



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



⑪ Veröffentlichungsnummer: **0 662 650 A2**

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

②¹ Anmelde­nummer: 94117713.1

⑤¹ Int. Cl.⁶: **G04F 10/00**

②② Anmeldetag: 10.11.94

③ Priorität: 10.01.94 CH 58/94

④³ Veröffentlichungstag der Anmeldung:
12.07.95 Patentblatt 95/28

84 Benannte Vertragsstaaten:
CH DE DK FR LI SE

71 Anmelder: **Landis & Gyr Technology
Innovation AG (Landis & Gyr Technology
Innovation SA) (Landis & Gyr Technology
Innovation Corp.)**

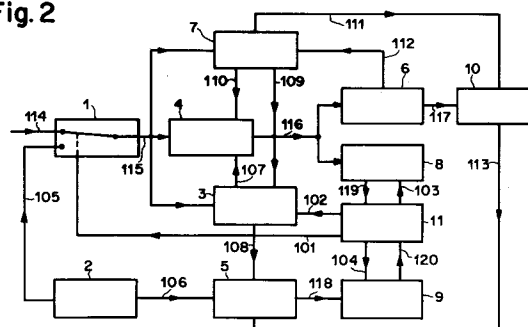
CH-6301 Zug (CH)

72) Erfinder: **Eusemann, Roland**
Röternstrasse 9
D-61137 Schöneck (DE)
 Erfinder: **Zisch, Patrick**
Eichendroffstrasse 65
D-60320 Frankfurt (DE)

54 **Einrichtung zur Messung kleiner Zeitintervalle.**

57) Eine Einrichtung zur Messung eines Zeitintervalls Δt verwendet für eine Messung wenigstens N gleich breite und aufeinanderfolgende Eingangsimpulse mit der Breite Δt aus einem Impulspaket und weist einen Mikroprozessor (11) als Auswertemittel, eine Steuervorrichtung (1, 3, 4; 5, 7, 11) sowie Registriermittel für die Eingangsimpulse und Messmittel für die in den Registriermitteln registrierten Eingangsimpulse. Die Registriermittel bestehen aus einem Summierglied (6) und einem Eingangsimpulszähler (8) und bestimmen die minimale Anzahl der Eingangsimpulse k_{mess} , die nötig sind, um eine Registriersumme Δt_s durch Zusammenzählen der k_{mess} Breiten Δt_i zu bilden, die ein im Summierglied (6) fest vorbestimmtes Registrierintervall R gerade überschreitet. Die Messmittel umfassen wenigstens einen Messoszillator (2) mit einer Periodendauer T_{osz} , einen Abtastimpulzzähler (9) und ein Zeitdehnglied (10) und vervielfachen um einen Dehnfaktor z die Registriersumme Δt_s zu einer Abtastzeit Δt_{mess} . Das Auswertemittel berechnet die Länge des Zeitintervalls Δt aus dem Verhältnis der Abtastzeit Δt_{mess} zum Produkt aus der minimalen Anzahl der Eingangsimpulse k_{mess} und des Dehnfaktors z .

Fig. 2



EP 0 662 650 A2

Die Erfindung bezieht sich auf eine Einrichtung und ein Verfahren zur Messung von kleinen Zeitintervallen gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruch 1 und 8 sowie auf eine Verwendung derselben in einem Durchflussvolumenmessgerät.

Für die Messung von Zeitintervallen im Nanosekunden-Bereich sind eine Reihe von digitalen und analogen elektronischen Messverfahren bekannt. Die digitalen Verfahren zeichnen sich durch eine nahezu unbegrenzte Dynamik aus, d.h. das Verhältnis von kleinsten zum grössten messbaren Zeitintervall. Allerdings ist die Auflösung dieser Verfahren vergleichsweise gering. Beim einfachen digitalen Zählverfahren ist die Auflösung durch die maximale Taktfrequenz der Zähler begrenzt, die bei modernen Zählern etwa 1GHz beträgt. Dementsprechend ist die Auflösung des einfachen digitalen Zählverfahrens auf Werte größer etwa 1 ns beschränkt. P. Young beschreibt in "1 nanosecond time interval counter"; Instruments & Control Systems 38 (1965), p. 105, wie durch den Einsatz von digitalen Interpolationsverfahren eine höhere Auflösung erreicht werden kann, indem anstelle schneller Zählschaltungen schnelle Koinzidenzschaltungen verwendet werden, die sich einfacher und kostengünstiger realisieren lassen.

Wesentlich höhere Auflösungen ergeben sich durch den Einsatz analoger Interpolationsverfahren, wobei eine Reduktion der Digitalisierungsfehler um 3 bis 4 Größenordnungen möglich ist. Beispielsweise beinhalten solche Verfahren eine Impulsdauervervielfachung, wie sie G. Kramer in "Ein hochauflösender elektronischer Zeitmesser"; Nachrichtentechnische Zeitschrift 23 (1970) Heft 9, p. 433, beschreibt, oder eine Zeit-Amplituden-Wandlung, die z.B. aus der Dissertation von J. W. Klein "Elektronische Zeitmessung im Nanosekunden- und Subnanosekunden-Gebiet", TH Aachen (1971) bekannt ist. Zeitliche Auflösungen bis hinab zu etwa 5ps sind mit diesen Verfahren ohne Verwendung der teuren schnellen Zählschaltungen erreichbar. Allerdings nehmen die Messdauer und der Energieverbrauch mit zunehmender Länge des Zeitintervalls zu, so dass bei diesen Verfahren das Verhältnis der maximalen zu den minimalen Zeitintervallen, d.h. die Dynamik, beschränkt werden muss, um vernünftige Messzeiten und geringen Energieverbrauch zu erhalten. Die Dynamik dieser Verfahren ist daher auf Werte unter 1000 beschränkt. Darüber hinaus weisen diese analogen Messverfahren eine schlechte Langzeitstabilität auf.

In vielen Anwendungen ist es nötig Zeitintervalle im Nanosekundengebiet mit hoher Auflösung und grosser Dynamik zu messen. Ein Beispiel einer solchen Anwendung stellt die Messung eines Volumenstroms in einem Messrohr mittels Ultraschall nach dem Laufzeitdifferenzverfahren dar, das beispielsweise aus der CH-PS 604 133 bekannt ist.

Der Durchfluss wird anhand der Laufzeitdifferenz zweier Ultraschallwellenpakete ermittelt, die während der Sendephase eines Messzyklus gleichzeitig von zwei in einem kleinen Abstand vor den Stirnseiten des Messrohrs angeordneten Messwandlern für Ultraschall abgestrahlt werden und das Messrohr in entgegengesetzter Richtung durchheilen, wobei die Strömung eines Mediums im Messrohr das eine Ultraschallwellenpaket verlangsamt und das andere beschleunigt. Die beiden Ultraschallwellenpakete treffen daher mit einer zeitlichen Verschiebung beim jeweils gegenüberliegenden und auf dem inzwischen für die Empfangsphase des Messzyklus auf Empfang umgeschalteten Messwandler ein, der die Schallwellen in Empfangssignale umwandelt. Die beiden Empfangssignale weisen somit eine von der Strömung abhängige Phasenverschiebung ϕ auf, die von einem Phasendetektor feststellbar ist. Der Phasendetektor erzeugt aus den beiden Empfangssignalen für jede Periode der Ultraschallwellen einen Impuls, dessen Dauer bzw. Breite der Phasenverschiebung ϕ zwischen den beiden Empfangssignalen proportional ist. Bei diesen Verfahren nimmt der relative Fehler mit abnehmender Breite der Eingangsimpulse zu.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine kostengünstige Einrichtung zur Messung von kleinen Zeitintervallen zu schaffen, mit der die Breite von Impulsen innerhalb eines Impulspaketes mit hoher Auflösung und einer grossen Dynamik mit geringem Energieaufwand messbar ist.

Die Lösung der Aufgabe gelingt durch die kennzeichnenden Merkmale der Patentansprüche 1 und 8.

Nachfolgend werden Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand der Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

- Figur 1a ein Impulspaket,
- Figur 1b eine Anwendung einer Messschaltung,
- Figur 2 die Messschaltung,
- Figur 3 eine praktische Ausführung der Messschaltung und
- Figur 4 ein Spannungs-Zeitdiagramm.

Die Figur 1a zeigt die Spannung U_P von Ausgangsimpulsen während der Empfangsphase am Ausgang eines Phasendetektors 99 in der Figur 1b eines in der eingangs erwähnten CH-PS 604 133 beschriebenen Durchflussvolumenzählers 98 in Funktion der Zeit t . Der Phasendetektor 99 des Durchflussvolumenzählers ist zum Vergleichen der Laufzeit der auf dem Weg durch ein Messrohr 97 von der Strömungsgeschwindigkeit eines Mediums verzögerten bzw. beschleunigten Ultraschallwellen eingerichtet. Ein während einer Messphase am Ausgang des Phasendetektors 99 abgegebenes Impulspaket setzt sich aus N Einzelimpulsen zusammen, wobei N mit Vorteil zu 50 oder mehr zu

wählen ist. Alle N Einzelimpulse innerhalb des gleichen Impulspakets weisen ideal eine gleiche Breite vom Zeitintervall Δt auf, da sich während einer Messphase die Strömungsgeschwindigkeit nur unmerklich ändert. Sie ist gleich der Laufzeitdifferenz zwischen den auf dem Weg durch das Messrohr 97 von der Strömung eines Mediums verzögerten bzw. beschleunigten Ultraschallwellen. Die Ausgangsimpulse folgen sich im Abstand T_s , der gleich der Periodendauer der Ultraschallwellen ist. Der Ausgang des Phasendetektors 99 ist über eine Eingangsleitung 114 mit einer Messschaltung 100 verbunden, die sich unter anderem auch zur Messung der Strömungsgeschwindigkeit des Mediums in einem Durchflussvolumenzähler 98 eignet.

In der Figur 2 umfasst das Blockschaltbild der Messschaltung einen Eingangsschalter 1, einen Messoszillator 2, eine Startlogik 3, eine erste Torschaltung 4, eine zweite Torschaltung 5, ein Summierglied 6, eine Stoplogik 7, einen Eingangsimpulszähler 8, einen Abtastimpulszähler 9, ein Zeitdehnglied 10 und einen Mikroprozessor 11. Das Summierglied 6 und der Eingangsimpulszähler 8 sind Registriermittel für die Eingangsimpulse, während der Messoszillator 2, der Abtastimpulszähler 9 und das Zeitdehnglied 10 als Messmittel für die registrierten Eingangsimpulse zusammenarbeiten. Der Mikroprozessor 11 ist zum Steuern des Messvorgangs und zum Auswerten der Messergebnisse eingerichtet und ist über Steuerleitungen 101 bis 104 mit dem Eingangsschalter 1, der Startlogik 3, dem Eingangsimpulszähler 8 und dem Abtastimpulszähler 9 verbunden. Der Messoszillator 2 übermittelt Kalibrierimpulse vorbestimmter Breite über eine Verbindung 105 zum Eingangsschalter 1 und über eine Leitung 106 zur zweiten Torschaltung 5. Die Startlogik 3 steuert über Torsteuerleitungen 107 und 108 die erste Torschaltung 4 und die zweite Torschaltung 5. Die Stoplogik 7 ist über eine Startleitung 109 mit der Startlogik 3 und über eine Stopleitung 110 mit der ersten Torschaltung 4 verbunden, ferner besteht eine Freigabeverbindung 111 zum Zeitdehnglied 10, während die Stoplogik 7 über eine Stopsignalleitung 112 vom Summierglied 6 Steuerbefehle erhält. Das Zeitdehnglied 10 besitzt eine Verbindung mittels einer Endsignalleitung 113 zur zweiten Torschaltung 5.

Die Eingangsimpulse, deren Breite Δt (Figur 1a) gemessen werden soll, erreichen den Schalter 1 der Messschaltung auf der Eingangsleitung 114. Je nach der Stellung des Schalters 1 werden die vom Messoszillator 2 erzeugten Kalibrierimpulse auf der Verbindung 105 oder die Eingangsimpulse auf der Eingangsleitung 114 am Ausgang des Schalters 1 auf eine Signalleitung 115 geleitet. Die Signalleitung 115 verzweigt sich zur Startlogik 3, zur ersten Torschaltung 4 und zur Stoplogik 7. Der Ausgang der ersten Torschaltung 4 ist mit einer

Impulsleitung 116 zu den Impulseingängen des Summierglieds 6 und des Eingangsimpulszählers 8 verbunden. Eine Summenimpulsleitung 117 stellt die Verbindung zwischen dem Ausgang des Summierglieds 6 und dem Signaleingang des Zeitglieds 10 her. Der Ausgang der zweiten Torschaltung 5 ist mit einer Abtastimpulsleitung 118 zum Impulseingang des Abtastimpulszählers 9 verbunden. Eingänge des Mikroprozessors 11 sind über Zählerleitungen 119 und 120 mit dem Eingangsimpulszähler 8 und dem Abtastimpulszähler 9 zum Auslesen des entsprechenden Zählerstands verbunden.

Der Mikroprozessor 11 versetzt die Schaltung vor jedem Mess- oder Kalibrierzyklus in einen definierten Ausgangszustand über hier nicht gezeichnete Resetleitungen, die den Mikroprozessor 11 mit der Startlogik 3, der ersten und zweiten Torschaltung 4 und 5, dem Summierglied 6, der Stoplogik 7, dem Eingangsimpulszähler 8 und dem Abtastimpulszähler 9 verbinden. Nach jedem Ende eines Messzyklus liest der Mikroprozessor 11 den Eingangsimpulszähler 8 und den Abtastimpulszähler 9 aus und berechnet anhand der Zählerstände die Breite Δt der Eingangsimpulse. Innerhalb eines Messzyklus wird der Messablauf ausschliesslich durch die Startlogik 3 und die Stoplogik 7 gesteuert, die insbesondere alle zeitkritischen Vorgänge abwickeln. Dies weist den Vorteil auf, dass die übergeordnete Steuerung durch den Mikroprozessor 11 nicht zeitkritisch sein muss.

Als besonderer Vorteil weist die Messschaltung zwei Betriebsarten auf, den Mess- und den Kalibrierbetrieb. Die Umschaltung zwischen den beiden Betriebsarten erfolgt im elektronischen Eingangsschalter 1, der vom Mikroprozessor 11 über die erste Steuerleitung 101 gesteuert ist. Abhängig vom Signalpegel auf der ersten Steuerleitung 101 stehen am Ausgang des Schalters 1 entweder die Eingangsimpulse im Messbetrieb oder die Kalibrierimpulse vom Messoszillator 2 im Kalibrierbetrieb an, die über die Signalleitung 115 auf die Startlogik 3, die erste Torschaltung 4 und auf die Stoplogik 7 geleitet werden. Die Messschaltung behandelt die Eingangs- und die Kalibrierimpulse vollkommen gleichwertig. Im folgenden wird deshalb anstelle von den Eingangs- und Kalibrierimpulsen nur von den Eingangsimpulsen auf der Signalleitung 115 gesprochen.

Nach Freigabe durch den Mikroprozessor 11 über die zweite Steuerleitung 102 öffnet die Startlogik 3 mit der folgenden aufsteigenden Flanke der über die Signalleitung 115 bei der Startlogik 3 ankommenden Eingangsimpulse die erste Torschaltung 4 mittels eines Signals auf der ersten Torsteuerleitung 107, so dass die Eingangsimpulse auch durch die erste Torschaltung 4 hindurch über die Impulsleitung 116 zum Eingang des Summierglieds 6 und zum Eingang des Eingangsimpulszäh-

lers 8 gelangen. Das Summierglied 6 addiert die Breiten Δt_i der aufeinanderfolgenden Eingangsimpulse auf. Sobald die Summe Δt_s der Breiten Δt_i eine vorgegebene Grenze, das Registrierintervall R, überschreitet, wird die Stoplogik 7 über die Stopsignalleitung 112 aktiviert. Die Stoplogik 7 wartet bis der gerade anliegende Eingangsimpuls beendet ist und schliesst dann die erste Torschaltung 4 mit einem Signal auf der Stopleitung 110 und setzt gleichzeitig die Startlogik 3 mit einem Signal auf der Startleitung 109 in den Bereitschaftszustand zurück. Es gelangen somit keine weiteren Eingangsimpulse mehr zum Summierglied 6 und zum Eingangsimpulszähler 8. Die Zahl k_{mess} der summierten Eingangsimpulse ist im Eingangsimpulszähler 8 gespeichert und wird über die erste Zählerleitung 119 an den Mikroprozessor 11 zur Auswertung übermittelt und dort gespeichert.

Synchron mit dem Öffnen der ersten Torschaltung 4 veranlasst die Startlogik 3 über die zweite Torsteuerleitung 108 das Öffnen der zweiten Torschaltung 5 und gleichzeitig gibt die Stoplogik 7 das Zeitdehnglied 10 über die Freigabeleitung 111 frei, wobei das Zeitdehnglied 10 den auf der Summenimpulsleitung 117 anliegenden Summenimpuls von der Breite Δt_s zeitlich um den Dehnfaktor z verlängert und einen positiven Ausgangsimpuls mit der Breite $z \cdot \Delta t_s$ über die Endsignalleitung 113 an die zweite Torschaltung 5 sendet. Durch die zweite Torschaltung 5 hindurch gelangen über die Leitung 106 die vom Messoszillator 2 erzeugten Kalibrierimpulse mittels der Abtastimpulsleitung 118 als Abtastimpulse auf den Abtastimpulszähler 9 und werden dort solange aufsummiert, bis die zweite Torschaltung 5 durch die abfallende Flanke des über die Endsignalleitung 113 aus dem Zeitglied 10 gesandten Ausgangsimpulses geschlossen wird. Die im Abtastimpulszähler 9 gespeicherte Zahl N_{mess} wird vom Mikroprozessor 11 über die zweite Zählerleitung 120 ausgelesen und gespeichert.

In einer anderen Ausführung werden zuerst die auf der Impulsleitung 116 eintreffenden Impulse im Summierglied 6 aufsummiert und der Summenimpuls erst anschliessend im Zeitdehnglied 10 gedehnt. Dazu wird synchron mit dem Schliessen der ersten Torschaltung 4 durch die Stoplogik 7 auch der Startlogik 3 über die Startleitung 109 ein Signal zum Öffnen der zweiten Torschaltung 5 gesandt. Gleichzeitig gibt die Stoplogik 7 das Zeitdehnglied 10 über die Freigabeleitung 111 frei, wobei das Zeitdehnglied 10 den auf der Impulsleitung 116 anliegenden Summenimpuls von der Breite Δt_s zeitlich um den Dehnfaktor z verlängert und einen positiven Ausgangsimpuls mit der Breite $z \cdot \Delta t_s$ über die Endsignalleitung 113 an die zweite Torschaltung 5 sendet. Die Kalibrierimpulse auf der Leitung 106 gelangen danach durch die zweite

Torschaltung 5 hindurch über die Abtastimpulsleitung 118 zum Abtastimpulszähler 9, dessen Zählerstand nach dem Schliessen der zweiten Torschaltung 5 die Zahl N_{mess} ist.

Der Vorteil der Zeitdehnschaltung 10 ist dadurch begründet, dass sie die Breite Δt_i der auf der Signalleitung 115 anliegenden Eingangsimpulse um einen Dehnfaktor z dehnt. Da in Wirklichkeit die Breiten Δt_i der N einzelnen Eingangsimpulse des gleichen Messzyklus nur um einen sehr kleinen Betrag infolge des "Jitters" in den Schaltelementen streuen und dieser zufällige Fehler durch die beschriebene Methode ausgemittelt wird, ist für einen Messzyklus mit gleichen Breiten Δt der N einzelnen Eingangsimpulse zu rechnen.

Die Zahl N_{mess} der im Abtastimpulszähler 9 gespeicherten Abtastimpulse ist durch

$$N_{\text{mess}} = z \cdot \Delta t_s / T_{\text{osz}} = z \cdot k_{\text{mess}} \cdot \Delta t / T_{\text{osz}} \quad (1)$$

gegeben. Dabei ist T_{osz} die Periodendauer des Messoszillators 2. Wie oben beschrieben sorgt die Stoplogik 7 dafür, daß die Breite Δt_s des Summenimpulses nahezu konstant ist. Dies bewirkt, daß auch die Zahl N_{mess} der Abtastimpulse nahezu unabhängig von der Breite Δt der Eingangsimpulse ist. Der relative Digitalisierungsfehler f ist gemäss der Gleichung (2) nahezu unabhängig von der Breite der Eingangsimpulse,

$$f = 1 / N_{\text{mess}} = T_{\text{osz}} / (z \cdot k_{\text{mess}} \cdot \Delta t). \quad (2)$$

Von Vorteil ist daher, dass insbesondere auch die sehr kurzen Eingangsimpulse mit der gleichen relativen Genauigkeit wie die langen Eingangsimpulse gemessen werden. Die Messdauer und der Energieverbrauch sind nicht nur bei kleinen, sondern auch bei grossen Impulsbreiten Δt gering. Diese Einrichtung gewährleistet damit eine kostengünstige und deutliche Erhöhung der Dynamik gegenüber den bekannten analogen Zeitmessverfahren und löst die erfindungsgemässe Aufgabe.

Die minimal notwendige Anzahl N der Eingangsimpulse im Impulspaket und die Zahl k_{mess} der summierten Eingangsimpulse im Eingangsimpulszähler 8 sind voneinander nicht unabhängig, da die Anzahl N das kürzeste, messbare Zeitintervall Δt und dessen Digitalisierungsfehler f bestimmt, weil die Zahl k_{mess} nicht grösser als N sein kann.

Die Langzeitkonstanz des Dehnfaktors z ist sowohl von der Temperatur abhängig und ändert sich im Laufe der Zeit durch die Alterung der Bauteile. Um die daraus resultierende schlechte Langzeitstabilität und die Temperaturdrift der Messschaltung zu eliminieren wird, vom Mikroprozessor 11 gesteuert, als erste Messung eine Kalibrierung der Messschaltung durchgeführt, die nach einer vorbe-

stimmten Anzahl Messzyklen mit den Eingangsimpulsen auf der Eingangsleitung 114 wiederholt wird.

Über den Eingangsschalter 1 werden dabei die Kalibrierimpulse vom Messoszillator 2 auf die Signalleitung 115 gelegt. Mit der fest vorgegebenen Breite Δt_{osz} der Kalibrierimpulse auf der Signalleitung 115 und den nach Beendigung des Kalibrierzyklus in den beiden Zählern 8 und 9 gespeicherten und vom Mikroprozessor 11 ausgelesenen Kalibrierzählerständen k_{cal} und N_{cal} errechnet der Mikroprozessor 11 den Dehnfaktor z gemäss Gleichung (3).

$$z = (N_{cal} \cdot T_{osz}) / (k_{cal} \cdot \Delta t_{osz}) \quad (3)$$

Der Mikroprozessor 11 speichert den Dehnfaktor z bzw. N_{cal} und k_{cal} für die Auswertung der nachfolgenden Messzyklen.

Die Breite Δt der Eingangsimpulse kann vom Mikroprozessor 11 gemäss Gleichung (4), die aus den Gleichungen (1) und (3) folgt, zu

$$\Delta t = (k_{cal} / k_{mess}) \cdot (N_{mess} / N_{cal}) \cdot \Delta t_{osz} \quad (4)$$

berechnet werden. Wie ersichtlich, wird der Temperaturgang und die Stabilität der Messschaltung nur von den Eigenschaften des Messoszillators 2 bestimmt. Die Verwendung eines quarzgesteuerten Messoszillators 2 weist den Vorteil auf, daß sich die Messschaltung durch eine geringe Temperaturdrift und eine hohe Langzeitstabilität auszeichnet, wie sie auch von kostengünstigen Schwingquarzen bekannt sind. Durch die Dehnung der Breite Δt der Eingangsimpulse um den Dehnfaktor z , der beispielsweise grösser als $z = 1000$ ist, wird die für die Messschaltung geforderte Auflösung bereits mit einer vergleichsweise niedrigen Frequenz des Messoszillators 2 erreicht. Die Messschaltung weist daher den besonderen Vorteil auf, dass sie ohne schnelle Zählschaltungen auskommt und daher kostengünstig hergestellt werden kann.

Die Figur 3 zeigt eine vorteilhafte Ausgestaltung der Erfindung. Das Summierglied 6 (Figur 2) und das Zeitdehnglied 10 (Figur 2) umfassen einen Kondensator 12, zwei Konstantstromquellen, die Ladequelle 13 und die Stromsenke 14, zwei steuerbare Schalter 15 und 16 sowie zwei Komparatoren 17 und 18 mit dazugehörigen Referenzspannungsquellen 19 und 20. Die erste Referenzspannungsquelle 19 weist eine erste Referenzspannung U_{R1} und die zweite Referenzspannungsquelle 20 weist eine zweite Referenzspannung U_{R2} auf. Zur Steuerung des ersten steuerbaren Schalters 15 ist dessen Steuereingang mit dem Ausgang des ersten Komparators 17 über eine Schaltleitung 121 verbunden. Die Konstantstromquelle 13 bzw. 14 ist über den steuerbaren Schalter 15 bzw. 16 mit dem einen Pol 21 des Kondensators 12 mit der Span-

nung U verbindbar. Der eine Eingang des Komparators 17 bzw. 18 ist auf den Pol 21 gelegt, während der andere Eingang des Komparators 17 bzw. 18 mit der Referenzspannungsquelle 19 bzw. 20 verbunden ist. Die Startlogik 3 (Figur 2) und die Stoplogik 7 (Figur 2) ist als Steuerlogik 22 zusammengefasst. Der Mikroprozessor 11 ist wie in der Figur 2 mit den Bausteinen der Messschaltung verbunden, über die erste Steuerleitung 101 mit dem Eingangsschalter 1, über die zweite Steuerleitung 102 mit der Steuerlogik 22, über die dritte Steuerleitung 103 mit dem Eingangsimpulszähler 8, über die vierte Steuerleitung 104 mit dem Abtastimpulszähler 9. Der Zählerstand des Eingangsimpulszählers 8 bzw. des Abtastimpulszählers 9 liest der Mikroprozessor 11 über die erste bzw. zweite Zählerleitung 119 bzw. 120 aus.

Die Summierung der Breiten Δt (Figur 1a) der Eingangs- bzw. Kalibrierimpulse auf der Signalleitung 115 und die Zeitdehnung um den Dehnfaktor z erfolgen durch Auf- und Entladen des Kondensators 12 mit Hilfe der beiden Konstantstromquellen, einer Ladequelle 13 und einer Stromsenke 14. Die Spannung U über dem Kondensator 12 wird durch die beiden Komparatoren 17 und 18 überwacht. Zwischen den Messungen sorgt der Komparator 17 in Verbindung mit der Ladequelle 13 und dem Schalter 15 dafür, daß die Spannung U am Pol 21 ungefähr gleich der ersten Referenzspannung U_{R1} der Referenzspannungsquelle 19 ist. Sobald die Spannung U unter die Referenzspannung U_{R1} fällt, geht der Ausgang des Komparators 17 und somit der Pegel auf der Schaltleitung 121 auf logisch "High". Dadurch wird Schalter 15 geschlossen und der Kondensator 12 über die Ladequelle 13 nachgeladen, wobei der Abtastimpulszähler 9 über die Steuerleitung 104 vom Mikroprozessor 11 gesperrt wird. Das Registrierintervall R ist in diesem Beispiel als Differenz der beiden Referenzspannungen U_{R1} und U_{R2} festgelegt. Selbstverständlich kann die Schaltung auch so ausgeführt werden, dass die Eingangsimpulse über den zweiten steuerbaren Schalter 16 den Kondensator 12 aufladen, und der Kondensator 12 über den ersten steuerbaren Schalter 15 entladen wird.

Vor einer Messung sperrt die Steuerlogik 22 durch Ausgabe eines "Low"-Pegels auf der ersten Torsteuerleitung 107 das als erste Torschaltung 4 verwendete UND-Gatter. Nach Freigabe durch den Mikroprozessor 11 wartet die Steuerlogik 22 bis zur nächsten positiven Flanke der Eingangsimpulse auf der Signalleitung 115, bis sie durch Setzen des Pegels der ersten Torsteuerleitung 107 auf logisch "High" den Messbetrieb ermöglicht. Die Eingangsimpulse auf der Eingangsleitung 114, bzw. im Kalibrierbetrieb über die Verbindung 105 die Kalibrierimpulse des Messoszillators 2 (Figur 2), gelangen

über den Eingangsschalter 1 durch die erste Torschaltung 4 hindurch als Impulse über die Impulsleitung 116 auf den Eingangsimpulszähler 8 und auf den Steuereingang des zweiten steuerbaren Schalters 16.

Die Umschaltung zwischen Messung und Kalibrierung erfolgt durch den Mikroprozessor 11, der über die erste Steuerleitung 101 ein Steuersignal an den Steuereingang des Eingangsschalters 1 sendet. Die von der ersten Torschaltung 4 durchgelassenen Impulse steuern den Schalter 16. Immer dann, wenn ein Impuls auf der Impulsleitung 116 ansteht ("High"-Pegel) wird der Schalter 16 geschlossen, so dass der Kondensator 12 über die Stromsenke 14 mit einem vorbestimmten Strom I_E entladen wird. Zwischen den aufeinanderfolgenden Impulsen ist der Schalter 16 geöffnet, so dass in den Impulspausen keine Entladung des Kondensators 12 erfolgt.

Durch die Entladung sinkt die Spannung U am Kondensator 12 direkt nach dem Start der Messung unter die Referenzspannung U_{R1} . Der Ausgang des Komparators 17 geht auf "High" und öffnet über die zweite Torsteuerleitung 108 die zweite Torschaltung 5. Als zweite Torschaltung 5 ist beispielsweise ein weiteres UND-Gatter eingesetzt, wobei die zweite Torsteuerleitung 108 auf den einen Eingang des UND-Gatters geführt ist und der andere Eingang des UND-Gatters ist über die Leitung 106 mit dem Messoszillator 2 verbunden. Dessen Kalibrierimpulse werden nun als Abtastimpulse über die Messimpulsleitung 118 auf den Abtastimpulszähler 9 geschaltet und dort aufsummiert. Gleichzeitig wird über die Schaltleitung 121 der Schalter 15 geschlossen. Der Kondensator 12 wird dadurch über die Ladestromquelle 13 mit einem Ladestrom I_L aufgeladen. Das Verhältnis von Entlade- zu Ladestrom ist gleich dem zeitlichen Dehnfaktor z des Zeitdehnglieds 10, also

$$z = I_E / I_L \quad (5)$$

Für einen Dehnfaktor $z = 1000$ ist somit der Ladestrom I_L um drei Größenordnungen kleiner als der Entladestrom I_E .

Die Figur 4 zeigt oben den Verlauf der Spannung U_P der Eingangsimpulse auf der Signalleitung 115 (Figur 3) und unten den Verlauf der Spannung U am Pol 21 (Figur 3) als Funktionen der Zeit t . Vor dem Beginn der Messung ($t < t_{ST}$) ist die Spannung U gleich der ersten Referenzspannung U_{R1} . Durch die Eingangsimpulse wird der Kondensator 12 (Figur 3) mit dem Strom $(I_E - I_L)$ linear entladen, da der Schalter 15 (Figur 3) wegen $U < U_{R1}$ geschlossen ist. In den Impulspausen erfolgt eine lineare Aufladung des Kondensators 12 mit dem Ladestrom I_L . Die Spannung U sinkt daher bei jedem Eingangsimpuls ab bis die zweite Referenz-

spannung U_{R2} bei der Zeit t_B unterschritten ist. Im gezeigten Beispiel ist dies beim dritten Eingangsimpuls der Fall. Die Spannung U fällt weiter, bis bei t_{min} der dritte Eingangsimpuls wieder auf $U_P = 0$ gefallen ist. Die lineare Aufladung des Kondensators 12 mit dem Ladestrom I_L lässt die Spannung U wieder auf die erste Referenzspannung U_{R1} ansteigen, die am Ende der Zeit Δt_{mess} erreicht ist. Der N -te Einzelimpuls kann sowohl innerhalb als außerhalb der Zeit Δt_{mess} eintreffen. Es muss lediglich sichergestellt sein, dass die Zahl N der Eingangsimpulse ausreicht, die Spannungsschwelle U_{R2} zu unterschreiten.

Die Beschreibung folgt wieder der Figur 3. Sobald die Spannung U unter die zweite Referenzspannung U_{R2} sinkt, geht der Ausgang des zweiten Komparators 18 auf logisch "Low" und versetzt die über eine Leitung 122 mit dem Ausgang des zweiten Komparators 18 verbundene Steuerlogik 22 in Bereitschaft. Die Steuerlogik 22 wartet mit Vorteil, bis die abfallende Flanke des gerade anliegenden Eingangsimpulses erscheint, und sperrt dann durch Ausgabe eines "Low"-Pegels auf der ersten Torsteuerleitung 107 das UND-Gatter der ersten Torschaltung 4. Damit stellt die Steuerlogik 22 sicher, daß auch dieser letzte Eingangsimpuls mit der ganzen Breite Δt (Figur 1a) gemessen wird. Nun gelangen keine weiteren Impulse mehr über die Impulsleitung 116 auf den Schalteingang des zweiten steuerbaren Schalters 16. Die Zahl k_{mess} bzw. k_{cal} der summierten Eingangsimpulse ist im Eingangsimpulszähler 8 gespeichert und wird nach dem Ende der Messung vom Mikroprozessor 11 ausgelesen und weiterverarbeitet.

Nach dem Sperren der ersten Torschaltung 4 wird der Kondensator 12 durch die Ladestromquelle 13 mit dem Ladestrom I_L aufgeladen. Sobald die Spannung U am Pol 21 wieder die erste Referenzspannung U_{R1} überschreitet geht der Ausgang des ersten Komparators 17 auf logisch "Low". Dadurch wird über die zweite Torsteuerleitung 108 die zweite Torschaltung 5 für die auf der Leitung 106 ankommenden Kalibrierimpulse des Messoszillators 2 (Figur 2) gesperrt und die Summation der Abtastimpulse im Abtastimpulszähler 9 beendet. Seit dem Start der Messung ist die Zeit Δt_{mess} (Figur 4) verflossen, wobei

$$\Delta t_{mess} = z \cdot k_{mess} \cdot \Delta t \quad (6)$$

ist. Dementsprechend hat der Abtastimpulszähler 9 im Messbetrieb die Zahl N_{mess} der Abtastimpulse registriert, also

$$N_{mess} = \Delta t_{mess} / T_{osz} = z \cdot k_{mess} \cdot \Delta t / T_{osz} \quad (7)$$

Die Gleichung (7) ist somit identisch mit der oben angegebenen Gleichung (1). Der Mikroprozessor

11 berechnet nun unter Ausnutzung der Kalibrierergebnisse, des Dehnfaktors z bzw. N_{cal} und k_{cal} , gemäss Gleichung (4) die Breite Δt der Eingangsimpulse.

Mit Vorteil wird bei der Dimensionierung der Messschaltung beachtet, daß die Aufladung des Kondensators 12 in den Pausen der Länge $\{T_s - \Delta t\}$ (Figur 1a) zwischen den Eingangsimpulsen sehr viel kleiner ist als die Entladung während der Zeit Δt . In diesem Fall ist die Zeit Δt_{mess} nahezu unabhängig von der Breite Δt und der Periodendauer T_s der Eingangsimpulse. Insbesondere können deshalb die Längen $(T - \Delta t)$ der Pausen von Impuls zu Impuls variieren und müssen nicht wie in den Figuren 1 und 4 gezeigt konstant sein. Die Messschaltung ermittelt auch in diesem Fall stets die korrekte Breite Δt der Eingangsimpulse. Unterscheiden sich die Breiten Δt von Impuls zu Impuls ermittelt die Messschaltung den korrekten Mittelwert aus den N Breiten Δt .

Mit Vorteil bleibt der erste steuerbare Schalter 15 während der ganzen Messdauer Δt_{mess} geschlossen, so dass Störungen des Messvorgangs durch das Ein- bzw. Ausschalten der Ladestromquelle 13 vermieden werden. Es ist aber natürlich auch möglich, die Ladestromquelle 13 während des Entladens des Kondensators 12 vom Pol 21 durch Öffnen des ersten steuerbaren Schalters 15 abzutrennen und sie erst zum Zeitpunkt t_{min} (Figur 4) einzuschalten. Die Zeit Δt_{mess} ist dann entsprechend von t_{min} aus zu messen.

Im Beispiel der Figur 3 sind mehrere elektronische Bausteine, wie beispielsweise die Torschaltungen 4 und 5, die Zähler 8 und 9, die Komparatoren 17 und 18, die Steuerlogik 22 usw., zur Verdeutlichung der Beschreibung ausserhalb des Mikroprozessors 11 und mit ihm über Leitungen verbunden gezeichnet worden. Mit Vorteil sind wenigstens einige der Funktionen dieser Bausteine vom Mikroprozessor 11 wahrnehmbar, was die Kosten der Messschaltung spürbar senkt.

Das Impulspaket (Figur 1a) enthält eine im Zeitintervall Δt , der Breite der Impulse, kodierte Information, beispielsweise die Fliessgeschwindigkeit des Mediums beim Durchflussvolumenzähler der CH-PS 604 133. Die Messschaltung verarbeitet insbesondere auch Impulse mit den Breiten Δt_i aus einem steten Impulsstrom, da die erste Torschaltung 4 (Figur 2) die Zahl N_{mess} bestimmt.

Patentansprüche

1. Einrichtung zur Messung eines Zeitintervalls Δt aus wenigstens N aufeinanderfolgenden Eingangsimpulsen der Breite Δt aus einem Impulspaket mit einem Mikroprozessor (11) als Auswertemittel zum Auswerten von Messergebnissen und mit einer Steuervorrichtung (1,

3, 4; 5, 7, 11; 1, 4; 5, 11, 22) zum Steuern von Messzyklen, dadurch gekennzeichnet,

dass Registriermittel für die Eingangsimpulse und Messmittel für die in den Registriermitteln registrierten Eingangsimpulse vorhanden sind,

dass die Registriermittel aus einem Summierglied (6) und einem Eingangsimpulszähler (8) gebildet sind und zum Bestimmen der minimalen Anzahl der Eingangsimpulse k_{mess} eingerichtet sind, deren Breiten Δt_i zur Registriersumme Δt_s zusammengezählt gerade grösser sind als ein im Summierglied (6) fest vorbestimmtes Registrierintervall R ,

dass die Messmittel wenigstens einen Messoszillator (2) zum Erzeugen von Abtastimpulsen mit einer Periodendauer T_{osz} , einen Abtastimpulszähler (9) und ein Zeitdehnglied (10) umfassen und zum Messen der vom Zeitdehnglied (10) um einen Dehnfaktor z zu einer Abtastzeit Δt_{mess} vervielfachten Registriersumme Δt_s mittels der Abtastimpulse vorgesehen sind, wobei eine Abtastimpulszahl N_{mess} der Anzahl der während einer Abtastzeit Δt_{mess} abgelaufenen Perioden T_{osz} entspricht, und

dass die Länge des Zeitintervalls Δt aus dem Verhältnis der Abtastzeit Δt_{mess} zum Produkt aus der minimalen Anzahl der Eingangsimpulse k_{mess} und des Dehnfaktors z im Auswertemittel berechenbar ist

2. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass ein Eingangsschalter (1) über eine Steuerleitung (101) von der Steuervorrichtung (1, 3, 4; 5, 7, 11; 1, 4; 5, 11, 22) gesteuert umschaltbar ist, dass in der einen Stellung des Eingangsschalters (1) die Eingangsimpulse mit der zu messenden Breite Δt und in der anderen Stellung des Eingangsschalters (1) die Kalibrierimpulse des Messoszillators (2) die Registriermittel erreichen und dass zwischen einer vorbestimmten Anzahl Messzyklen ein Kalibrierzyklus eingeschoben ist, wobei im Auswertemittel (11) ein Speicherplatz für den aus den Kalibrierimpulsen mit bekannter Breite berechneten Dehnfaktor z vorhanden ist.
3. Einrichtung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass das Registrierintervall R die Differenz zwischen einer ersten Referenzspannung U_{R1} und einer zweiten Referenzspannung U_{R2} ist, dass das Summierglied (6) und das Zeitdehnglied (10) einen gemeinsamen Kondensator (12) aufweisen, dass das Summierglied (6) zum Entladen des Kondensators (12) über eine Stromsenke (14) von der ersten Referenzspannung U_{R1} auf eine zweite Referenzspannung U_{R2} eingerichtet ist, wobei

die Entladung während der Zeitintervalle Δt der im Eingangsimpulszähler (8) aufgezahlten Eingangsimpulse bzw. Kalibrierimpulse erfolgt, und dass das Zeitdehnglied (10) eine Stromquelle (13) zum Wiederaufladen des Kondensators (12) auf die erste Referenzspannung U_{R1} zur Bestimmung der Abtastzeit Δt_{mess} aufweist.

4. Einrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass unmittelbar nach dem Unterschreiten der ersten Referenzspannung U_{R1} am Kondensator (12) die Steuervorrichtung (1, 3, 4; 5, 7, 11; 1, 4; 5, 11, 22) das Wiederaufladen mittels der Stromquelle (13) des Kondensators (12) freigibt. 10
5. Einrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass erst nach dem Unterschreiten der zweiten Referenzspannung U_{R2} am Kondensator (12) und nach Abschluss der Entladung des Kondensators (12) die Steuervorrichtung (1, 3, 4; 5, 7, 11; 1, 4; 5, 11, 22) zum Freigeben der Wiederaufladung des Kondensators (12) mittels der Stromquelle (13) eingerichtet ist. 15
6. Einrichtung nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquelle (13) eine konstante Stromstärke I_L und die Stromsenke (14) eine konstante Stromstärke I_E aufweisen und dass das Verhältnis der Stromstärke I_E zur Stromstärke I_L konstant und gleich dem Dehnfaktor z ist. 20
7. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Anzahl N der Eingangsimpulse des Impulspakets größer als oder gleich 50 ist. 25
8. Verwendung einer Einrichtung zur Messung eines Zeitintervalls Δt nach einem der Ansprüche 1 bis 7, in einem Ultraschall-Durchflussvolumenzähler dadurch gekennzeichnet, dass ein Phasendetektor (99) des Durchflussvolumenzählers zum Vergleichen der Laufzeit der auf dem Weg durch ein Messrohr (97) von der Strömungsgeschwindigkeit eines Mediums verzögerten bzw. beschleunigten Ultraschallwellen eingerichtet ist, dass die Strömungsgeschwindigkeit als Breite Δt von Ausgangsimpulsen des Phasendetektors (99) kodiert ist, und dass das Zeitintervall Δt die Breite Δt der Ausgangsimpulse ist. 30
9. Verfahren zur Messung eines Zeitintervalls Δt aus wenigstens N aufeinanderfolgenden Eingangsimpulsen der Breite Δt aus einem Im-

pulspaket mit einer Messeinrichtung (100), die einen Mikroprozessor (11) als Auswertemittel zum Auswerten von Messergebnissen und eine Steuervorrichtung (1, 3, 4; 5, 7, 11; 1, 4; 5, 11, 22) zum Steuern von Messzyklen umfasst, dadurch gekennzeichnet,

dass Registriermittel aus einem Summierglied (6) und einem Eingangsimpulszähler (8) verwendet werden, in denen eine minimale Anzahl der Eingangsimpulse k_{mess} bestimmt wird, deren Breiten Δt_i zur Registriersumme Δt_s zusammengezählt gerade größer ist als ein im Summierglied (6) fest vorbestimmtes Registrierintervall R ,

dass in Messmitteln, die wenigstens einen Messoszillator (2) zum Erzeugen von Abtastimpulsen mit einer Periodendauer T_{osz} , einen Abtastimpulszähler (9) und ein Zeitdehnglied (10) umfassen, die Registriersumme Δt_s um einen Dehnfaktor z zu einer Abtastzeit Δt_{mess} vervielfacht wird,

dass die Abtastzeit Δt_{mess} mittels der Abtastimpulse der Periodendauer T_{osz} gemessen wird und

dass im Auswertemittel die Länge des Zeitintervalls Δt aus dem Verhältnis der Abtastzeit Δt_{mess} zum Produkt aus der minimalen Anzahl der Eingangsimpulse k_{mess} und des Dehnfaktors z berechnet wird. 35

10. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass anstelle der Eingangsimpulse über einen Eingangsschalter (1), der über eine Steuerleitung (101) von der Steuervorrichtung (1, 3, 4; 5, 7, 11; 1, 4; 5, 11, 22) gesteuert wird, Kalibrierimpulse des Messoszillators (2) den Registriermitteln zugeführt werden und dass während eines Messzyklus in der einen Stellung des Eingangsschalters (1) die Breite Δt der Eingangsimpulse gemessen wird, dass zwischen einer vorbestimmten Anzahl von Messzyklen ein Kalibrierzyklus zur Eichung des Dehnfaktors z eingeschoben wird, wobei in der anderen Stellung des Eingangsschalters (1) Kalibrierimpulse aus dem Messoszillator (2) mit bekannter Breite den Registriermitteln zugeführt werden. 40

11. Verfahren nach Anspruch 9 oder 10, dadurch gekennzeichnet, dass ausgehend von einer definierten Referenzspannung U_{R1} das Registrierintervall R als Differenz zweier Referenzspannungen U_{R1} und U_{R2} festgelegt wird, dass die Registriersumme Δt_s als Spannung U über einem Kondensator (12) durch Zuführen eines Konstantstromes I_E während der Breite Δt der Eingangsimpulse aufaddiert wird und dass nach dem Ueberschreiten des Registrierinter-

valls R mittels einer Konstantstromquelle mit der Stromstärke I_L die als die Registriersumme Δt_S dienende Spannung U auf die Referenzspannung U_R abgebaut wird und gleichzeitig die dazu notwendige Abtastzeit Δt_{mess} durch Aufzählen der Abtastimpulse mit der Periodendauer T_{osz} gemessen wird, wobei das Verhältnis der Stromstärke I_E zur Stromstärke I_L konstant ist und gleich dem Dehnfaktor z ist.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

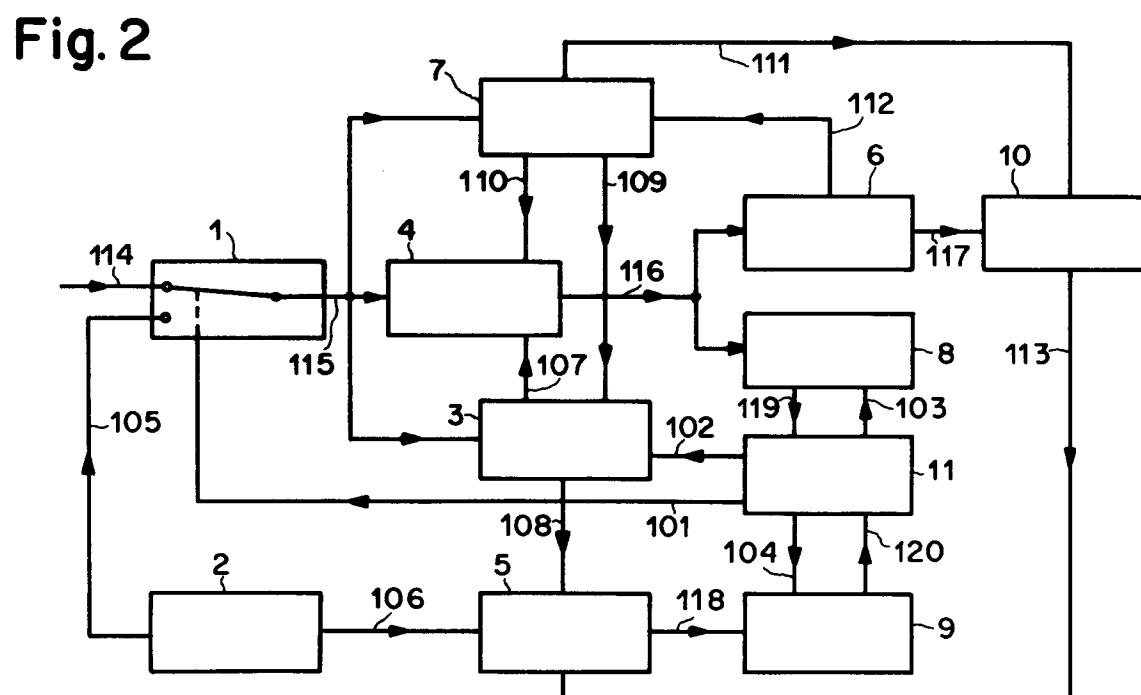
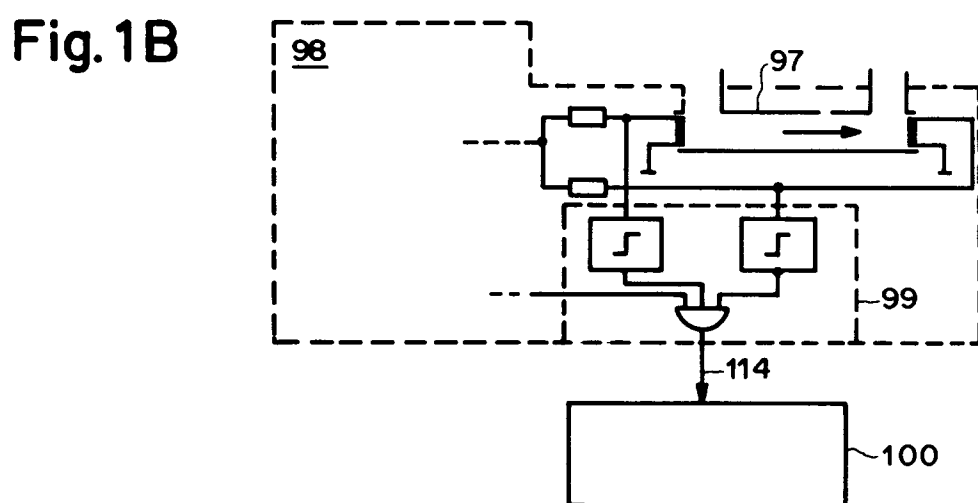
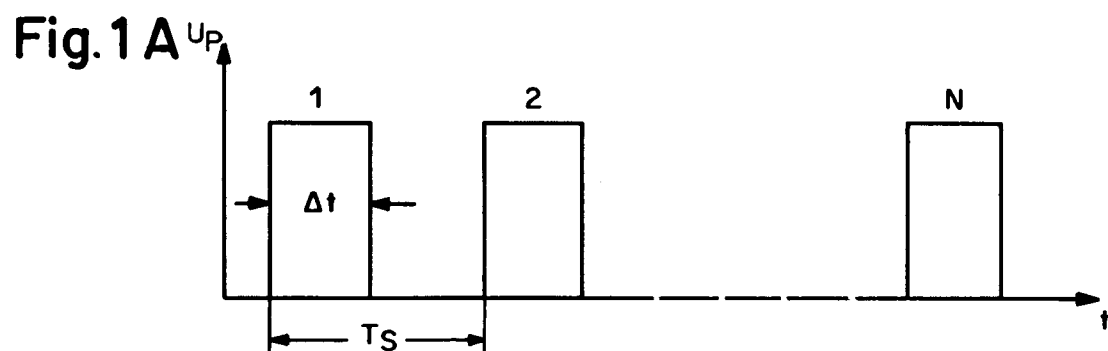


Fig. 3

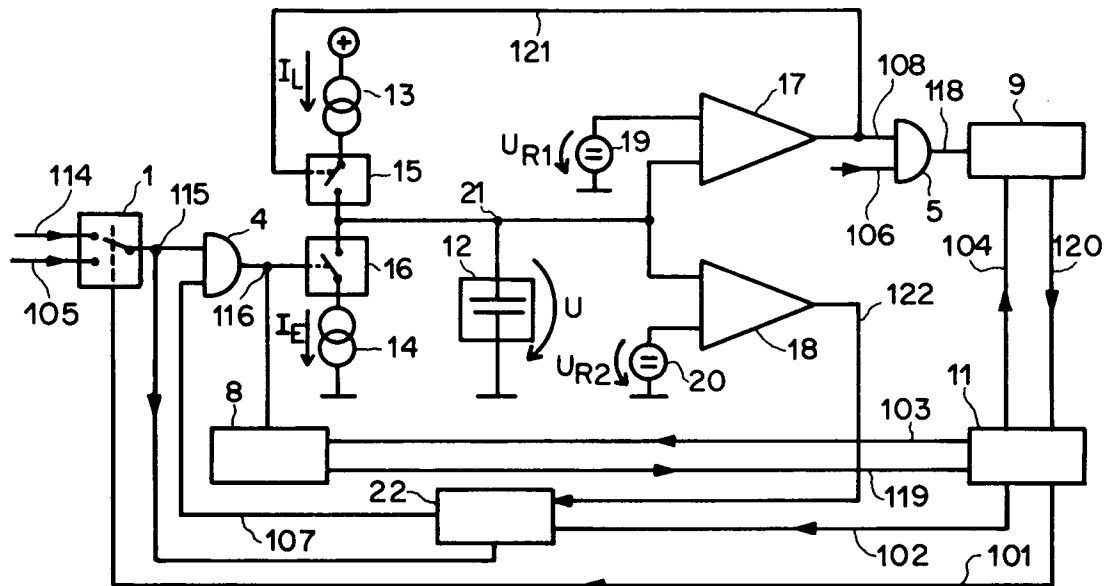


Fig. 4

