(19) BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

PATENTSCHRIFT

(12) Ausschließungspatent

(11) DD 288 714 A5

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1
Patentgesetz der DDR
vom 27.10.1983
in Übereinstimmung mit den entsprechenden
Festlegungen im Einigungsvertrag

5(51) H 04 B 1/58
H 04 Q 11/04

DEUTSCHES PATENTAMT

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21)	DD H 04 B / 333 949 3	(22)	27.10.89	(44)	04.04.91

(71) VEB RFT Nachrichtenelektronik Leipzig, Melscher Straße 7, O - 7027 Leipzig, DE
(72) Wardenga, Wolfgang, Dr. rer. nat.; Spring, Anett, Dipl.-Phys.; Ludwig, Horst, Dr.-Ing.; Teich, Wolfgang, Dr.-Ing., DE
(73) Ernst-Moritz-Arndt Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik, O - 2200 Greifswald; VEB RFT Nachrichtenelektronik Leipzig „Albert Norden", O - 7027 Leipzig, DE

(54) Identifikationsanordnung für Multiratesysteme

(55) Multiratesystem; Identifikationsanordnung; direkte Identifikation; unbekanntes System; digitale Teilnehmeranschlußschaltung; teilnehmerindividuelle Anpassung; Leitungseigenschaften; Rechenwerk

(57) Die Erfindung betrifft eine Identifikationsanordnung für Multiratesysteme, bei der durch eine Abänderung der in herkömmlichen Identifikationsanordnungen verwendeten Modellstruktur eine Anpassung des Modells an die Besonderheiten der Signalverarbeitung in Multiratesystemen vorgenommen wird, dadurch werden die Anforderungen an die Rechengeschwindigkeit des zur Identifikation verwendeten Rechenwerks verringert und eine direkte Identifikation des unbekannten Systems ist möglich. Auf Grundlage dieser Identifikationsanordnung ist eine teilnehmerindividuelle Anpassung von digitalen Teilnehmeranschlußschaltungen an die Leitungseigenschaften auf ökonomisch attraktivem Wege möglich.

ISSN 0433-6461

6 Seiten

Patentansprüche:

1. Identifikationsanordnung für Multiratesysteme, **dadurch gekennzeichnet,** daß das Eingangssignal des Multiratesystems mit den Eingängen einer Digitalfilterbank, bestehend aus einer Gruppe von Digitalfiltern, verbunden ist und daß das Ausgangssignal der Multiratestruktur sowie die Ausgangssignale der Digitalfilterbank mit einem nach einem Algorithmus arbeitendem digitalen Rechenwerk zur Identifikation des unbekannten Systems verbunden sind.
2. Identifikationsanordnung für Multiratesysteme nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet,** daß die Anzahl der zu dimensionierenden Filter in der Digitalfilterbank gleich dem Änderungsfaktor für die Abtastrate der Multiratestruktur ist.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 und 2 zur teilnehmerindividuellen Bestimmung der Koeffizienten eines mit der doppelten PCM-Abtastrate betriebenen, programmierbaren Digitalfilters zur Balanceeinstellung in einer digitalen Teilnehmeranschlußschaltung, **dadurch gekennzeichnet,** daß als Eingangssignal der Filterbank das PCM-Sendesignal und als Ausgangssignal der Multiratestruktur das PCM-Empfangssignal der Teilnehmeranschlußschaltung verwendet wird, und daß die Digitalfilterbank aus zwei Digitalfiltern besteht.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet,** daß die beiden Digitalfilter aus SLAC-Schaltkreisen bestehen, die auf geeignete Weise beschaltet und programmiert sind.

Hierzu 1 Seite Zeichnung

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Identifikation der Übertragungseigenschaften von Systemen, die als Komponenten in zeitdiskreten Systemen mit unterschiedlichen Abtastraten, den sogenannten Multiratesystemen, enthalten sind. Sie ist insbesondere geeignet zur ökonomisch vorteilhaften Realisierung von Einrichtungen, die eine Anpassung eines digitalen Filters an ein Übertragungssystem mit unbekannten Eigenschaften vornehmen, wie sie speziell in der digitalen Teilnehmeranschlußschaltung zur Balanceeinstellung benötigt werden.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

Durch R. Chrochiere u. a. „Multirate signal processing", Prentice Hill 1983, ist bekannt, daß auf der Grundlage von zeitdiskreten Systemen, bei denen die Signale im Eingangskreis, Ausgangskreis und/oder inneren Baugruppen mit unterschiedlichen Abtastfrequenzen verarbeitet werden, ökonomisch attraktive Realisierungen von Digitalfiltern möglich sind, die im Vergleich zu herkömmlichen Lösungen mit einer geringeren Anzahl von numerischen Operationen pro Zeiteinheit und damit mit weniger aufwendigen Rechenwerken auskommen. Realisierungsvorschläge für Interpolatoren bzw. Dezimatoren, in denen eine Änderung der Abtastfrequenz vorgenommen wird und die spezifische Komponenten von Multiratesystemen darstellen, sind in DE 3044208 und DE 3044209 angegeben.
Multiratesysteme finden in der Nachrichten- und Meßtechnik breite Anwendung, darunter in der Fernsprechtechnik bei der Realisierung der digitalen Teilnehmeranschlußschaltung, die zum Anschluß von im Vollduplex betriebenen Teilnehmerleitungen an digitale Vermittlungsstellen dient.
Eine solche Teilnehmeranschlußschaltung (SLIC) realisiert u. a. die PCM-gerechte A/D- und D/A-Wandlung, die Filterung zur Bandbegrenzung auf den Sprachkanal sowie die Anpassung des SLIC an die elektronischen Eigenschaften der Teilnehmerleitung. In früheren Lösungen wurden diese Funktionen mit Mitteln der analogen Schaltungstechnik realisiert, die für die integrierte Fertigung von SLIC-Schaltungen wenig geeignet sind.
Daher erfolgt in modernen Realisierungen von SLIC-Schaltungen eine weitgehende Substitution der Analogkomponenten durch digitale Baugruppen unter Verwendung von Verfahren der digitalen Signalverarbeitung, darunter der Anwendung von Multiratesystemen. Insbesondere führt nach J. Candy u. a. „A voiceband codec with digital filtering", IEEE Trans. COM-29 (1981), S. 815 die Realisierung des Sendefilters als mehrstufiges digitales Dezimationsfilter und des Empfangsfilters als mehrstufiges digitales Interpolationsfilter zu einer deutlichen Reduzierung des Realisierungsaufwandes.
In weiterführenden Lösungen für digitale SLIC-Schaltungen werden auch die früher analog realisierten Mittel zur Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung und zur Leitungsanpassung, d. h. die Gabel- und Nachbildschaltungen, durch Verfahren der digitalen Signalverarbeitung abgelöst, insbesondere durch den Einsatz von programmierbaren Digitalfiltern. Durch die Vorgabe geeigneter Koeffizienten für diese Filter kann der Anwender die elektronischen Eigenschaften des SLIC in gewünschter Weise beeinflussen.
Diese Verfahren ermöglichen eine integrierte Fertigung von Baugruppen einer digitalen Teilnehmeranschlußschaltung in einem einzigen Schaltkreis, der als SLAC bezeichnet wird und neben einem geringen Anteil von Analogkomponenten für die A/D- und D/A-Wandlung einen Signalprozessor enthält. Verschiedene Realisierungskonzeptionen für SLAC-Schaltkreise sind aus DE 3141501, D. Vogel u. a. „CMOS digital signalprocessing filter with high performance and flexibility", Proc. of the ESSCIRC, Edinburgh 1984, sowie US-PS 8000754 bekannt. Ein Prinzipschaltbild einer speziellen SLAC-Version wird in der US-PS 8000754 vorgestellt. Hierbei wird im Sendepfad nach der im Sigma-Delta-Coder mit einer Abtastrate von 512 kHz durchgeführten A/D-Wandlung eine Verringerung der Abtastrate bis auf 8 kHz in einem dreistufigen Dezimationsfilter vorgenommen und das

Ausgangssignal auf das PCM-Sendeport gelegt. Im Empfangspfad wird die Abtastrate des am PCM-Empfangsport anliegenden Signals von 8kHz in dem dreistufigen Interpolationsfilter bis auf 256kHz erhöht und im D/A-Wandler in eine analoge Ausgangsspannung umgewandelt. Zur Anpassung der SLIC-Schaltung an die Teilnehmerleitung sind im SLAC vier programmierbare Digitalfilter enthalten, die zur Impedanz- und Balanceeinstellung sowie zur Frequenzgangentzerrung in Sende- und Empfangsrichtung dienen.
Somit sind bei der Realisierung von Teilnehmeranschlußschaltungen auf der Basis von SLAC-Schaltkreisen zur Leitungsanpassung keine Hardwareeingriffe nötig, sie kann durch geeignete Einstellung der Koeffizienten der programmierbaren Digitalfilter erfolgen. Zur Übergabe der Filterkoeffizienten durch den Anwender ist in den SLAC-Versionen eine Interface-Schaltung zu einem Steuerrechner mitintegriert, der als zentrale Komponente einer digitalen Vermittlungseinrichtung die Programmierung einer ganzen Gruppe von SLAC-Schaltkreisen übernimmt.
Naturgemäß müssen für die Ermittlung optimaler Koeffizientensätze zur Anpassung des SLIC an eine korrekte Leitung dem Anwender deren elektronische Eigenschaften, z.B. ihre Eingangsimpedanz, bekannt sein. In einfacher Näherung kann die Koeffizientenbestimmung auf der Grundlage von netzspezifischen Leitungsmodellen erfolgen, wie sie z.B. in der CCITT-Empfehlung Q 517 zur Leitungsimpedanz angegeben sind. Dann muß jedoch bei auftretenden Abweichungen der realen Leitungseigenschaften vom Modell mit merklichen Verschlechterungen der Übertragungsqualität gerechnet werden.
In SE-PS 8100194 wird eine Schaltungsanordnung vorgestellt, mit der aus einem Block von durch den Anwender vorgegebenen Koeffizientensätzen für das B-Filter derjenige Koeffizientensatz ausgewählt wird, der die beste Rückhördämpfung liefert. Dazu erfolgt ein Vergleich der Ausgangssignale einer Gruppe von Digitalfiltern mit dem Sendesignal des zu programmierenden SLAC. Diese Digitalfilter bilden für repräsentative Leitungsabschlüsse das Übertragungsverhalten zwischen dem Empfangs- und Sendeport des SLAC nach. Bei Bereitstellung von hinreichend vielen Auswahlmöglichkeiten kann auch bei sehr unterschiedlichen Eigenschaften der Teilnehmerleitung eine gute Übertragungsqualität erreicht werden, damit wächst aber auch der Aufwand zur Realisierung der Zusatzbaugruppe.
Voraussetzung für die Erzielung optimaler Übertragungseigenschaften ist eine teilnehmerindividuelle Bestimmung der programmierbaren Filterkoeffizienten, die auf einer meßtechnischen Erfassung der Eigenschaften der mit einem SLIC verbundenen Teilnehmerleitung basiert, Messungen an der Zweidrahtklemme des SLIC zur Bestimmung der Leitungsimpedanz sind jedoch aus ökonomischen Gründen kaum praktikabel.
Für die meßtechnische Bestimmung der Leitungseigenschaften, insbesondere der Eingangsimpedanz, können nach M. Prasa u.a. „Identifikationsverfahren zur Bestimmung des Leitungswiderstandes für Teilnehmeranschlußschaltungen", Wiss. Zeitschr. der HfV Dresden, 43 (1989), S. 102, vorteilhaft Verfahren der Systemidentifikation mit Methoden der digitalen Signalverarbeitung verwendet werden, da die Ein- und Ausgangssignale bereits als digital codierte Daten vorliegen.
Herkömmliche Identifikationsanordnungen basieren auf folgendem Funktionsprinzip: Auf die Eingänge des zu identifizierenden Systems und der Modellstruktur, die ein bis auf unbekannte Parameter spezifiziertes Modell des Systems darstellt, wird ein Testsignal x(n) gelegt. Am Ausgang der Modellstruktur liegt ein Schätzwert y(n) für das Ausgangssignal y(n) des Systems vor, der durch Differenzbildung mit dem wirklichen Ausgangssignal verglichen wird. Diese Differenz e(n) wird auf den Eingang einer Adaptionseinrichtung gelegt, die nach einem geeigneten Algorithmus eine Anpassung der Parameter der Modellstruktur an das unbekannte System vornimmt. Insbesondere wird bei herkömmlichen, aus S. Haykin „Introduction to adaptive filters", MacMillan Publishing Company, London 1984 bekannten Identifikationsverfahren als Modellstruktur ein FIR-Filter N-ter Ordnung verwendet, als Identifikationsergebnis erhält man dann die ersten N + 1 Werte der Impulsreaktion des unbekannten Systems. Üblicherweise werden zur Realisierung der Modellstruktur, der Differenzbildung und der Adaptionseinrichtung digitale Rechenwerke verwendet.
Die zur on-line-Identifikation erforderliche numerische Komplexität hängt wesentlich von zwei Parametern ab. Sie nimmt proportional mit der Abtastfrequenz der zur Identifikation verwendeten Daten zu und wächst (in Abhängigkeit vom verwendeten Adaptionsalgorithmus) mit der ersten oder zweiten Potenz der Modellordnung.
Bei der Realisierung einer herkömmlichen Identifikationsanordnung für ein unbekanntes System, das Bestandteil einer Multirate-Struktur mit dem Umsetzfaktor L für die Abtastfrequenz ist, sind zwei Vorgehensweisen möglich. In der einen werden zur Identifikation die Ein- und Ausgangssignale des unbekannten Systems verwendet. Wegen der hohen Abtastrate $L * f_s$ dieser Signalfolgen ergeben sich hohe Anforderungen an die Rechengeschwindigkeit. Vorteilhaft ist aber, daß das Identifikationsergebnis eine direkte Schätzung der Impulsreaktion des Systems darstellt. In der anderen werden dagegen zur Identifikation die auf der langsamen Abtastrate vorliegenden Ein- und Ausgangssignale des Multiratesystems verwendet, so daß die für einen Adaptionsschritt zur Verfügung stehende Zeit um den Faktor L größer ist. Von Nachteil ist jedoch, daß die zur Identifikation erforderliche Modellordnung durch den Einfluß des Interpolationsfilters und des Dezimationsfilters höher gewählt werden muß als die Ordnung des unbekannten Systems. Weiterhin erhält man als Identifikationsergebnis eine Schätzung für die Impulsreaktion des Gesamtsystems, aus dem noch der Einfluß der Dezimations- und Interpolationsfilter durch aufwendige numerische Verfahren eliminiert werden muß.
Bei der Anwendung von Identifikationsverfahren zur meßtechnischen Bestimmung der Eigenschaften der Teilnehmeranschlußleitung, z.B. für die teilnehmerindividuelle Programmierung des Balance-Filters (B-Filter) im SLAC-Schaltkreis, muß weiterhin berücksichtigt werden, daß von Seiten des Anwenders nur Zugriffsmöglichkeiten auf die Datensätze an den PCM-Ports des SLAC bestehen, so daß bei herkömmlichen Identifikationsverfahren die genannten Nachteile in Kauf genommen werden müssen.

Ziel der Erfindung

Das Ziel der Erfindung ist daher eine ökonomisch attraktive Identifikationsanordnung für Multiratesysteme mit möglichst geringen Anforderungen an die numerische Komplexität der digitalen Signalverarbeitung, bei der das Identifikationsergebnis nicht durch den Einfluß der Dezimations- und Interpolationsfilter verfälscht werden soll.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Identifikationsanordnung für Multiratesysteme zu entwickeln, bei der die Identifikation mit Meßdaten erfolgt, die auf der niedrigst möglichen Abtastrate vorliegen, bei der gleichzeitig die Anzahl der erforderlichen Modellparameter möglichst klein ist und bei der ohne Elimination des Einflusses der Dezimations- und Interpolationsfilter eine direkte Schätzung des unbekannten Systems vorgenommen wird.
Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß in der Identifikationsanordnung für ein Multiratesystem das Eingangssignal des Multiratesystems mit den Eingängen einer Digitalfilterbank, bestehend aus einer Gruppe von Digitalfiltern, verbunden wird. Das Ausgangssignal der Multiratestruktur und die Ausgangssignale der Digitalfilter werden einem digitalen Rechenwerk zugeführt, das nach einem Adaptionsalgorithmus eine Identifikation des unbekannten Systems realisiert. Insbesondere wird die Anzahl der Digitalfilter in der Filterbank gleich dem Änderungsfaktor der Abtastfrequenz der Multiratestruktur gesetzt.
Nach einem weiteren Anspruch der Erfindung werden zur teilnehmerindividuellen Balanceeinstellung digitaler Teilnehmeranschlußschaltungen als Ein- und Ausgangssignale für die erfindungsgemäße Identifikationsanordnung die PCM-Empfangs- und Sendesignale der SLIC-Schaltung verwendet. Dann besteht die Digitalfilterbank der erfindungsgemäßen Identifikationsanordnung aus zwei Digitalfiltern, die vorteilhafterweise durch geeignet beschaltete und programmierte SLAC-Schaltkreise realisiert werden können.

Ausführungsbeispiel

Die Erfindung soll anhand eines Ausführungsbeispiels näher erläutert werden. Dazu zeigt Fig. 1 die erfindungsgemäße Identifikationsanordnung in einer Anwendung zur Ermittlung teilnehmerindividueller Koeffizientensätze zur Balanceeinstellung in der Teilnehmeranschlußschaltung einer digitalen Vermittlungsstelle, die durch geeignete Programmierung der in den SLAC-Schaltkreisen enthaltenen B-Filter realisiert wird.
Die Identifikationsanordnung besteht aus einer Digitalfilterbank mit den beiden Digitalfiltern G_u und G_v. Die Eingänge dieser Digitalfilter sind mit dem Signal x(n) am Punkt E_x verbunden. Die Ausgangssignale u(n) und v(n) dieser Digitalfilter werden ebenso wie das Signal y(n) am Punkt E_y mit den Eingängen eines Rechenwerkes RW verbunden.
Weiterhin ist in Fig. 1 die Einbettung der Identifikationsanordnung in eine Zusatzbaugruppe einer digitalen Vermittlungsstelle dargestellt. Die Koeffizientenbestimmung erfolgt zentral und nacheinander für eine Gruppe von SLAC-Schaltkreisen durch diese Zusatzbaugruppe ZG, die die erfindungsgemäße Identifikationsanordnung enthält und zur Bereitstellung der zur Identifikation benötigten Sende- und Empfangssignale über eine Zeitlagensteuerung ZLS mit dem PCM-Highway verbunden ist. Nach Abschluß der Identifikation werden als Schätzergebnisse die Filterkoeffizienten b_k von der Zusatzbaugruppe über eine Verbindungsleitung V zum Steuerrechner SR der Vermittlungszentrale übertragen, der u. a. die Programmierung der einzelnen SLAC-Schaltkreise übernimmt. Zur Berechnung der Koeffizienten des B-Filters in der SLIC-Schaltung S_i wird in einer Trainingsphase, z. B. während des Gesprächsaufbaus, durch geeignete Einstellung der Zeit- und Taktschlitze der Zeitlagensteuerung ein digitales Testsignal x(n) vom Ausgang eines Signalgenerators SG auf das Empfangsport der SLIC-Schaltung S_i gelegt und mit dem Eingang E_x der erfindungsgemäßen Identifikationsanordnung verbunden. Am Eingang E_y liegt das Signal y(n) vom Sendeport der SLIC-Schaltung S_i.
Entsprechend der Struktur und der Anordnung des B-Filters im SLAC, das (in Analogie zu US-PS 8000754) als FIR-Filter 7. Grades mit der doppelten Abtastfrequenz der PCM-Signale realisiert sei, werden in der Modellstruktur der erfindungsgemäßen Identifikationsanordnung zwei Zwischensignale u(n) und v(n) erzeugt, die durch digitale Filterung des Testsignals x(n) mit den Übertragungsfunktionen G_u und G_v entstehen. Aus diesen Zwischensignalen wird in einem digitalen Rechenwerk ein Schätzwert $\hat{y}(n)$ für das PCM-Sendesignal y(n) nach der Beziehung

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^{3} C_k(n)u(n-k) + \sum_{k=0}^{3} d_k(n)v(n-k) \qquad (1)$$

bestimmt und eine Adaption der Schätzkoeffizienten $c_k(n)$ und $d_k(n)$ zur Minimierung der mittleren Leistung des Fehlersignals vorgenommen. Algorithmen für eine derartige Einstellung der Schätzkoeffizienten können problemlos aus der bekannten Theorie adaptiver Systeme abgeleitet werden. So erhält man z. B. für ein LMS-Gradientenverfahren die Rekursionsbeziehungen:
$c_k(n+1) = c_k(n) + s(n) * e(n) * u(n-k)$
$d_k(n+1) = d_k(n) + s(n) * e(n) * v(n-k)$
(e(n): Schätzfehler, s(n): Schrittweite), auch andere bekannte Adaptionsverfahren (Sign-Algorithmus, Korrelationsverfahren, Kalman-Filterung) sind anwendbar.
Der wesentliche Vorteil der erfindungsgemäßen Identifikationsanordnung basiert auf der Anpassung der Modellstruktur an die Besonderheiten der Signalverarbeitung in Multiratesystemen. Wenn der durch das B-Filter nachzubildende Echopfad eine z-Übertragungsfunktion der Gestalt

$$G_E(9) = \sum_{k=0}^{\infty} g_k 9^{-k}$$

(9: Variable der z-Transformation für Signale mit einer Abtastrate von 16 kHz) charakterisiert wird, dann ist nach der in W. Wardenga, „Rauschanalyse von Multiratesystemen", NT-39 (1989), S. 172, dargestellten Theorie der Multiratesysteme die Übertragungsfunktion zwischen dem Sende- und Empfangsport des SLAC im Bildbereich durch

$$G(z) = G_u(z) \sum_{k=0}^{\infty} g_{2k} Z^{-k} + G_v(z) \sum_{k=0}^{\infty} g_{2k+1} Z^{-k} \qquad (2)$$

(z: Variable der z-Transformation für Signale mit einer Abtastrate von 8kHz) gegeben, dabei sind die Übertragungsfunktionen $G_u(z)$ und $G_v(z)$ eindeutig durch die Realisierungen der Dezimations- und Interpolationsfilter bestimmt. Daraus erhält man für die z-Transformierte Y(z) des Ausgangssignals am PCM-Sendeport des SLAC:

$$y(z) = U(z) \sum_{k=0}^{\infty} g_{2k} Z^{-k} + V(z) \sum_{k=0}^{\infty} g_{2k+1} Z^{-k}$$

[$U(z) = G_u(z) * X(z)$, $V(z) = G_v(z) * X(z)$: z-Transformierte der Zwischensignale u(n) und v(n)] und nach Übergang zum Zeitbereich:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} g_{2k} u(n-k) + \sum_{k=0}^{\infty} g_{2k+1} V(n-k)$$

Ein Vergleich mit der Beziehung (1) für die in der erfindungsgemäßen Identifikationsanordnung realisierte Bildungsvorschrift des Schätzsignals y(n) zeigt, daß bei richtiger Dimensionierung der Digitalfilter G_u und G_v die Modellstruktur optimal an die spezifische Form der Signalübertragung des Multiratesystems angepaßt ist: Bei einer hinreichend genauen Adeption der Modellstruktur sind die Schätzkoeffizienten c_k bzw. d_k identisch mit den ersten Werten der Impulsreaktion des Echopfades mit gradzahligem bzw. ungradzahligen Index. Bei bekannter Länge M der Impulsreaktion des Echopfades braucht die Anzahl der Schätzkoeffizienten für eine exakte Identifikation nicht größer als M gewählt zu werden, eine Entfaltung des Identifikationsergebnisses ist nicht erforderlich. Die Koeffizienten für die Programmierung des B-Filters erhält man aus dem Identifikationsergebnis zu:

$$b_k = \begin{cases} -c_{k/2} & \text{für gerade k} \\ -d_{(k-1)/2} & \text{für ungerade k.} \end{cases}$$

Die praktische Realisierung der Digitalfilterfunktionen G_u und G_v kann mit speziellen digitalen Rechenwerken erfolgen, die Synthese der Filterkoeffizienten für die entsprechenden Filteralgorithmen verlangt aber vom Anwender die detaillierte Kenntnis der Übertragungsfunktionen der Dezimations- und Interpolationsfilter. Eine vorteilhaftere Realisierung, die keine speziellen Rechenwerke benötigt, erhält man, wenn in Fig. 1 die Digitalfilter G_u und G_v durch SLAC-Schaltkreise mit geeignet programmiertem B-Filter ersetzt werden, deren Analogeingänge mit Massepotential verbunden sind. Dann wird durch das B-Filter ein künstlicher Echopfad erzeugt und die Übertragungsfunktion zwischen Empfangs- und Sendeport des entsprechenden SLAC ist wieder durch (2) gegeben, wobei die Werte der Impulsreaktion des Echopfades durch die entsprechenden Koeffizienten des B-Filters zu ersetzen sind. Insbesondere erhält man bei einer Programmierung des B-Filters zu B = 1 die Übertragungsfunktion $G_u(z)$, bei B = −1 ergibt sich die Übertragungsfunktion G_v. In Fig. 1 wird dann das Testsignal x(n) auf das PCM-Empfangsport der derart programmierten SLAC's gelegt, an den Sendeports können die Zwischensignale u(n) und v(n) abgenommen und dem digitalen Rechenwerk zugeführt werden.

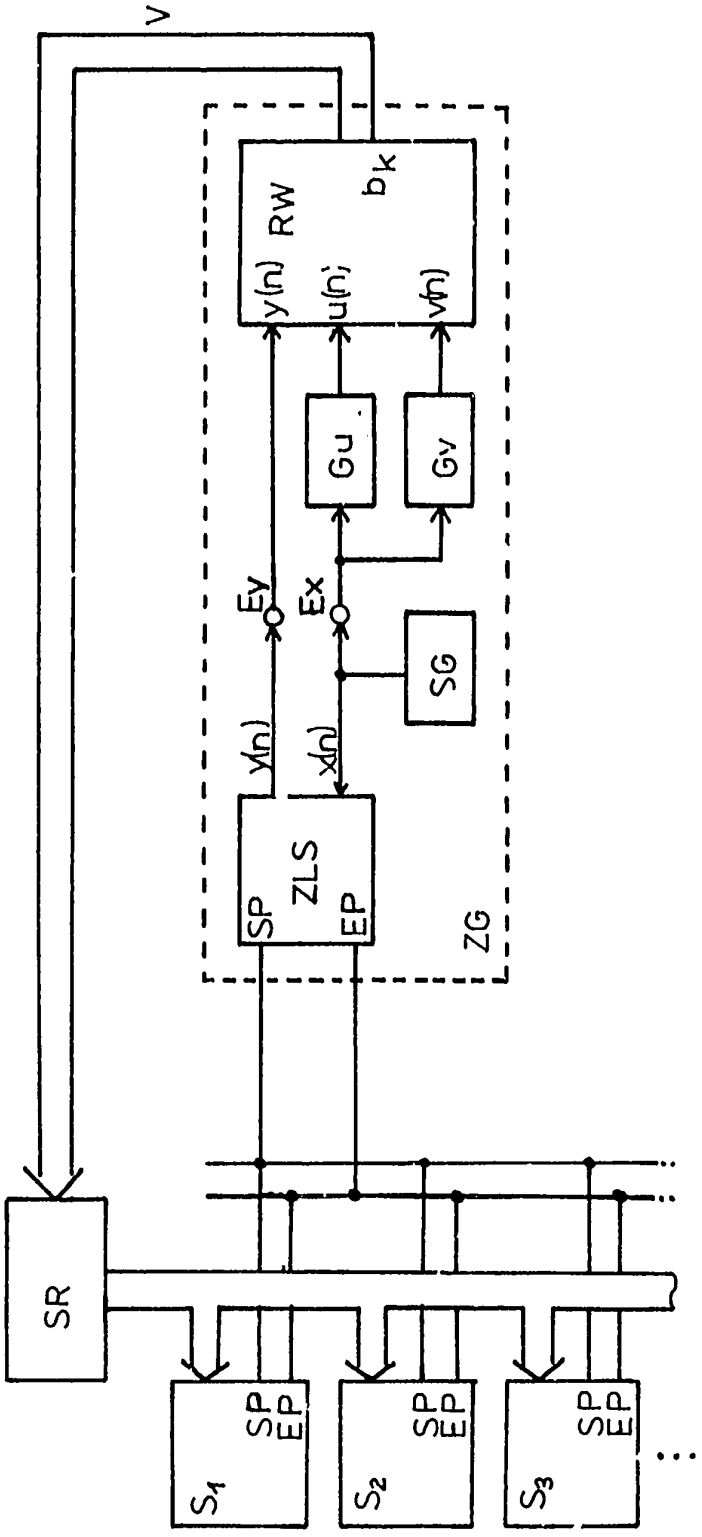


Fig. 1