



Wirtschaftspatent

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1 Patentgesetz

ISSN 0433-6461

(11)

214 215

Int.Cl.³

3(51)

G 01 R 19/25

AMT FUER ERFINDUNGS- UND PATENTWESEN

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21) WP G 01 R/ 2495 005

(22) 04.04.83

(44) 03.10.84

(71) VEB ROBOTRON-MESSELEKTRONIK "OTTO SCHOEN" DRESDEN;DD;
(72) BUEHN, UWE,DR.-ING.;DD;

(54) MESSANORDNUNG FUER QUADRATISCHEN UND/ODER ARITHMETISCHEN MITTELWERT

(57) Die Meßanordnung zur digitalen Bildung des quadratischen und/oder arithmetischen Mittelwertes von periodischen Wechselsignalen beliebiger Kurvenform, auch mit Gleichanteil ist in der Wechselstrommeßtechnik für höhere Frequenzen mit beliebig hoher Auflösung bei kurzer Meß- und Rechenzeit für Echtzeitbetrieb anwendbar. Die Erfindung realisiert im wesentlichen mehrere parallel laufende pegelgesteuerte Zeitmeßvorgänge, mittels Auszählung hochgenauer Referenzsignale und anschließender Verrechnung nach speziellen Algorithmen durch einen Mikrorechner. Fig. 1

Meßanordnung für quadratischen und/oder arithmetischen Mittelwert

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zur digitalen Bildung des quadratischen und/oder arithmetischen Mittelwertes von periodischen Wechselsignalen beliebiger Kurvenform, auch mit einem Gleichanteil.

Hauptanwendungsgebiet ist die automatische elektronische Meßtechnik, insbesondere die automatische Funktionsprüfung in der Leiterplattenfertigung.

Charakteristik der bekannten technischen Lösungen

Seit langer Zeit (W. Witt, D. Fränkel, Technisches Messen atm, 1976, Heft 11, Seite 341 ff.) sind Verfahren zur digitalen Ermittlung des Effektivwertes periodischer Zeitfunktionen bekannt, bei denen der Amplituden-Zeitfunktion in zeitlich äquidistanten Schritten Probenwerte entnommen werden, aus denen nach Analog-Digital-Wandlung und digitaler Zwischenspeicherung eine Effektivwertberechnung in einem sehr schnellen Digitalrechner nach der Effektivwertdefinitionsformel erfolgt oder die Speicherwerte quadriert und zu einem Näherungswert des Integrals über eine Periode T weiterverarbeitet werden, beispielsweise mittels der bekannten Simpsonregel oder der Trapezformel.

Es sind weiterhin Verfahren bekannt (DE-OS 28 06 695), bei denen eine Periode der Amplitudenzeitfunktion in N gleich große Zeitabschnitte $\Delta t = \frac{T}{N}$ geteilt wird, der Amplituden-Zeitfunktion zu den Zeitpunkten n. $\Delta t = \frac{n}{N} T$ Probenwerte $f\left(\frac{n}{N} T\right)$ entnommen werden, und der Effektivwert EW durch den Algorithmus

$$(EW)^2 = \frac{1}{N} \sum_{1}^N f^2 \left(\frac{n}{N} T \right)$$

ermittelt wird.

Es sind jedoch auch Anordnungen bekannt (DD-WP 140 923, 146 659, 151 510, 151 511), mit denen am zu messenden Signal zuerst eine quadrierende Analog-Frequenzumsetzung bzw. Analog-Impulszahlumsetzung mit anschließender radizierender Impulszählung vorgenommen wird und die Ausgabe des Effektivwertes numerisch erfolgt.

Ein erster entscheidender Nachteil dieser Anordnungen besteht darin, daß für ihre technische Realisierung ein hochschneller und hochauflösender Analog-Digitalumsetzer benötigt wird, der über eine ultraschnelle Abtast- und Halteschaltung verfügen muß, wenn der Effektivwert von Zeitfunktionen ermittelt werden soll, deren Frequenzen im MHz-Gebiet liegen.

Ein weiterer Nachteil besteht darin, daß zur Ermittlung des genäherten Integralwertes viele zeitaufwendige Operationen, insbesondere Multiplikationen erforderlich sind, so daß die Auswertung grundsätzlich erst nach Zwischenspeicherung sämtlicher Probenwerte erfolgen kann und einen hohen Zeitaufwand erfordert. Eine mit Änderung der Meßgröße zeitlich schritthaltende Messung (Echtzeitverarbeitung) ist deshalb nicht möglich.

Mit dem Ziel, die Nachteile der bekannten Verfahren zur digitalen Effektivwertmessung mit AD-Umsetzung, insbesondere bei stark von der Sinusform abweichenden Signalen zu vermeiden und dabei eine hohe Auflösengenauigkeit bei höherer Signalfrequenz und kurzer Meß- und Rechenzeit zu ermöglichen, wurde bereits ein Verfahren vorgeschlagen, das im Echtzeitbetrieb eine digitale Effektivwertmessung von periodischen Wechselsignalen beliebiger Kurvenform, auch mit Gleichanteil für höhere Grundfrequenzen gestattet, wobei eine superschnelle Abtast- und Halteschaltung sowie aufwendige AD-Umsetzer vermieden werden. Die Messung ist im wesentlichen auf eine pegelgesteuerte Zeitmessung zurückgeführt.

Dazu wurde bereits für abszissensymmetrische Kurvenformen vorgeschlagen, daß der positive Spitzenwert A, der negative Spitzenwert B, die Periodendauer T und die höchste repräsentative spektrale Frequenzkomponente des Signals f_{\max} nach bekannten Meßverfahren digital ermittelt und gespeichert werden, daß eine Anzahl von $2(N-1)+1$, wobei $N = 0,75 \cdot T \cdot f_{\max}$ gewählt wird, unterschiedlicher Amplitudenpegel, die sich wie folgt ergeben:

$$\begin{array}{ll} \text{Nullpegel} & P_0 = \frac{A+B}{2} \\ \text{positive Pegel} & p_n^+ = \frac{A+B}{2} + \frac{A-B}{2} \sqrt{\frac{n}{N}} \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \\ \text{negative Pegel} & p_n^- = \frac{A+B}{2} - \frac{A-B}{2} \sqrt{\frac{n}{N}} \quad N-2 \end{array}$$

mit dem Signalmomentanwert während einer oder mehrerer Perioden verglichen werden, wobei die Zeitabschnitte t_n^+ ; t_n^- während der der Signalmomentanwert innerhalb einer Periode positiver als der jeweilige positive Pegel P_n^+ bzw. negativer als der jeweilige negative Pegel P_n^- ist, digital gemessen und gespeichert werden und daß der Effektivwert EW der Gesamtfunktion mittels bekannter Rechenverfahren nach folgendem Algorithmus

$$(\text{EW})^2 = \left(\frac{A-B}{2}\right)^2 \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{t_n^+}{T} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{t_n^-}{T}}{N} + \left(\frac{A+B}{2}\right)^2$$

gebildet wird.

Für beliebige Kurvenformen wurde in weiterer Ausbildung des Verfahrens vorgeschlagen, daß in einer ersten Folge von Meßschritten die Ermittlung des Effektivwertes (EWW) des reinen, mittels kapazitiver Trennung vom Gleichanteil befreiten Wechsel-

signals derart erfolgt, daß in Abhängigkeit vom positiven Spitzenwert \bar{A} und negativen Spitzenwert \bar{B} eine Anzahl N' positiver Pegel \bar{p}_n^+ und eine Anzahl M' negativer Pegel \bar{p}_m^- , die sich wie folgt ergeben

$$\bar{p}_n^+ = \bar{A} \sqrt{\frac{n}{N'}} \quad n = 0, 1, \dots, N'-1$$

$$\bar{p}_m^- = \bar{B} \sqrt{\frac{m}{M'}} \quad m = 1, 2, \dots, M'-1$$

gewählt wird, der Effektivwert durch den Algorithmus

$$(\text{EWW})^2 = \frac{\bar{A}^2}{N'} \left[0,5 \frac{t_0}{T} + \sum_{n=1}^{N'-1} \frac{t_n^+}{T} \right] + \frac{\bar{B}^2}{M'} \left[0,5 \frac{T-t_0}{T} + \sum_{m=1}^{M'-1} \frac{t_m^-}{T} \right]$$

gebildet wird, in einer zweiten Folge von Meßschritten die Messung des Signals mit Gleichanteil gemäß Grundverfahren erfolgt, wobei für den Fall eines negativen Spitzenwertes $B \geq 0$ nur eine Anzahl N positiver Pegelstufen, die sich wie folgt ergeben

$$p_n = A \sqrt{\frac{n}{N}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

und für den Fall eines negativen Spitzenwertes $B < 0$, eine Anzahl N positiver Pegel p_n^+ und eine Anzahl M negativer Pegel p_m^- , die sich wie folgt ergeben

$$p_n^+ = A \sqrt{\frac{n}{N}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

$$p_m^- = B \sqrt{\frac{m}{M}} \quad m = 1, 2, \dots, M-1$$

gewählt werden und der Effektivwert des Gesamtsignals je nach Vorzeichen des negativen Spitzenwertes B durch einen der beiden Algorithmen

$$(EW)^2 = \frac{A^2}{N} \left[0,5 \frac{t_0}{T} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{t_n}{T} \right] \quad \text{für } B \geq 0$$

$$(EW)^2 = \frac{A^2}{N} \left[0,5 \frac{t_0}{T} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{t_n^+}{T} \right] + \frac{B^2}{M} \left[0,5 \frac{t_0}{T} + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{t_m^-}{T} \right] \quad \text{für } B < 0$$

gebildet wird und in einem letzten Auswertungsschritt der arithmetische Mittelwert AM durch den Algorithmus

$$(AM)^2 = (EW)^2 - (EWW)^2$$

gebildet wird.

Es wurde auch bereits eine Anordnung vorgeschlagen, bestehend aus einem programmierbaren Ein/Ausgabebaustein, einem Digital-Analog-Umsetzer mit bipolarer Ausgangsspannung, einem ersten Komparator und einem RS-Flipflop, die zusammen mit einem Mikrorechner im ersten Meßschritt einen sukzessiv approximierenden Analog-Digital-Umsetzer zur Bestimmung des Spitzenwertes A bilden, einem zweiten Komparator, einem quarzgenauen Taktgenerator, einer logischen Verknüpfungsschaltung, einem elektronischen Zähler und einer die wahlweise 1- bis M-fache Periodendauer des Meßsignals erzeugenden Impulsausblendeschaltung. Diese vorgeschlagene Anordnung ist dadurch gekennzeichnet, daß der erste Eingang des zweiten Komparators mit dem zweiten Eingang des ersten Komparators und dem gemeinsamen Signaleingang und der zweite Eingang des zweiten Komparators mit Bezugspotential verbunden sind, der Ausgang des ersten Komparators mit einem ersten Eingang der logischen Verknüpfungsschaltung und der Ausgang des zweiten Komparators über die Impulsausblendeschaltung mit einem zweiten Eingang der logischen Verknüpfungsschaltung verbunden sind, ein Takteingang der logischen Verknüpfungsschaltung durch den Taktgenerator gespeist ist, ein Steuereingang mit dem Ein-/Ausgabe-Baustein verbunden ist und der Ausgang der logischen Verknüpfungsschaltung den Zähler speist, dessen Informationsausgänge über den Ein/Ausgabe-Baustein mit dem Mikrorechner verbunden sind.

Eine zweite bereits vorgeschlagene Anordnung, bestehend aus einem mit einem Mikrorechner verbundenen Ein-/Ausgabebaustein programmierbaren Digital-Analog-Wandler, dessen Ausgang einen Eingang der Widerstandskette speist, aus RS-Flip-flops, mehreren Komparatoren, einem quarzstabilen Taktgenerator, einem invertierenden Verstärker, dessen Eingang mit dem Digital-Analog-Umsetzer und dessen Ausgang mit dem zweiten Eingang der Widerstandskette verbunden ist, mehrere Zähler-/Zeitgeberbausteine und Verknüpfungsschaltungen, ist dadurch gekennzeichnet, daß die $2N-1$ Ausgänge der die Referenzpegel $P_0 = 0$ und $P_n = \pm U_0 \sqrt{n/N}$ liefernden Abgriffe der Widerstandskette jeweils mit einem Eingang der $2N-1$ Komparatoren verbunden sind und die jeweils zweiten Eingänge der Komparatoren untereinander und mit der Eingangsklemme verbunden sind, der Ausgang des am Bezugspotential liegenden Komparators über eine die M -fache Periodendauer ausblendende, über ein Steuersignal am Steuereingang aktivierbare Impulsausblendeschaltung sowie über die konjunktiv wirkende Verknüpfungsschaltung, die von dem Taktgenerator gespeist wird, mit dem ersten Zähler-/Zeitgeberbaustein verbunden ist, die Ausgänge aller weiteren Komparatoren paarweise über die Funktion $Y_n = (X1.n + X2.n) \cdot C \cdot XO$ realisierenden Verknüpfungsschaltungen mit weiteren Zähler-/Zeitgeberbausteinen verbunden sind, deren Informations- und Steuerleitungen an dem Mikrorechnerbus liegen, der Taktgenerator mit allen Takteingängen der Verknüpfungsschaltungen verbunden ist, deren Steuereingänge untereinander und mit dem Ausgang der Impulsausblendeschaltung verbunden sind, und die Ausgänge der oberhalb des Symmetriepunktes liegenden Komparatoren außerdem mit den Setzeingängen der $N-1$ RS-Flipflops verbunden sind, deren Rücksetzeingänge untereinander und mit einem Ausgang des Ein-/Ausgabebausteins und deren $N-1$ Ausgänge mit $N-1$ Eingängen des Ein-/Ausgabebausteins verbunden sind.

Ziel der Erfindung

Die Erfindung verfolgt das Ziel, die Nachteile der zum Stand der Technik gehörenden Lösungen zu vermeiden und eine digitale Bildung des quadratischen und arithmetischen Mittelwertes von beliebigen Signalfunktionen zu ermöglichen, die auch stark von der Sinusform abweichen.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Ausgehend von obiger Zielstellung besteht die Aufgabe, die zuletzt bereits vorgeschlagene Anordnung zur Durchführung der bereits vorgeschlagenen Verfahren weiter auszugestalten.

Bei einer Anordnung, bestehend aus einem mit einem Mikrorechner verbundenen Ein-/Ausgabebaustein, zwei über den Ein-/Ausgabebaustein programmierbaren Digital-Analog-Umsetzern, einem Taktgenerator, einer Impulsausblendeschaltung, mehreren Komparatoren, UND-Gliedern und Zählern, wobei jeweils ein Komparator, ein UND-Glied und ein Zähler zu einer Zeitmeßeinheit verbunden ist und $2N-1$ Zeitmeßeinheiten parallel betrieben sind, indem $N-1$ invertierende und N nichtinvertierende Eingänge miteinander und der Eingangsklemme, die verbliebenen Eingänge mit den $2N-1$ Abgriffen einer Widerstandskette und alle Zählerausgänge mit dem Mikrorechner-Bus verbunden sind, wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß die beiden Eingänge der die Referenzpegel $p_0 = 0$, $p_n^+ = U_1 \sqrt{n/N}$, $p_n^- = U_2 \sqrt{n/N}$ liefernden Widerstandskette mit den Ausgängen von zwei Digital-Analog-Umsetzern verbunden sind, der Eingang der Impulsausblendeschaltung über ein kapazitives Trennglied mit der Eingangsklemme und der Ausgang über ein UND-Glied mit einem Periodendauerzähler sowie jeweils einem Eingang der UND-Glieder aller Zeitmeßeinheiten verbunden ist und die verbleibenden Eingänge aller UND-Glieder wie bereits vorgeschlagen mit dem Taktgenerator verbunden sind.

Die aus einem Komparator und einem D-Flipflop bestehende Impulsausblendeschaltung, die mit dem UND-Glied und dem Periodendauerzähler eine funktionelle Einheit bildet, ist dadurch gekennzeichnet, daß der Übertragsausgang des Periodendauerzählers mit dem Setzeingang eines RS-Flipflops und der negierte Ausgang

desselben mit dem D-Eingang des D-Flipflops verbunden ist, dessen Takteingang durch den Ausgang des Komparators gespeist ist und das zentrale Rücksetzsignal an die Rücksetzeingänge von D-Flipflop, RS-Flipflop und Periodendauerzähler geführt ist.

Zur Ermittlung der Periodendauer sieht die Erfindung vor, daß der Ausgang des Komparators und der Ausgang des D-Flipflops mit den Eingängen eines weiteren UND-Gliedes verbunden sind, dessen Ausgang mit dem Eingang eines die Periodenanzahl n zählenden Periodenzählers verbunden ist.

Zur zweckmäßigen Pegelanpassung sieht die Erfindung vor, daß für die Zähler der Zeitmeßeinheiten programmierbare Zähler-/Zeitgeber-Baustein (CTC) verwendet sind, die bezüglich Interruptauslösung derart zu einer Interrupt-Kaskade verbunden sind, daß zwei Prioritätsgruppen mit in Richtung Symmetriepunkt fallender Priorität entstehen und diese beiden Prioritätsgruppen aneinandergereiht sind.

Ausführungsbeispiel

Die Erfindung soll nachfolgend in einigen Ausführungsbeispielen näher erläutert werden.

Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild einer Parallel-Meßeinrichtung zur digitalen Bildung des Effektivwertes und/oder arithmetischen Mittelwertes periodischer Signale.

Die Ausgänge von zwei Digital-Analog-Umsetzern 2.1; 2.2 sind mit den äußeren Klammern einer aus $2N$ Widerständen bestehenden Widerstandskette 3 verbunden, deren Symmetriepunkt S auf Bezugspotential liegt.

Die Widerstandskette 3 realisiert an ihren Anzapfungen oberhalb des Symmetriepunktes S positive Referenzspannungen der Stufung

$$\begin{aligned}
 p_1^+ &= U_1 \sqrt{1/N} & U_1 > 0 \\
 p_2^+ &= U_1 \sqrt{2/N} \\
 &\vdots \\
 p_{N-1}^+ &= U_1 \sqrt{N-1/N}
 \end{aligned}$$

und unterhalb des Symmetriepunktes S negative Referenzspannungen

$$\begin{aligned} p_1^- &= U_2 \sqrt{1/N} & U_2 < 0 \\ p_2^- &= U_2 \sqrt{2/N} \\ &\vdots \\ p_{N-1}^- &= U_2 \sqrt{N-1/N} \end{aligned}$$

Darin sind mit U_1 ; U_2 die Ausgangsspannungen der beiden Digital-Analog-Umsetzer 2.1; 2.2 bezeichnet.

Die Anzapfungen der Widerstandskette 3 sind mit jeweils einem Eingang einer aus Komparator 13, UND-Glied 14 und Zähler 15 bestehenden Zeitmeßeinheit 4.0 bzw. 4.X.Y ($X = 1, 2$ $Y = 1, 2, \dots, N-1$) verbunden, deren jeweils zweite Eingänge untereinander und über ein durch einen Schalter 11 überbrückbares kapazitives Trennglied 10 mit der Eingangsklemme E verbunden sind.

Außerdem ist über ein weiteres kapazitives Trennglied 12 eine Impulsausblendeschaltung 8 mit der Eingangsklemme E verbunden. Die Impulsausblendeschaltung 8 erzeugt nach Aktivierung durch den Mikrorechner 9 über den E/A-Baustein 1 einen Torimpuls der Dauer M.T, der allen UND-Gliedern 14 der Zeitmeßeinheiten 4 zugeführt ist.

Der Schalter 11 sei zunächst geschlossen. Die Digital-Analog-Umsetzer 2.1; 2.2 werden vom Mikrorechner 9 über den E/A-Baustein 1 auf ihre maximalen Ausgangsspannungen $U_{1max} > 0$ und $U_{2max} < 0$ programmiert.

Danach werden alle Zähler 7; 15 über das Signal R vom Mikrorechner 9 zurückgesetzt. Anschließend erfolgt durch den Mikrorechner 9 die Startfreigabe der Impulsausblendeschaltung 8.

Während der positiven Halbwelle des Eingangssignals werden nun die Inhalte all der Zeitmeßeinheiten 4.1.1 bis 4.1.n geändert, bei denen die am Komparator 13 anliegende Eingangsspannung zumindest kurzzeitig die Referenzspannung $U_{1max} \cdot \sqrt{n/N}$ überschreitet. Gleiches gilt während der negativen Halbwelle für die Inhalte der Zeitmeßeinheiten 4.2.1 bis 4.2.m.

Durch Abfragen der Zählerinhalte stellt der Mikrorechner 9 die Nummer $n+1$ des ersten nichtbeeinflussten Zählers im positiven Pegelbereich und die Nummer $m+1$ des ersten nichtbeeinflussten Zählers im negativen Pegelbereich fest. Anschließend werden die Ausgangsspannungen der Digital-Analog-Umsetzer 2.1; 2.2 von

$$U_1 \text{ auf } U_1 \sqrt{\frac{n+1}{N-1}}$$

$$\text{bzw. von } U_2 \text{ auf } U_2 \sqrt{\frac{m+1}{N-1}}$$

umprogrammiert.

Dieser Vorgang wird zyklisch wiederholt, bis der positive Spitzenwert U_p im Pegelbereich

$$p_{N-2}^+ < U_p < p_{N-1}^+$$

und der negative Spitzenwert U_n im Pegelbereich

$$p_{N-1}^- < U_n < p_{N-2}^-$$

liegt.

Anschließend werden die Ausgangsspannungen der Digital-Analog-Umsetzer 2.1; 2.2 solange geändert, bis eine Veränderung am jeweils niedrigsten Biteingang (LSB) eine Inhaltsänderung der beiden höchstwertigen Zeitmeßeinheiten 4.1. (N-1) und 4.2. (N-1) bewirkt.

Nach Erreichen dieses Zustandes werden die Ausgangsspannungen der DAUs 2.1; 2.2 von

$$U_1 \text{ auf } U_1 \sqrt{\frac{N-1}{N}} = U_p$$

$$\text{bzw. } U_2 \text{ auf } U_2 \sqrt{\frac{N-1}{N}} = U_n$$

programmiert (U_p ; U_n positiver bzw. negativer Spitzenwert des periodischen Signals).

In der sich nun anschließenden Zeitmeßphase wird die Impuls-
ausblendeschaltung 8 erneut gestartet. Während der Torzeit
M.T passieren Taktimpulse der Periodendauer Δt des Takt-
generators 5 die UND-Glieder 14 aller Zeitmeßeinrichtungen 4
sowie das UND-Glied 6 eines Periodendauerzählers 7.

In der darauffolgenden Auswertephase ermittelt der Mikro-
rechner 9 die Inhalte $Z_0, Z_1^+, Z_2^+, \dots, Z_{N-1}^+, Z_1^-, Z_2^-, \dots,$
 Z_{N-1}^- der Zähler 15 der Zeitmeßeinheiten 4.0 und 4.X.Y und den
Inhalt Z des Periodendauerzählers 7 und bildet daraus den
Effektivwert nach folgendem Algorithmus

$$(EW)^2 = \frac{U_p^2}{N} \left[0,5 \frac{Z_0}{Z} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{Z_n^+}{Z} \right] + \frac{U_n^2}{N} \left[0,5 \frac{Z-Z_0}{Z} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{Z_n^-}{Z} \right] = (EW_p)^2 + (EW_n)^2$$

Interessiert der Effektivwert der reinen Wechselgröße EWW, so wird
der Gesamtvorgang mit geöffnetem Schalter 11 wiederholt. Dann
erhält man mit den gleichen Verfahrensschritten die Größe
 $(EWW)^2$.

Daraus werden abschließend

$$A = (EW)^2 - (EWW)^2 \quad (\text{arithm. Mittelwert})$$

und EW, EWW durch Radizieren gebildet.

In einem zweiten Ausführungsbeispiel ist eine besonders vor-
teilhafte Gestaltung der Impulsausblendeschaltung 8 dargestellt.
Fig. 2 zeigt die Prinzipschaltung

Einem Komparator 13, dessen Referenzeingang auf Bezugspotential
liegt, wird die vom Gleichanteil befreite Wechselgröße zuge-
führt.

Sein Ausgang ist mit dem Takteingang eines D-Flipflops 16 verbunden, dessen Ausgang über das UND-Glied 6 mit dem Periodendauerzähler 7 verbunden ist.

An den Übertragsausgang des Periodendauerzählers 7 ist ein RS-Flipflop 17 geschaltet, dessen negierter Ausgang mit dem D-Eingang des D-Flipflops 16 verbunden ist.

Solange $R = \text{Tief}$ gilt, ist $\bar{Q} = D = \text{Hoch}$ und $Q_D = \text{Tief}$. Wird $R = \text{Hoch}$, so wird mit der ersten positiven Flanke des Komparatorausgangssignals $Q_D = D = \text{Hoch}$. Damit wird das UND-Glied 6 aufgetort und Taktimpulse des Taktgenerators 5 laufen in den Periodendauerzähler 7.

Ist der max. Zählerinhalt Z_{\max} erreicht, so tritt mit dem nächstfolgenden Taktimpuls ein Übergang von Z_{\max} auf 0 ein und am Übertragsausgang erscheint ein Impuls, der das RS-Flipflop 17 setzt. Damit wird $D = \text{Tief}$, so daß mit der nächsten positiven Flanke des Komparatorausgangssignals $Q_D = \text{Tief}$ und somit das UND-Glied 6 gesperrt wird. Der Periodendauerzähler 7 besitzt nun den Inhalt Z' . Wegen des erfolgten Überlaufs ist für die Rechnung jedoch

$$Z = Z' + Z_{\max}$$

zu verwenden.

Am Ausgang A kann ein Impuls der Dauer $M \cdot T$ entnommen werden. Mit der geschilderten Schaltungsanordnung wird eine automatische Anpassung der verfügbaren Zählkapazität Z_{\max} an die Periodendauer des Eingangssignals bewirkt, so daß eine sonst erforderliche Bereichsumschaltung entfallen kann. Sieht man für die Zähler 15 der Zeitmeßeinheiten 4.X.Y und 4.0 jeweils die Zählkapazitäten $2 \cdot Z_{\max}$ vor, so ist ein Überlauf dieser Zähler ausgeschlossen.

In einem dritten, nicht dargestellten Ausführungsbeispiel ist die Schaltungsanordnung des zweiten Ausführungsbeispiels dahingehend erweitert, daß der Ausgang des Komparators 13 und der Ausgang des D-Flipflops 16 mit den Eingängen eines zweiten

UND-Gliedes verbunden sind, dessen Ausgang mit dem Zähleringang eines weiteren sogenannten Periodenzählers verbunden ist.

Dieser Zähler enthält am Ende des Ausblendvorgangs die Zahl M der Perioden, so daß sich die Periodendauer T aus den Inhalten des Periodendauerzählers Z und des Periodenzählers Z' wie folgt berechnen läßt:

$$T = \frac{Z_{\max} + Z'}{M} \cdot \Delta t$$

Δt = Taktperiode des
Taktgenerators 5

Mit dieser einfachen Ergänzung kann somit zusätzlich eine genaue Messung der Periodendauer des Eingangssignals erfolgen.

In einem vierten Ausführungsbeispiel sind für die Zähler 15 der Zeitmeßeinheiten 4.0 und 4.X.Y programmierbare Zähler-/Zeitgeberbausteine (CTC) verwendet, die bezüglich Interruptauslösung derart zu einer Kaskade geschaltet sind, daß die Prioritäten in der Reihenfolge 4.1. (N-1), 4.1. (N-2), ... 4.1.1, 4.2. (N-1), 4.2. (N-2), ... 4.2.1 geordnet sind.

Zur sukzessiven Ermittlung der Spitzenwerte U_p ; U_n des Eingangssignals werden alle CTC-Bausteine mit einer 1 geladen und so programmiert, daß ein einziger Zählimpuls jeweils einen Interrupt auslöst.

In Analogie zum ersten Ausführungsbeispiel senden im vorliegenden Fall all die CTC-Bausteine ein Interruptgesuch aus, bei denen die am Komparator anliegende Eingangsspannung kurzzeitig den Referenzpegel schneidet.

Zögert man die Abarbeitung der Gesuche bis an das Ende einer Periode T hinaus, so beginnt die Abarbeitung mit dem Gesuch der höchsten Priorität. Damit liegt die Zahl n fest und der positive Spitzenwert liegt zwischen den Pegeln

$$P_n^+ < U_p < P_{n+1}^+$$

Alle weiteren Gesuche im positiven Pegelbereich werden nun ignoriert, d.h. durch den Befehl "Rückkehr vom Interrupt" (RETI) beantwortet.

Dann legt das höchstpriorisierte Interruptgesuch im negativen Pegelbereich die Zahl m fest und der negative Spitzenwert liegt zwischen den Pegeln

$$p_{m+1}^- < U_n < p_m^-$$

Alle weiteren Gesuche werden wie oben angeführt beantwortet.

Anschließend werden die Ausgangsspannungen der DAU 2.1; 2.2 wie im ersten Ausführungsbeispiel geändert und der Vorgang beginnt von vorn.

Erfindungsanspruch

1. Anordnung zur digitalen Bildung des quadratischen und/oder arithmetischen Mittelwertes periodischer Signalfunktionen beliebiger Kurvenform, auch mit Gleichanteil, bestehend aus einem mit einem Mikrorechner verbundenen Ein-/Ausgabebaustein, zwei über den Ein-/Ausgabebaustein programmierbaren Digital-Analog-Umsetzern, einem Taktgenerator, einer Impulsausblendeschaltung, mehreren Komparatoren, UND-Gliedern und Zählern, wobei jeweils ein Komparator, ein UND-Glied und ein Zähler zu einer Zeitmeßeinheit verbunden ist und $2N-1$ Zeitmeßeinheiten parallel betrieben sind, indem $N-1$ invertierende und N nichtinvertierende Eingänge miteinander und der Eingangsklemme, die verbliebenen Eingänge mit den $2N-1$ Abgriffen einer Widerstandskette und alle Zählerausgänge mit dem Mikrorechner-Bus verbunden sind, gekennzeichnet dadurch, daß die beiden Eingänge der die Referenzpegel $p_0 = 0$, $p_n^+ = U_1 \sqrt{n/N}$, $p_n^- = U_2 \sqrt{n/N}$ liefernden Widerstandskette (3) mit den Ausgängen von zwei Digital-Analog-Umsetzern (2.1; 2.2) verbunden sind, der Eingang der Impulsausblendeschaltung (8) über ein kapazitives Trennglied (12) mit der Eingangsklemme (E) und der Ausgang über ein UND-Glied (6) mit einem Periodendauerzähler (7) sowie jeweils einem Eingang der UND-Glieder (14) aller Zeitmeßeinheiten (4) verbunden ist und die verbleibenden Eingänge aller UND-Glieder (14; 6) wie bereits vorgeschlagen mit dem Taktgenerator (5) verbunden sind.
2. Anordnung nach Pkt. 1 mit einer aus einem Komparator und einem D-Flipflop bestehenden Impulsausblendeschaltung, die mit dem UND-Glied und dem Periodendauerzähler eine funktionelle Einheit bildet, gekennzeichnet dadurch, daß der Übertragsausgang des Periodendauerzählers (7) mit dem Setzeingang eines RS-Flipflops (17) und der negierte Ausgang desselben mit dem D-Eingang des D-Flipflops (16) verbunden ist, dessen Takteingang durch den Ausgang des Komparators (13) gespeist ist und das zentrale Rücksetzsignal (R) an die Rücksetzeingänge von D-Flipflop (16), RS-Flipflop (17) und Periodendauerzähler (7) geführt ist.

3. Anordnung nach Pkt. 1 und 2, gekennzeichnet dadurch, daß der Ausgang des Komparators (13) und der Ausgang des D-Flipflops (16) mit den Eingängen eines weiteren UND-Gliedes verbunden sind, dessen Ausgang mit dem Eingang eines die Periodenanzahl n zählenden Periodenzählers verbunden ist.
4. Anordnung nach Punkt 1 bis 3, gekennzeichnet dadurch, daß für die Zähler (15) der Zeitmeßeinheiten (4) programmierbare Zähler-/Zeitgeber-Baustein (CTC) verwendet sind, die bezüglich Interruptauslösung derart zu einer Interrupt-Kaskade verbunden sind, daß zwei Prioritätsgruppen mit in Richtung Symmetriepunkt (S) fallender Priorität entstehen und diese beiden Prioritätsgruppen aneinandergereiht sind.

Hierzu 2 Seiten Zeichnungen

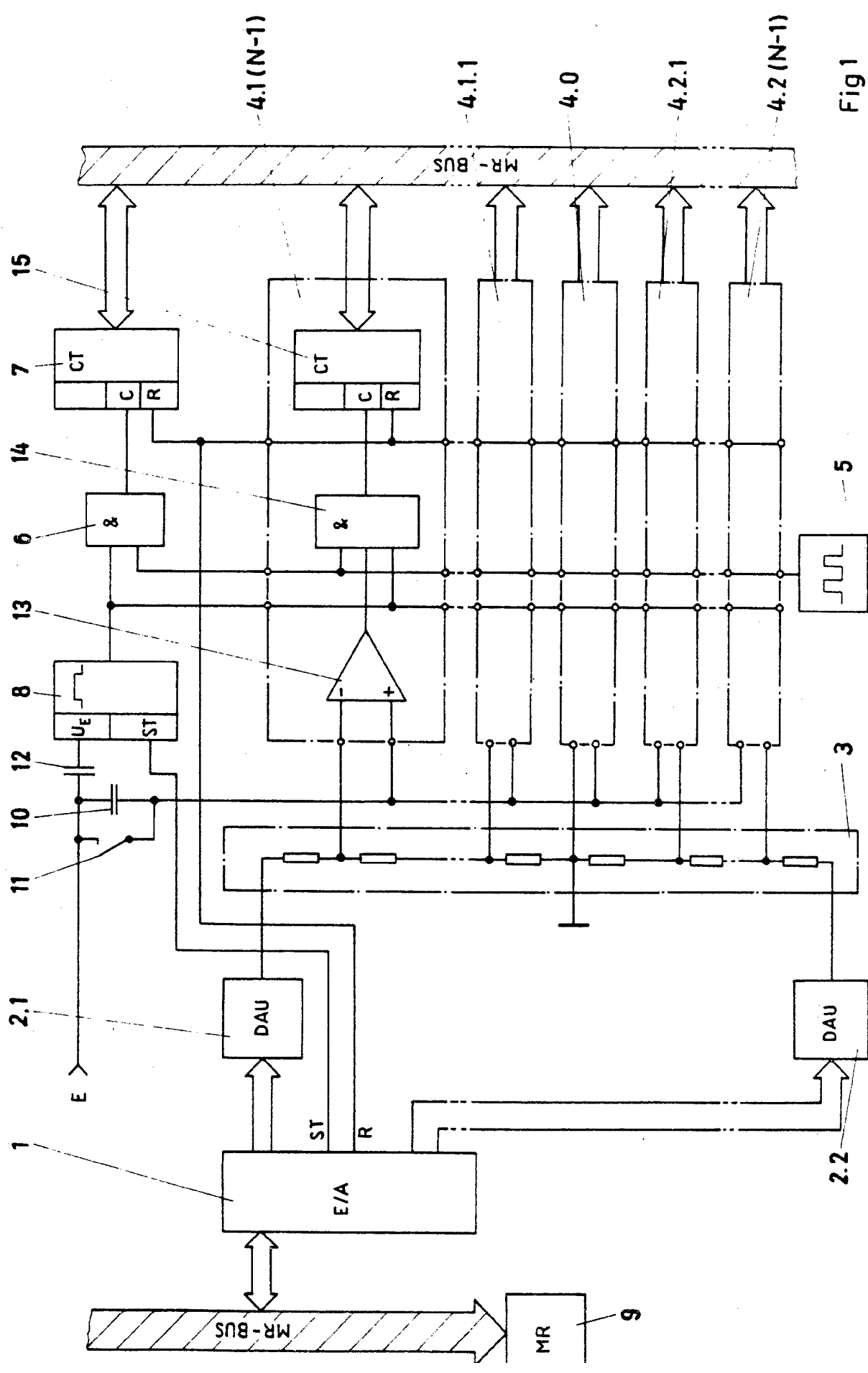


Fig 1

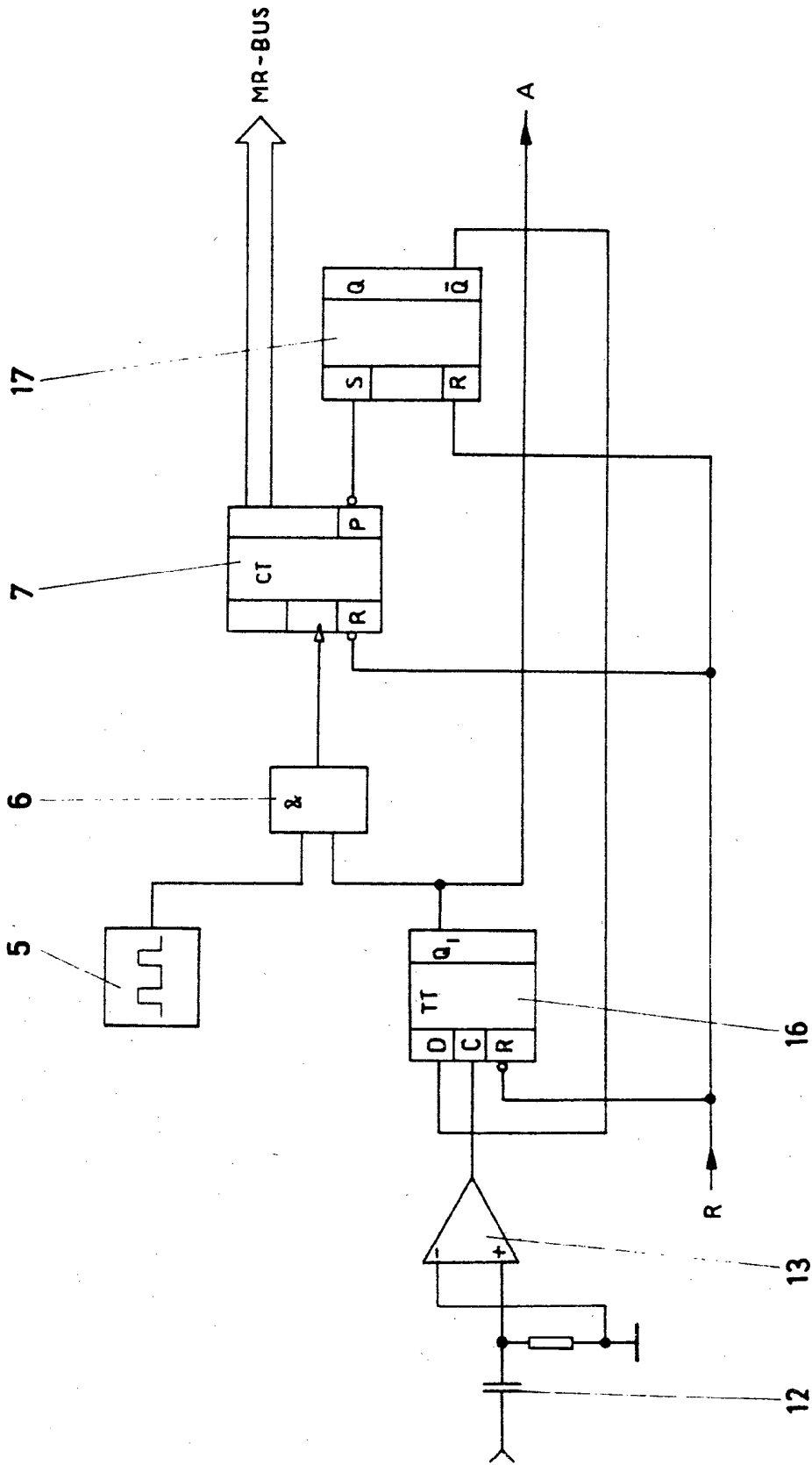


Fig 2