

Zeitschrift:	Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri
Herausgeber:	Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe
Band:	52 (1974)
Heft:	10
Artikel:	Die Entwicklung eines Messgerätes zur Bestimmung der Rumpelspannungen an Plattenspielern
Autor:	Bégun, Claude
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-874776

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 14.01.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Die Entwicklung eines Messgerätes zur Bestimmung der Rumpelspannungen an Plattenspielern

Claude BÉGUIN, Bern

621.317.799:534.851.6:621.375.9.024:621.382.049.77

Zusammenfassung. Am Beispiel eines Rumpelspannungsmessgerätes wird untersucht, wie moderne Halbleiterelemente, besonders monolithische lineare Verstärker, eingesetzt werden können. Die Verwendung aktiver Filter erlaubt in diesem Fall besonders elegante Schaltungen, weshalb diese interessanten Netzwerke ausführlicher beschrieben werden. Berechnungsgrundlagen und Beispiel sollen dem Leser die eigene Anwendung ermöglichen, ohne dass er sich lange mit allgemeinen filtertheoretischen Problemen befassen muss.

La mise au point d'un appareil de mesure pour déterminer les tensions de ronflement des tourne-disques

Résumé. En prenant un instrument de mesure de la tension de ronflement comme exemple, on étudie ici la façon d'utiliser les éléments semi-conducteurs modernes, en particulier les amplificateurs linéaires monolithiques. L'emploi de filtres actifs permet de faire des montages particulièrement élégants et c'est pourquoi ces circuits intéressants sont décrits en détail. Les principes de calcul et l'exemple doivent donner au lecteur la possibilité de réaliser lui-même certains montages sans qu'il lui faille s'occuper de problèmes généraux sur la théorie des filtres.

1. Problemstellung

Bei der qualitativen Beurteilung von Plattenspielern besteht die Aufgabe, Rumpelspannungen (englisch *rumble*) zu messen. Diese Spannungen äussern sich als periodisch auftretendes Rumpelgeräusch, das der Zuhörer besonders störend bei «Pianostellen» empfindet. Die Quantifizierung dieser Störquelle stellt mitunter ein Beurteilungsmass für Plattenspieler dar.

Seinen Ursprung hat das Rumpelgeräusch im Antriebsaggregat. Wenn Motor, Plattenteller und andere Teile sich bewegen, entstehen durch geringe Unwuchten mechanische Schwingungen, die in der Tonzelle in elektrische Schwingungen umgewandelt werden (Fig. 1). Ein im Abspielgerät eingebauter (Fig. 2) oder ein separater Verstärker erhöhen das Signal (Fig. 3), das dann in den Lautsprechern hörbar wird.

Das Vorgehen zur Messung der Rumpelspannungen an Plattenspielern ist in den Deutschen Industrie-Normen DIN 45539 festgehalten; sie lassen sich folgendermassen zusammenfassen:

- Von einer genau definierten Messschallplatte wird ein «Daueroton» der Frequenz 315 Hz übertragen und auf einen Bezugspegel von 0 dB verstärkt (Fig. 4).
- In einer zweiten Phase läuft der Abtaster auf der gleichen Messplatte, jedoch in einer Leerrille, wobei vorhandene Rumpelspannungen über entsprechende Filteranordnungen gemessen werden (Fig. 5).

Die einzuhaltenden Amplituden-Frequenzgänge der Filter sind definiert und gestatten die Unterteilung der Rumpelspannungen in eine Rumpel-Fremdspannung und eine Rum-

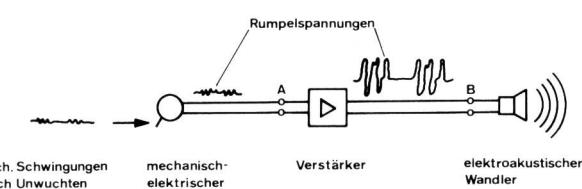


Fig. 1
Entstehung von Rumpelspannungen

Sviluppo di un apparecchio di misura per determinare le tensioni a ronzo nei giradischi

Riassunto. Nell'articolo l'autore esamina come si possono impiegare elementi moderni di semiconduttori, in particolar modo amplificatori monolitici lineari, prendendo come esempio un apparecchio di misura per determinare le tensioni a ronzo. L'uso di filtri attivi permette, in questo caso, la costruzione di circuiti particolarmente interessanti, per cui l'autore si sofferma a descriverli dettagliatamente. Le basi di calcolo e l'esempio offrono al lettore la possibilità di applicare praticamente quanto esposto, senza doversi occupare a lungo di problemi teorici generali dei filtri.

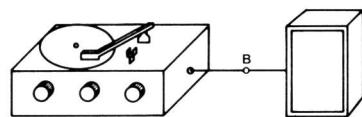


Fig. 2
Plattenspieler mit eingebautem Verstärker

pel-Geräuschspannung. Die Bewertungskurve A (in Fig. 6) wurde in den Normen so ausgelegt, dass die vom *Abspielgerät herrührende Fremdspannung* möglichst vollständig erfasst wird. Diese Spannung wird als Rumpel-Fremdspannung, die Differenz zum Bezugspegel als Rumpel-Fremdspannungsabstand bezeichnet. Die Bewertungskurve B wurde so gewählt, dass das Messergebnis möglichst dem *subjektiven Höreindruck* entspricht. Die so gemessene Spannung wird als Rumpel-Geräuschspannung, die Differenz zum Bezugspegel als Rumpel-Geräuschspannungsabstand angegeben.

Die Bestimmung der Rumpelspannungen an Studiogeräten ist unerlässlich. Um die entsprechenden Messungen

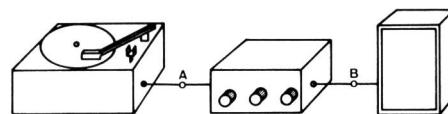


Fig. 3
Plattenspieler mit separatem Verstärker

durchführen zu können, benötigte die *Abteilung Forschung und Entwicklung der PTT-Betriebe* ein geeignetes Gerät, das einen guten Messkomfort aufweisen soll.

2. Aufgabe

Die einzuhaltenden Grenzdaten und Betriebsarten wurden von der Gruppe «Tonstudio und Akustik» der Abteilung Forschung und Entwicklung zusammengestellt. Sie berücksichtigen auch die praktischen Erfordernisse, wie sie beim Messen der Rumpelspannungen auftreten.

Eingangsdaten. Das Messgerät soll wählbar einen symmetrischen oder asymmetrischen Eingang aufweisen, wobei

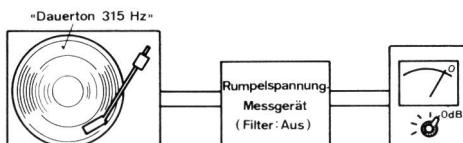


Fig. 4
Messung von Rumpelspannungen. 1. Schritt: «Dauerton» 315 Hz

der Eingangswiderstand ungefähr $1 \text{ M}\Omega$ betragen soll, was für heute auf dem Markt erhältliche magnetische Tonabnehmer praktisch keine elektrische Belastung darstellt.

Ausgangsdaten. Das Ausgangssignal soll asymmetrisch und verzerrungsarm mit einem Pegel von ungefähr 5 V_{eff} zur Verfügung stehen und die Ausgangsimpedanz kleiner als 100Ω sein.

Übertragungseigenschaften. Es sollen wahlweise die Amplituden-Frequenzgänge A, B und linear (gemäß Fig. 6) festgestellt werden können, wobei in der linearen Betriebsart die obere Grenzfrequenz bei 20 kHz liegen soll. Die interne Verstärkung soll in 3 Stufen von 0, 20 und 40 dB einstellbar sein. Damit ist die Prüfung von Plattenspielern mit und

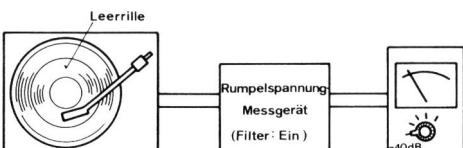


Fig. 5
Messung von Rumpelspannungen. 2. Schritt: Abtaster gleitet in einer Leerrille

ohne internen Verstärker (Fig. 2 und 3) möglich. Der Fremdspannungsabstand, bezogen auf die maximale Ausgangsspannung, soll mindestens 60 dB betragen.

3. Möglichkeiten verschiedener Schaltungstechniken und Technologien

Die gestellte Aufgabe lässt sich grundsätzlich mit verschiedenen Schaltungen lösen. Man versucht mit Hilfe eines Blockdiagramms eine möglichst günstige Schaltung zu entwerfen, die bereits alle wesentlichen Funktionen des Gerätes erfüllen kann. Bei einem Aufbau gemäß Figur 7 durchläuft das Signal Eingangsverstärker, Filter, Dämpfungsglied und Ausgangsverstärker. Das ganze Gerät könnte symmetrisch aufgebaut sein. Für das Filter beispielsweise sind passive LC-Elemente denkbar.

Eine weitere Variante zeigt Figur 8. Nur das Dämpfungs-glied und der Eingangsverstärker wären symmetrisch. Die Tief- und Hochpässe könnten mit aktiven RC-Filtern ver-

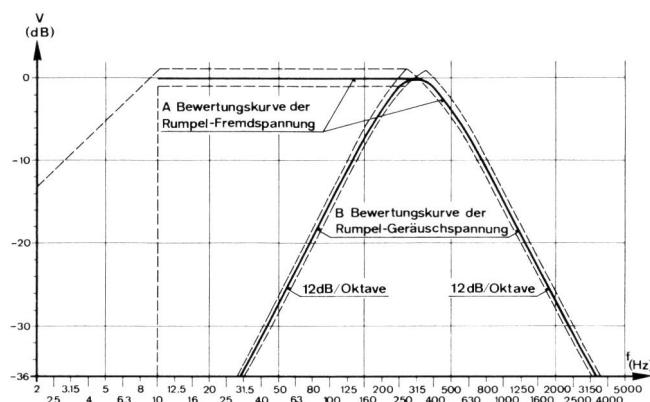


Fig. 6
Normierte Kurve nach DIN 45539

wirklich werden. Zusätzlich würde eine Überwachungsschaltung optisch anzeigen, wenn der Eingangsverstärker übersteuert ist.

Von der technologischen Seite her beurteilt, wären für den Schaltungsaufbau ebenfalls mehrere Möglichkeiten denkbar:

- offene Bauweise, Elemente «fliegend» verdrahtet (Fig. 9)
- gedruckte Schaltung, bestückt mit passiven und aktiven Einzelementen (Fig. 10)
- mit monolithischen integrierten Schaltungen und Modulen bestückter Print (Fig. 11)
- hybrid-integrierte Schaltung (gemischt-integriert), auf der Basis der Dickschicht und/oder Dünnschichttechnik (Fig. 12)

Es wären auch weitere Kombinationen aus den erwähnten Aufbautypen möglich. War man noch vor wenigen Jahren gezwungen, ein Gerät in offener Bauweise zu verwirklichen, stehen heute viele Schaltungstechniken und Technologien

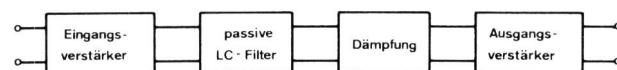


Fig. 7
Schaltungsentwurf mit passiven LC-Filtern

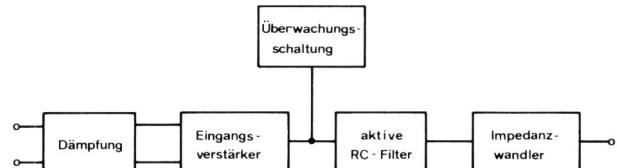


Fig. 8
Schaltungsentwurf mit aktiven RC-Filtern

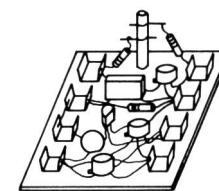


Fig. 9
Schaltung in offener Bauweise

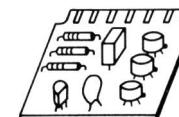


Fig. 10
Gedruckte Schaltung mit Einzelementen

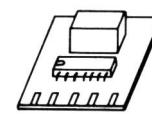


Fig. 11
Print mit monolithischer integrierter Schaltung und Modul



Fig. 12
Hybrid-integrierte Dünnschichtschaltung

zur Verfügung. Die rasche Entwicklung der Elektronik hat zur Folge, dass laufend neue Halbleiter und integrierte Schaltungen auf dem Markt angeboten werden. Einzelne Elemente werden mit grosser Packungsdichte elektrisch untereinander verbunden und bilden so einen neuen «unteilbaren» Baustein mit vorteilhaften Eigenschaften. Das oft günstige Preis-Leistungs-Verhältnis hat der Einführung dieser Bausteine starken Vorschub geleistet. Der Einsatz integrierter Schaltungen wird oft schon allein damit gerechtfertigt, dass der Beschaffungspreis nicht wesentlich von jenem der Einzelemente abweicht. Werden noch die Entwicklungskosten bis zu einem äquivalenten Baustein in Rechnung gesetzt, kann der Einsatz von integrierten Schaltungen häufig die preiswertere Lösung darstellen. Das Verwenden von integrierten Schaltungen erhöht die Zuverlässigkeit der Schaltung unter Verringerung von Raum und Gewicht.

Beider Verwirklichung des Rumpfspannungsmessgerätes wurde dieser Entwicklungstrend Rechnung getragen, wobei der Entwurf gemäss Figur 8 zur Anwendung gelangte. Dabei boten sich für Filterschaltungen aktive RC-Netzwerke an, in Form von kleinen Operationsverstärkern, kombiniert mit Widerständen und Kondensatoren. Die frequenzbestimmenden Elemente liessen sich ohne grosse Schwierigkeiten mit verschiedenen Technologien herstellen; der Weg zu einer grösseren Integrationsdichte bleibt offen.

Ganz im Gegenteil zum Konzept gemäss Figur 8 wäre eine Schaltung nach Figur 7 nur mit grossen Schwierigkeiten in einer modernen Technologie zu verwirklichen gewesen. Passive Filter, die Spulen enthalten, lassen sich nicht oder nur schlecht integrationsgerecht aufbauen. Im NF-Gebiet wären die Induktivitäten voluminös und kostspielig.

4. Der monolithische integrierte Operationsverstärker als Schaltungselement

Wie aus dem Blockschema Figur 8 zu entnehmen ist, werden im Messgerät an verschiedenen Stellen aktive Elemente gebraucht, so im Eingangsverstärker, bei den aktiven Filtern, im Impedanzwandler und in der Überwachungsschaltung. Um die Vielseitigkeit monolithischer integrierter Verstärker zu demonstrieren, wurden bei dieser Entwicklung ausschliesslich Operationsverstärker eingesetzt, die durch Beschaltung mit äusseren Komponenten auf ihre spezielle Funktion ausgerichtet sind. Der Operationsverstärker kann für viele Schaltungsprobleme als eine Funktionseinheit mit zwei Eingängen und einem Ausgang betrachtet werden. Weitere Anschlusspunkte dienen der Speisung und der Kompensation von Fehlspannung und Frequenz. Ein monolithischer integrierter Operationsverstärker stellt in den meisten Fällen einen gleichspannungsgekoppelten Differentialverstärker mit grosser Leerlaufverstärkung dar. Er wird vielfach mit starker Gegenkopplung betrieben. Um ihn möglichst universell einsetzbar zu gestalten, werden bestimmte Forderungen gestellt, wie sehr hohe Spannungsverstärkung, verschwindend kleine Eingangsströme, vernachlässigbare Eingangsfehlspannung, gute thermische und zeitliche Stabilität, möglichst geringes Rauschen, hohe Eingangsimpedanz usw.

Die Praxis zeigt jedoch, dass der Operationsverstärker eine Annäherung an den idealen Verstärker darstellt, so dass oft Konzessionen in der einen oder andern Richtung gemacht werden müssen.

4.1 Aufbau

Wird an den Grenzen der Leistungsfähigkeit integrierter Bauteile gearbeitet, kann die Kenntnis des inneren Aufbaus zum Verständnis der Funktionsweise beitragen (Fig. 13). Betrachtet man das detaillierte Schaltschema, so lassen sich meist drei Hauptteile unterscheiden

- symmetrisch aufgebauter Differenzverstärker am Eingang
- symmetrische oder asymmetrische Koppelstufe mit Eigenverstärkung
- Gegentaktendstufe zur Lieferung einer möglichst grossen Ausgangsleistung bei kleiner Verlustleistung am Ausgang.

Operationsverstärker neuerer Generationen sind so aufgebaut, dass ein Kurzschliessen des voll ausgesteuerten Verstärkerausgangs keine Zerstörung des Bauteils zur Folge hat, wie dies bei älteren Operationsverstärkern der Fall war. Operationsverstärker der ersten Generation waren zudem an ihren Eingängen nicht gegen grössere Spannungen geschützt. Sie weisen gegenüber neuen Verstärkern auch den Nachteil des sogenannten «latch up» auf.

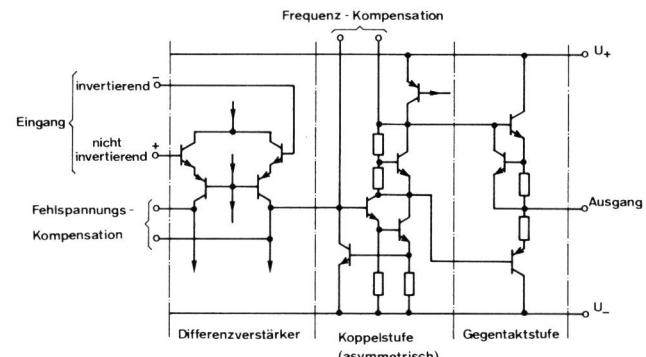


Fig. 13
Schaltungsprinzip eines monolithischen Operationsverstärkers

Sollte durch Übersteuerung die Ausgangsspannung einen ihrer möglichen Extremwerte erreichen, so bleibt dieser Zustand «eingeklinkt», und nur durch ein Ab- und Anschalten der Speisung wird es möglich sein, wieder in den linearen Arbeitsbereich zu gelangen.

Bei der Herstellung monolithischer integrierter Operationsverstärker bedient man sich der Technologie des Planar-Epitaxial-Prozesses. Die gesamte Schaltung wird dabei auf einem Siliziumplättchen hergestellt. Mehr als 20 Transistoren und ein Dutzend Widerstände können auf einer Fläche von 2 mm^2 integriert sein. Die Technik der monolithischen Integration eignet sich ausgezeichnet für eine Massenproduktion, was den günstigen Preis eines Operationsverstärkers erklärt.

4.2 Fehlspannungs- und Frequenzkompensation

Um besonders die Übertragung kleiner Signale zu verbessern, besteht die Möglichkeit, durch externe Elemente die vorhandenen Unsymmetrien der Eingangsstufe zu kompensieren. Je nach Aufbau des Operationsverstärkers ist eine Fehlspannungskompensation mit mehr oder weniger Aufwand zu erreichen (Fig. 14).

Jeder Operationsverstärker besitzt eine hohe Leerlaufverstärkung, die mit zunehmender Frequenz abnimmt. In den meisten Fällen wird durch eine externe Gegenkopplung die Verstärkung vom Anwender auf einen definierten Wert fixiert. Bildet diese Rückkopplung für tiefe Frequenzen einen stabilen Zustand, besteht bei hohen Frequenzen die

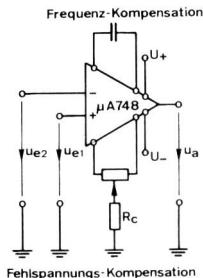


Fig. 14
Kompensationsmöglichkeiten bei Operationsverstärkern

Gefahr der Selbsterregung aufgrund der internen Phasendrehung. Die Richtwerte der Elemente zur Verringerung einer Mitkopplung in Abhängigkeit von Verstärkung, Ausgangspegel und Grenzfrequenz werden von den Herstellern in den Datenblättern aufgeführt.

Im Handel sind Operationsverstärker erhältlich, die keiner externen Kompensation bedürfen, da die Kompensationselemente bereits im Baustein integriert sind. Die Frage, ob ein intern oder extern kompensierter Operationsverstärker verwendet werden soll, wird von der Anwendung abhängig bleiben, da in der Regel intern kompensierte Verstärker den Nachteil eines beschränkteren Frequenzbereiches aufweisen.

4.3 Speisung

Operationsverstärker benötigen zwei Speisequellen, deren Impedanzen möglichst niederohmig sein sollten, damit keine Kopplungen entstehen. Um unliebsame Schwingungen zu vermeiden, ist es zweckmäßig, Speiseleitungen hochfrequenzmäßig direkt am Baustein abzublocken. Auch unerwünschte Kopplungen zwischen Eingang und Ausgang sind durch geeigneten Schaltungsaufbau zu vermeiden. Bei der Übertragung kleiner Signale sollten die stabilisierten Quellen nur eine geringe Restwelligkeit aufweisen, um den störenden Einfluss auf das Nutzsignal klein zu halten.

4.4 Anwendungen

Dank seiner Vielseitigkeit und des günstigen Preises findet der Operationsverstärker breiten Zugang bei der Entwicklung von Grundschaltungen. Nachfolgend seien die wichtigsten angeführt, die mit Hilfe einiger externer Bauteile verwirklicht werden können

- invertierender oder nichtinvertierender Verstärker
- Spannungsfolger oder Impedanzwandler
- summierender Verstärker, Differenzverstärker
- Integrationsstufe, Differentiationsstufe
- Konstantspannungsquelle, Konstantstromquelle
- logarithmische Verstärker
- Sinusgeneratoren, Funktionsgeneratoren
- aktive Filter: Tief-, Hoch-, Bandpässe, Bandsperren
- verschiedene Kippschaltungen: astabile, monostabile, bistabile Multivibratoren, Komparatoren.

5. Aktive RC-Filter

5.1 Allgemeines

Ein wichtiger Teil der Entwicklung des Rumpelspannungsmessgerätes war der Entwurf der Filteranordnungen. Es sollten dabei die Übertragungseigenschaften gemäß Figur 6 verwirklicht werden, unter Anwendung einer integrationsgerechten Schaltungstechnik mit aktiven RC-Netzwerken,

die nur mit Widerständen, Kondensatoren und kleinen Verstärkern auskommen. Dass selektive Filter ohne Spulen verwirklichbar sind, ist seit Jahren bekannt. Dank preiswerten Operationsverstärker haben sie aber in letzter Zeit besonderen Auftrieb erfahren.

Im Vergleich zu passiven LC-Filtern haben die aktiven RC-Filter folgende Vorteile:

- Aktive Filter können leicht mit Widerständen auf ihre Betriebsfrequenz abgestimmt werden, im Gegensatz zu Induktivitäten oder Kapazitäten bei passiven Filtern.
- Eine beidseitige Impedanzanpassung aktiver Filter wird hinfällig, da der verwendete Operationsverstärker mit seiner grossen Eingangs- und kleinen Ausgangsimpedanz eine Trennung bewirkt.
- Aktive Filter können so dimensioniert werden, dass in ihrem Durchlassbereich die Amplitude gleichbleibt, verstärkt oder abgeschwächt wird. Durchläuft ein Signal ein passives Filter, ist dies immer mit einer Dämpfung verbunden.
- Filter höherer Qualität können bequem durch Hintereinanderschalten von Sektionen erster, zweiter und dritter Ordnung erreicht werden.
- Es sind keine Abschirmungen nötig, um störende magnetische Felder einzudämmen.
- Mit monolithischen Operationsverstärkern erhält man aktive Filter, die besonders vorteilhaft von extrem tiefen Frequenzen (zum Beispiel 0,001 Hz) bis etwa 30 kHz eingesetzt werden können.

Ein Nachteil aktiver Filter können die zum Betrieb der Operationsverstärker erforderlichen Speisequellen sein.

5.2 Verschiedene Filtertypen

Mit aktiven Filtern lassen sich dieselben Funktionen (Tief-, Hoch-, Bandpass und Bandsperre) verwirklichen wie mit passiven Anordnungen. Die Übertragungseigenschaften sind identisch, und man unterscheidet ebenfalls Filter nach *Butterworth*, *Tschebyscheff*, *Bessel*, *Cauer* und *Gauss*. Welcher Typ für eine bestimmte Anwendung am geeignetsten ist, muss von Fall zu Fall abgeklärt werden. Die drei erstgenannten Typen sind die gebräuchlichsten, und mit ihnen kann der grösste Teil der praktischen Filterprobleme gelöst werden.

Charakteristisches Merkmal der Butterworth-Filter bildet die grösstmögliche «Ebenheit» im Durchlassbereich (Fig. 15). Die Tschebyscheff-Filter weisen eine definierte «Welligkeit» im Durchlassbereich auf, zeichnen sich jedoch bei gleicher Ordnungszahl durch einen steileren Abfall der Amplitude im Sperrbereich aus. Das Überschwingen der Sprungantwort ist stärker als bei Butterworth-Filtern (Fig. 16). Bessel-Filter verhalten sich optimal bei Rechtecksignalen, denn sie haben ein minimales Überschwingen. Die Amplitudenrelation fällt indessen ausserhalb des Durchlassbereichs nicht so steil ab wie bei den Tschebyscheff- und Butterworth-Filtern (Fig. 17).

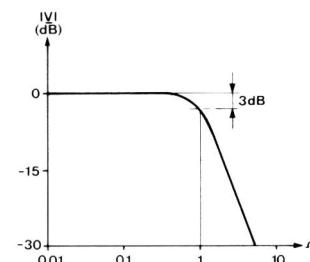


Fig. 15
Frequenzgang der Verstärkung von Tiefpässen nach Butterworth

5.3 Filterberechnung

Wie ein aktives Filter berechnet werden kann, soll am Beispiel eines Tschebyscheff-Tiefpasses 2. Ordnung gezeigt werden.

In der Literatur über aktive Filter [4] findet man für die Verstärkung eines Tiefpasses n -ter Ordnung folgenden allgemeinen Ansatz:

$$v = \frac{v_o}{1 + c_1 P + c_2 P^2 + \dots + c_n P^n} \quad (1)$$

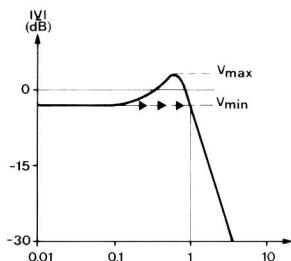


Fig. 16
Frequenzgang der Verstärkung von Tiefpässen nach Tschebyscheff

Dabei bedeuten

v	komplexe Verstärkung
v_o	Gleichspannungsverstärkung
c_1, c_2, \dots, c_n	positive reelle Koeffizienten
$1, 2, \dots, n$	Ordnungsgrade
$P = j \frac{f}{f_g} = j\Omega$	komplexe, normierte Frequenzvariable
f	Frequenz
f_g	Grenzfrequenz: Grenze zwischen Durchlass- und Sperrbereich

Für einen Filter 2. Ordnung reduziert sich (1) in

$$v = \frac{v_o}{1 + c_1 P + c_2 P^2} \quad (2)$$

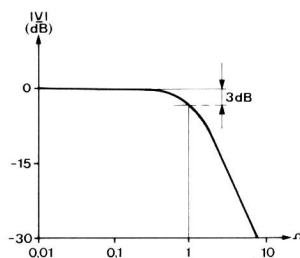


Fig. 17
Frequenzgang der Verstärkung von Tiefpässen nach Bessel

Das Quadrat des absoluten Betrages wird dann

$$|v|^2 = \frac{v_o^2}{1 + (c_1^2 - 2c_2) \Omega^2 + c_2^2 \Omega^4} \quad (3)$$

Für Tschebyscheff-Tiefpässe gilt allgemein

$$|v|^2 = \frac{kv_o^2}{1 + \varepsilon^2 [T_n(x)]^2} \quad (4)$$

$$\text{mit } k \quad \text{Konstante} \quad \begin{cases} \text{für } n \text{ gerade: } k = 1 + \varepsilon^2 \\ \text{für } n \text{ ungerade: } k = 1 \end{cases} \quad (5)$$

$$\varepsilon = \sqrt{\left(\frac{v_{\max}}{v_{\min}}\right)^2 - 1} \quad \text{Mass für die Welligkeit} \quad (6)$$

Tschebyscheff-Polynom

Das Tschebyscheff-Polynom 2. Ordnung $T_2(x)$ ist

$$T_2(x) = 2x^2 - 1 \quad (7)$$

Damit wird für unseren Fall

$$|v|^2 = \frac{v_o^2}{1 - \left(\frac{4\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2}\right)x^2 + \left(\frac{4\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2}\right)x^4} \quad (8)$$

5.4 Bestimmung der Widerstände und Kondensatoren

Für die Dimensionierung der Widerstände und Kondensatoren muss man die Verstärkung berechnen. Im vorliegenden Fall wird das aktive Filter mit einer Einfachmitkopplung betrieben, wobei der Operationsverstärker durch Gegenkopplung auf eine Verstärkung von 1 ($v_o = 1$) eingestellt ist (Fig. 18). Die Ausgangsspannung u_a wird damit gleich der Eingangsspannung ($u_a = u_i$).

Einfachmitkopplung bedeutet, dass ein Rückführungs-
pfad in das RC-Netzwerk geleitet wird, das seinerseits mit
dem nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers (Mitkopplung)
verbunden ist (Fig. 19).

Setzt man einen idealen Verstärker mit unendlich grosser
Eingangsimpedanz und keinerlei Spannung zwischen den
Verstärkereingängen voraus, so ist (Fig. 20)

$$i = 0$$

und

$$u = 0$$

Ein derartiger idealer Verstärker wird durch die wirkliche
Schaltung sehr gut angenähert.

Figur 21 zeigt nun, wie die Berechnung der Verstärkung
weitergeführt werden kann. Für die Maschen I, II und III
gelten folgende Gleichungen

$$\begin{aligned} \text{Masche I} \quad u_e &= (i_1 + i_2)R + i_2 \left(R + \frac{1}{pC_1} \right) \\ \text{oder} \quad u_e &= i_1 R + i_2 \left(2R + \frac{1}{pC_1} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

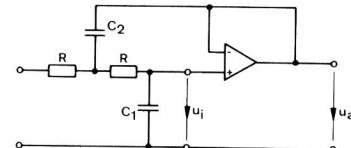


Fig. 18
Tiefpass 2. Ordnung

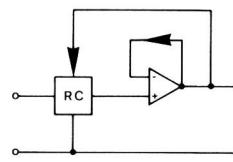


Fig. 19
Einfachmitkopplung und Gegenkopplung des Verstärkers

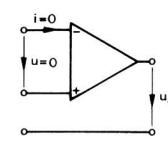


Fig. 20
Ideal Verstärker

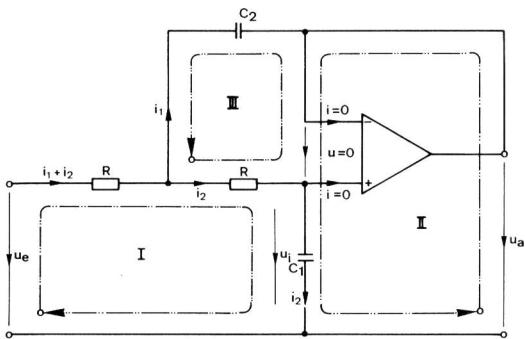


Fig. 21
Analyse der Schaltung

mit $p = j\omega$

Masche II $u_a = u + u_i$, und da $u = 0$

$$u_a = i_2 \cdot \frac{1}{pC_1} = u_i \quad (10)$$

Masche III wegen $u = 0$

$$i_2 R = i_1 \cdot \frac{1}{pC_2}$$

oder $i_1 R = p i_2 R^2 C_2$ (11)

Setzt man Gleichung (11) in (9) ein, so erhält man

$$u_e = i_2 \left(pR^2C_2 + 2R + \frac{1}{pC_1} \right) \quad (12)$$

Die gesuchte Übertragungsfunktion $v = \frac{u_a}{u_e} = \frac{u_a}{u_e} = (10)$
wird dann

$$v = \frac{1}{1 + 2pRC_1 + p^2R^2C_1C_2} \quad (13)$$

Wird die Frequenzvariable p normiert

$$p = j2\pi f \left(\frac{f}{f_g} \right) = P 2\pi f_g = P \omega_g$$

und in Gleichung (13) eingesetzt, so erhält man

$$v = \frac{1}{1 + 2P\omega_g RC_1 + P^2\omega_g^2 R^2 C_1 C_2} \quad (14)$$

Durch Koeffizientenvergleich der Nenner mit Gleichung (2) ergibt sich sofort

$$C_1 P = 2P\omega_g RC_1 = 2P2\pi f_g RC_1, \\ C_2 P^2 = P^2\omega_g^2 R^2 C_1 C_2 = P^2 4\pi^2 f_g^2 R^2 C_1 C_2$$

Nimmt man an, der Wert für die beiden gleichen Widerstände R sei gegeben, so kann man die Kapazitätswerte C_1 und C_2 berechnen

$$C_1 = \frac{C_1}{4\pi f_g R} \quad (15)$$

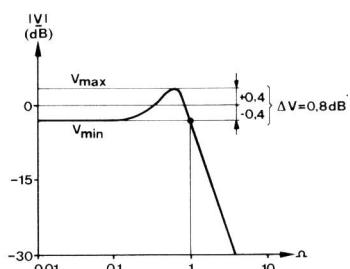


Fig. 22
Frequenzgang der Verstärkung gemäß Beispiel

$$C_2 = \frac{C_2}{\pi f_g R C_1} \quad (16)$$

Dazu noch ein praktisches Beispiel: Es soll ein Tschebycheff-Tiefpassfilter 2. Ordnung berechnet werden (Abfall der Amplitude im Sperrbereich 12 dB/Oktave), mit der Grenzfrequenz $f_g = 380$ Hz. Die zulässige Welligkeit im Durchlassbereich beträgt $\pm 0,4$ dB (Fig. 22). Die Netzwerkwiderstände werden gewählt mit $R = 2 \text{ k}\Omega$.

Lösung: Es gilt bei der Umrechnung der Verstärkung in dB-Werten

$$\Delta V = 20 \log \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = 0,8 \text{ [dB]}$$

(17) umformen und einsetzen

$$\frac{V_{\max}}{V_{\min}} = 10^{\left(\frac{\Delta V}{20}\right)} = 1,09648$$

aus (6) folgt

$$\varepsilon^2 = \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right)^2 - 1 = 0,20226$$

damit wird

$$k = 1 + \varepsilon^2 = 1,20226$$

Werte in (8) einsetzen ($v_o = 1$)

$$|V|^2 = \frac{1}{1 - \left(\frac{4\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} \right) x^2 + \left(\frac{4\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} \right) x^4} = \frac{1}{1 - 0,67294x^2 + 0,67294x^4}$$

Koeffizientenvergleich der Nenner mit (3) liefert

$$C_2 = 0,82033$$

$$C_1 = 0,98372$$

$$C_1 = \frac{C_1}{4\pi f_g R} = 103 \text{ nF} \quad (23)$$

$$C_2 = \frac{C_2}{\pi f_g R C_1} = 349 \text{ nF} \quad (24)$$

Alle gesuchten RC-Elemente sind damit bestimmt, und der gewünschte Tiefpass kann gemäß Figur 19 aufgebaut werden. Zur Überprüfung, ob dieses Filter den Anforderungen nach Figur 6 genügt, kann die Übertragungsfunktion mit den erhaltenen Werten zum Beispiel in einen Rechner eingegeben werden. Das Ergebnis kann in Tabellenform oder, wie im vorliegenden Fall, grafisch ausgegeben werden (Fig. 23). Figur 24 stellt einen vergrößerten Ausschnitt dar, um Einzelheiten besser zu erkennen.

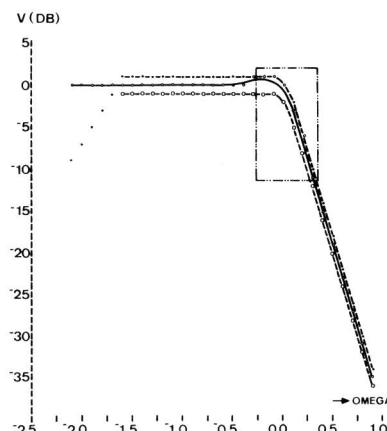


Fig. 23
Berechneter Frequenzgang des Tiefpassfilters nach Tschebyscheff

Aktive Filter mit Hochpasseigenschaften erhält man grundsätzlich durch Vertauschen der Plätze von R und C (Fig. 25). Für ein und dieselbe Grenzfrequenz haben aber im Falle des Hoch- beziehungsweise Tiefpasses R und C andere Werte. Für den Hochpass können analoge Dimensionierungsformeln hergeleitet werden, wie dies im Falle des Tiefpasses gezeigt wurde. Bei der üblichen logarithmischen Darstellung des Frequenzganges erhält man eine Spiegelung an der gemeinsamen Grenzfrequenz, das heißt Ω wird ersetzt durch $1/\Omega$ beziehungsweise P durch $1/P$. v_0 geht dabei über in v_∞ (Verstärkung bei theoretisch unendlich hohen Frequenzen).

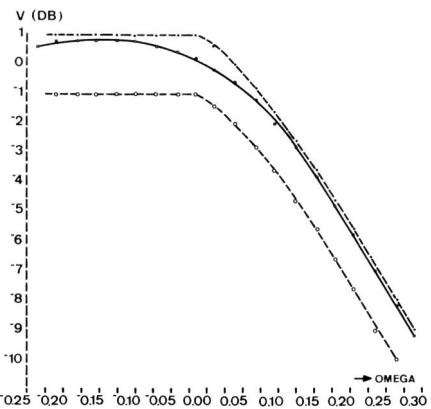


Fig. 24
Vergrößerter Ausschnitt der Figur 23

Ergänzend seien die wichtigsten Formeln für Tschebyscheff-Hochpässe 2. Ordnung in knapper Form wiedergegeben, wobei die Bedeutung der Symbole dieselbe ist wie bei den Tiefpässen.

$$V = \frac{v_\infty P^2}{P^2 + c_1 P + c_2}$$

$$|V|^2 = \frac{v_\infty^2}{1 + (c_1^2 - 2c_2) \frac{1}{\Omega^2} + c_2^2 \frac{1}{\Omega^4}}$$

$$|V|^2 = \frac{k v_\infty^2}{1 + \varepsilon^2 \left[T_n \left(\frac{1}{x} \right) \right]^2}$$

$$T_n \left(\frac{1}{x} \right) = \frac{2}{x^2} - 1$$

$$|V|^2 = \frac{v_\infty^2}{1 - \left(\frac{4\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2} \right) \frac{1}{x^2} + \left(\frac{4\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2} \right) \frac{1}{x^4}}$$

$$V = \frac{1}{1 + \frac{1}{P} \cdot \frac{2}{\omega_g R_1 C} + \frac{1}{P^2} \cdot \frac{1}{\omega_g^2 C^2 R_1 R_2}}$$

$$R_1 = \frac{1}{c_1 \pi f_g C}$$

$$R_2 = \frac{c_1}{c_2 4 \pi f_g C}$$

Aktive Filter lassen sich auch mit Hilfe von Tabellenwerten dimensionieren [5]. Durch einfache Normierung der Frequenz und der Impedanz lassen sich mit verhältnismä-

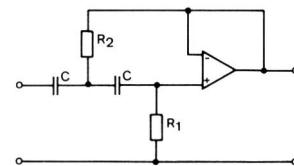


Fig. 25
Hochpass 2. Ordnung

sig geringem Aufwand Butterworth-, Bessel- und Tschebyscheff-Filter berechnen. Allerdings stehen bei den Tschebyscheff-Filtern nur Tabellenwerte für eine beschränkte Anzahl Stufen der Welligkeit zur Verfügung.

6. Auswahl der Halbleiterkomponenten

Der Schaltungsentwurf gemäß Figur 14 sowie die geforderten Eigenschaften des ganzen Gerätes lassen folgende Komponenten aus dem vielfältigen Marktangebot als besonders geeignet erscheinen (Fig. 26)

- Verstärker: hochohmiger Eingang, geringes Rauschen, Überspannungsfestigkeit am Eingang. Wahl: hochwertiger Operationsverstärker $\mu A 777$.
- Filter und Impedanzwandler: Übersteuerungsschutz, kurzschlussicherer Ausgang, geringe Verzerrungen bei maximalem Betriebspiegel, auch in der Nähe der oberen Grenzfrequenz. Wahl: qualitativ guter und preisgünstiger Operationsverstärker $\mu A 748$.
- Überwachungsschaltung: hochohmiger Eingang, günstiger Preis. Wahl: $\mu A 748$.
- Optische Anzeige: keine störenden Stromspitzen beim Anschalten, kompatibel mit monolithischen Verstärkern, hohe Lebensdauer. Wahl: Gallium-Arsenid-Leuchtdiode mit geringem Strombedarf bei optimaler Leuchtdichte.
- Speisequellen: niederohmige Ausgangsimpedanz, kleine Restwelligkeit, kurzschlussfest. Wahl: Zweifachspeisegerät in kompakter modularer Bauweise. Gute elektrische Eigenschaften bei kleinem Volumen und günstigem Preis rechtfertigen zunehmend den Einsatz solcher Bausteine. Figur 27 zeigt den Aufbau des entwickelten Prototyps, Figur 28 dessen Frontansicht.

7. Technische Daten des Rumpfspannungsmessgerätes

Eine Überprüfung der verlangten Eigenschaften ergab, dass alle Messwerte innerhalb der geforderten Toleranzen liegen und verschiedentlich wesentlich besser sind als die geforderten Pflichtwerte.

Eingang	Eingangsimpedanz symmetrisch/ asymmetrisch	$Z_i \approx 1 \text{ M}\Omega \parallel 10 \text{ pF}$
---------	--	---

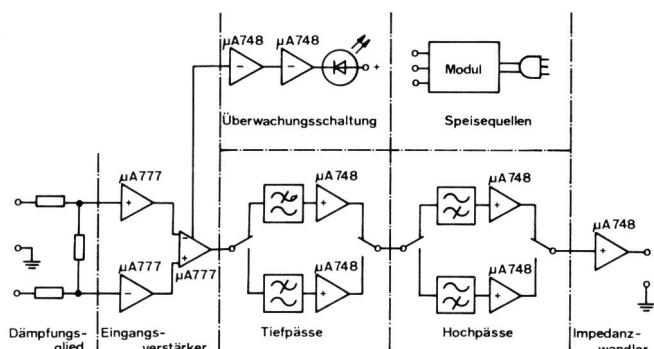


Fig. 26
Geräteschaltung mit Halbleiterkomponenten

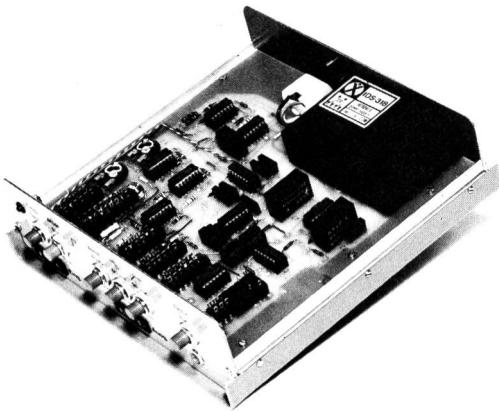


Fig. 27
Innerer Aufbau des Prototyps



Fig. 28
Frontansicht des Rumpelmessgerätes

Ausgang	Maximale Eingangsspannung	$U_{i\ max} = 5 \text{ V}_{\text{eff}}$
	Ausgangsimpedanz	$R_o < 1 \Omega$
	Maximale Ausgangsspannung	$U_{o\ max} = 5 \text{ V}_{\text{eff}}$
		asymmetrisch
	Belastungswiderstand	$R_L \geq 500 \Omega$
Übertragungs- eigenschaften	Ausgangsleistung	$P_o = 50 \text{ m W}$ kurzschlussfest
	Frequenzbereich	7,3 Hz...20 kHz
	linear	0 dB, +20 dB, +40 dB in 3 Stufen
	Verstärkung	einstellbar
		500 Hz, 20 kHz
Tiefpass 3-dB- Grenzfrequenzen	Tiefpass 3-dB- Grenzfrequenzen	7,3 Hz, 200 Hz
	Hochpass 3-dB- Grenzfrequenzen	
	Welligkeit im Durchlassbereich	$\leq \pm 0,8 \text{ dB}$
	Filtersteilheit	12 dB/Oktave
	Fremdspannungs- abstand	>70 dB
Speisung	Klirrfaktor	<0,5% bei $U_o = 5 \text{ V}_{\text{eff}}$
	Rauschpegel bei 40 dB Verstärkung:	
	Stellung linear	0,65 mV (Mittelwert)
	Bewertungskurve A	0,10 mV (Mittelwert)
	Bewertungskurve B	0,10 mV (Mittelwert)
Abmessungen	Netzspannung	220 V $\pm 10\%$
	Leistungsaufnahme des Gerätes	7,5 VA
	Höhe	73 mm
Abmessungen	Breite	218 mm
	Tiefe	230 mm

8. Schlussbetrachtungen

Bei der Verwirklichung des Gerätes stand die Schaltungstechnik weit mehr als die Miniaturisierung im Vordergrund. Es wäre leicht möglich, die Schaltung kompakter aufzubauen und die Integration noch weiter zu treiben. Mit Hilfe der Dünnschicht- oder Dickschichttechnik könnte ohne weiteres eine wesentlich grössere Packungsdichte erreicht werden. Die schaltungstechnischen Überlegungen würden aber auch dann noch dieselben bleiben.

Bibliographie

- [1] Grundlagen linearer Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Informationen über integrierte Schaltungen. Philips, Zürich (1971), Nr. 20, S. 1...16.
- [2] Schaltungsprinzipien integrierter Operationsverstärker. Informationen über integrierte Schaltungen. Philips, Zürich (1971), Nr. 21, S. 1...20.
- [3] Messen der Kenngrössen von Operationsverstärkern. Informationen über integrierte Schaltungen. Philips, Zürich (1971), Nr. 21, S. 21...30.
- [4] Schenk Chr. und Tietze U. Aktive Filter. Elektronik, München (1970), Nr. 10, S. 329...334; Nr. 11, S. 379...382; Nr. 12, S. 421...424.
- [5] Shepard R. Active filters, part 12: Short cuts to network design. Electronics, New York 42 (1969), Nr. 17, p. 82...91.
- [6] Xanthoulis E. Synthesis of active low-pass filters. Electronic applications bulletin, Eindhoven 31 (1972), Nr. 3, p. 151...186.
- [7] Mattera L. Active filters get more of the action. Electronics, New York 45 (1972), Nr. 13, p. 104...109.