Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 77 (1986)

Heft: 3

Artikel: Einton-Auswerter für Fernmeldegeräte

Autor: Vollenweider, W.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-904155

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: 09.12.2025

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

Einton-Auswerter für Fernmeldegeräte

W. Vollenweider

Tonsignale sind immer noch ein zuverlässiges und preisgünstiges Mittel zur Datenübertragung in Fernmeldenetzen. Besondere Anforderungen an die Tonauswerter und der Wunsch, diese als Kundenschaltungen herzustellen, führen zu speziellen Schaltungstypen, insbesondere zu n-Pfad-Filtern. Anhand von 3 Beispielen in unterschiedlicher Technologie wird gezeigt, wie sich das Grundprinzip den Kundenforderungen anpassen lässt.

Bien que l'on dispose de procédés très modernes de transmission, les signaux sonores demeurent un moyen sûr et économique de transmettre des informations dans des réseaux de télécommunication. Les exigences spéciales posées aux démodulateurs de sons et le désir de les fabriquer sous forme de circuits intégrés adaptés aux besoins spécifiques des clients, ont conduit au dessin de types spéciaux de circuits, notamment à des filtres à n voies. Trois exemples montrent comment le principe fondamental peut être adapté aux exigences des clients.

Dieser Aufsatz entspricht dem Referat, das der Autor am Fall Meeting des IEEE Swiss Chapter on Solid State Devices and Circuits am 9. Oktober 1985 in Bern gehalten hat.

Adresse des Autors
W. Vollenweider, Autophon AG, Solothurn.

1. Anforderungen an Tonauswerter

Es scheint heutzutage nicht sehr sinnvoll, Informationen mit Hilfe von Tönen zu übertragen. Modernere Übertragungsverfahren, die eine höhere Datenrate und eine genügende Sicherheit gewährleisten, sind bekannt und werden mit Erfolg eingesetzt. Die Firma Autophon entwickelt und verkauft trotzdem noch Geräte, die die alten Verfahren benützen. Sie tut dies aus wichtigen technischen und wirtschaftlichen Gründen, auf die im folgenden eingegangen wird. Einige Beispiele sind: die Übertragung der Taximpulse und die Mehrfrequenzwahl beim Telefon sowie Selektivruf, Tonsquelch und Fernsteuerungen auf Funkstrecken.

Der Selektivruf, um nur ein Beispiel herauszugreifen, dient zum Anruf von Funkgeräten. Die Information besteht aus fünf 70 ms langen Tönen. Mit jedem Ton wird eine Ziffer einer fünfstelligen Dezimalzahl nach Tabelle I codiert.

Selektivruf-Frequenzen nach ZVEI Tabelle I

Ziffer	Frequenz
1	1060 Hz
2	1160 Hz
3	1270 Hz
4	1400 Hz
5	1530 Hz
6	1670 Hz
7	1830 Hz
8	2000 Hz
9	2200 Hz
0	2400 Hz
Wiederholung	2600 Hz

Der Anwender erwartet, dass ein Gerät im Normalfall mit dem ersten Anruf erreicht wird. In Zahlen ausgedrückt: Es ist eine Bitfehlerrate von etwa 1% bei 0 dB Signal-Geräusch-Verhältnis und bei Unterbrüchen von 10 ms Dauer erforderlich. Diese recht strengen Anforderungen werden gestellt, weil der Sprachpfad des angerufenen Geräts im Ruhezustand gesperrt ist. Der Nachrichtenempfänger merkt nicht, wenn er sich in einer funktechnisch ungünstigen Lage befindet. Sobald ein Anruf ausgewertet wurde, wird der NF-Pfad geöffnet. Wenn die Übertragungsqualität nicht befriedigt, fällt es dem Benützer meistens leicht, sein Gerät etwas zu bewegen, um eine Stelle mit grösserer Feldstärke zu suchen und so das Signal-Geräuschverhältnis wesentlich zu verbessern.

In der Tabelle II sind weitere Angaben über typische Auswerter zusammengestellt.

Die geforderte Übertragungssicherheit kann mit sorgfältig entwickelten und aufgebauten Modems erreicht

Anforderungen an Tonauswerter Tabelle II

	min.	typ.	max.
Frequenzbereich	67 Hz	1 kHz	16 kHz
Anzahl Töne	1	10	40
Bitrate	10	50	100 b/s
Signalunterbrüche		10 ms	
Bitfehlerrate (0 dB S/N)		1%	3%
Leistungsaufnahme	0,2	10	100 mW
Materialkosten	6	15	100 Fr.
Seriegrösse	50	5000	100 000/a

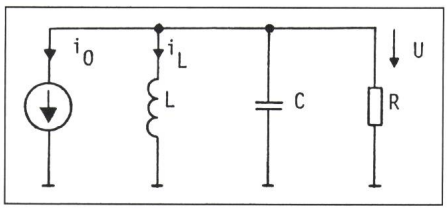


Fig. 1 LC-Schwingkreis

werden. Um das Signal im Geräusch zu finden, ist beispielsweise eine Korrelation mit dem erwarteten Signal möglich. Die Sicherheit gegen Signaleinbrüche kann erhöht werden, indem die Information über einen wesentlich längeren Zeitraum gespreizt wird. Schliesslich kann sich eine Fehlerkorrektur als nützlich erweisen. Die Kosten und die Stromaufnahme eines solchen Modems dürften allerdings einiges über dem heute für Tonauswerter üblichen liegen. Es ist deshalb nicht einzusehen, wieso auf die «altmodischen» Verfahren verzichtet werden soll. Trotzdem gilt es, die in der Halbleitertechnik gemachten Fortschritte auszunützen.

2. Konventionelle Tonauswerter

Die meisten Systeme zur Informationsübertragung mit Tönen wurden in den sechziger Jahren erfunden und mit Rücksicht auf die Eigenschaften von LC-Schwingkreisen normiert. Im einfachsten Fall wird lediglich ein Resonator nach Figur 1 eingesetzt.

Das Verhalten des Resonators kann durch folgende zwei Differentialgleichungen beschrieben werden:

$$-\ C\mathrm{d}u/\mathrm{d}t = i_0 + i_L + u/R \qquad (1)$$

$$L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t = u \qquad (2)$$

Zweckmässigerweise werden beide Gleichungen integriert

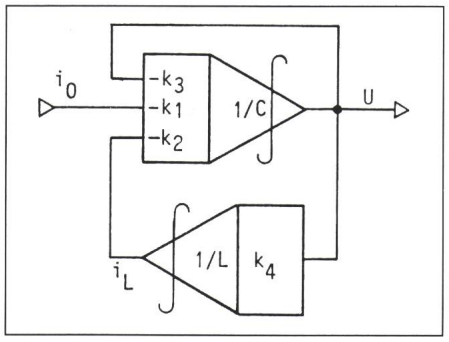
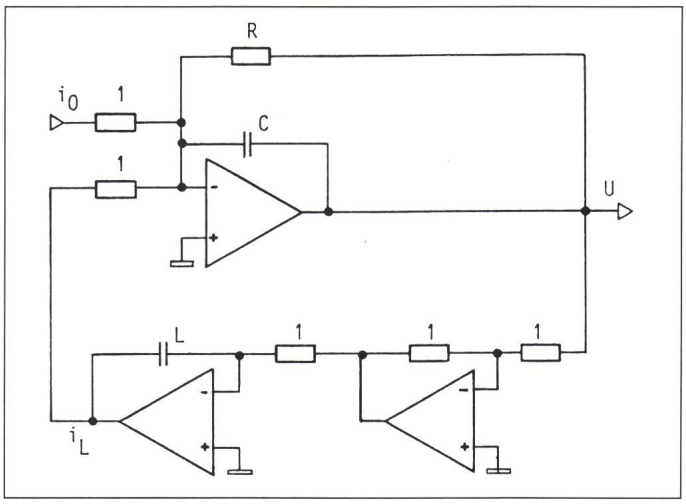


Fig. 2 Blockschaltbild des Biquads

Fig. 3 Biquad in RC-Schaltungstechnik



$$-\ u = 1/C \int (i_0 + i_L + u/R)\mathrm{d}t \qquad (3)$$

$$i_L = 1/L \int u\mathrm{d}t \qquad (4)$$

Die beiden Gleichungen können mit einer Struktur entsprechend dem Blockschaltbild in Figur 2 gelöst werden. Für die Koeffizienten k_1 bis k_4 ergibt der Vergleich mit den beiden Integralgleichungen:

$$k_1 = 1 \quad k_2 = 1 \quad k_3 = 1/R \quad k_4 = 1$$

Zu Beginn der siebziger Jahre wurden Operationsverstärker so billig, dass es möglich war, mit ihrer Hilfe Integratoren zu bauen und das Blockschaltbild von Figur 2 in eine wirkliche Schaltung nach Figur 3 umzusetzen. Es ist zu beachten, dass lediglich invertierende Integratoren gebaut werden können. Im Blockschaltbild (Fig. 2) erscheint k_4 mit positivem Vorzeichen, so dass ein zusätzlicher Umkehrverstärker nötig ist. Diese Schaltung ist als Biquad bekannt und wurde in vielen Tonauswertern eingesetzt. Dank dieser und ähnlichen RC-Aktivschaltungen war es möglich, das Volumen zu reduzieren und eine bessere Zuverlässigkeit zu erreichen. Da diese Auswerter auf denselben zwei Differentialgleichungen wie der LC-Schwingkreis beruhen, bleiben die Übertragungssicherheit und die übrigen technischen Daten ungefähr gleich. Auch die Kosten konnten nicht wesentlich gesenkt werden.

3. Integrierte Tonauswerter

Will man zur integrierten Schaltungstechnik übergehen, so wird man sicher zuerst daran denken, die zwei Differentialgleichungen mit neuen Mitteln zu lösen. Von den vielen Möglichkeiten, diese Idee in die Praxis umzusetzen, seien nur zwei erwähnt.

1. Die Integrationen in den Gleichungen 3 und 4 können durch Summationen ersetzt werden. Die auszuwertenden Gleichungen sind:

$$-u(t+1) = -u(t) + a_1 i_0 + a_2 i_L(t) + a_3 u(t) \qquad (5)$$

$$i_L(t+1) = i_L(t) + a_4 u(t+1) \qquad (6)$$

Die Koeffizienten $a_1 \ldots a_4$ sind nicht nur von den Elementewerten des ursprünglichen LC-Filters, sondern auch vom zeitlichen Abstand zwischen zwei Berechnungen abhängig.

Der Auswerter arbeitet nun nicht mehr kontinuierlich, und es tritt eine gewisse Verzögerung des Signals ein. Wird die Summation genügend häufig durchgeführt, so bleibt der Unterschied zwischen Summation und Integration klein. Mit geeigneten Massnahmen (Anti-Alias-Filter, Vorverzerrung des Frequenzgangs) können unerwünschte Effekte unschädlich gemacht werden.

Für Auswerter im Sprachband dürften im Normalfall etwa 15 000 Abtastungen pro Sekunde genügen. Pro Abtastung sind 4 Multiplikationen mit den Koeffizienten $a_1 \ldots a_4$ und 4 Summationen nötig. Es sind spezielle Rechner erhältlich, die eine für diese Operationen optimierte Architektur aufweisen und ohne weiteres in der Lage sind, mehr als 1 Mio Multiplikationen und Additionen pro Sekunde durchzuführen. Ein solcher Signalprozessor ist zwar mindestens eine Grössenordnung leistungsfähiger, als es für einen einfachen Tonauswerter nötig wäre, dafür ist aber sowohl seine

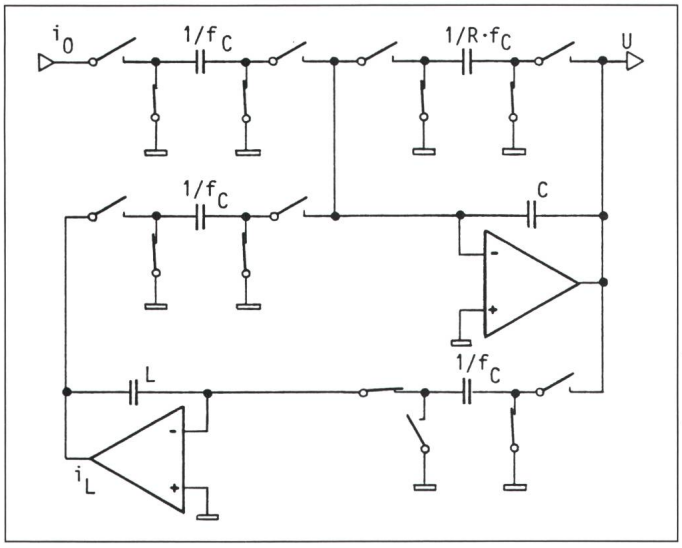


Fig. 4
Biquad in SC-Technik

Stromaufnahme als auch sein Preis (z.B. TMS 320) etwa um denselben Faktor zu gross. An den Einsatz eines Signalprozessors in einem Tonauswerter ist deshalb im Normalfall nicht zu denken.

2. Das Blockschaltbild von Figur 2 kann ebenfalls in eine integrationsgerechte Schaltung umgewandelt werden, indem Integratoren in Switched-Capacitor-Technik [1; 2] eingesetzt werden. Da es in SC-Technik möglich ist, nichtinvertierende Integratoren zu bauen, kann sogar ein Op-Amp eingespart werden. Schliesslich ergibt sich die Schaltung nach Figur 4, die gleich wie der Signalprozessor als abgetastetes System arbeitet. Die unerwünschten Nebeneffekte sind dieselben wie beim Signalprozessor, und auch die Abhilfemassnahmen sind ähnlich.

Wie in [3; 4] gezeigt wurde, ist es ohne weiteres möglich, Tonauswerter, die genügend billig und leistungsarm sind, in SC-Technik zu bauen. Zurzeit sind insbesondere Auswerter für die Mehrfrequenzwahl in SC-Technik erhältlich. Die Entwicklung einer SC-Schaltung ist aber nicht ganz einfach, und auch die Betreuung während der Serienproduktion erfordert einen verhältnismässig grossen Aufwand. Entscheidend ist schliesslich das Verhältnis der Kosten, die durch Entwicklung und Betreuung entstehen, zum gesamten Umsatz. Dieses Verhältnis sollte einen bestimmten Wert, üblicherweise etwa 10%, nicht übersteigen. Im Falle einer Standardschaltung ist die Stückzahl und damit der Umsatz gross; die Entwicklungskosten dürfen dementsprechend auch relativ hoch sein. Die Kundenschaltungen, die Autophon herstellt, werden dagegen meistens in kleineren Stückzahlen hergestellt. Es gilt deshalb, Funktionsprinzipien zu finden, die eine möglichst schnelle, risikoarme und dadurch billige Entwicklung erlauben. Es muss auch sichergestellt werden, dass die verwendeten Schaltungen nicht allzusehr auf die unvermeidlichen Streuungen des Produktionsprozesses empfindlich sind, wie dies bei hochgezüchteten Schaltungen häufig der Fall ist. Nachfolgend werden einige dieser weniger empfindlichen Schaltungen beschrieben.

4. Eine geniale Schaltung

Das wohl interessanteste Funktionsprinzip wird in einer Standardschaltung der Firma CML angewendet [4]. An dieser Stelle muss eine sehr summarische Beschreibung der recht komplizierten Schaltung genügen.

Dieses Verfahren wertet vom Eingangssignal lediglich das Vorzeichen aus – es enthält die nötige Frequenzinformation – ähnlich, wie dies beim Empfang eines frequenzmodulierten Signals mit Hilfe eines Limiters und nachgeschalteten FM-Demodulators geschieht. Dank der Quantisierung mit nur einem Bit bleibt der Schaltungsaufwand gering.

Im IC wird zweimal ein Verfahren ähnlich der Autokorrelation angewendet. Wie in den im Abschnitt 5 beschriebenen Funktionsprinzipien wird das Eingangssignal mit einem zweiten Signal multipliziert, wobei aber dieses nicht eine im IC erzeugte Referenz, sondern das verzögerte Eingangssignal ist. Mit allen Ergänzungen, die nötig sind, um die Schaltung möglichst genau den Anforderungen anzupassen und gleichzeitig den Aufwand klein zu halten, wirkt die Funktion schliesslich doch sehr unübersichtlich. Sieht man aber, wie an die Schaltung z.B. ein Signal mit 0 dB Signal-Geräusch-Verhältnis angelegt wird und dieses die Schaltung mit S/N gleich 20 dB verlässt, ist man von diesem Verfahren immer wieder überrascht. Zur Bestimmung der Frequenz können die Nulldurchgänge des Ausgangssignals mit einem Mikroprozessor oder einer speziellen digitalen Schaltung ausgezählt werden. Bei der Entwicklung des Korrelators wurden alle erlaubten (und teilweise etwas mehr) Schaltungstricks angewendet. Trotzdem ist der Aufwand recht gross; die Schaltung enthält etwa 3300 Transistoren. Zusätzlich ist ein Mikroprozessor oder eine digitale Auswerterschaltung erforderlich. Damit sind die gesamten Kosten für einen einfachen Tonauswerter leider zu hoch. In speziellen Fällen wird diese Schaltung aber von den meisten Funkgeräteherstellern eingesetzt.

5. Funktionsprinzipien für Kundenschaltungen

Eine Kundenschaltung muss möglichst unempfindlich gegenüber den Eigenschaften des Prozesses sein. Gleichzeitig muss sie aber auch allen andern früher aufgestellten Forderungen genügen, so dass schliesslich nur wenige Funktionsprinzipien in Frage kommen. Aussichtsreich erscheinen vor allem der PLL, das Transversalfilter und das n-Pfad-Filter.

So unterschiedlich die drei Funktionsprinzipien auch erscheinen mögen, enthalten sie doch eine gemeinsame, in Figur 5 herausgehobene Struktur. In jedem Fall wird das Eingangssignal mit einem auf dem Chip erzeugten Referenzsignal multipliziert. Statt langer Rechnungen wird in Figur 6 anhand eines Beispiels die Wirkung dieser Struktur gezeigt.

Das Referenzsignal ist möglichst sinusförmig, und seine Frequenz entspricht der gewünschten Mittenfrequenz des Auswerters. Das Eingangssignal in Figur 6 wurde nun so gewählt, dass es sich vom Referenzsignal nur dadurch unterscheidet, dass ihm ein zufälliges Signal hinzugefügt wurde, so dass sich ein Signal-Geräusch-Verhältnis von 0 dB ergibt. Trotz dem zugefügten Rauschen bleibt das Produkt von Referenz- und Eingangssignal über die Zeitachse meistens positiv. Die numerische Auswertung ergibt

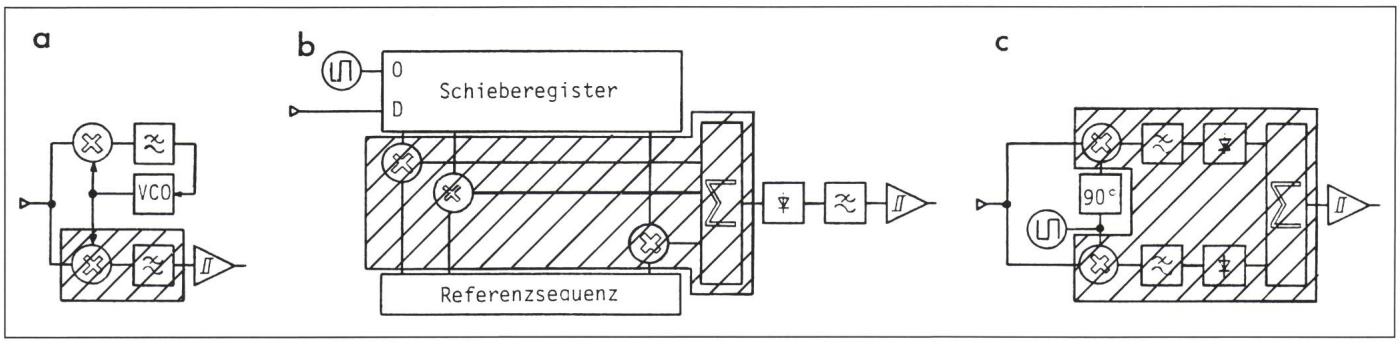


Fig. 5 Verschiedene Funktionsprinzipien
a PLL b Transversalfilter c n-Pfad-Filter

schliesslich einen Mittelwert, der sich nur unwesentlich vom idealen Wert ohne Rauschen unterscheidet.

Das Produkt von Eingangs- und Referenzsignal ist aber nicht nur von der Frequenz und der Amplitude der beiden Signale, sondern auch von deren gegenseitiger Phasenlage abhängig. Wenn beide Frequenzen gleich sind und die Amplitude konstant gehalten wird, ist das Produkt proportional zum Cosinus der Phasendifferenz und verschwindet bei ±90°. Die drei Funktionsprinzipien unterscheiden sich lediglich in den Mitteln, mit denen die Phasendifferenz innerhalb eines genügend kleinen Bereichs gehalten wird.

Im PLL wird mit Hilfe eines Regelkreises für eine definierte Phasenlage zwischen Referenz- und Eingangssignal gesorgt. Leider erzeugt der im Funk häufige Mehrwegempfang Phasensprünge, denen ein solcher Regelkreis nur mit Schwierigkeiten zu folgen vermag. Bei Autophon hat man jedenfalls mit PLL keine sehr guten Erfahrungen gemacht, weshalb andere Funktionsprinzipien vorgezogen werden.

Beim Transversalfilter wird ein genügend langes Stück des Eingangssignals abgespeichert. Sämtliche Abtastwerte des Eingangs werden gleichzeitig mit entsprechenden Werten der Referenz multipliziert und aufsummiert. Schwierigkeiten mit der gegenseitigen Phasenlage werden vermieden, indem das Eingangssignal genügend häufig abgetastet und abgespeichert wird. Wenn die Abtastung z. B. 8mal pro Periode des Referenzsignals erfolgt, entspricht dies einer Verschiebung des Eingangssignals um 45° zwischen zwei Abtastungen. In jeder Periode des Referenzsignals wird die Phasendifferenz deshalb einmal kleiner als 22,5° und der Fehler des Produkts kleiner als10%, d. h. vernachlässigbar.

Durch die Wahl einer geeigneten Referenzsequenz kann beinahe jede gewünschte Filtercharakteristik erreicht werden. Die Referenzsequenz entspricht der Impulsantwort des Filters und kann recht lang werden. Der Aufwand zum Aufbau eines Transversalfilters ist deshalb beträchtlich. Im einfachsten Fall wird wieder nur das Vorzeichen des Eingangssignals verwendet, das mit einem rechteckförmigen Referenzsignal multipliziert wird. Die Anzahl der zu verarbeitenden Perioden des Eingangssignals ist umgekehrt proportional zur Auswerterbandbreite. Normalerweise dürften etwa 15 Perioden genügen. Pro Periode sind 8 Abtastwerte erforderlich, so dass 120 Schieberegisterzellen nötig sind. Der gesamte Aufwand wird schliesslich kaum unter 1000 Gattern liegen, ohne dass der Auswerter besonders gute Eigenschaften aufweist.

Beim n-Pfad-Filter wird in Kauf genommen, dass das Produkt von Referenz und Eingangssignal bei ungünstiger Phasenlage verschwinden kann. Da aber mehrere Pfade mit unterschiedlicher Phasenlage des Referenzsignals verwendet werden, so kann das Produkt nicht in allen Pfaden gleichzeitig 0 werden. Üblicherweise werden 2 oder 4 gegenseitig um 90° verschobene Referenzsignale verwendet. Wenn lediglich 2 Pfade vorhanden sind, die Phasenverschiebung des Eingangssignals gegenüber der 1. Referenz φ und der Wert des Produktes bei 0° Phasenverschiebung p ist, wird:

Kanal 1: $p_1 = p\cos\varphi$

Kanal 2: $p_2 = p\sin\varphi$

Quadratischer Mittelwert:

$$\sqrt{p_1^2 + p_2^2} = \sqrt{p^2\cos^2\varphi + p^2\sin^2\varphi} = p$$

Dank der Bildung des quadratischen Mittelwerts gelingt es so, den Einfluss der Phasenverschiebung zwischen Eingang und Referenz vollständig auszuschalten. Die Berechnung des quadratischen Mittelwerts ist allerdings nicht ganz einfach, sie kann aber durch eine Näherung ersetzt werden:

$$\sqrt{p_1^2 + p_2^2}$$
$$\approx 1/2\,[|p_1| + |p_2| + \max(|p_1|, |p_2|)]$$

Eine Berechnung dieser Näherungslösung bietet keine grossen Schwierigkeiten. Lediglich das Bilden der Beträge, das schaltungstechnisch dem Gleichrichten entspricht, ist in SC-Technik nicht ganz einfach, da verhältnismässig grosse Offsetspannungen kaum zu vermeiden sind. Das Ermitteln des grösseren von zwei Werten und die Summation sind dagegen höchst einfache Funktionen. Eine Überprüfung mit einigen Zahlenwerten ergibt schliesslich, dass der Fehler kleiner als 5% bleibt.

Die Mittelfrequenz eines solchen n-Pfad-Filters ist gleich der Frequenz des Referenzsignals. Die Referenz kann mit geringer Mühe von einem Quarzoszillator abgeleitet und so beliebig genau gemacht werden. Wenn

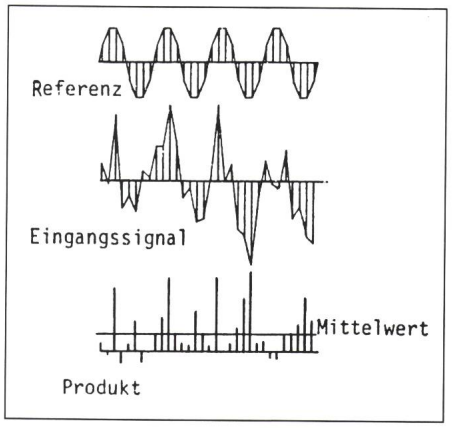


Fig. 6 Erkennen eines verrauschten Eingangssignals

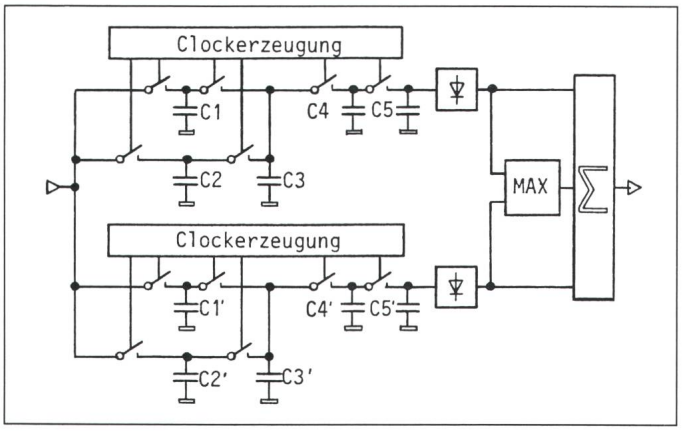


Fig. 7
n-Pfad-Filter in SC-Technik

man sich beim Aufbau des Filters einige Freiheiten nimmt, haben diese höchstens zur Folge, dass die Bandbreite vom gewünschten Wert abweicht. Üblicherweise sind für die Bandbreite recht grosse Toleranzen, z.B. +30%, zulässig, so dass der Weg zu mitunter recht abenteuerlichen Konstruktionen frei ist.

Das erste n-Pfad-Filter wurde bei Autophon versuchsweise auf einem Gate-Array in 7-µ-Metal-Gate-Technik integriert. Es stand lediglich 1 Verbindungsebene zur Verfügung, so dass der Einbau von Floating-Kondensatoren unmöglich war. Als Kondensatoren musste alles dienen, was eine Kapazität gegen das Substrat aufweist und nicht anderswo benötigt wurde. Es wurden Gatekapazitäten und diffundierte Unterführungen verwendet, deren Kapazitätswert spannungsabhängig ist, was ebenso wenig störte wie die Tatsache, dass mit geerdeten Kondensatoren nur streusensitive Schaltungen aufgebaut werden können.

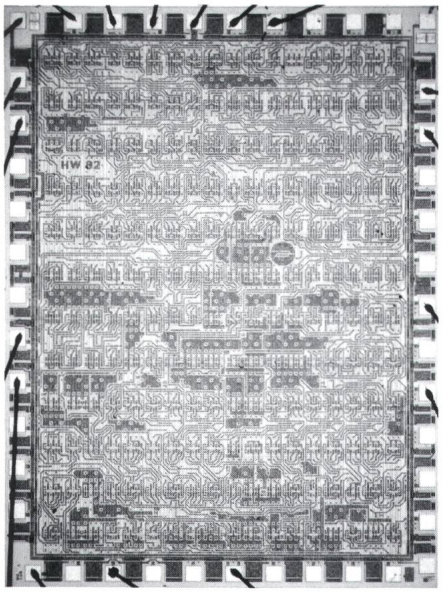


Fig. 8 n-Pfad-Filter
7-µ-Metal-Gate-Technik

Die Schaltung dieses Auswerters zeigt die Figur 7. Es wird nicht direkt ein Referenzsignal erzeugt, sondern die Abtastwerte werden entsprechend dem Wert des Referenzsignals gewichtet, indem das Eingangssignal entweder nur mit C_1 oder gleichzeitig mit C_1 und C_2 abgetastet wird. Als Tiefpass dient ein Filter erster Ordnung aus C_4 und C_5. Die nachfolgende Schaltung zur annähernden Bestimmung des quadratischen Mittelwerts wies leider einen Trick zuviel auf, so dass der Auswerter nicht einwandfrei funktionierte. Diese Schaltung lieferte trotzdem den Beweis, dass auf der Fläche, die normalerweise von etwa 100 Gattern belegt wird, ein vollständiger Tonauswerter aufgebaut werden kann. Die Chipfoto von Figur 8 zeigt, dass das Layout im Vergleich zu andern ICs sogar recht einfach ist und kein teures CAD-System erforderlich war.

Der technische Fortschritt ist inzwischen nicht stillgestanden. Kaum war die Versuchsschaltung fertig, wurde es möglich, auf derselben Fläche und zu demselben Preis, aber mit sehr viel mehr Gattern, einen vollständig digitalen Auswerter aufzubauen. Es wurde deshalb darauf verzichtet, diesen Weg weiter zu verfolgen und den Versuchsschip zu einer fertigen Schaltung zu entwickeln.

Der nächste Versuch galt einem Auswerter für die 12-kHz-Gebührenimpulse des Telefons. Dabei wurde die Schaltung aus dem vorangegangenen Beispiel beinahe vollständig übernommen. Um den Anforderungen der PTT an die Auswerterbandbreite nachzukommen, war es aber nötig, Tiefpassfilter 2. Ordnung einzusetzen. Die Schaltung wurde mit Hilfe eines 6-µ-Uhrenprozesses auf etwa 6 mm² integriert (Fig. 9). Der ganze Chip ist allerdings wesentlich grösser und enthält auch alle andern für einen Gebührenmelder nötigen Funktionsblöcke.

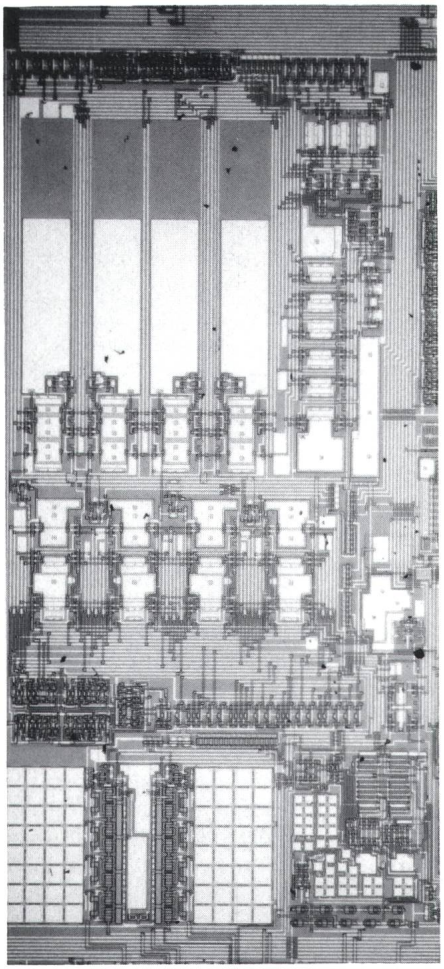


Fig. 9 Auswerter für 12-kHz-Gebührenimpulse beim Telefon
6-µ-Uhrenprozess

Zurzeit wird daran gearbeitet, diesen Gebührenmelder in die Serienproduktion einzuführen. Rückblickend muss festgestellt werden, dass die Entwicklung wesentlich schwieriger und teurer als erwartet war. Die meisten Funktionsblöcke liefen nicht nach Wunsch. Die löbliche Ausnahme war der eigentliche Auswerter, das n-Pfad-Filter. Das und die geradezu verdächtig schöne Auswerterkennlinie nach Figur 10 beweisen, dass das gewählte

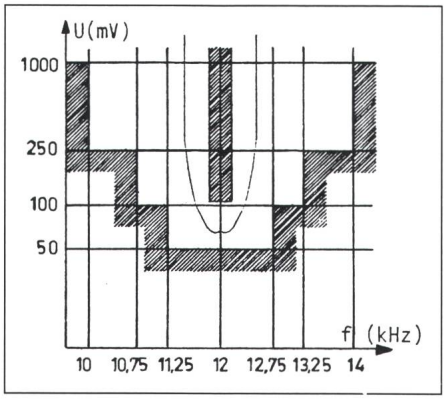


Fig. 10 Frequenzgang des 12-kHz-Auswerters

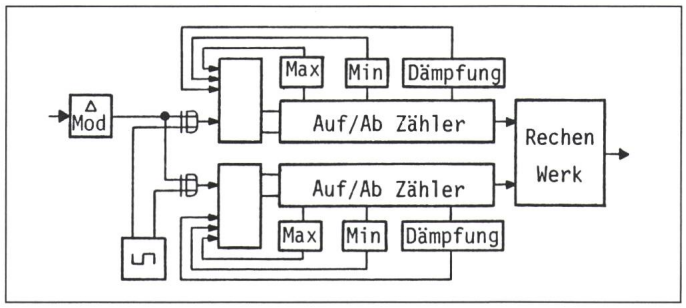


Fig. 11
Digitales n-Pfad-Filter

Funktionsprinzip für Kundenschaltungen sehr gut geeignet ist.

Zurzeit wird ein weiterer, vollständig digitaler Tonauswerter entwickelt. Auch hier wurde als Grundstruktur ein n-Pfad-Filter gewählt, da so Funktionen möglichst vereinfacht werden können, ohne dass dadurch die Mittenfrequenz beeinflusst wird. Die Schaltung entspricht vereinfacht der Figur 11. Das Eingangssignal dieses Tonauswerters wird deltamoduliert und so in einen digitalen Datenstrom umgewandelt. Es kann dadurch nicht nur die Information über die Frequenz des Eingangssignals, sondern auch über seine Amplitude bewahrt und so die Ansprechschwelle recht genau eingestellt werden. Das Eingangssignal wird in einem Ex-Or-Gatter mit dem nun nur noch zweistufigen Referenzsignal multipliziert. Die Folge dieser Vereinfachung ist ein nicht mehr idealer Frequenzgang und insbesondere eine, allerdings genügend abgeschwächte Nebenresonanz auf der dreifachen Frequenz. Statt Tiefpassfilter werden Auf-Ab-Zähler verwendet, die als Integratoren wirken. Um die Stabilität zu verbessern, werden die Integratoren mit Hilfe von binary Ratemultipliers leicht bedämpft. Zusätzlich ist es nötig, den minimalen und maximalen Zählerstand festzustellen, um so ein überdrehen des Zählers zu verhindern. Grundsätzlich wäre die Verwendung von Filtern höherer Ordnung möglich. Ausgehend von einem LC-Prototyp könnte ein Blockschaltbild ähnlich der Figur 2 gefunden und die Integratoren durch Auf-Ab-Zähler ersetzt werden. Es handelt sich aber um rückgekoppelte Strukturen, die sehr viel empfindlicher auf Vereinfachungen und Fehler reagieren. Um eine zufriedenstellende Funktion zu erreichen, müssten diese Filter den analogen Prototypen wesentlich besser angenähert werden. Der Aufwand würde aber dadurch zu gross, weshalb ein anderes Funktionsprinzip gesucht werden müsste. Das Rechenwerk zur annähernden Bestimmung des quadratischen Mittelwerts ist konventionell aufgebaut. Die Wortlänge ist aber nur 4 bit, um den Aufwand möglichst klein zu halten.

Dieser vollständig digitale Tonauswerter existiert vorläufig nur als Brettschaltung. Eine Integration auf einem Gate-Array ist vorgesehen. Es sind keine grösseren Schwierigkeiten zu erwarten, insbesondere weil die Schaltung sogar testbar zu sein scheint.

6. Folgerungen

- Das n-Pfad-Filter ist ein geeignetes Funktionsprinzip für Tonauswerter.
- Besondere Anforderungen können spezielle Funktionsprinzipien erfordern.
- Auch bei der Entwicklung von integrierten Schaltungen muss den wirtschaftlichen Gesichtspunkten Beachtung geschenkt werden. Es kann deshalb gelegentlich nötig sein, auf Ideallösungen zu verzichten und nach Vereinfachungsmöglichkeiten zu suchen.
- Der einzige, der beurteilen kann, ob eine Vereinfachung möglich ist, ist der Systemingenieur. Der einzige, der eine möglichst preisgünstige Kundenschaltung entwickeln kann, ist deshalb ebenfalls der Systemingenieur. Nach eigenen Erfahrungen kann er sich schneller die nötigen Kenntnisse in der Halbleitertechnik aneignen als ein Halbleiterspezialist das erforderliche Systemwissen.

Literatur

[1] *D. von Grünigen:* Eine Einführung in die Schalter-Kondensator-Filter. Bull. SEV/VSE 76(1985)7, S. 367...371.

[2] *G. Fischer:* Monolithisches ZF-Filter in SC-Technik. Bull. SEV/VSE 76(1985)21, S. 1263...1271.

[3] *B.J. White, G.M. Jacobs* and *G.F. Landsburg:* A monolithic dualtone multifrequency receiver. IEEE J. Solid-State Circuits SC 14(1979)6, p. 991...997.

[4] *F. Krummenacher, H. Pinier* and *A. Guillaume:* Higher sampling rates in SC circuits by on-chip clock-voltage multiplication. ESSCIRC'83. Ninth European Solid-State Circuits Conference, Lausanne, 21...23 September, 1983; p. 123...126.

[5] *G.W. Gurry* and *B.F. McCarthy:* Improvements in frequency sensing devices. European Patent Application 0 010 922, 14.5.1980.