



Wirtschaftspatent

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1 Patentgesetz

ISSN 0433-6461

(11)

209 918

Int.Cl.³

3(51) G 01 R 19/02

AMT FUER ERFINDUNGS- UND PATENTWESEN

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21) WP G 01 R/ 2425 958

(22) 18.08.82

(44) 23.05.84

(71) siehe (72)

(72) BUEHN, UWE, DR.-ING.; DD;

(54) **ANORDNUNG ZUR DIGITALEN EFFEKTIVWERTMESSUNG**

(57) Die Anordnung zur digitalen Effektivwertmessung von periodischen Wechselsignalen beliebiger abszissensymmetrischer Kurvenform, auch mit Gleichanteil ist in der Wechselstrommeßtechnik für höhere Frequenzen mit beliebig hoher Auflösung bei vertretbarer Meß- und Rechenzeit für Echtzeitbetrieb anwendbar. Die Erfindung realisiert im wesentlichen mehrere seriell laufende pegelgesteuerte Zeitmeßvorgänge, mittels Auszählung hochgenauer Referenzsignale und anschließender Verrechnung nach einem speziellen Algorithmus durch einen Mikrorechner. Figur

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 $n \cdot \Delta t = \frac{n}{N} T$ Probenwerte $f(\frac{n}{N} T)$ entnommen werden, und der Effektivwert EW durch den Algorithmus

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

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 Auflösungsgenauigkeit bei höherer Signalfrequenz und kurzer Meß- und Rechenzeit zu ermöglichen, wurde bereits ein Verfahren vorgeschlagen, das im Echtzeitbetrieb eine digitale Effektivwertmessung von periodischen Wechsignalen beliebiger abszissensymmetrischer 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 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 $N \geq 0,75 \cdot T \cdot f_{\max}$ gewählt wird, unterschiedlicher Amplitudenpegel, die sich wie folgt ergeben:

$$\text{Nullpegel} \quad P_0 = \frac{A+B}{2}$$

$$\text{positive Pegel} \quad p_n^+ = \frac{A+B}{2} + \frac{A-B}{2} \sqrt{\frac{n}{N}} \quad n = 1, 2, \dots, N-1$$

$$\text{negative Pegel} \quad p_n^- = \frac{A+B}{2} - \frac{A-B}{2} \sqrt{\frac{n}{N}} \quad N \geq 2$$

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

$$(\text{EW})^2 = \left(\frac{A-B}{2}\right)^2 \frac{\frac{t_0}{T} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{t_n^+}{T} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{t_n^-}{T}}{N} + \left(\frac{A+B}{2}\right)^2$$

gebildet wird.

Eine Erhöhung der Auflösung wird dadurch erreicht, daß alle Zeitmeßvorgänge über mehrere Perioden des Signals akkumuliert werden.

Es wurde vorgeschlagen, daß die Zeitmessung durch Auszählen von Taktimpulsen eines hochgenauen Referenzoszillators erfolgt, wobei die Zählvorgänge bei Pegelgleichheit mit dem Signalmomentanwert gestartet, gestoppt und/oder in ihrer Zählrichtung umgekehrt werden.

Beim bereits vorgeschlagenen Verfahren besteht der Zusammenhang, daß ein vom Gleichanteil bereinigter Effektivwert des Wechselsignals nach folgendem Algorithmus gebildet wird:

$$(\text{EWW})^2 = (\text{EW})^2 - \left(\frac{A-B}{2}\right)^2$$

Ziel der Erfindung

Die Erfindung verfolgt das Ziel, die Nachteile der bekannten Anordnungen zur digitalen Effektivwertmessung mit AD-Umsetzung, insbesondere bei stark von der Sinusform abweichenden Signalen zu vermeiden und dabei eine hohe Auflösungsgenauigkeit bei hoher Signalfrequenz zu ermöglichen.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Ausgehend von obiger Zielstellung besteht die Aufgabe, eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des bereits vorgeschlagenen Verfahrens anzugeben.

Bei einer Anordnung, 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, wird die Aufgabe erfindungsgemäß dadurch gelöst, 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.

Ausführungsbeispiel

Im nachfolgenden Ausführungsbeispiel wird an Hand eines Blockschaltbildes die erfindungsgemäße Anordnung näher erläutert. Ein programmierbarer Ein/Ausgabe-Baustein 1, ein bipolarer Digital-Analog-Umsetzer (DAU) 2, ein erster Komparator 3.1, ein R-S-Flipflop 4 und ein Mikrorechner 9 bilden einen Analog-Digital-Wandler. Nach der Methode der sukzessiven Approximation wird die Ausgangsspannung des DAU 2 solange geändert, bis ein Zustand erreicht ist, bei dem der Ausgang des RS-Flipflops 4 beim Zuschalten einer Quantisierungseinheit am niedrigsten Bit-Eingang des DAU (LSB) seinen Ausgangszustand ändert. In diesem Moment ist der Spitzenwert der Amplitude A bis auf eine halbe Quantisierungseinheit bestimmt.

Im nächsten Meßschritt setzt der Mikrorechner 9 über den Ein/Ausgabe-Baustein 1 den Steuereingang St einer logischen Verknüpfungsschaltung 6 auf "low", so daß auf den Ausgang y der Verknüpfungsschaltung 6 solange die Taktimpulse am Takteingang c von einem Taktgenerator 5 durchgeschaltet werden, solange am Eingang x_2 "high" liegt ($y = x_2 \cdot c$). Mittels eines zweiten Komparators 3.2 einer Impulsausblendeschaltung 8, der Verknüpfungsschaltung 6, dem Zähler 7 wird ein Zählergebnis z_0 über die zur Messung vorgesehenen M Perioden T ($M \cdot T$) gewonnen und im Mikrorechner 9 gespeichert.

In den folgenden $2(N-1)$ Meßschritten wird der DAU 2 vom Mikrorechner 9 über den Ein-/Ausgabe-Baustein 1 nacheinander auf die folgenden Referenzpegel

$$\begin{aligned} p_n^+ &= + A \sqrt{n/N} \\ p_n^- &= - A \sqrt{n/N} \end{aligned} \quad n = 1, 2, \dots, N-1$$

programmiert. Der Mikrorechner 9 wählt für N eine ganze Zahl, die sich entsprechend der höchsten repräsentativen spektralen Frequenzkomponente $f_{\max}$ des zu messenden Signals wie folgt ergibt

$$N \geq 0,75 \cdot T \cdot f_{\max}$$

Der Mikrorechner 9 setzt weiterhin über den Ein/Ausgabe-Baustein 1 den Steuereingang St der logischen Verknüpfungsschaltung 6 auf "high", so daß $y = x_1 \cdot x_2 \cdot c$ gilt.

Für jeden Referenzpegel p_n^+ ; p_n^- werden nunmehr nacheinander die Zählergebnisse Z_n^+ für positive Pegel p_n^+ und Z_n^- für negative Pegel p_n^- über M Perioden ermittelt und im Mikrorechner 9 aufsummiert.

Nach Abschluß dieser $2(N-1)$ Messungen errechnet der Mikrorechner 9 nach folgendem Algorithmus den Effektivwert des Signals

$$(EW)^2 = A^2 \frac{\frac{Z_0}{2} + \sum_{n=1}^{N-1} (Z_n^+ + Z_n^-)}{N \cdot Z_0}$$

Erfindungsanspruch

Anordnung zur digitalen Effektivwertmessung von periodischen Wechselsignalen beliebiger abszissensymmetrischer Kurvenform, bestehend aus einem programmierbaren Ein/Ausgabe-Baustein, 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, gekennzeichnet dadurch, daß der erste Eingang (-) des zweiten Komparators (3.2) mit dem zweiten Eingang (-) des ersten Komparators (3.1) und dem gemeinsamen Signaleingang ($U_{\sim}$) und der zweite Eingang (+) des zweiten Komparators (3.2) mit Bezugspotential verbunden sind, der Ausgang des ersten Komparators (3.1) mit einem ersten Eingang ($\bar{x}_1$) der logischen Verknüpfungsschaltung (6) und der Ausgang des zweiten Komparators (3.2) über die Impulsausblendeschaltung (8) mit einem zweiten Eingang (x_2) der logischen Verknüpfungsschaltung (6) verbunden sind, ein Takteingang (c) der logischen Verknüpfungsschaltung (6) durch den Taktgenerator (5) gespeist ist, ein Steuereingang (ST) mit dem Ein/Ausgabe-Baustein (1) verbunden ist und der Ausgang (Y) der logischen Verknüpfungsschaltung (6) den Zähler (7) speist, dessen Informationsausgänge über den Ein/Ausgabe-Baustein (1) mit dem Mikrorechner (9) verbunden sind.

Hierzu 1 Seite Zeichnungen

