische Schwingssysteme, die durch Eigenwerte wie Federkonstante, Masse, sowie Dämpfung gekennzeichnet sind. Lautsprecher, d.h. Wandler, die elektrische Signale empfangen und akustische Signale abgeben, werden durch den Strom eines Verstärkers z.B. mit Hilfe einer Schwingspule zu erzwungenen Schwingungen angeregt und bedämpft. Umgekehrt stellen Mikrofone Wandler dar, die akustische Signale in elektrische Signale umsetzen. Bei elektrodynamischen Mikrofonen geschieht dies ebenfalls mit Hilfe einer an einer Membran befestigten Schwingspule. Elektrodynamische Tonabnehmersysteme nehmen auch mechanische Schwingungen auf und erzeugen elektrische Signale mit Hilfe von Schwingspulen. Aus diesem Grunde bestehen zwischen elektrodynamischen Mikrofonen und elektrodynamischen Tonabnehmersystemen keine grundsätzlichen Unterschiede.

Durch das Konstruktions- bzw. Funktionsprinzip der Zusammenkoppelung der verschiedenen Einflüsse, die sich auch gegenseitig wieder beeinflussen, ergeben sich zwei gravierende Hauptfehler, die gleichermaßen für elektrodynamische Lautsprecher und Mikrofone gelten.

1.) Fehler im Amplitudenfrequenzgang

Aufgrund der Eigenwerte des Schwingensystems ergibt sich über einen größeren Frequenzbereich eine charakteristische Übertragungsfunktion. Typisch für den sogenannten Amplitudenfrequenzgang ist z.B. der nichtlineare Verlauf mit Resonanzstellen und der geringe Wirkungsgrad am oberen und unteren Ende des Übertragungsbereichs. Als Beispiel hierfür zeigt ein üblicher, weich aufgehängter, in ein geschlossenes Gehäuse eingebauter Baßlautsprecher von ca. 30 cm Ø bei 20 Hz nur eine geringe Schalldruckwirkung mit zu kleinen Amplitudenwerten, erzielt aber bei seiner Resonanzfrequenz im Bereich von ca. 40 - 80 Hz Überlautstärke mit zu großen Amplitudenwerten und nimmt gegen hohe Frequenzen wieder an Wirksamkeit in der Schallübertragung durch zu kleine Amplitudenwerte ab. Anschaulich ist das Amplitudenverhältnis über das auf die Resonanzfrequenz bezogene Frequenzverhältnis in Fig. 1 mit unterschiedlichem Dämpfungsfaktor α dargestellt. Diese Darstellung ist bekannter Stand der Technik und wird hier nicht weiter erläutert.

2.) Fehler im Phasenfrequenzgang

Aufgrund der Masse und der Dämpfung des Schwingensystems werden bei impulsartig einsetzenden Schwingungen jeder Frequenz deutlich erkennbar die Ein- und Ausschwingvorgänge verzerrt. Dies kommt daher, daß solche Schwingensysteme, unterhalb und oberhalb der Resonanzfrequenz angeregt, verschiedene Phasenlagen gegenüber dem anregenden Signal haben. Anschaulich ist der Phasenwinkelverlauf über das auf die Resonanzfrequenz bezogene Frequenzverhältnis in Fig. 2 für verschiedene Dämpfungsfaktoren α dargestellt. Auch diese Darstellung ist bekannter Stand der Technik und wird hier nicht weiter erläutert.

Die Membran fängt bei Schwingungsimpulsen oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz an, sich gleichsinnig zu bewegen, erreicht aber im Fall von Impulsen in der Nähe und unter der Resonanzfrequenz, vor allem während der ersten halben Schwingungsperiode, nur geringe Amplitudenwerte, da sich im Einschwingvorgang die Phasenverschiebung vollzieht. Erst wenn sich die der Frequenz entsprechende Phasenverschiebung vollzogen hat, werden die dem anregenden Signal entsprechenden Amplitudenwerte, allerdings phasenverschoben, erreicht.

Impulsartige Schwingungseinsätze, wie das Anreißen einer Gitarrensaite, das Anschlagen eines Tons am Klavier oder das Schlagen auf eine Trommel, zeigen beim ersten Anschlag das Amplitudenmaximum und schwingen dann in der angerissenen Tonfrequenz. Ein Lautsprechersystem oder Mikrofon, das im Bereich seiner Resonanzfrequenz betrieben wird, muß bei solchen Impulsen erst langsam einschwingen, bis es die der Frequenz entsprechende Phasenlage hat, und erreicht erst dann je nach Güte meist nach einer oder zwei vollen Schwingungsperioden die Maximalamplitude. Bei plötzlicher Bedämpfung, dadurch, daß die schwingende Gitarren- oder Klaviersaite oder das Fell der Trommel plötzlich angehalten werden, schwingt der Wandler mindestens um eine durch die Phasenverschiebung vorgegebene Zeitdauer nach. Im anschließenden Ausschwingvorgang wird die mehr oder weniger gut bedämpfte Eigen- oder Resonanzfrequenz des Wandlers erkennbar.

Nur reine Sinustöne wertet das menschliche Gehör lautstärkemäßig nach der Amplitude aus. Tongemische, aus denen Musik immer besteht, werden anhand der Hüllkurve ausgewertet.

Während die Klangverfälschungen des Wandlersystems durch Fehler im Amplitudenfrequenzgang, die als zu laute oder zu leise Tonlagen wahrgenommen werden, bei der Musikübertragung selten stören, da man sowieso nie genau beurteilen kann, ob nicht der Musiker selbst diese Tonlage lauter oder leiser gespielt hat, werden Fehler bei den Ein- und Ausschwingvorgängen besonders bei impulsreicher Musik als Klangverfärbung wahrgenommen. Durch die Ein- und Ausschwingfehler wird die Hüllkurve (Envelope) verändert. Außerdem beeinträchtigen Phasenfehler die Ortbarkeit der Schallquellen und erzeugen dadurch eine künstliche Räumlichkeit. Vor allem die Fehler bei den Ein- und Aus-

schwingvorgängen sowie eine beeinträchtigte Ortbarkeit der Schallquellen lassen den Hörer erkennen, daß die Musik nicht live ist.

Verfahren, die mit Equalizern die unterschiedliche Lautstärkebeeinflussung in den verschiedenen Frequenzbereichen ermöglichen und damit den ersten Fehler, also allein den Amplitudenfrequenzgang, verbessern, sind bekannt. Nachteilig hierbei ist, daß die Fehler im Phasenfrequenzgang und damit die Ein- und Ausschwingvorgänge sowie die Ortbarkeit nicht verbessert, sondern eher noch verschlechtert werden.

Aus der DE-C-31 30 353 ist auch bereits ein Verfahren bekannt, das allein die Ein- und Ausschwingfehler verbessert. Nachteilig hierbei ist, daß, wenn keine Impulse im Tonmaterial vorkommen, der Fehler im Amplitudenfrequenzgang nicht verbessert wird.

Es wurde auch versucht, die prinzipbedingt entstehenden Fehler der dynamischen Wandler bei der Umsetzung von einer elektrischen in eine akustische Schwingung durch Rückkopplung zu kompensieren. Fig. 3 zeigt die bekannte Anordnung eines Lautsprechers mit einem Sensor für die Membranbewegung.

Hierzu wird die Bewegung der Membran kapazitiv, induktiv, piezoelektrisch oder optisch abgetastet und die so erzeugten elektrischen Istwertsignale mit den Sollwertsignalen verglichen. Die Nachregelung erfolgt über einen Differenzverstärker. Die kapazitiven Bewegungsaufnehmer erfassen neben der Gesamtmembranbewegung aber auch sämtliche Partialschwingungen der Membran, die induktiven Aufnehmer bewegen sich im stark wechselnden Magnetfeld, das durch die stromdurchflossene Erregerwicklung beeinflusst wird. Sie erlauben deshalb nur eine grobe Fehlererkennung. Die Piezo-Aufnehmer sind relativ schwer und vergrößern durch ihr Eigengewicht den ursächlich zu korrigierenden Fehler. Für den Mittel- und Hochtonbereich sind sie nicht einsetzbar. Die optischen Aufnehmer mit eigener Steuerelektronik sind unwirtschaftlich teuer.

Wegen der phasendrehenden Eigenschaften des Lautsprechers und des Aufnehmers würde der Regelkreis bei hoher Schleifenverstärkung ins Schwingen geraten. Um dieses zu verhindern, muß die Schleifenverstärkung auf kleine Werte, z.B. 20, reduziert werden, was die Wirksamkeit der Rückkopplung stark beeinträchtigt.

Durch Nachregelung wird außerdem immer nur jeweils der auftretende Amplitudenfehler erkennbar, erfaßbar und regelbar.

Wenn bei Impulsen Fehler in der Phasenlage auftreten, äußern sie sich z.B. in zu kleinen Amplituden. Eine reine Amplitudennachregelung erfordert aber in dem Fall des noch gegenphasigen Einschwingens überhohe Korrekturstromimpulse, die der Verstärker dadurch, daß er seine Leistung schon für den Musikimpuls zur Verfügung stellte, meist nicht liefern kann. Im übrigen können derartige Nachregelungen der Membran erst mit einiger Verzögerung nach Auftreten des Fehlers wirksam werden und somit, besonders bei falscher Phasenlage, die Fehler nie grundsätzlich verhindern.

Bei hohen Amplitudenänderungen, wie sie in der modernen Unterhaltungs- und Tanzmusik häufig auftreten, kann es durch die hohen Nachregelungskorrektursignale zu kurzfristigen Übersteuerungen des Endverstärkers und damit zu hohen Klirrfaktoren kommen.

Während die Nachregelung in der Praxis bei den Amplitudenfehlern in der Übertragungsfunktion des Lautsprechers z.B. bei seiner Resonanzfrequenz über mehrere Schwingungsperioden einwirkend ausgleichend wirken kann, zeigt sie bei der von der Phasenlage abhängigen Verbesserung der Ein- und Ausschwingvorgänge bei plötzlichen Amplitudenänderungen in der entscheidenden ersten halben Schwingungsperiode nur wenig Wirkung. Nachregelungen der beschriebenen Art lassen sich naturgemäß bei Mikrofonen und Tonabnehmern nicht anwenden.

Um die Probleme mit den Sensoren an der Lautsprechermembran zu vermeiden, wurde auch schon versucht, mit Hilfe einer elektrischen Nachbildung des Lautsprechers als Ersatzschaltung nach Fig. 4 zu arbeiten.

Bei dieser aus passiven Bauteilen, mit Spulen, Kondensatoren und Widerständen aufgebauten elektrischen Ersatzschaltung hängen die verschiedenen Kennwerte und Parameter voneinander ab und wirken in gleicher Weise wie beim elektrodynamischen Lautsprecher zusammen. Ändert sich beim elektrodynamischen Wandler z.B. seine schwingende Masse, so hat dies Änderungen seiner Phasenfehler im Tief- und im Hochtonbereich sowie Änderungen im gesamten Übertragungsbereich des Schalldruckverlaufs zur Folge. Jede Veränderung eines Werts der passiven Bauteile der elektrischen Ersatzschaltung wirkt sich somit im gesamten Übertragungsbereich der Ersatzschaltung aus und ist nicht auf einen begrenzten Frequenzabschnitt des Übertragungsbereichs der Schaltung beschränkt, wie es beispielsweise bei Einstellmaßnahmen mit Hilfe von Equalizern der Fall ist.

Die elektrischen Werte als Beispiel für einen Baß-, Mittel- und Hochtonlautsprecher nach Fig. 4 sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt und zeigen große Unterschiede auf.

	Baß	Mitteltöner	Hochtöner
C	172 μ F	62.7 μ F	4.3 μ H
L	34.8 mH	7 mH	2.1 mH
R	40 Ω	13.2 Ω	3.1 Ω

Fortsetzung der Tabelle auf der nächsten Seite

(fortgesetzt)

	Baß	Mitteltöner	Hochtöner
R_s (Schwingspule)	6.8 Ω	7.2 Ω	4.9 Ω
L_s (Schwingspule)	1.1 mH	0.35 mH	0.07 mH
Resonanzfrequenz	65 Hz	240 Hz	1650 Hz

Ein anderer Baßlautsprecher mit 37 Hz Resonanzfrequenz kann aber bereits durchaus Werte von $C = 300 \mu\text{F}$, $L = 60 \text{ mH}$ und $R = 50 \Omega$ haben. Auf verschiedene Lautsprecher abgleichbare passive Bauteile in diesem Größenordnungsbereich sind nur mit unverhältnismäßig großem, unwirtschaftlichem Aufwand machbar.

Durch eine Ersatzschaltung für den tatsächlichen Lautsprecher versuchte man, ein besseres Korrektursignal zu bekommen. Die Ersatzschaltung wird dazu in einen Rückkopplungskreis nach Fig. 5a eingesetzt. Der Nachteil dieser Schaltung ist, daß diskret mit Spulen, Kondensatoren und Widerständen aufgebaute Ersatzschaltungen, sowie auch die elektrodynamischen Wandler selbst, schon bei kleinen Bauteil- und Fertigungstoleranzen bereits erhebliche Unterschiede im zusammengebauten Endprodukt aufweisen. Eine solche mit diskreten Bauteilen aufgebaute Ersatzschaltung ist deshalb nur schlecht an die tatsächlichen Lautsprecherverhältnisse anzugleichen, nicht abstimmbare und teuer. Die diskret mit Spulen, Kondensatoren und Widerständen aufgebaute Ersatzschaltung nach Fig. 4 kann auch invers in Reihe mit dem Lautsprecher angeordnet sein (Fig. 5b), was aus der US-A-3 988 541 bekannt ist. Hierbei wurde außerdem auch der Strom eingeprägt, um die Anteile der Schwingspulenimpedanz und Schwingspuleninduktivität in der Ersatzschaltung vernachlässigen zu können. Aber auch hier bleiben die Nachteile der großen Bauteiltoleranzen von Lautsprecher und Ersatzschaltung und der fast unmöglichen Abgleichbarkeit für einen bestimmten Lautsprecher, die dieses Verfahren für die Praxis nicht anwendbar machen.

Es ist auch nicht möglich, die vorstehend beschriebenen Nachteile der mit diskreten Bauteilen aufgebauten elektrischen Ersatzschaltung eines Lautsprechers zu umgehen, indem man seine leichter abstimmbare elektrische Ersatzschaltung als Analogrechenschaltung mit aktiven Bauteilen nach Fig. 6 verwendet. Da die exakte elektrische Nachbildung für ein Lautsprechersystem als Analogrechenschaltung bereits aus mehreren Rückkopplungen besteht und durch eine weitere Rückkopplung die Eigenwerte verändert, kann sie nicht wie eine mit passiven Bauteilen aufgebaute Lautsprecherersatzschaltung nach Fig. 5a in einen Rückkopplungszweig geschaltet werden. Die Schaltung wird dadurch auch instabil und kommt ins Schwingen.

Die Analogrechenschaltung für den Lautsprecher sinngemäß nach Fig. 5b invers in Reihe mit dem Lautsprecher zu betreiben, geht auch nicht, weil diese wie alle elektronischen Schaltungen mit Operationsverstärkern nur in einer Richtung arbeitet und ein Vertauschen der Ein- und Ausgänge zur Wirkungsumkehr nicht möglich ist.

Aus der US-A-4 052 560 ist eine Kompensationseinrichtung der eingangs genannten Art für Wiedergabebefehle eines elektroakustischen Wandlers bekannt, die zur Begradigung des Schalldruckverlaufs am oberen und unteren Ende des Übertragungsbereichs von elektrodynamischen Lautsprechern eingesetzt wird. Die Schaltungsanordnung besteht aus aktiven Bauteilen. Die einzelnen Schaltungsabschnitte bzw. Filter sind zur separaten Kompensation von Fehlern in unterschiedlichen Frequenzbereichen wirksam, d.h. Einstellmaßnahmen in einem Schaltungsabschnitt betreffen nur den entsprechenden Frequenzbereich und wirken sich nicht auf den gesamten Übertragungsbereich des Wandlers aus. Das komplexe Übertragungsverhalten des Wandlers und seine Übertragungsfehler vermag die bekannte Schaltungsanordnung daher nicht voll zu berücksichtigen bzw. zu kompensieren. Es ist zwar eine annähernde Linearisierung des Frequenzgangs bzw. Schalldruckverlaufs vorgesehen. Nach Durchführung der Kompensation sind indessen noch deutliche Phasenfehler vorhanden.

Gemäß einem Vorschlag von R. A. Greiner und M. Schoessow, "Electronic Equalization of Closed-Box Loudspeakers", J. Audio Eng. Soc., 1983, Seiten 125 - 134 werden zur Verbesserung des Frequenzgangs und des Einschwingverhaltens eines Lautsprechersystems die Pole der Übertragungsfunktion des Wandlers durch Nullstellen in der Übertragungsfunktion eines äquivalenten elektronischen Filters bzw. Equalizers ausgeglichen. Eine verzerrungsfreie Wiedergabe von Rechteckimpulsen ermöglicht dieser Vorschlag nicht.

Aus der US-A-4 340 778 ist auch bereits bekannt, durch eine Schaltung den Einfluß der Schwingspule, des akustischen Wirkungsgrades, der mechanischen Aufhängung, der Dämpfung usw. jeweils einzeln zu kompensieren. Dabei werden mehrere Kompensationsschaltungen nacheinander angeordnet. Da aber alle Einflüsse des mechanischen Schwingsystems des elektrodynamischen Lautsprechers voneinander abhängig sind und sich auch gegenseitig wieder beeinflussen, können solche nur in begrenzten Frequenzbereichen wirksamen Kompensationsschaltungen die Fehler nicht wirksam verhindern, sondern schaffen vielmehr neue, andere Fehler, die sich ebenfalls als Klirrfaktoren oder Klangverfälschungen äußern.

Schaltungen zur beliebigen Beeinflussung des Schalldruckverlaufs von Lautsprechern sind Equalizer. Diese Filterschaltungen eignen sich zur Linearisierung des Schalldruckverlaufs bzw. zur Begradigung des Amplitudenfrequenzgangs. Bei den sogenannten graphischen Equalizern ist der Übertragungsbereich von 20 bis 20000 Hz in

vorher festgelegte, frequenzmäßig begrenzte Teilbereiche aufgeteilt, in denen jeweils Korrekturen durchgeführt werden. Eine Einstellung für andere Korrekturbereiche ist nicht möglich. Die sogenannten parametrischen Equalizer, von denen die US-A-4 052 560 eine Schaltungsanordnung beschreibt, ermöglichen auch die nachträgliche Einstellung von speziellen Teilfrequenzbereichen und der Filtercharakteristik, wodurch eine Anpassung an beliebige Korrekturstellen erfolgen kann.

Bei den graphischen Equalizern wird in der Regel der Phasenfrequenzgang des Wandlers nicht verbessert, sondern häufig noch der Phasenfehler der Equalizerschaltungen diesem überlagert. Auch die parametrischen Equalizer ermöglichen prinzipbedingt nur sehr beschränkte Verbesserungen des Phasenfrequenzgangs.

Ein wesentlicher Vorteil der Equalizer ist die Beschränkung der Einstellmöglichkeiten von deren aktiven Filtern auf relativ kleine Teilfrequenzbereiche, wodurch die Einstellung beliebiger, auch linearer Schalldruckverläufe relativ einfach und übersichtlich ist.

Die komplexen Zusammenhänge der einzelnen Parameter beim elektrodynamischen Wandler, die sich in ihrer gegenseitigen Abhängigkeit über den gesamten Übertragungsbereich erstrecken, werden bei den Equalizern nur unzureichend erfaßt. Durch die annähernde Liniarisierung des Schalldruckverlaufs wird der Phasenfrequenzgang mitbeeinflusst, wird jedoch nicht richtig kompensiert. Durch die Korrektur jeweils in Frequenzteilbereichen wird dem komplexen Gesamtzusammenhang des elektrodynamischen Wandlers nicht ausreichend Rechnung getragen. Statt einer Kompensation der Phasenfehler werden diese höchstens auf kleinere Werte gebracht.

Dies ist ausgeführt in V. Staggs, "Transient-Response Equalization of Sealed-Box Loudspeakers", J. Audio Eng. Soc., 1982, Seiten 906 bis 910, wobei Maßnahmen im Frequenzbereich der Resonanzfrequenz des Wandlers und eines kleinen Teils des darunter stark abfallenden Baßbereichs beschränkt sind. Es werden mehrere Filtercharakteristiken in bezug auf die sich ergebenden Einschwingungsverzerrungen miteinander verglichen. Bei Verwendung biquadratischer Filter mit niedriger Ordnung ergeben sich demnach bessere Einschwingvorgänge als mit einfachen Hochpaß-Filtern höherer Ordnung. In beiden Fällen aber bleiben Fehler bei den Einschwingvorgängen deutlich nachweisbar erhalten. Dies bestätigt, daß mit allen Filtern, die nur in begrenzten Frequenzabschnitten des Übertragungsbereichs eines elektrodynamischen Lautspechers eingesetzt werden, dessen Phasenfehler nur unzureichend kompensiert werden können.

In zahlreichen Literaturstellen ist eine Baßentzerrung im unteren Frequenzbereich beschrieben. Die bekannten Schaltungen erfassen oft gar nicht das gesamte mechanische Schwingssystem des elektrodynamischen Lautspechers in seinem vollen Übertragungsbereich. Außerdem werden diese Schaltungen oft nicht einem einzigen elektrodynamischen Lautsprecher zugeordnet, sondern sie sind Mehrwege-Lautsprecherboxen vorgeschaltet, die Hoch-, Mittel- und Baßlautsprecher sowie eine Frequenzweiche enthalten. Da aber Frequenzweichen selbst Phasenfehler hervorrufen und die Phasenfehler zweier Teilfrequenzlautsprecher bei ihrer Überlagerung weitere Fehler erzeugen, kann durch solche Maßnahmen eigentlich nur der Schalldruckverlauf begradigt werden, die Kompensation der Phasenfehler ist nicht möglich.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Einrichtung zur Kompensation von Wiedergabefehlern eines elektrodynamischen, insbesondere nach dem elektrodynamischen Prinzip arbeitenden Wandlers anzugeben, durch welche die im elektrischen Abschnitt des Übertragungswegs auftretenden Signale so verändert werden, daß die systembedingten Fehler mindestens weitgehend ausgeglichen werden. Die Kompensationseinrichtungen sollen aus preiswerten aktiven elektronischen Bauteilen und Einstellgliedern bestehen und in weiten Bereichen auf verschiedene Wandlertypen leicht und individuell einstellbar sein.

Diese Aufgabe wird durch die Merkmale im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 gelöst.

Dadurch, daß die unterschiedlichen Lautsprecherexemplare des gleichen Typs schon bei kleinen Bauteil- und Fertigungstoleranzen große elektrische Unterschiede haben, bedeutet die leichte, individuelle Einstellbarkeit auf das jeweilige Exemplar einen erheblichen Vorteil.

Die Vorteile der Kompensationsschaltung werden noch deutlicher, wenn man berücksichtigt, daß die leichte Einstellbarkeit nicht nur auf Lautsprecher des gleichen Serientyps, sondern sogar auf so unterschiedliche Lautsprechertypen wie Tief-, Mittel- oder Hochtöner genauso leicht möglich ist. Gegenüber dem Herstellungsaufwand passiver, also mit Kondensatoren, Spulen und Widerständen, aufgebauter Ersatzschaltungen mit großen Bauteilwerten, ergibt sich vom Materialaufwand der aktiven elektronischen Bauteile und von der Einstellbarkeit der Stellglieder ein großer Kostenvorteil.

Dadurch, daß die Kompensationsschaltung aber universell, also für alle elektrodynamischen Lautsprechersysteme und elektrodynamischen Kopfhörer ebenso wie für alle elektrodynamischen Mikrofone und elektrodynamischen Tonabnehmer einsetzbar ist, ergibt sich ein großer Anwendungsbereich mit einem durch Massen- bzw. Serienfertigung bedingten nochmalig steigenden Kostenvorteil und Fertigstellungsvorteil.

Wenn im Fall des Einsetzens der Kompensationsschaltung in allen Zweigen einer Mehrwegelautsprecherbox die Frequenzweiche nach der DE-C-33 04 402 konstruiert ist und somit allen Frequenzbereichen richtige Einschwingvorgänge und auch gleiche Phasenlage gewährleistet, ergeben sich im Einschwingverhalten des Baß-, Mittel- und Hochtöners bei Tonbursts aus Tongemischen, wie sie in der Musik häufig, z. B. bei Anschlägen von Klavier, Gitarre und Trommel, vorkommen, über die gesamte Mehrwegelautsprecherbox keine Phasendrehungen und keine Klangveränderungen

mehr durch Überlagerungen von Frequenzbereichen, die unterschiedliche Phasendrehungen erfahren haben. Die Membranen des Hochtöners, Mitteltöners und Baßlautsprechers bleiben bei allen Anregungen, ob durch Impulse oder durch lang anhaltende Töne, in gleicher Phase. Dadurch wird erstmals das Problem der Übergangsfrequenz zwischen Baß- und Mitteltöner oder Mittel- und Hochtöner praxistauglich und kostengünstig gelöst. In der bisherigen Praxis war aus den aufgeführten Gründen immer nur der Kompromiß möglich, daß entweder bei eingeschwungenen Tönen oder bei Impulsen die jeweiligen Membranen sich in Phase bewegen konnten, und akustisch richtige Überlagerungen liefern.

Ebenso von Vorteil ist, daß beim Lautsprecherbau handelsübliche Lautsprecherexemplare verwendet werden können. Man benötigt keine Spezialanfertigungen, wie z.B. mit Sensoren für eine Nachregelung oder teuren engtolerierten Bauteilen und speziellen Fertigungsverfahren, um bestimmte Kennwerte einzuhalten.

Ein weiterer Vorteil ist, daß sich die elektrischen Kennwerte der Kompensationsschaltung durch Belastung im Betrieb nicht verändern, wie dies bei Spulen und Kondensatoren durch die Erwärmung im Betrieb geschieht. Ebenso vorteilhaft ist, daß Nichtlinearitäten durch Bauteile, wie z.B. bei der Spule durch Hysterese, Sättigung und Wirbelstrom, in der einstellbaren Kompensationsschaltung mit Operationsverstärkern nicht vorkommen.

Die leichte und universelle Abstimmbarkeit ist auch vorteilhaft, wenn ein Wandler zerstört wird und ersetzt werden muß. Hier erbringt die Kompensationsschaltung einen hohen Gebrauchswert bei Reparaturen.

Aber auch die Einstellbarkeit auf Lautsprecherentwicklungen in der Zukunft, wie z.B. auf neue Lautsprecher mit magnetischer Flüssigkeit im Luftspalt des Magneten oder Lautsprecher mit neuen Flachmembranen, bringt eine Steigerung des Gebrauchswerts.

Als ein wesentlicher Vorteil der Kompensationsschaltung ist noch hervorzuheben, daß sie durch nur wenige aktive Bauteile äußerst preisgünstig verwirklicht werden kann.

Ebenso soll noch der geringe Platzbedarf der Kompensationsschaltung, die ohne weiteres in Größe eines heute üblichen Operationsverstärkers denkbar ist, gegenüber den großen passiven Bauteilen einer Lautsprecherersatzschaltung, z.B. bei der Anwendung im Baßbereich, genannt werden.

Im folgenden wird die Erfindung anhand schematischer Zeichnungen, Formeln und eines konkreten Anwendungsbeispiels für einen Baßlautsprecher näher beschrieben. In der folgenden Aufstellung sind die bereits behandelten Zeichnungen Fig. 1 bis 6 enthalten.

Fig. 1 zeigt das Amplituden-Resonanz-Verhalten bekannter elektrodynamischer Wandler für verschiedene Dämpfungsfaktoren α ,

Fig. 2 zeigt das Phasen-Resonanz-Verhalten bekannter elektrodynamischer Wandler für verschiedene Dämpfungsfaktoren α ,

Fig. 3 zeigt das Schema bekannter Membranrückkopplungen bei Lautsprechern,

Fig. 4 zeigt eine mit passiven Bauteilen aufgebaute elektrische Ersatzschaltung eines bekannten elektrodynamischen Lautsprechers,

Fig. 5a zeigt das Schema einer Rückkopplung über eine den elektrodynamischen Lautsprecher simulierende, mit passiven Bauteilen aufgebaute, bekannte elektrische Ersatzschaltung,

Fig. 5b zeigt eine zu der Schaltung gemäß Fig. 5a elektrisch gleichwertige Schaltung mit invers und in Reihe geschalteter, bekannter, mit passiven Bauteilen aufgebauter, elektrischer Lautsprecherersatzschaltung für den elektrodynamischen Lautsprecher,

Fig. 6 zeigt eine bekannte elektrische Ersatzschaltung eines elektrodynamischen Lautsprechers in einem Aufbau als Analogrechenschaltung,

Fig. 7 zeigt eine mit passiven Bauteilen aufgebaute, bekannte elektrische Lautsprecherersatzschaltung für den elektrodynamischen Lautsprecher mit anschließender Differenzierstufe,

Fig. 8a zeigt den Dämpfungsverlauf, der sich aus dem Lautsprecher oder seiner Ersatzschaltung nach Fig. 7 für das Beispiel eines elektrodynamischen Baßlautsprechers ergibt,

Fig. 8b zeigt den Phasenwinkelverlauf, der sich aus dem Lautsprecher oder seiner Ersatzschaltung nach Fig. 7 für das Beispiel eines elektrodynamischen Baßlautsprechers ergibt,

Fig. 9a zeigt den Prinzipaufbau einer erfindungsgemäßen Kompensationsschaltung mit 3 Integratoren,

Fig. 9b zeigt ein abgewandeltes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Kompensationsschaltung nach Fig. 9a,

Fig. 9c zeigt ein abgewandeltes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Kompensationsschaltung mit 4 Integratoren,

Fig. 9d zeigt ein abgewandeltes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Kompensationsschaltung nach Fig. 9c,

Fig. 9e zeigt ein abgewandeltes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Kompensationsschaltung nach Fig. 9a,

Fig. 10a zeigt den entsprechenden Verlauf der Dämpfungsfunktion der Kompensationsschaltung für das errechnete Beispiel des elektrodynamischen Baßlautsprechers,

- Fig. 10b zeigt den entsprechenden Verlauf des Phasenwinkels der Kompensationsschaltung für das errechnete Beispiel des elektrodynamischen Baßlautsprechers,
 Fig. 11a zeigt den Verlauf des Dämpfungsfehlers gegenüber der idealen Übertragungsfunktion in einem Diagramm,
 Fig. 11b zeigt den Verlauf des Phasenfehlers gegenüber dem idealen Phasenverlauf in einem Diagramm,
 5 Fig. 12 zeigt ein Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Einrichtung unter Verwendung einer digitalen Rechenschaltung,
 Fig. 13 zeigt eine Einrichtung mit Aufteilung des gesamten Frequenzbereichs des Eingangssignals in drei Teilfrequenzbereiche und
 Fig. 14 zeigt eine Variante der Einrichtung nach Fig. 13.

Fig. 7 zeigt ein bekanntes Lautsprecherersatzschaltbild mit nachgeschalteter Differenzierstufe. Die Werte für das Beispiel mit dem Baßlautsprecher werden am Baß dynamisch bestimmt, d.h. die komplexe Eingangsimpedanz bei unterschiedlichen Frequenzen gemessen und daraus die Bauteilwerte für die bekannte Ersatzschaltung mathematisch berechnet. Das Verhalten der Ersatzschaltung entspricht exakt dem des Lautsprechers selbst.

$R_S = 6.8 \Omega$	$R_1 = 40 \Omega$
$L_S = 1.1 \text{ mH}$	$L_1 = 34.8 \text{ mH}$
	$C_1 = 172 \mu\text{F}$

An den Eingangsklemmen des Lautsprechers oder auch seiner elektrischen exakten Nachbildung durch die Ersatzschaltung wird die Spannung U_1 angelegt, an den Ausgangsklemmen kann die Spannung U_2 abgegriffen werden.

Aus dem Verhältnis U_1/U_2 ergibt sich die Dämpfungsfunktion, aus der Phasenverschiebung von U_1 gegen U_2 der Phasenwinkelverlauf. Die allgemeine mathematische Dämpfungsfunktion für das obige Beispiel lautet:

(Gleichung 1)

$$H_1(p) = \frac{U_1}{U_2} = L_S C_1 \cdot \frac{p^3 + \left(\frac{R_S}{L_S} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) p^2 + \left(\frac{R_S}{R_1 C_1 L_S} + \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_S C_1} \right) p + \frac{R_S}{L_1 L_S C_1}}{\tau p^2}$$

Zur Vereinfachung der Rechnung werden die Bauteilwerte normiert. Die an sich frei wählbaren Bezugswerte (Index B) werden so gewählt, daß sich möglichst einfache Beziehungen ergeben.

Bezugswerte (Index B)	Normierung (Index n)
$f_B = 65.05284 \text{ Hz}$ frei gew.	$R_{sn} = R_S/R_B = 0.4780$
$L_B = 34.80 \text{ mH}$ frei gew.	$L_{sn} = L_S/L_B = 0.031609$
$C_B = 172 \mu\text{F}$ frei gew.	$L_{1n} = L_1/L_B = 1$
$R_B = L_B \cdot 2 \pi \cdot f_B = 14.224 \Omega$	$C_{1n} = C_1/C_B = 1$
$T_B = 1/(2 \pi f_B)$ Bezugszeit	$R_{1n} = R_1/R_B = 2.8121$
$\tau = \text{Zeitkonstante des Differenziergliedes}$	$\tau_n = \tau/T_B = 1$ (gewählt)

Die normierten Werte werden in Gleichung (1) eingesetzt und ergeben die dimensionslosen Koeffizienten der Gleichung (2).

(Gleichung 2)

$$H_1(p) = C_o \cdot \frac{p^3 + v_2 p^2 + v_1 p + v_o}{\tau_n p^2}$$

$C_o = L_{sn} C_{1n}$	= 0.031609
$v_2 = (R_{sn}/L_{sn} + 1/(R_{1n} \cdot C_{1n}))$	= 15.47977
$v_1 = (R_{sn}/(R_{1n} \cdot C_{1n} \cdot L_{sn}) + 1/(L_{1n} \cdot C_{1n}) + 1/(L_{sn} \cdot C_{1n}))$	= 38.014808
$v_o = R_{sn}/(L_{1n} \cdot L_{sn} \cdot C_{1n})$	= 15.124173

oder nochmals in anderer Schreibweise als

(Gleichung 3)

$$H_1(p) = C_o \cdot \frac{(p + q_1) \cdot (p + q_2) \cdot (p + q_3)}{\tau_n p^2}$$

ergeben sich die Koeffizienten

$$\begin{aligned} q_1 &= 0.494082 \\ q_2 &= 2.439917 \\ q_3 &= 12.54577 \\ \tau_n &= \tau/T_B \\ C_o &= 0.031609 \end{aligned}$$

Diese durch die Kompensationsschaltung zu kompensierende Dämpfungsfunktion in Abhängigkeit der Frequenz ist in Fig. 8a für das Beispiel des Baßlautsprechers gezeichnet, verläuft aber für alle elektrodynamischen Wandler in grundsätzlich gleicher Weise. Ebenso wurde der durch die Kompensationsschaltung zu kompensierende Phasenwinkelverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz in Fig. 8b für das Beispiel des Baßlautsprechers aufgezeichnet, aber auch diese Kurve verläuft für alle elektrodynamischen Wandler in schematisch gleicher Weise (siehe hierzu auch Fig. 2). Die Gleichung (3) einfach umzukehren, um das gesamte Lautsprecherverhalten in inverser Form zu bekommen, ergibt keine Lösung, da diese Funktion schaltungstechnisch nicht stabil ist und in sich schwingt.

Im folgenden wird der Weg aufgezeigt zu einer Kompensationsschaltung, die wie die Ersatzschaltung des Lautsprechers als Analogrechner ähnlich komplexe Querverbindungen zueinander hat, aber nur im Übertragungsbereich des Lautsprechers die inverse Funktion in genügend guter Näherung darstellt.

Außerhalb des Übertragungsbereichs, z.B. für einen Baßlautsprecher im Mitteltonbereich oder für einen Mitteltöner im Baß- und Hochtonbereich oder für einen Hochtöner im Baß- und Mittelbereich, wird ein durch die Einstellung der Schaltung beliebig klein bestimmbarer Fehler zugelassen. Dadurch, daß aber die Lautsprecher über eine Frequenzweiche betrieben werden, die den Frequenzbereich außerhalb des Übertragungsbereichs stark abdämpft, tritt dieser zugelassene Fehler in der Praxis überhaupt nicht in Erscheinung. Zweckmäßig ist deshalb bei diesem Ausführungsbeispiel die Anordnung der Kompensationsschaltung nach der Frequenzweiche und vor dem jeweiligen Teilfrequenz-Lautsprecher.

Im erfindungsgemäßen Verfahren wird die inverse Funktion $H(p)$ in allgemeiner Form als Polynom in der Weise angesetzt, daß der Zähler aus Gleichung (3) mit den Koeffizienten, die am Lautsprecher ermittelt wurden, in den Nenner der Gleichung (4) kommt und der neue Zähler in Gleichung (4) allgemein angesetzt wird. Das mathematische Stabilitätskriterium erfordert hierbei, daß der Grad des Zählers des Polynoms gleich oder größer als der Grad des Nenners ist.

(Gleichung 4)

$$H(p) = \frac{U_1}{U_2} = C \cdot \frac{\left(p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2\right) \cdot (p + q)}{(p + q_1) (p + q_2) (p + q_3)}$$

Es wäre auch ein allgemeiner Ansatz möglich, bei dem auch die Koeffizienten des Nenners errechnet werden, oder ein anderer Ansatz mit dem Zähler nach der vierten Ordnung oder noch höher. Wenn aber alle Koeffizienten z.B. vom Zähler und Nenner frei wählbar sind, ist der Rechenaufwand zur Erzielung einer guten Näherungslösung größer. Auch wenn die Ordnung des Nenners höher festgelegt wird als notwendig, ergeben sich zum einen mehr Rechenaufwand, zum anderen dem Grad der Ordnung entsprechend viele Integrationsstufen in der Schaltungsordnung, die dann, je komplizierter sie wird, selbst wieder Fehler bei der Signalverarbeitung aufweisen kann. In der Praxis weisen die letzten Integrationsstufen durch die Abschwächung des Signals nur noch eine geringe Beeinflussung der Kompensationskurve durch die Einstellung der Potentiometer auf. Eine Schaltung vierter, fünfter und höherer Ordnung mit 4, 5 oder mehr Integrationsstufen ist deshalb nicht besser als die exakt abgestimmte Kompensationsschaltung mit 3 Integrationsstufen.

Es gilt, für die Gleichung (4) oder eine andere Gleichung höheren Grades die Koeffizienten nach mehreren Gesichtspunkten in einem iterativen Lösungsverfahren bis zur gewünschten Genauigkeit zu ermitteln. Diese Gesichtspunkte sind:

1. Die Einstellung und Verbesserung der frei wählbaren und zu bestimmenden Koeffizienten muß immer am Gesamtübertragungssystem erfolgen, da nur so die komplexen Rückwirkungen der Einstellung eines Koeffizienten auf die

anderen gewährleistet sind.

2. Die Annäherung der Übertragungsfunktion erfolgt nur im gewählten Übertragungsbereich an die inverse Dämpfungsfunktion nach Gleichung (3).

Eine solche Kurve ist für das Beispiel des Baßlautsprechers in Fig. 10a dargestellt.

3. Die Form der Annäherung der Übertragungsfunktion im gewählten Übertragungsbereich an die inverse Dämpfungsfunktion nach Gleichung (3) soll vorzugsweise in monotoner Form erfolgen. Wenn sich die angenäherte Kurvenform des Dämpfungsverlaufs nicht monoton an die gegebene Kurvenform annähert, sondern sich z.B. um die gegebene Kurvenform mit positiven und negativen Abweichungen herumwindet, ergibt sich keine gute Übereinstimmung in der Annäherung des Phasenwinkelverlaufs. Die monotone Annäherung der Dämpfungsfunktion kann gut in der Darstellung des Dämpfungsfehlers gegenüber der idealen Übertragungsfunktion nach Fig. 11a beurteilt werden.

4. Die Form der Annäherung des ermittelten Phasenwinkelverlaufs im gewählten Übertragungsbereich an den inversen Phasenwinkelverlauf soll optimal sein.

Eine solche Kurve ist für das Beispiel des Baßlautsprechers dargestellt in Fig. 10b.

5. Es soll eine Fehlerabschätzung der Annäherung für Dämpfungsfunktion nach Fig. 11a und des Phasenwinkelverlaufs nach Fig. 11b in dem gewünschten Übertragungsbereich, am Rand des gewünschten Übertragungsbereichs, außerhalb des gewünschten Übertragungsbereichs erfolgen.

Das Näherungsverfahren selbst erfolgt durch geeignete Wahl der Koeffizienten, die solange verbessert werden, bis das gewünschte Ergebnis erzielt ist. Die Koeffizientenverbesserung erfolgt immer schrittweise und im Gesamtübertragungssystem. Die einzelnen Rechenschritte können numerisch, mit Hilfe von Rechencomputern, mit Grafikcomputern erfolgen. Hierbei kann die Koeffizientenveränderung direkt in der Wirkung auf die Kurvenveränderung beurteilt und dadurch das Verfahren beschleunigt werden.

Bei schon ungefähr bekannten Koeffizienten z.B. bei Lautsprechern gleichen Serientyps kann der Feinabgleich mit dem Oszilloskop durch richtiges Einstellen des Phasenwinkelverlaufs vollzogen werden. Hierzu wird die Kompensationsschaltung in Reihe mit dem elektrodynamischen Lautsprechersystem geschaltet und das Gesamtübertragungssystem aus Kompensationsschaltung und elektrodynamischem Wandler oder seiner genauen Ersatzschaltung mit Rechtecksignalen verschiedener Frequenzen beschickt. Die Variation der Koeffizienten entspricht dem Verstellen der regelbaren Potentiometer der Kompensationsschaltung. Das Ziel der Optimierung ist die vom Wandler oder seiner Ersatzschaltung abgreifbare, möglichst fehlerfreie Wiedergabe der Rechtecksignalform und damit der Ein- und Ausschwingvorgänge. Dies kann auf dem Oszilloskop im Vergleich zum Eingangssignal optisch sehr gut erfolgen.

In dem bisher beschriebenen Beispiel für den Baßlautsprecher ergaben sich nach der Gleichung (4) und den Werten für

$$\begin{aligned} q_1 &= 0.494082 \\ q_2 &= 2.439917 \\ q_3 &= 12.54577 \end{aligned}$$

nach mehreren Annäherungsrechenschritten folgende Koeffizienten

$$\begin{aligned} C &= 4.839 \\ \omega_o &= 0.25 \\ Q &= 0.707 \\ q &= 50 \end{aligned}$$

oder für die umgeformte Gleichung 5a

(Gleichung 5a)

$$H(p) = \frac{U_1}{U_2} = \frac{p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$$

5 die Koeffizienten

$a_2 = 50.353$	$b_3 = 0.2066$
$a_1 = 17.740$	$b_2 = 3.198$
$a_0 = 3.15$	$b_1 = 7.854$
	$b_0 = 3.125$

Bezugsfrequenz $f_B = 65.05284$ Hz

Es sind dies die Koeffizienten, die in der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung nach Fig. 9a nur noch als Einstellungen an den Potentiometern P_1 bis P_7 vollzogen werden müssen. Ein durch die Schaltungsbauteile eventuell notwendiger Feinabgleich auf den elektrodynamischen Lautsprechern erfolgt, wie zuvor beschrieben, mit Hilfe eines Oszilloskops.

Wie genau die Kompensationsschaltung die vorhandenen Lautsprechereigenwerte entzerren kann, läßt sich am Beispiel des Baßlautsprechers in den Fehlerkurven in Fig. 11a und Fig. 11b aufzeigen.

Der Fehler im Bereich der Schalldruckübertragungskurve beträgt von 40 - 500 Hz weniger als 0.1 dB. Der Fehler im Phasenwinkelverlauf ist im Bereich von 80 - 800 Hz kleiner als $\pm 10^\circ$.

Im folgenden wird die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung nach Fig. 9a genauer beschrieben.

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung nach Fig. 9a hat dem Grad der Ableitungen entsprechend nach Gleichung (5a) drei positive Integratoren B_1 , B_2 und B_3 in Reihe geschaltet. Am Eingang wird das Eingangssignal U_1 in einen Summierer S_1 eingeleitet. Ebenfalls in diesen Summierer S_1 werden die Rückführungen R_0 , R_1 und R_2 aus der Schaltung eingeleitet, die in ihrem Rückführungsweig die einstellbaren Potentiometer P_7 , P_6 und P_5 angeordnet haben. Die rückgeführten Signale werden jeweils an den Ausgängen der Integratoren B_1 , B_2 , B_3 abgenommen und mit Hilfe der Inverter I_0 , I_1 und I_2 invertiert. Aus der in Reihe angeordneten Schaltung des Eingangssummierers und der drei Integratoren erfolgen die vier Auskopplungen A_0 , A_1 , A_2 und A_3 , die in ihren Zweigen die einstellbaren Potentiometer P_4 , P_3 , P_2 und P_1 haben und in den Summierer S_2 eingeleitet werden. Am Ausgang des Summierers S_2 kann die Ausgangsspannung U_2 abgegriffen werden. Integratoren sind als integrierte Schaltungsbausteine erhältlich (z.B. TL 071 CP oder TL 074 von Texas Instruments).

Die erfindungsgemäßen Schaltungsanordnungen nach Fig. 9b, 9c, 9d und 9e sind abgewandelte Ausführungsbeispiele der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung nach Fig. 9a, die sinngemäß aus der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung nach Fig. 9a und dem mathematischen Ansatz her abgeleitet werden können. S sind Summierer, B Integratoren, R Rückführungen, A Auskopplungen, P auf Koeffizientenwerte einstellbare Potentiometer und I Inverter.

Bei der abgewandelten erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung nach Fig. 9b folgen nicht die drei Integratoren nacheinander, sondern nur zwei. Ein dritter Integrator wird extra geschaltet.

Der mathematische Ansatz dafür lautet:

(Gleichung 5b)

$$H(p) = \frac{p^2 + c_2 p + c_1}{d_4 p^2 + d_3 p + d_2} \cdot \frac{p + c_0}{d_1 p + d_0}$$

Die abgewandelte erfindungsgemäße Schaltungsanordnung nach Fig. 9c wurde aus dem mathematischen Lösungsansatz einer Gleichung vierter Ordnung mit vier hintereinander angeordneten Integratoren verwirklicht.

Der mathematische Ansatz hierfür lautet:

(Gleichung 5c)

$$H(p) = \frac{p^4 + e_3 p^3 + e_2 p^2 + e_1 p + e_0}{f_4 p^4 + f_3 p^3 + f_2 p^2 + f_1 p + f_0}$$

Die abgewandelte erfindungsgemäße Schaltungsanordnung nach Fig. 9d wurde gegenüber der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung aus Fig. 9c nicht mit vier Integratoren in Reihe ausgeführt, sondern mit jeweils zwei mal zwei hintereinander angeordneten Integratoren.

Der mathematische Ansatz hierfür lautet:

(Gleichung 5d)

$$H(p) = \frac{p^2 + g_3 p + g_2}{h_5 p^2 + h_4 p + h_3} \cdot \frac{p^2 + g_1 p + g_0}{h_2 p^2 + h_1 p + h_0}$$

Die abgewandelte Schaltungsanordnung nach Fig. 9e zeigt, daß auch eine Ausführung möglich ist, in der die Integratoren nicht wie in Fig. 9a direkt hintereinander in Reihe geschaltet werden, sondern jeder Integrator für sich in einem durch Rückkopplungen und Auskopplungen geschlossenen Schaltbild sichtbar ist, und diese Schaltungsanordnungen dann einfach aneinander gereiht werden.

Der mathematische Ansatz hierfür lautet:

(Gleichung 5e)

$$H(p) = \frac{p + i_2}{k_5 p + k_4} \cdot \frac{p + i_1}{k_3 p + k_2} \cdot \frac{p + i_0}{k_1 p + k_0}$$

In der bekannten Schaltung nach Fig. 7 wird das aus der bekannten Ersatzschaltung des elektrodynamischen Wandlers nach Fig. 4 abgegriffene Signal einmal differenziert. Dadurch erhält man die Übertragungsfunktion für die Dämpfung bzw. die Beschleunigung. Anhand dieser beschleunigungsproportionalen bzw. dämpfungsproportionalen Übertragungsfunktion wurde das Verfahren und die Schaltungsanordnung zur Kompensation des Fehlverhaltens von elektrodynamischen Wandlern bisher ausführlich beschrieben.

Das vorverzerrte beschleunigungs- bzw. dämpfungsproportionale Signal ist geeignet, direkt auf den Endverstärker für den elektrodynamischen Wandler gegeben zu werden, um dessen Eigenverhalten zu kompensieren. Es ist jedoch auch möglich, das Signal aus Fig. 4 direkt abzugreifen, ohne wie nach Fig. 7 eine Differenzierstufe anzuordnen. Man erhält auf diese Weise die geschwindigkeitsproportionale Übertragungsfunktion der elektrodynamischen Ersatzschaltung oder des Wandlers.

Auch hier ist ein ähnlicher mathematischer Ansatz und eine iterative Lösung der inversen geschwindigkeitsproportionalen Übertragungsfunktion mit der gleichen Kompensationsschaltungsanordnung möglich. Man bekommt nur andere Koeffizienten. Um dieses vorverzerrte geschwindigkeitsproportionale Signal an den Endverstärker für den elektrodynamischen Wandler weiterleiten zu können, muß es allerdings einmal differenziert werden, um die beschleunigungsproportionale vorverzerrte Spannungsfunktion zu erhalten.

Es ist jedoch auch möglich, das Signal aus Fig. 4 abzugreifen und anstatt wie in Fig. 7 einmal zu differenzieren, einmal zu integrieren. Man erhält auf diese Weise die auslenkungsproportionale Übertragungsfunktion des elektrodynamischen Wandlers oder seiner Ersatzschaltung. Auch hier ist ein ähnlicher mathematischer Ansatz und eine iterative Lösung der auslenkungsproportionalen Übertragungsfunktion mit der gleichen Schaltungsanordnung möglich. Man bekommt aber auch hier wieder andere Koeffizienten. Um das vorverzerrte auslenkungsproportionale Signal an den Endverstärker für den elektrodynamischen Wandler weiterleiten zu können, muß es allerdings zweimal differenziert werden, um die vorverzerrte beschleunigungsproportionale Spannungsfunktion zu erhalten.

Nach der US-A-3 988 541 ist es auch bekannt, die inverse Lautsprecherersatzschaltung ohne Schwingspuleneinfluß, also ohne Schwingspulenwiderstand und Schwingspuleninduktivität, in Reihe mit dem Lautsprecher zu schalten. Bei dieser Schaltungsanordnung muß aber der Strom dem Lautsprecher eingeprägt werden, sonst wären die Schwingspuleneinflüsse nicht vernachlässigbar.

Auch diese Art der mit passiven Bauteilen aufgebauten Ersatzschaltung läßt sich durch eine erfindungsgemäße Kompensationsschaltung annähern. Man bekommt, weil der Schwingspuleneinfluß entfällt, nur einen Ansatz zweiter Ordnung. Die Koeffizienten werden nach dem gleichen Iterationsverfahren bestimmt. Die Nachteile dieser Schaltungsanordnung liegen darin, daß stromeingeprägte Verstärker nicht üblich sind, weil sie sehr schwer richtig zu dimensionieren sind und leicht instabil werden. Auch eine Bedämpfung der Membranbewegung durch den Strom des Verstärkers ist bei stromeingepprägten Verstärkern nicht möglich, wohl aber bei spannungseingepprägten Verstärkern.

Die anhand eines Baßlautsprechers beschriebenen Maßnahmen zur Kompensation von systembedingten Wiedergabefehlern lassen sich im Prinzip unverändert auch in Verbindung mit preiswerten elektrodynamischen Mikrofonen

oder elektrodynamischen Tonabnehmersystemen anwenden, da letztere das gleiche Schwingungsverhalten wie Lautsprecher aufweisen. Der einzige, naturgemäße Unterschied besteht darin, daß die Veränderung der elektrischen Signale im Sinne des Signalfusses bei Lautsprechern vor diesen erfolgt und daher eine Vorverzerrung darstellt, während die Signalveränderung bei Mikrofonen oder Tonabnehmern hinter diesen erfolgt und somit eine Entzerrung ist.

Anstatt einer Ausbildung der Rechenschaltung zur Kompensation von Wiedergabefehlern als reine Analogschaltung kann auch eine Digitalrechenschaltung eingesetzt werden. Diese Möglichkeit, die vor allem dann vorteilhaft anzuwenden ist, wenn die elektrischen Signale bei der Umsetzung von elektrischen in akustische Signale bereits als Digitalsignale vorliegen, wird im folgenden beschrieben.

Die Figur 12 zeigt das Blockschaltbild einer entsprechenden Einrichtung, die zur Erzeugung eines aus dem ursprünglichen Eingangssignal abgeleiteten vorverzerrten Steuersignals für den elektroakustischen Wandler dient. Die Vorverzerrung muß von dem augenblicklichen Verlauf des Eingangssignals abhängig und so bemessen sein, daß die Unzulänglichkeiten des realen elektrodynamischen Wandlers einschließlich des umgebenden Mediums möglichst weitgehend kompensiert werden.

Gemäß Figur 12 wird das ursprüngliche Eingangssignal U_1 durch einen Analog/Digital-Wandler A/D in eine Folge von Digitalsignalen DS1 umgeformt. Die mit einer gegen die höchste Frequenz des Eingangssignals hohen Folgefrequenz (Abtastfrequenz) von beispielsweise 100 kHz ausgegebenen Digitalsignale DS1 stellen die Binärikodierung jeweils eines von z.B. 128 unterschiedenen Amplitudenwerten dar. Jedes z.B. 7 Bit umfassende Datum gibt somit den im Abtastzeitpunkt vorliegenden (augenblicklichen) Amplitudenwerten im zeitlichen Verlauf des Eingangssignals U_1 wieder.

Die Folge von Digitalsignalen DS1 wird den Dateneingängen eines Mikrorechners R zugeführt, der im wesentlichen aus einem Mikroprozessor MP, mindestens einem programmierbaren Lesespeicher PROM und einem Schreib/Lese-Speicher RAM als Arbeitsspeicher besteht und samt einigen Hilfseinrichtungen, auf die nicht näher eingegangen wird, an sich bekannt ist.

In dem Lesespeicher PROM sind alle für die Wiedergabegüte des elektroakustischen Wandlers, also beispielsweise eines in ein Gehäuse eingebauten elektrodynamischen Lautsprechers mit einem vorgeschalteten Leistungsverstärker oder eines Mikrofons maßgeblichen charakteristischen Kennwerte gespeichert. Diese Kennwerte betreffen Größen wie Schlupf, Massenträgheit der schallabstrahlenden Membran und des vorgelagerten Luftvolumens, Einspann- und Rückstellkräfte, Dämpfung, Resonanzfrequenzen usw. sowie gegebenenfalls Frequenzgang und Innenwiderstand des Leistungsverstärkers.

Mit Hilfe eines gleichfalls in dem bereits genannten programmierbaren Lesespeicher oder in einem zweiten, getrennt adressierbaren Speicher gleicher Art gespeicherten Programms werden die in den Rechner eingegebenen Digitalsignale DS1, die nunmehr als primäre Digitalsignale bezeichnet werden, entsprechend den charakteristischen Wandlerkennwerten in sekundäre Digitalsignale DS2 umgerechnet.

Um jedoch Feststellungen über den Verlauf des Eingangssignals U_1 treffen zu können, benötigt der Rechner R mindestens drei aufeinanderfolgende Abtastwerte des Kurvenverlaufs des Eingangssignals. Er kann dann daraus sowohl die Steilheit als auch die Krümmung des Kurvenverlaufs erkennen. Die für den vorliegenden Zweck vor allem interessierenden Änderungen im Kurvenverlauf des Eingangssignals U_1 lassen sich durch den Vergleich mit früheren Abtastwerten feststellen.

Auf die Durchführung der Umrechnungen, die auf die Lösung von Differentialgleichungen der erzwungenen Schwingung (vgl. Istvan Szabo, Einführung in die technische Mechanik, Springer-Verlag 1963, Seiten 348, 349) hinausläuft, wird hier nicht mehr eingegangen.

Da jede notwendige Korrektur der sekundären Digitalsignale DS2 möglichst frühzeitig erfolgen soll, muß für die Umrechnung des dem ersten von jeweils drei Abtastwerten zugeordneten Digitalsignals der Eingang der nächsten zwei Digitalsignale abgewartet werden. Das ergibt eine Verzögerung, die neben der reinen Rechenzeit zu berücksichtigen ist.

Nach Figur 12 wird die Folge der sekundären Digitalsignale DS2 durch einen an den Datenausgang des Mikrorechners R angeschlossenen Digital/Analog-Wandler D/A in ein analoges Steuersignal U_2 umgewandelt, das zur Steuerung des elektroakustischen Wandlers W dient. Im allgemeinen ist jedoch dem elektroakustischen Wandler W ein Leistungsverstärker EV vorgeschaltet, der das analoge Steuersignal U_2 erst noch verstärkt. Da in der Übertragungskette vom ursprünglichen Eingangssignal U_1 bis zur akustischen Schwingung auch die Kenndaten des Leistungsverstärkers EV, insbesondere dessen Frequenzgang und Innenwiderstand eingehen, müssen - wie schon erwähnt wurde - auch diese Größen zusammen mit den charakteristischen Wandlerkennwerten bei der Berechnung der sekundären Digitalsignale DS2 berücksichtigt werden.

In den letzten Jahren hat die digitale Aufzeichnung von Musik eine zunehmende Bedeutung gewonnen. Geräte zum Lesen solcher Aufzeichnungen sind in der Lage, unmittelbar eine der aufgezeichneten Information entsprechende Folge von Digitalsignalen abzugeben. Es versteht sich von selbst, daß in solchen Fällen die Bereitstellung eines Analog/Digital-Wandlers nicht erforderlich ist.

Werden elektroakustische Wandler, z.B. Lautsprecher, vorzugsweise für die Wiedergabe von Musik eingesetzt, dann wird der gesamte Frequenzbereich des Eingangssignals in der Regel in beispielsweise drei Teilfrequenzbereiche

aufgeteilt. Für jeden Teilfrequenzbereich ist ein speziell dafür ausgebildeter Lautsprecher vorgesehen. Die Aufteilung des Frequenzbereichs erfolgt durch Frequenzweichen, die als LC-Glieder, als Filter mit Operationsverstärkern oder als digitale Filter ausgebildet sein können. Letzteres ist vor allem in Verbindung mit einer digitalen Aufzeichnung zweckmäßig.

Häufig ist eine Korrektur des Eingangssignals im höchsten Teilfrequenzbereich, dem Hochtonbereich, nicht erforderlich. Dieser Fall ist in Figur 13 dargestellt. Das ursprüngliche Eingangssignal U_1 wird durch Frequenzweichen FW1 bis FW3 aufgeteilt, wobei die Frequenzweiche FW1 für den tiefsten und die Frequenzweiche FW3 für den höchsten Teilfrequenzbereich durchlässig ist.

Zum Ausgleich der durch Korrektoreinheiten K1 und K2 aus Analog/Digital-Wandler, Rechner und Digital/Analog-Wandler verursachten Signallaufzeit ist im höchsten Teilfrequenzbereich ein Laufzeitglied DEL vorgesehen. Die elektroakustischen Wandler und die vorgeschalteten Leistungsverstärker sind mit W1 bis W3 bzw. mit EV1 bis EV3 bezeichnet.

Anstelle eines passiven Laufzeitgliedes kann auch eine taktgesteuerte Schieberegisteranordnung vorgesehen werden, der allerdings ein Analog/Digital-Wandler vorgeschaltet und ein Digital/Analog-Wandler nachgeschaltet werden muß. Indessen kann der Analog/Digital-Wandler in Verbindung mit einer digitalen Aufzeichnung wieder entfallen. Ferner läßt sich die Schieberegisteranordnung durch einen weiteren Mikrorechner ersetzen, dessen alleinige Aufgabe nunmehr in der Signalverzögerung besteht.

Durch zeitlichen Versatz der Abtastakte in den Analog/Digital-Wandlern A/D1 bzw. A/D2 für den Tiefton- und Mitteltonbereich, vorzugsweise um eine halbe Taktperiode, ist es möglich, gemäß Figur 14 die primären Digitalsignale DS11 und DS12 beider Teilfrequenzbereiche den Dateneingängen eines gemeinsamen Mikrorechners Rg abwechselnd zuzuführen und ebenso abwechselnd zu verarbeiten. Voraussetzung dafür ist eine ausreichend hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit des Mikrorechners Rg und selbstverständlich eine angepaßte Programmierung.

Die vom Mikrorechner Rg ausgegebenen sekundären Digitalsignale müssen entsprechend ihrer Zugehörigkeit auf die beiden dem Tiefton- und Mitteltonbereich zugeordneten Kanäle verteilt werden. Das geschieht mit Hilfe eines durch den Mikrorechner Rg gesteuerten Multiplexers MUX. Der Multiplexer MUX kann jedoch entfallen, wenn die nachfolgenden Digital/Analog-Wandler D/A1 und D/A2 für eine taktgesteuerte Übernahme der digitalen Eingangsinformation ausgebildet sind und die mit der Datenausgabe des Mikrorechners Rg synchronen Übernahmetakte gegenseitig phasenverschoben sind.

Patentansprüche

1. Einrichtung zur Kompensation von Wiedergabefehlern eines elektroakustischen Wandlers (W) innerhalb eines vorgegebenen Frequenzbereiches,

wobei der Übertragungsweg der wiederzugebenden Signale einen akustischen und einen elektrischen Abschnitt umfaßt,

wobei in dem elektrischen Abschnitt des Übertragungsweges eine Schaltungsanordnung vorgesehen ist, die Eingangssignale (U_1) empfängt und veränderte Ausgangssignale (U_2) abgibt,

wobei die Schaltungsanordnung in dem elektrischen Abschnitt des Übertragungsweges eine Rechenschaltung ist, deren Ausgangssignale (U_2) nach Amplitude und Phase aus den Eingangssignalen (U_1) gemäß einer komplexen Dämpfungsfunktion ($H(p)$) abgeleitet sind,

die zu der

für den gesamten vorgegebenen Frequenzbereich des Wandlers (W) gültigen, durch die

für den Wandler (W) charakteristischen, sein Eigenverhalten beschreibenden

Kennwerte,

wie Schlupf, Massenträgheit einer bewegten Membran und des Luftvolumens, Einspann- und Rückstellkräfte, Dämpfung, Resonanzfrequenzen usw.,

vorgegebenen,

das komplexe Eigenverhalten des Wandlers in Bezug auf den Amplituden- und Phasenfrequenzgang beschreibenden komplexen Dämpfungsfunktion ($H_1(p)$) insoweit invers ist, daß die das Wiedergabeverhalten störend beeinflussenden Pole in der Übertragungsfunktion ($1/H_1(p)$) des Wandlers (W) durch Nullstellen in der Übertragungsfunktion ($1/H(p)$) der Rechenschaltung nachgebildet sind und durch die Übertragungsfunktion der Rechenschaltung neue Pole geschaffen werden,

dadurch gekennzeichnet,

daß die Rechenschaltung Einstellglieder (p) für die Annäherung der komplexen Übertragungsfunktion ($1/H(p)$) der Rechenschaltung an die komplexe Dämpfungsfunktion ($H_1(p)$) des Wandlers aufweist, und

daß die frei wählbaren Koeffizienten der Rechenschaltung derart ausgewählt sind,

daß bei Beschickung des Gesamtübertragungssystems, bestehend aus Rechenschaltung und Wandler, mit Rechtecksignalen verschiedener Frequenzen bei optischer Beobachtung der Ausgangssignale mit einem Oszilloskop eine möglichst fehlerfreie Wiedergabe der Rechtecksignalform im Vergleich zum Eingangssignal erfolgt.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch **gekennzeichnet**, daß der elektroakustische Wandler (W) zur Umwandlung von elektrischen in akustische Signale dient und daß die Rechenschaltung in Übertragungsrichtung vor dem Wandler (W) angeordnet ist.

3. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch **gekennzeichnet**, daß der elektroakustische Wandler (W) zur Umwandlung von akustischen in elektrische Signale dient und daß die Rechenschaltung in Übertragungsrichtung nach dem Wandler (W) angeordnet ist.

4. Einrichtung nach Anspruch 2, dadurch **gekennzeichnet**, daß als Rechenschaltung ein digital arbeitender Mikrorechner (R) vorgesehen ist, dem als Folgen von primären Digitalsignalen (DS1) vorliegende Eingangssignale (U_1) zugeführt werden und der Folgen von sekundären Digitalsignalen (DS2) ausgibt, daß dem Mikrorechner (R) ein programmierbarer Lesespeicher (PROM) zugeordnet ist, in dem die für den Wandler (W) charakteristischen Kennwerte und ein Programm zur Umrechnung der primären (DS1) in die sekundären (DS2) Digitalsignale gespeichert sind und daß ferner ein Digital/Analog-Wandler (D/A) zur Umwandlung der Folgen von sekundären Digitalsignalen (DS2) in analoge Ausgangssignale (U_2) vorgesehen ist.

5. Einrichtung nach Anspruch 4, dadurch **gekennzeichnet**, daß ein Analog/Digital-Wandler (A/D) zur Umsetzung von als Analogsignale vorliegenden Eingangssignalen (U_1) in Folgen von primären Digitalsignalen (DS1) vorgesehen ist.

6. Einrichtung nach Anspruch 5, dadurch **gekennzeichnet**, daß Frequenzweichen (FW1 bis FW3) zur Aufteilung des Frequenzbereichs der Eingangssignale (U_1) in mehrere vorgegebene Teilfrequenzbereiche vorgesehen sind, daß für jeden Teilfrequenzbereich ein Endverstärker (EV1 bis EV3) und ein elektroakustischer Wandler (W1 bis W3) vorhanden ist und daß mindestens im tiefsten Teilfrequenzbereich eine aus einem Mikrorechner (R), einem Digital/Analog-Wandler (D/A) und gegebenenfalls einem Analog/Digital-Wandler (A/D) bestehende Korrektureinheit (K1, K2) angeordnet ist, während in den restlichen Teilfrequenzbereichen Einrichtungen (DEL) zur Signalverzögerung vorgesehen sind.

7. Einrichtung nach Anspruch 6, dadurch **gekennzeichnet**, daß die primären Digitalsignale (DS11, DS12) des tiefsten und mindestens des nächsthöheren Frequenzbereichs zeitversetzt den Dateneingängen eines gemeinsamen Mikrorechners (R_g) zugeführt werden und daß an die Datenausgänge des Mikrorechners (R_g) ein durch den Mikrorechner (R_g) gesteuerter Multiplexer (MUX) angeschlossen ist, der die dem tiefsten und mindestens dem nächsthöheren Frequenzbereich zugeordneten sekundären Digitalsignale (DS21, DS22) abwechselnd auf die Eingänge der entsprechenden Digital/Analog-Wandler (D/A1, D/A2) durchschaltet.

8. Einrichtung nach Anspruch 6, dadurch **gekennzeichnet**, daß die primären Digitalsignale (DS11, DS12) des tiefsten und mindestens des nächsthöheren Frequenzbereichs zeitversetzt den Dateneingängen eines gemeinsamen Mikrorechners (R_g) zugeführt werden, daß die Eingänge der Digital/Analog-Wandler (D/A1, D/A2) für den tiefsten und mindestens für den nächsthöheren Frequenzbereich parallelgeschaltet und mit den Datenausgängen des

Mikrorechners (R_g) verbunden sind und daß die Übernahme der sekundären Digitalsignale (DS21, DS22) in die Digital/Analog-Wandler (D/A1, D/A2) durch vom Mikrorechner (R_g) gelieferte Signale zeitlich versetzt steuerbar ist.

- 5 9. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch **gekennzeichnet**, daß die Rechenschaltung als Analogschaltung ausgebildet ist, die aus mehreren Integratoren (B), Einstellgliedern (P) und mindestens zwei Summierschaltungen (S) besteht, daß an einem Eingang der ersten Summierschaltung (S) die Eingangssignale (U_1) anliegen und die weiteren Eingänge über Inverter (I) und Einstellglieder (P) mit Ausgängen von mindestens einem der ersten Summierschaltung (S) nachgeschalteten Integratoren (B) verbunden sind, daß der Ausgang der ersten Summierschaltung (S) und die Ausgänge der Integratoren (B) über weitere Einstellglieder (P) mit den Eingängen der zweiten Summierschaltung (S) verbunden sind, an deren Ausgang das Ausgangssignal (U_2) abgreifbar ist und daß die Anzahl der in der Rechenschaltung enthaltenen Integratoren (B) gleich der Ordnung der Funktion $H(p)$ ist, durch die in inverser Form das komplexe Eigenverhalten des Wandlers (W) in bezug auf den Amplituden- und Phasenfrequenzgang angenähert ist.
- 15 10. Einrichtung nach Anspruch 9, dadurch **gekennzeichnet**, daß die Anzahl der direkt in Serie geschalteten Integratoren (B) jeweils gleich der Ordnung der Faktoren der gegebenenfalls in Faktoren zerlegten mathematischen Funktion $H(p)$ ist, daß jeder Gruppe von direkt in Serie geschalteten Integratoren (B) eine erste und zweite Summierschaltung (S) sowie entsprechende Einstellglieder (P) und Inverter (I) zugeordnet sind und daß der Ausgang der zweiten Summierschaltung (S) einer vorausgehenden Gruppe mit einem Eingang der ersten Summierschaltung (S) einer nachfolgenden Gruppe verbunden ist.
- 20 11. Einrichtung nach einem der Ansprüche 9 bis 10, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Aufbau der Rechenschaltung einer mathematischen Funktion dritter Ordnung entspricht.
- 25 12. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1, 2, 9 bis 11, **gekennzeichnet durch** die Kombination mit einer bekannten Schaltungsanordnung zur Membrannachregelung.
- 30 13. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1, 2 und 4 bis 12, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Schwingspule eines Lautsprechers ein Strom eingeprägt wird.

Claims

- 35 1. Device for compensating reproduction errors in an electroacoustic transducer (W) within a given frequency range, the transmission path of the signals to be reproduced comprising an acoustic and an electrical section, there being provided in the electrical section of the transmission path a circuit arrangement that receives input signals (U_1) and emits altered output signals (U_2), the circuit arrangement within the electrical section of the transmission path is a calculation circuit, the output signals (U_2) of which are derived from its input signals (U_1) according to a complex damping function ($H(p)$) under consideration of amplitude and phase, the transducer (W) having a complex damping function ($H_1(p)$) which is valid in the entire pre-defined frequency range of the transducer (W) and which describes the complex properties of the transducer with respect to its amplitude- and phase frequency response, the damping function ($H_1(p)$) of the transducer (W) being defined by the parameters of the transducer which describe its inherent properties, such as slip, the inertia of a diaphragm that is caused to move and the air volume, tensioning and restoring forces, damping, resonant frequencies and so on, the complex damping function ($H(p)$) of the calculation circuit being so far inverse to the complex damping function ($H_1(p)$) of the transducer, as those pole locations in the transmission function ($1/H_1(p)$) of the transducer (W), which deteriorate its response, are approximated by zero-locations in the transmission function ($1/H(p)$) of the calculation circuit and thereby providing for new pole-locations by the transmission function of the calculation circuit, characterised in that, the calculation circuit having adjusting members (p) for approaching the complex transmission function ($1/H(p)$) of the calculation circuit to the complex damping function ($H_1(p)$) of the transducer, and that the freely selectable coefficients of the calculation circuit are selected so that by inputting square wave signals of different frequencies to the combined transmission. system, consisting of calculation circuit and transducer, and by optically watching the output signals with an oscilloscope, a reproduction of the square wave signal form is achieved, which compared to the input signal is as far as possible free of errors.
- 50 2. Device according to claim 1, characterised in that the electroacoustic transducer (W) serves to convert electrical signals into acoustic signals and that the computer circuit is arranged upstream of the transducer (W) in the transmission direction.
- 55

3. Device according to claim 1, characterised in that the electroacoustic transducer (W) serves to convert acoustic signals into electrical signals and that the computer circuit is arranged downstream of the transducer (W) in the transmission direction.

4. Device according to claim 2; characterised in that as the computer circuit there is provided a digitally operating microcomputer (R) to which input signals (U_1) are supplied in the form of series of primary digital signals (DS1) and which emits series of secondary digital signals (DS2), that with the microcomputer (R) is associated a programmable read-only memory (PROM) in which the inherent properties of the transducer (W) and a programme for the conversion of the primary digital signals (DS1) into the secondary digital signals (DS2) are stored and that, furthermore, a digital/analogue converter (D/A) is provided for converting the series of secondary digital signals (DS2) into analogue output signals (U_2)

5. Device according to claim 4, characterised in that an analogue/digital converter (A/D) is provided for converting input signals (U_1) in the form of analogue signals into series of primary digital signals (DS1).

6. Device according to claim 5, characterised in that frequency dividers (FW1 to FW3) for dividing the frequency range of the input signals (U_1) into a plurality of predetermined partial frequency ranges are provided, that for each partial frequency range a final amplifier (EV1 to EV3) and an electroacoustic transducer (W1 to W3) are provided and that at least in the lowest partial frequency range a correction unit (K1, K2) comprising a microcomputer (R), a digital/analogue converter (D/A) and, optionally, an analogue/digital converter (D/A) is arranged, while in the remaining partial frequency ranges devices (DEL) for delaying the signal are provided.

7. Device according to claim 6, characterised in that the primary digital signals (DS11, DS12) of the lowest and at least the next-highest frequency range are multiplexed to the data inputs of a common microcomputer (R_g) and that connected to the data outputs of the microcomputer (R_g) is a multiplexer (MUX) controlled by the microcomputer (R_g), which multiplexer connects the secondary digital signals (DS21, DS22) associated with the lowest and at least the next-highest frequency range alternately through to the inputs of the corresponding digital/analogue converters (D/A1, D/A2).

8. Device according to claim 6 characterised in that the primary digital signals (DS11, DS12) of the lowest and at least the next-highest frequency range are multiplexed to the data inputs of a common microcomputer (R_g), that the inputs of the digital/analogue converters (D/A1, D/A2) for the lowest and at least the next-highest frequency range are connected in parallel and are connected to the data outputs of the microcomputer (R_g) and that the transmission of the secondary digital signals (DS21, DS22) into the digital/analogue converters (D/A1, D/A2) can be multiplexed by signals supplied by the microcomputer (R_g).

9. Device according to claim 1, characterised in that the computer circuit is designed as an analogue circuit comprising a plurality of integrators (B), adjusting members (P) and at least two summing circuits (S), that the input signals (U_1) are applied to one input of the first summing circuit (S) and the other inputs are connected via inverters (I) and adjusting members (P) to outputs of at least one integrator (B) connected downstream of the first summing circuit (S), that the output of the first summing circuit (S) and the outputs of the integrators (B) are connected by way of further adjusting members (P) to the inputs of the second summing circuit (S) at the output of which the output signal (U_2) can be taken and that the number of integrators (B) contained in the computer circuit is equivalent to the order of the function $H(p)$ by means of which the complex inherent response of the transducer (W) is matched in inverse form in relation to the amplitude/frequency/ response and phase/frequency response.

10. Device according to claim 9, characterised in that the number of integrators (B) connected directly in series is in each case equal to the order of the factors of the mathematical function $H(p)$ which is optionally reduced to factors, that with each group of integrators (B) connected directly in series is associated a first and a second summing circuit (S) and corresponding adjusting members (P) and inverters (I) and that the output of the second summing circuit (S) of a preceding group is connected to an input of the first summing circuit (S) of a subsequent group.

11. Device according to any one of claims 9 to 10, characterised in that the construction of the computer circuit corresponds to a third-order mathematical function.

12. Device according to any one of claims 1, 2 and 9 to 11, characterised in that it is combined with a known circuit arrangement for diaphragm readjustment.

13. Device according to any one of claims 1, 2 and 4 to 12, characterised in that the moving coil of a loudspeaker is current-driven.

5 Revendications

1. Dispositif permettant de compenser les erreurs de reproduction d'un transducteur électroacoustique (W) à l'intérieur d'un domaine de fréquences prédéfini, la voie de transmission des signaux à reproduire comprenant une section acoustique et une section électrique, où dans la section électrique est prévu un circuit qui reçoit des signaux d'entrée (U_1) et délivre des signaux de sortie (U_2) modifiés, le circuit prévu dans la section électrique de la voie de transmission étant un circuit de calcul dont les signaux de sortie (U_2) sont déduits de ses signaux d'entrée (U_1), suivant une fonction complexe d'atténuation ($H(p)$) en considérant l'amplitude et la phase,

le transducteur (W) ayant une fonction complexe d'atténuation ($H_1(p)$) qui est valable pour l'ensemble du domaine de fréquences prédéfini du transducteur (W) et qui décrit les propriétés complexes du transducteur en ce qui concerne sa réponse en fréquence en fonction de l'amplitude et de la phase, la fonction d'atténuation ($H_1(p)$) du transducteur (W) étant définie par les paramètres du transducteur qui décrivent ses propriétés inhérentes, telles que le glissement, l'inertie d'une membrane rendue mobile et du volume d'air, les forces de contrainte et de rappel, l'atténuation, les fréquences de résonnance, etc,

la fonction complexe d'atténuation ($H(p)$) du circuit de calcul étant inverse de la fonction complexe d'atténuation ($H_1(p)$) du transducteur dans la mesure où les pôles de la fonction de transfert ($1/H_1(p)$) du transducteur (W) qui dégradent sa réponse, sont reproduits par approximation par des points d'annulation dans la fonction de transfert ($1/H(p)$) du circuit de calcul et de ce fait créent de nouveaux pôles par la fonction de transfert du circuit de calcul,

caractérisé en ce que le circuit de calcul présente des éléments de réglage (p) pour faire tendre, par approximation, la fonction complexe de transfert ($1/H(p)$) du circuit de calcul vers la fonction complexe d'atténuation ($H_1(p)$) du transducteur et

en ce que les coefficients du circuit de calcul, pouvant être choisis librement, sont choisis de telle manière que, lors d'une alimentation du système de transmission combiné constitué d'un circuit de calcul et d'un transducteur avec des signaux rectangulaires, de fréquences différentes, une reproduction des signaux rectangulaires, la plus exempte possible d'erreur en comparaison avec le signal d'entrée, est obtenue au moyen d'une observation optique des signaux de sortie sur un oscilloscope.
2. Dispositif suivant la revendication 1, caractérisé en ce que le transducteur électroacoustique (W) sert à la transformation de signaux électriques en signaux acoustiques et en ce que le circuit de calcul est disposé en amont du transducteur (W) suivant le sens de la transmission.
3. Dispositif suivant la revendication 1, caractérisé en ce que le transducteur électroacoustique (W) sert à la transformation de signaux acoustiques en signaux électriques et en ce que le circuit de calcul est disposé en aval du transducteur (W) suivant le sens de la transmission.
4. Dispositif suivant la revendication 2, caractérisée en ce qu'en tant que circuit de calcul, il est prévu un microcalculateur (R), à fonctionnement numérique, auquel sont envoyés des signaux d'entrée (U_1) se présentant sous la forme de successions de signaux numériques primaires (DS1) et qui délivre des successions de signaux numériques secondaires (DS2), en ce qu'il est associé au microcalculateur (R) une mémoire morte programmable (PROM) dans laquelle sont rangées les valeurs caractéristiques correspondant au transducteur (W) et un programme permettant de convertir les signaux numériques primaires (D1) en signaux numériques secondaires (DS2) et en ce qu'il est en outre prévu un convertisseur numérique/analogique (D/R) permettant de convertir les successions de signaux numériques secondaires (DS2) en signaux analogiques de sortie (U_2).
5. Dispositif suivant la revendication 4, caractérisé en ce qu'il est prévu un convertisseur analogique/numérique (A/D) permettant de convertir des signaux d'entrée (U_1), se présentant sous la forme de signaux analogiques, en successions de signaux numériques primaires (DS1).
6. Dispositif suivant la revendication 5, caractérisé en ce qu'il est prévu des aiguillages de fréquences (FW1 à FW3) permettant de diviser le domaine de fréquences des signaux d'entrée (U_1) en plusieurs domaines partiels de fréquences déterminés à l'avance, en ce que, pour chaque domaine partiel de fréquences, il est prévu un amplificateur final (EV1 à EV3) et un transducteur électroacoustique (W1 à W3) et en ce qu'au moins dans le domaine partiel de

fréquences le plus bas, il est disposé une unité de correction (K1, K2) constituée d'un microcalculateur (R), d'un convertisseur numérique/analogique (D/A) et éventuellement d'un convertisseur analogique/numérique (A/D), tandis que, dans les autres domaines partiels de fréquences, il est prévu des dispositifs (DEL) pour le retard des signaux.

7. Dispositif suivant la revendication 6, caractérisé en ce que les signaux numériques primaires (DS11, DS12) du domaine de fréquences le plus bas et au moins du domaine de fréquences plus élevé suivant sont envoyés, en étant décalés dans le temps, aux entrées de données d'un microcalculateur (R_g) commun et en ce qu'aux sorties de données du microcalculateur (R_g), il est raccordé un multiplexeur (MUX), commandé par le microcalculateur (R_g), qui commute alternativement sur les entrées des convertisseurs numérique/analogique (D/A1, D/A2) correspondants les signaux numériques secondaires (DS21, DS22) associés au domaine de fréquences le plus bas et au moins au domaine de fréquences plus élevé suivant.
8. Dispositif suivant la revendication 6, caractérisé en ce que les signaux numériques primaires (DS11, DS12) du domaine de fréquences le plus bas et au moins du domaine de fréquences plus élevé suivant sont envoyés, en étant décalés dans le temps, aux entrées de données d'un microcalculateur (R_g) commun, en ce que les entrées des convertisseurs numérique/analogique (D/A1, D/A2) correspondant au domaine de fréquences le plus bas et au moins au domaine de fréquences plus élevé suivant sont connectées en parallèle et sont reliées aux sorties de données du microcalculateur (R_g) et en ce que le transfert des signaux numériques secondaires (DS21, DS22) dans les convertisseurs numérique/analogique (D/A1, D/A2) peut être commandé, d'une manière décalée dans le temps, par des signaux délivrés par le microcalculateur (R_g).
9. Dispositif suivant la revendication 1, caractérise en ce que le circuit de calcul est réalisé sous la forme d'un circuit analogique qui est constitué de plusieurs intégrateurs (B), de plusieurs éléments de réglage (P) et d'au moins deux circuits additionneurs (S), en ce que les signaux d'entrée (U_1) sont appliqués sur une entrée du premier circuit additionneur (S) et les autres entrées sont reliées, par l'intermédiaire d'inverseurs (I) et d'éléments de réglage (P), à des sorties d'au moins l'un des intégrateurs (B) connectés en aval du premier circuit additionneur (S), en ce que la sortie du premier circuit additionneur (S) et les sorties des intégrateurs (B) sont reliées, par l'intermédiaire d'autres éléments de réglage (P), aux entrées du second circuit additionneur (S), sur la sortie duquel le signal de sortie (U_2) peut être prélevé, et en ce que le nombre des intégrateurs (B) contenus dans le circuit de calcul est égal au degré de la fonction $H(p)$ à l'aide de laquelle le comportement propre, complexe, du transducteur (W) fait l'objet d'une approximation, sous forme inverse, en ce qui concerne la réponse en amplitude à la fréquence et la réponse en phase à la fréquence.
10. Dispositif suivant la revendication 9, caractérisé en ce que le nombre des intégrateurs (B) connectés directement en série est chaque fois égal au degré des facteurs de la fonction mathématique $H(p)$ éventuellement décomposée en facteurs, en ce qu'à chaque groupe d'intégrateurs (B) connectés directement en série, il est associé un premier et un second circuits additionneurs (S), ainsi que des éléments de réglage (P) correspondants à des inverseurs (I), et en ce que la sortie du second circuit additionneur (S) d'un groupe précédent est reliée à une entrée du premier circuit additionneur (S) d'un groupe suivant.
11. Dispositif suivant l'une des revendications 9 à 10, caractérisé en ce que la structure du circuit de calcul correspond à une fonction mathématique du troisième degré.
12. Dispositif suivant l'une des revendications 1, 2 et 9 à 11, caractérisé par sa combinaison avec un circuit connu de régulation de la membrane.
13. Dispositif suivant l'une des revendications 1, 2 et 4 à 12, caractérisé en ce qu'un courant est appliqué à la bobine mobile d'un haut-parleur.

Fig 1

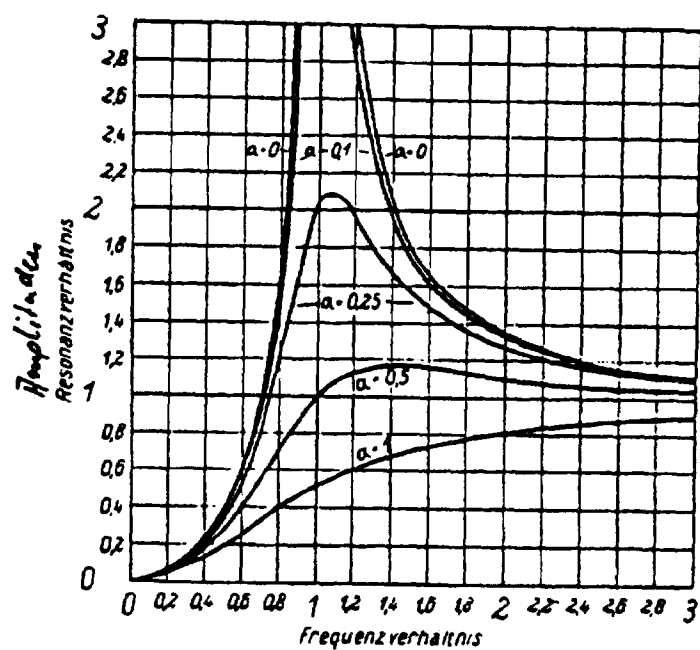


Fig 2

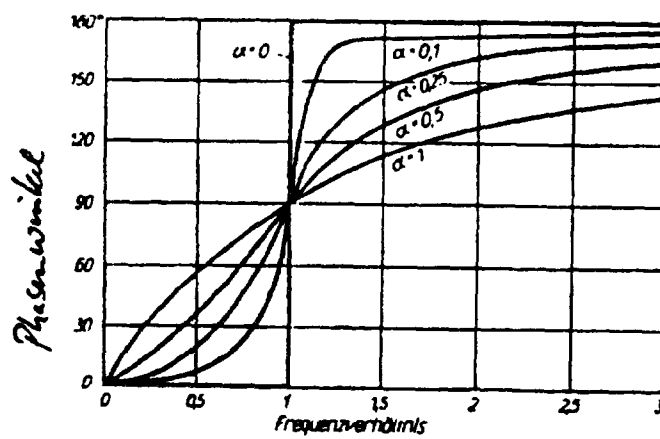


Fig. 3

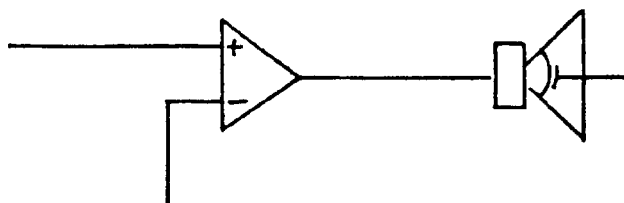


Fig. 4

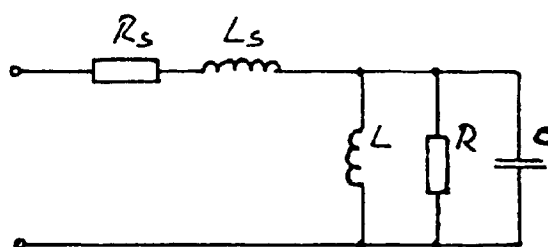


Fig. 5a

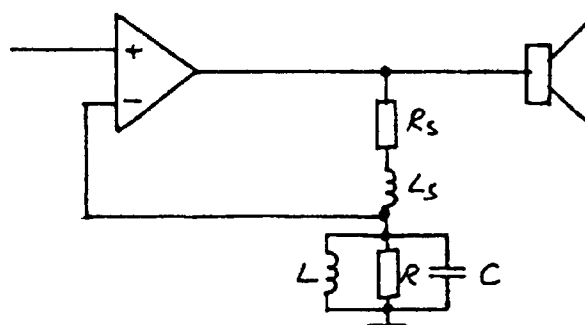


Fig. 5b

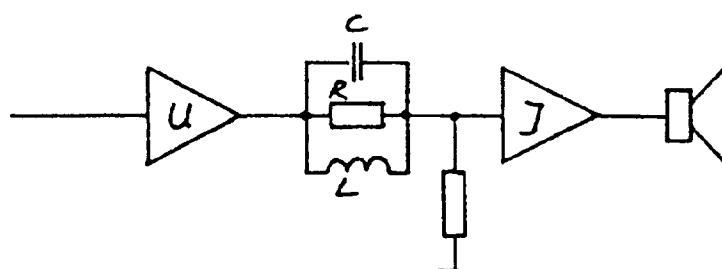


Fig. 6

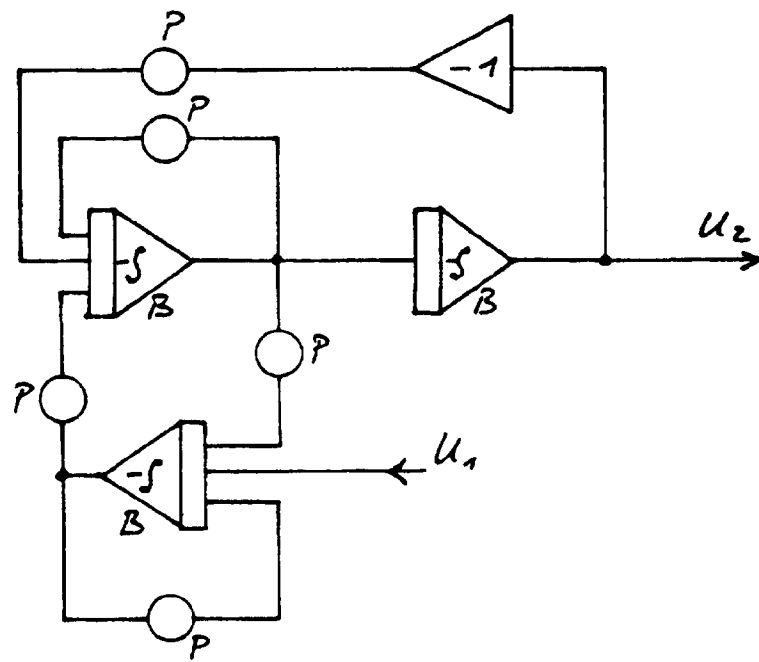


Fig. 7

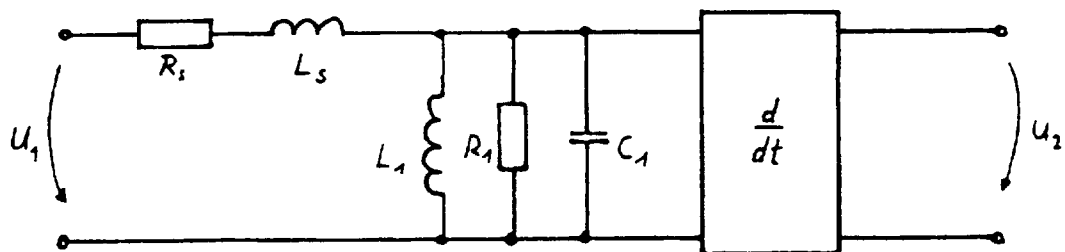


Fig 8a

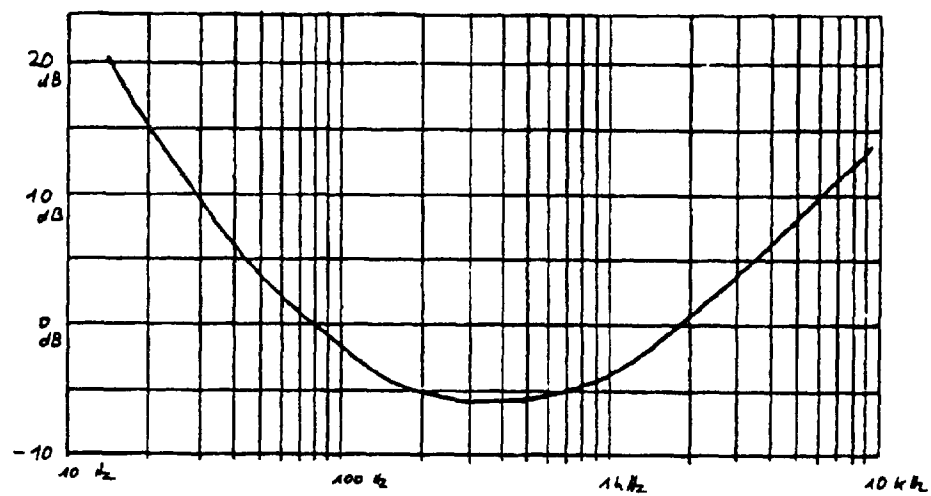


Fig 10a

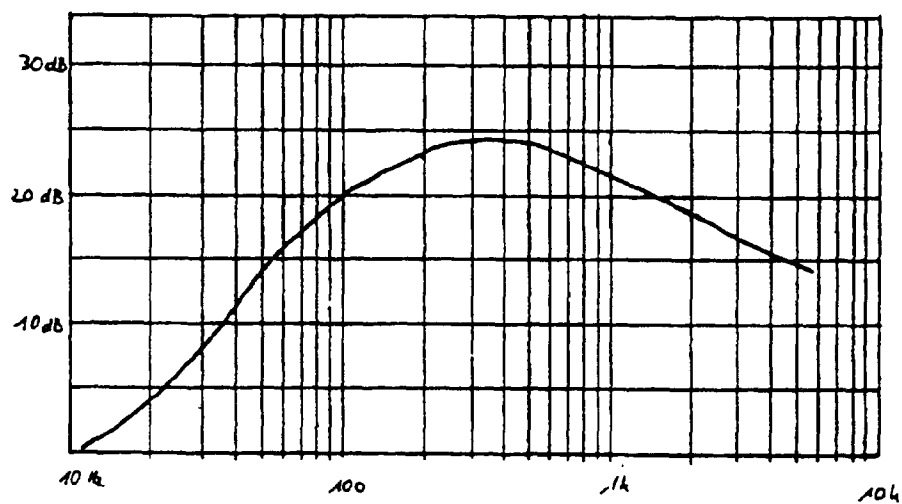


Fig 11a

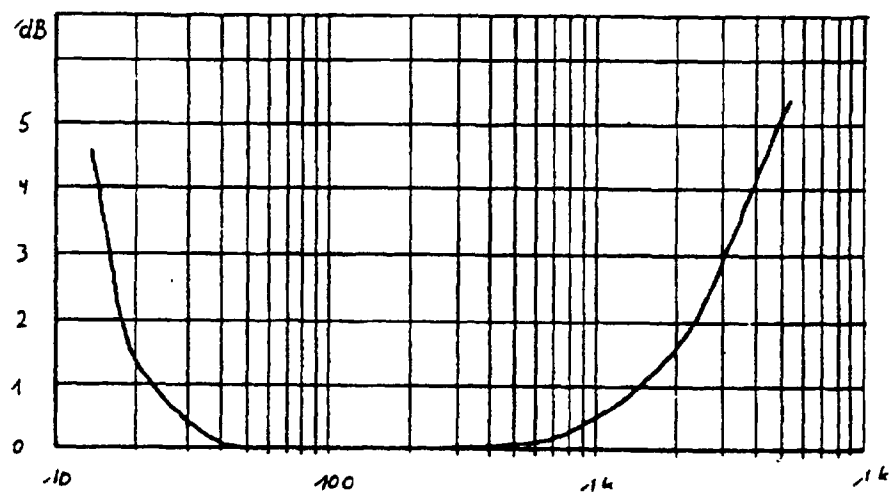


Fig 8b

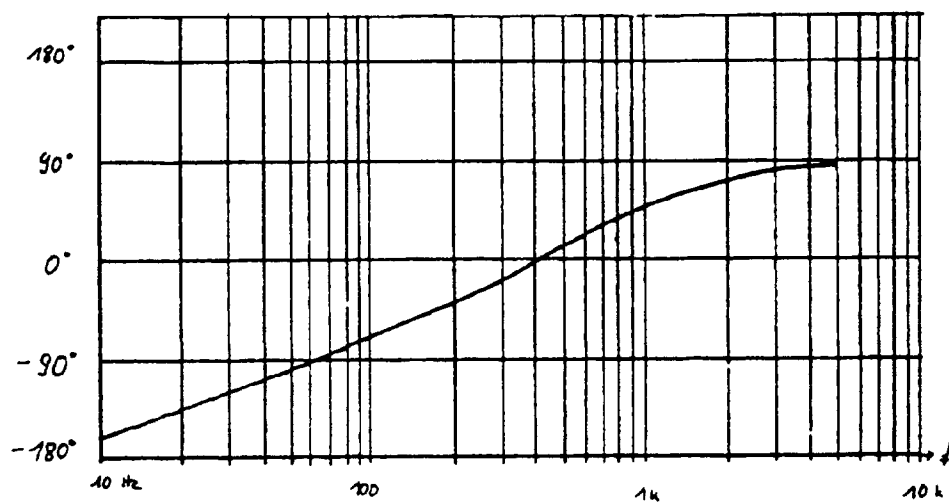


Fig 10b

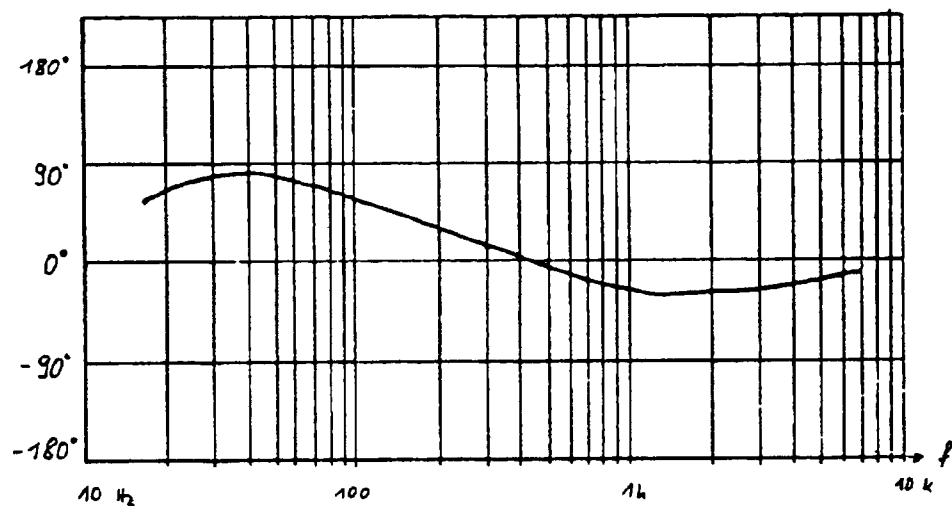


Fig 11b

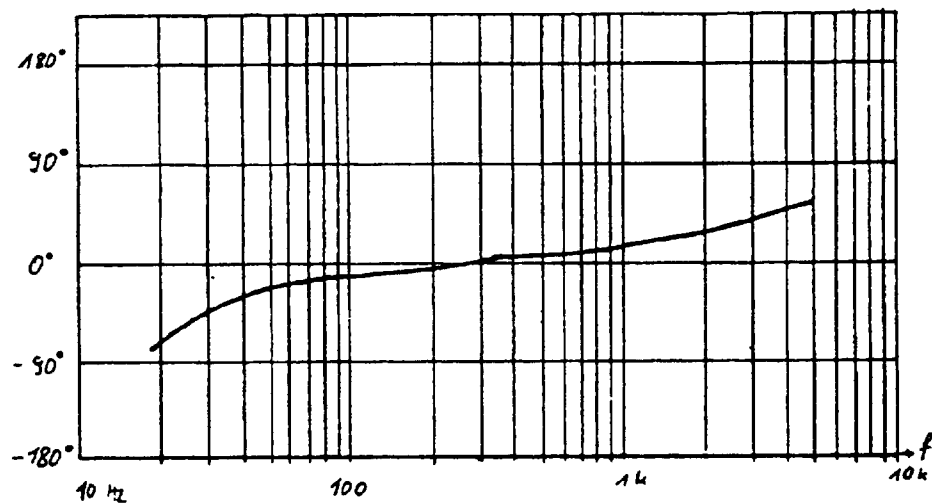


Fig. 9a

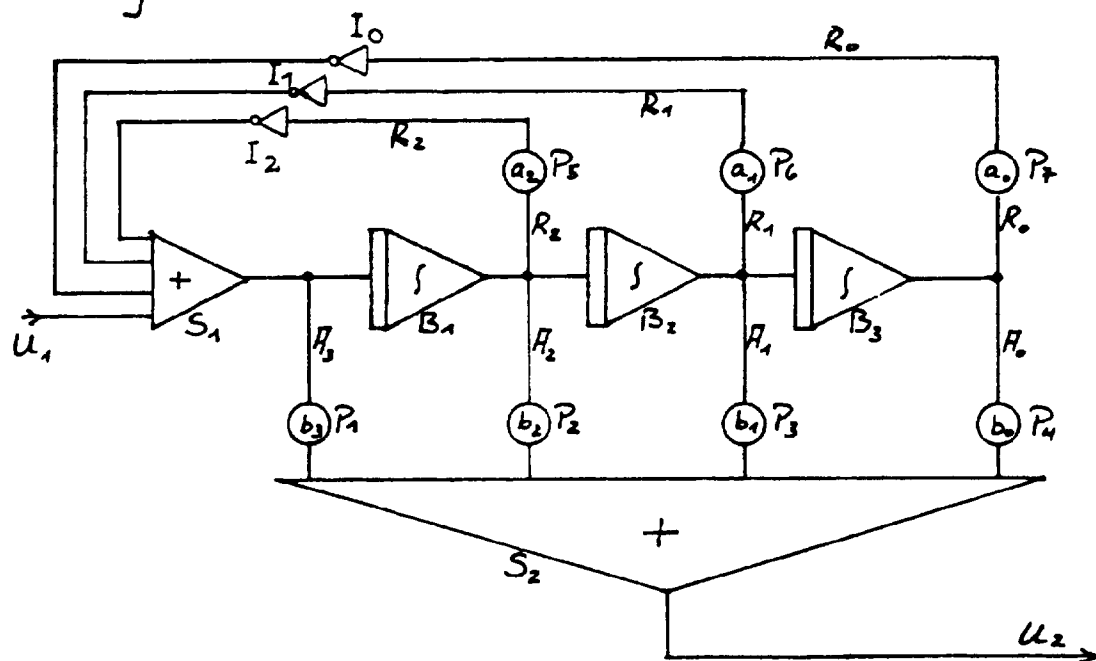


Fig 9b

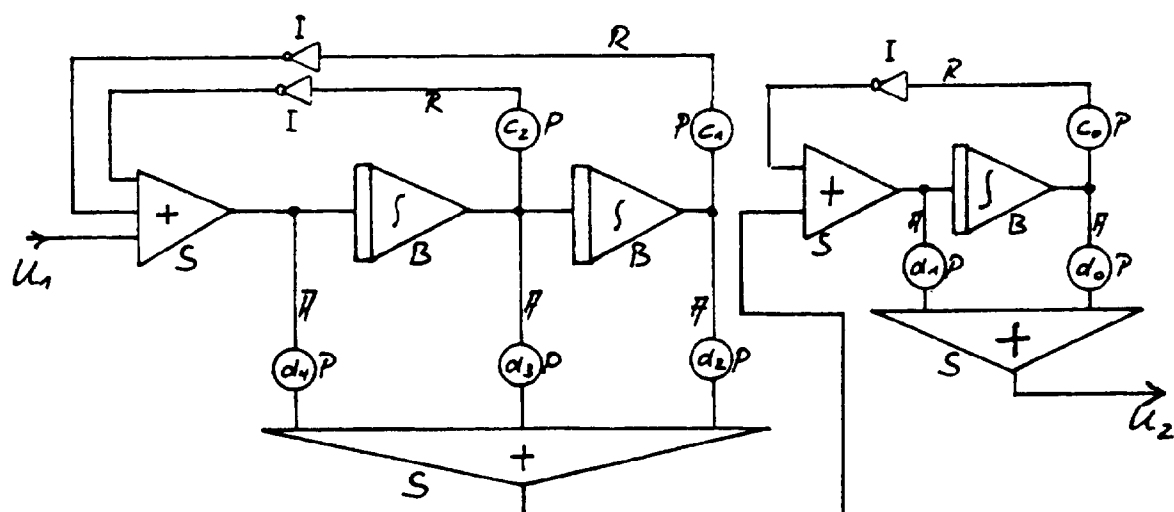


Fig. 9c

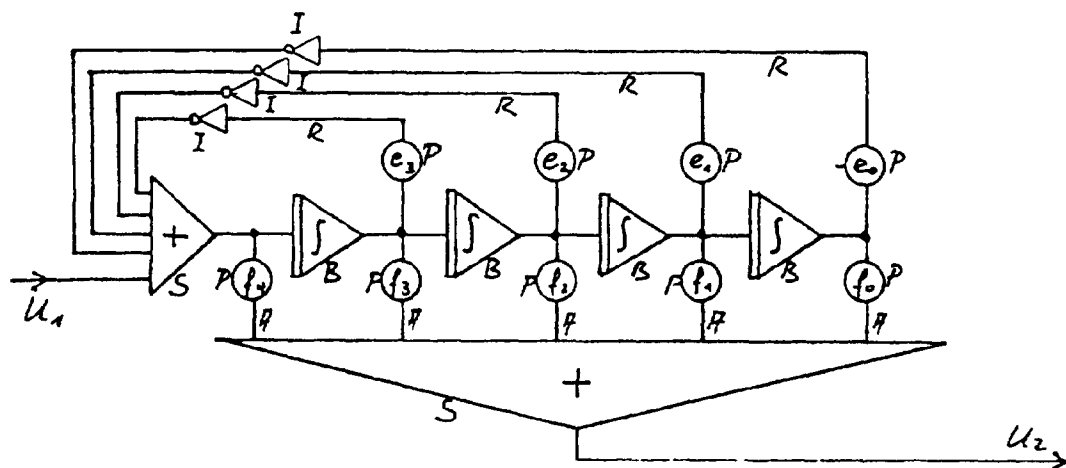


Fig. 9d

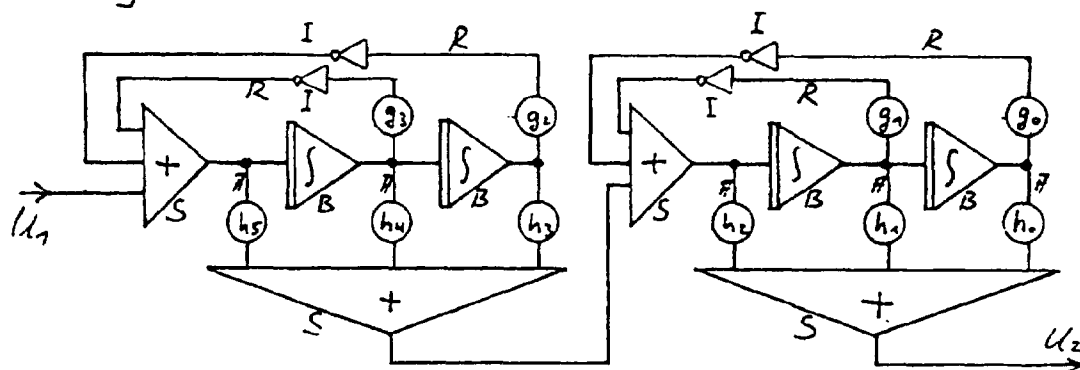


Fig. 9e

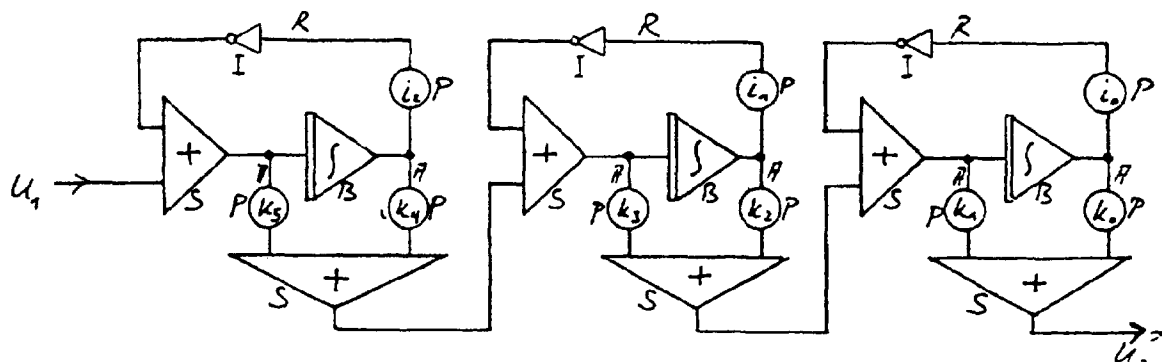


Fig.12

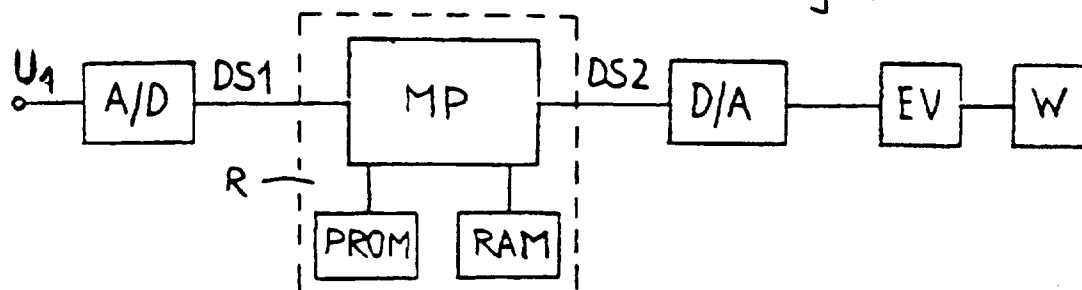


Fig.13

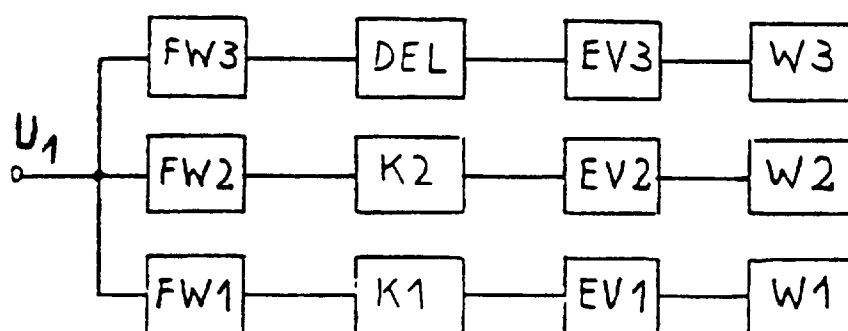


Fig. 14

