

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-504286  
(P2005-504286A)

(43) 公表日 平成17年2月10日(2005.2.10)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

G O 1 D 5/14

F 1

G O 1 D 5/14

テーマコード(参考)

2 F O 7 7

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 46 頁)

(21) 出願番号	特願2003-531122 (P2003-531122)
(86) (22) 出願日	平成14年9月19日 (2002.9.19)
(85) 翻訳文提出日	平成16年3月10日 (2004.3.10)
(86) 國際出願番号	PCT/DE2002/003507
(87) 國際公開番号	W02003/027613
(87) 國際公開日	平成15年4月3日 (2003.4.3)
(31) 優先権主張番号	101 46 287.5
(32) 優先日	平成13年9月19日 (2001.9.19)
(33) 優先権主張国	ドイツ (DE)
(81) 指定国	EP (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), JP, US

(71) 出願人	592093648 マイクローエプシロン・メステヒニク・ゲ ーエムベーハー・ウント・コンパニー・カ ー・ゲー MICRO-EPSILON MESST ECHNIK GESELLSCHAFT MIT BESCHRANKTER H AFTUNG & COMPAGNIE KOMMANDITGESELLSCHA FT ドイツ国 8359 オルテンブルグ、ケ ニッヒバッヒェル・シュトラーセ 15 100111372 弁理士 津野 孝
(74) 代理人	

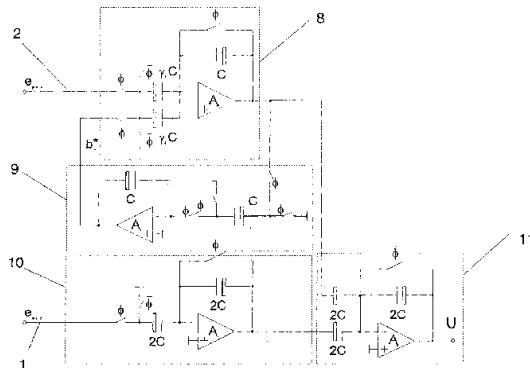
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】距離区間を測定する回路

## (57) 【要約】

少なくとも2つの入力(1、2)と、少なくとも1つの測定コイル(3)と、少なくとも1つの信号源とを有し、その場合に前記信号源によって少なくとも2つの入力信号( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ )が生成可能であって、その場合に前記入力(1、2)は前記入力信号( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ )によって駆動可能であり、かつその場合に前記入力信号( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ )は、好ましくは前処理されて、前記測定コイル(3)の入力に印加される、距離区間を測定する回路は、回路のために設けられるる空間が狭い場合でも回路を使用することに関して、前記入力信号( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ )が少なくとも1つの、好ましくはクロックされるSCネットワークに印加され、かつ測定信号および/または温度影響に依存する出力信号を発生させるために用いられるように、形成されている。さらに、対応する方法が記載されている。

【選択図】図7



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

少なくとも 2 つの入力 (1、2) と、少なくとも 1 つの測定コイル (3) と、少なくとも 1 つの信号源とを有する、距離区間を測定する回路であって、その場合に前記信号源によって少なくとも 2 つの入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) が生成可能であって、その場合に前記入力 (1、2) は前記入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) によって駆動可能であり、かつその場合に前記入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) は、好ましくは前処理されて、前記測定コイル (3) の入力へ印加される、前記距離区間を測定する回路において、前記入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) は、少なくとも 1 つの、好ましくはクロックされる SC ネットワークに印加され、かつ測定信号および / または温度影響に依存する出力信号 (U) を発生させるために用いられることを特徴とする、距離区間を測定する回路。10

**【請求項 2】**

前記少なくとも 2 つの入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) は、大体において単極および / または逆位相であることを特徴とする請求項 1 に記載の回路。

**【請求項 3】**

前記入力信号は、少なくとも 1 つのフィルタによって比例的に、かつ / またはハイパスによってフィルタリング可能であることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の回路。

**【請求項 4】**

前記 SC ネットワークは、少なくとも 1 つの SC 増幅器 (8、10) を有していることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の回路。20

**【請求項 5】**

第 1 の SC 增幅器は、正の遅延される SC 增幅器 (8) として実現されており、および / または前記 2 つの入力がそれぞれファクターによって乗算されることを特徴とする請求項 4 に記載の回路。

**【請求項 6】**

第 2 の SC 增幅器 (10) は、正の遅延される SC 增幅器として実現されており、かつ / または前記入力信号の少なくとも 1 つを、好ましくは増幅せずに、クロック周波数の半周期だけ遅延することを特徴とする請求項 4 または 5 に記載の回路。30

**【請求項 7】**

前記 SC ネットワークは、少なくとも 1 つの SC 積分器 (9) を有していることを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の回路。

**【請求項 8】**

前記 SC 積分器 (9) は、負の遅延されない SC 積分器として実現されており、かつ / または 1 の増幅を有し、かつ / または損失を伴っていることを特徴とする請求項 7 に記載の回路。

**【請求項 9】**

前記 SC 積分器 (9) の出力は、前記第 1 の SC 増幅器 (8) の第 2 の入力に印加されることを特徴とする請求項 5 および請求項 7 または 8 に記載の回路。

**【請求項 10】**

SC 加算器 (11) によって、第 1 の SC 増幅器 (8) と第 2 の SC 増幅器 (10) の出力が加算可能であることを特徴とする請求項 5 と 6 および場合によっては請求項 7 から 9 のいずれか 1 項に記載の回路。40

**【請求項 11】**

前記第 1 の SC 增幅器 (8) の出力が、前記 SC 積分器 (9) および / または前記 SC 加算器 (11) の入力に印加されることを特徴とする請求項 10 に記載の回路。

**【請求項 12】**

前記第 2 の SC 增幅器 (10) の出力は、前記 SC 加算器 (11) の第 2 の入力に印加されることを特徴とする請求項 11 に記載の回路。

**【請求項 13】**

前記 SC ネットワークは、少なくとも 1 つの SC 増幅器および / または少なくとも 1 つの

S C 積分器および少なくとも 1 つの S C 加算器を有していることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の回路。

**【請求項 1 4】**

前記第 1 および / または前記第 2 の S C 増幅器および / または前記 S C 加算器は、負に遅延されずに実現していることを特徴とする請求項 1 3 に記載の回路。

**【請求項 1 5】**

前記 S C 積分器が、正に遅延されて実現していることを特徴とする請求項 1 3 または 1 4 に記載の回路。

**【請求項 1 6】**

前記出力信号 (U) が、反転されていることを特徴とする請求項 1 3 から 1 5 のいずれか 1 項に記載の回路。 10

**【請求項 1 7】**

前記 S C ネットワークは、少なくとも 1 つの S C 増幅器 (12) および / または少なくとも 1 つの S C 積分器 (13) および / または少なくとも 1 つの S C 差動増幅器 (14) を有していることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の回路。

**【請求項 1 8】**

好ましくはファクター ( $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ ) で乗算された入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) の少なくとも 1 つは、前記 S C 積分器 (13) 内に記憶可能であることを特徴とする請求項 1 7 に記載の回路。

**【請求項 1 9】**

他のファクター ( $\alpha_2$ ) は、前記 S C 積分器 (13) の容量からそれぞれ各クロック周期内の結果によって再び消去可能であることを特徴とする請求項 1 8 に記載の回路。 20

**【請求項 2 0】**

S C 増幅器 (12) は、正の遅延される S C 増幅器として実現されており、かつ / または前記入力信号の少なくとも 1 つを増幅せず、かつ / またはクロック周波数の半周期だけ遅延させることを特徴とする請求項 1 7 から 1 9 のいずれか 1 項に記載の回路。

**【請求項 2 1】**

前記 S C 増幅器 (12) と前記 S C 積分器 (13) の出力は、S C 差動増幅器 (14) によって引き算可能であって、かつ / またはクロック周波数の半周期だけ遅延可能であることを特徴とする請求項 1 7 から 2 0 のいずれか 1 項に記載の回路。 30

**【請求項 2 2】**

前記 S C 増幅器 (12) の出力は、前記 S C 積分器 (13) の第 2 の入力に印加されることを特徴とする請求項 1 7 から 2 1 のいずれか 1 項に記載の回路。

**【請求項 2 3】**

前記出力信号 (U) は、1 クロック周期の遅延を有していることを特徴とする請求項 1 から 2 1 のいずれか 1 項に記載の回路。

**【請求項 2 4】**

少なくとも 2 つの入力 (1、2) と、少なくとも 1 つの測定コイル (3) と、少なくとも 1 つの信号源とを有しており、その場合に前記信号源によって少なくとも 2 つの入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) が生成され、その場合に前記入力 (1、2) は前記入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) によって駆動可能であって、かつその場合に前記入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) は、好ましくは前処理されて、前記測定コイル 3 の入力へ印加される、特に請求項 1 から 2 3 のいずれか 1 項に記載の回路を駆動するための、距離区間を測定する方法において、 40

前記入力信号 ( $e_{pos}$ 、 $e_{neg}$ ) は、少なくとも 1 つの、好ましくはクロックされる S C ネットワークに印加され、かつ測定信号および / または温度影響に依存する出力信号 (U) を発生させるために用いられることを特徴とする、距離区間を測定する方法。

**【発明の詳細な説明】**

**【技術分野】**

**【0001】**

本発明は、少なくとも2つの入力、少なくとも1つの測定コイルおよび少なくとも1つの信号源を有する、距離区間を測定する回路に関するものであって、その場合に信号源によって少なくとも2つの入力信号が生成可能であって、その場合に入力は入力信号によって駆動可能であり、かつその場合に入力信号は、好ましくは前処理されて、測定コイルの入力に印加される。本発明は、さらに、特に、少なくとも2つの入力と、少なくとも1つの測定コイルと、少なくとも1つの信号源とを有する、距離区間を測定する回路を駆動するための、距離区間を測定する方法に関するものであって、その場合に信号源によって少なくとも2つの入力信号が生成され、その場合に入力は入力信号によって駆動されており、かつその場合に入力信号は、好ましくは前処理されて、測定コイルの入力に印加される。

## 【背景技術】

10

## 【0002】

実践からは、距離区間を測定するための種々の回路が知られており、その場合に単に例としてD E 4 2 2 5 9 6 8 A 1が指示される。そこに開示されている回路によれば、測定コイルを用いて距離区間が非接触で測定される。それは、誘導性の距離センサであって、その距離センサは1kHzから10kHzの比較的低い周波数で駆動される。測定の精度を高めるために、この回路においては、温度が測定量に与える影響を求めることが必要である。これは、この既知の回路においては、交流電圧によって励磁される回路の直流電圧を検出する、ディスクリートな回路によって行われる。この回路は、2つの入力を有しており、それらの入力は信号源から生成される2つの入力信号によって逆位相で駆動される。入力の後段の演算增幅器は、その抵抗によって電圧／電流変換器として作動し、その場合に電流は両側から測定コイル内へ結合される。

20

## 【0003】

正常駆動 - 測定駆動 - においては、回路は2つの逆位相の交流電圧によって駆動される。温度動態を定めるために、交流電圧にDC - オフセット電圧信号 - 直流電圧成分 - が重畠される。供給される電流は回路に基づいて測定コイルの両端において同一でなければならないので、測定コイルに付設され、さらにそれぞれ演算増幅器回路に対応づけられている抵抗を介して異なる電圧が発生され、その電圧は交流電圧と測定コイルおよび温度に依存する成分のオフセットによりもたらされている。温度に依存する出力電圧 - 直流電圧 - は、他の演算増幅器によって定められる。

30

## 【0004】

スーパーポジション原理を使用する場合には、回路の下方の入力がローパス特性を有し、回路の上方の入力はバンドパス特性を有していることが認識される。従って理想的な逆位相の入力信号のためには、全伝達関数はローパス関数であって、そのローパス機能は他の容量によって平滑化される。ローパスは、ハイパスとそれによってもたらされる増幅路との差によって生じる。

40

## 【0005】

オフセットは、第1近似において温度に反比例するので、

$$U = U_0 \frac{K}{R_0 + (1 + \alpha T)}$$

## (1)

それによって温度を定めて、温度によってもたらされる測定エラーを補正することができる。しかしこれらの測定は、純粹に交流電圧に従う入力信号による正常な測定内へは希にしか挿入されない。純粹に交流電圧に基づく入力信号による測定の間に、直流電圧成分を求めるることもでき、その直流電圧成分は、測定コイルの温度ドリフトを検出して、補正するために用いられる。

## 【0006】

この既知の回路は、特に、発生するフィルタリングの時定数が極めて大きく、既知の回路はその構造に基づいて比較的大きく形成されており、従って回路のために極めてわずかな

50

スペースしか存在していない場合の使用には適していないことが、問題である。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

従って本発明の課題は、回路のために設けられているスペースがわずかである場合でも、回路の使用が可能となる、冒頭で挙げた種類の距離区間を測定する回路および方法を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明によれば、上述した課題は、特許請求項1の特徴を有する距離区間を測定する回路によって解決される。それによれば、問題となる回路は、入力信号が少なくとも1つの、好ましくはクロックされるSCネットワークへ印加され、かつ測定信号および/または温度影響に依存する出力信号を発生させるために用いられるように、形成され、かつ展開されている。

【0009】

さらに、上述した課題は、距離区間を測定する方法に関しては、特許請求項2-4の特徴を有する方法によって、解決される。それによれば、冒頭で挙げた種類の距離区間を測定する方法は、入力信号が少なくとも1つの、好ましくはクロックされるSCネットワークへ印加され、かつ測定信号および/または温度影響に依存する出力信号を発生させるために用いられるように、形成されている。

【0010】

発明的な方法で、回路の多数の使用可能性を可能にするためには、これまでの実践に背を向けて、従来の回路のミニチュア化を達成しなければならないことが、認識された。これは、回路が、集積回路として構成可能であり、かつ既知の回路の同様な伝達関数においてASICへの集積が可能であるように形成されることによって、達成される。これは、SCネットワーク - スイッチコンデンサネットワーク(Schalter-Kondensator-Netwerks)の使用によって達成され、そのSCネットワークは良好なマッチング特性を有しており、かつ回路を特に簡単に集積し、従ってミニチュア化することを許し、それによって回路は組込み空間がわずかな場合でも、従って普遍的に、使用可能であって、かつ回路の値段を低く抑えることができる。

【0011】

その場合にハイパス回路は、等価のパッシブなダブル抵抗の基準ネットワークによって代用され、その基準ネットワークは分圧器と、分圧器の抵抗に対して並列に接続されたインダクタンスとを有している。このフィルタの伝達関数は、第1度のハイパスのそれである：

$$H(p) = \frac{pR_2L}{R_1R_2 + p(R_1 + R_2)L}$$

(2)

【0012】

伝達関数は、 $p = 0$ におけるゼロ箇所と $p = -R_1R_2 / (R_1 + R_2)1/L$ における極を有しており、その場合に $p$ は一般的な複素数の周波数変数である。

【0013】

既知の方法を用いて、対応する波形フローチャートを形成することができる。3ポートパラレルアダプタが、基準ネットワークの3つのコンポーネントの異なる波形インピーダンスを互いに適合させるために、用いられる。3ポートパラレルアダプタの左側には、抵抗を伴う電圧源の波形フローチャート、中央にはインダクタンスの波形フローチャート、そして右側には終端抵抗の波形フローチャートが設けられている。波形フィルタは、タイムディスクリートであるので、複素数の周波数変数 $p$ の代わりに、新しい周波数変数 $\omega$ が、

10

20

30

40

$$\psi = \frac{z-1}{z+1} = \tanh\left(\frac{pT}{2}\right)$$

および  $z = e^{p/T}$  (3)

によって定義され、その場合に  $T = 1/F$  は検出周期であり、  $F$  は検出周波数である。純粹に仮想の周波数については、  $p$  は  $j$  に、従って

$$\psi = \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

10

(4)

になる。

【0014】

この場合において、アダプタ方程式は、次のように立てられる：

i = 1, 2, 3 について、入射する電圧波  $a_i$  と出射する電圧波  $b_i$  を用いて、

$$b_3 = \sum_{v=1}^2 \gamma_v a_v$$

20

(5)

$$b_2 = b_3 - a_2$$

(6)

出力電圧は、

$$U = \frac{a + b}{2} = \frac{b_3}{2}$$

(7)

に従って得られる。

【0015】

さらに、インダクタンスの波形フローチャート内で信号の反転が実現される。

$$b_2^* = -b_2 \quad (8)$$

30

【0016】

寄生的な電流を許可しないようにする場合には、ポジティブに遅延し、あるいはネガティブに遅延しないで増幅し、あるいは積分することが可能である。この技術によって、スイッチ - コンデンサ - 波形フィルタ、すなわち、SC フィルタ - の種々の実現種類が知られている。

【0017】

温度影響の特に良好な決定の枠内で、少なくとも 2 つの入力信号を大体において単極および / または逆位相とすることができます。好ましくは入力信号は、大体において矩形電圧である。というのは、その場合には逆位相の入力信号が特に簡単に発生可能であるからである。

40

【0018】

入力信号における低い周波数を減少させるために、入力信号を少なくとも 1 つのフィルタによって比例的に、および / またはハイパスによってフィルタリングすることができる。

【0019】

特に簡単な実施に関して、SC ネットワークは少なくとも 1 つの SC 増幅器を有することができる。これは、回路を特に簡単に構成することを許すものである。

【0020】

他の好ましい形態において、第 1 の SC 増幅器は、正の遅延される SC 増幅器として実現

50

することができ、かつ／または2つの入力をそれぞれファクターによって乗算することができる。このようにして、SC増幅器を正の遅延されるSC増幅器として実現する場合には、寄生的な電流を減少させることができる。

【0021】

寄生的な電流をさらに回避するために、第2のSC増幅器は、正の遅延されるSC増幅器として実現することができ、かつ／またはフィルタ信号の少なくとも1つは、好ましくは増幅されずに、クロック周期の半周期だけ遅延される。

【0022】

SCネットワークは、少なくとも1つのSC積分器を有している。寄生的な電流の回避に関して、SC積分器は負の遅延されないSC積分器として実現することができ、かつ／または1の増幅を有し、かつ／または損失を伴うことができる。

【0023】

特に簡単な方法においては、SC積分器の出力を第1のSC増幅器の第2の入力へ印加することができる。

【0024】

温度影響の特に簡単な決定に関して、SC加算器によって第1のSC増幅器と第2のSC増幅器の出力を加算することができる。従ってSC加算器の出力において温度に依存する出力信号を取り出すことができ、その出力信号を温度影響を補償するために使用することができる。

【0025】

第1のSC増幅器の出力を、SC積分器および／またはSC加算器の入力に印加することができる。付加的に、あるいはその代わりに、第2のSC増幅器の出力をSC加算器の第2の入力へ印加することができる。

【0026】

さらに、SCネットワークは、少なくとも1つのSC増幅器および／または少なくとも1つのSC積分器および／または少なくとも1つのSC加算器を有することができる。

【0027】

寄生的な電流を回避するために、第1および／または第2のSC増幅器および／またはSC加算器は負で遅延されないように実現することができる。付加的に、あるいはその代わりに、SC積分器を正で遅延されるように実現することができる。従って出力信号は、反転させることができます。

【0028】

好ましい形態の枠内で、SCネットワークは、少なくとも1つのSC増幅器および／または少なくとも1つのSC積分器および／または少なくとも1つのSC差動増幅器を有することができる。

【0029】

他の好ましい方法において、好ましくはファクターによって乗算された入力信号の少なくとも1つを、SC積分器内に記憶させることができる。他のファクターは、SC積分器の容量からそれぞれ各クロック周期内の結果によって再び消去することができる。

【0030】

好ましい方法において、SC増幅器は正の遅延されるSC増幅器として実現することができ、かつ／または入力信号の少なくとも1つを増幅せず、かつ／またはクロック周波数の半周期だけ遅延させることができます。

【0031】

温度影響を求めるために、SC増幅器とSC積分器の出力は、SC差動増幅器によって引き算可能であり、および／またはクロック周波数の半周期だけ遅延可能である。

【0032】

特に簡単な方法において、SC増幅器の出力をSC積分器の第2の入力へ印加することができる。従って出力信号は、1クロック周期の遅延を有している。

【0033】

10

20

30

40

50

本発明に基づく方法は、特に上の説明に基づく回路を駆動するために用いることができる。本方法において、この方法によって駆動される回路が、その良好なマッチング特性に基づいて特に簡単に集積可能であることが、効果的である。

#### 【0034】

本発明の教示を好ましい方法で形成し、かつ展開する種々の可能性がある。それについて、一方では特許請求項1に基づく特許請求項が、他方では、距離区間を測定するための本発明に基づく回路と本発明に基づく方法の好ましい実施例の、図面による説明が、参照するよう指示される。本発明に基づく回路および本発明に基づく方法の好ましい実施例の、図面による説明と組み合わせて、教示の一般に好ましい形態と展開も説明される。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

10

#### 【0035】

距離区間を測定するための既知の回路は、ディスクリートな回路として構成されており、2つの入力1、2と測定コイル3を有している。- 図示されていない - 信号源を用いて、2つの入力 $e_{pos}$ と $e_{neg}$ を形成することができる。その場合に入力1、2は、入力信号 $e_{pos}$ と $e_{neg}$ によって駆動され、その場合に入力信号 $e_{pos}$ と $e_{neg}$ は前処理されて測定コイル3の入力1、2へ印加される。

#### 【0036】

その場合に既知の交流電圧に基づいて励磁される回路は、温度に比例する直流電圧成分の測定技術的検出を可能にする。入力1、2の後段の演算増幅器は、その抵抗により電圧/電流変換器を形成する。電流は、2つの側から測定コイル3内へ結合される。正常駆動において、すなわち測定駆動においては、図2aに示す交流電圧に基づく入力信号 $e_{pos}$ と $e_{neg}$ が入力を駆動するために利用される。それに対して回路と測定コイル3の線形に依存する温度動態を定めるためには、図2bに示す入力 $e_{pos}$ と $e_{neg}$ が使用される。

20

#### 【0037】

図2bから非常によくわかるように、これらの入力信号 $e_{pos}$ と $e_{neg}$ は交流電圧に相当し、その交流電圧に直流電圧が重畠されている。供給される電流は回路に従って2つの測定コイル端部において等しくなければならないので、抵抗 $R_{11}$ と $R_{12}$ を介して入力信号 $e_{pos}$ および $e_{neg}$ と測定コイル3および温度に従う成分のオフセットに基づいて、異なる電圧が調節される。この電圧から、演算増幅器4を用いて温度に依存する出力電圧U - 直流電圧 - が定められる。

30

#### 【0038】

スーパー・ポジション原理を使用する場合には、入力1に付設された演算増幅器5が抵抗 $R_2$ 、 $R_3$ および容量 $C_2$ との組合せにおいてローパス特性を有し、入力2に付設された演算増幅器6は抵抗 $R_1$ 、 $R_3$ と容量 $C_1$ および $C_2$ との組合せにおいてバンドパス特性を有していることが理解される。理想的に逆位相の入力信号のためには、全伝達関数は、容量 $C_2$ によって平滑化される、ローパス関数である。ローパスは、ハイパスとそれにあってもたらされる増幅路の差によって生じる。

30

#### 【0039】

オフセットは、第1近似において逆比例して温度に依存するので、

40

$$U = U_0 \frac{K}{R_0 + (1 + \alpha T)}$$

#### (9)

それによって温度を定めて、温度に基づく効果を補正することができる。

#### 【0040】

図3は、ハイパス回路の等価のパッシブなダブル抵抗基準ネットワークを示している。基準ネットワークは、電圧源e、抵抗 $R_1$ と $R_2$ の分圧器および抵抗 $R_2$ に対して並列に接続されたインダクタンスLからなる。このフィルタの伝達関数は、 $p = 0$ におけるゼロ箇

50

所と  $p = -R_1, R_2 / (R_1 + R_2) 1 / L$  における極を有する、第1度のハイパスのそれであって、

$$H(p) = \frac{pR_2L}{R_1R_2 + p(R_1 + R_2)L}$$

(10)

その場合に  $p$  は、ここでも複素数の周波数変数である。

【0041】

そして、図4に示すような、適当な波形フローチャートを形成することができる。波形フローチャートは、3ポートパラレルアダプタ7を有しており、その中で図3の3つのコンポーネントの異なる波形インピーダンスが互いに適合される。左側には、抵抗を有する電圧源eの波形フローチャートが、中央上にはインダクタンスLの波形フローチャートが、そして右側には終端抵抗  $R_2$  が配置されている。波形フィルタは、タイムディスクリートであるので、複素数の周波数変数  $p$  の代わりに、

$$\psi = \frac{z-1}{z+1} = \tanh\left(\frac{pT}{2}\right)$$

および  $z = e^{pT}$  (11)

を有する新しい周波数変数 を定めなければならず、その場合に  $T = 1/F$  は検出周期であり、  $F$  は検出周波数である。純粋に想像上の周波数については、  $p$  は  $j$  に、従って 20 は

$$\psi = \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

(12)

となる。

【0042】

計算すべきアダプター方程式は、この場合には次のように形成される：

$i = 1, 2, 3$  について、入射する電圧波  $a_i$  と出射する電圧波  $b_i$  を有し、

$$b_3 = \sum_{v=1}^2 \gamma_v a_v$$

(13)

$$b_2 = b_3 - a_2$$

(14)

出力電圧は、

$$U = \frac{a+b}{2} = \frac{b_3}{2}$$

(15)

によって得られる。

【0043】

付加的に、インダクタンスLの波形フローチャートにおいて信号の反転が実現される。

$$b_2^* = -b_2 \quad (16)$$

【0044】

この技術によって、スイッチ・コンデンサ・波形フィルタ、-SCフィルタ-の種々の実現方法が記述される。

【0045】

10

20

30

40

50

図5は、ハイパス回路の本発明に基づくSC実現を示している。その場合に回路は、SCネットワークを有しており、その場合にSC増幅器8は式13をシミュレートするために用いられる。SC増幅器8の入力信号 $e_{p_0s}$ と入力信号 $b_2^*$ は、ポジティブに遅延され、従って式13は係数 $a_1$ ないし $a_2$ で乗算される。SC増幅器8の出力は、同時にハイパス回路の出力となる。

#### 【0046】

式15に基づく出力電圧は、入射する電圧波と反射された電圧波の算術的平均値として生じるので、出力において0dBレベルが達成される。というのは、ファクター2による割り算は実施されないからである。式13の2つの係数は、信号路内の容量比としてシミュレートされる。式13と式15の実現は、遅延されない負のSC積分器9によって形成される。SC積分器9の出力信号を相<sub>1</sub>においてSC増幅器8内へ結合することによって、フィードバックループが閉成される。ハイパス回路の伝達関数が、図6に示されている。この場合にハイパス回路のタイムディスクリートなハイパス関数が、はっきりと見られる。

10

#### 【0047】

距離区間を測定するための本発明に基づく回路が、図7に示されている。回路は、2つの入力1、2、-ここには図示されていない-信号源および-同様に図示されていない-測定コイルを有している。入力1、2は、信号源から発生される2つの入力信号 $e_{p_0s}$ と $e_{n_e g}$ によって駆動される。本発明によれば、入力信号 $e_{p_0s}$ と $e_{n_e g}$ は、クロックされるSCネットワークへ印加され、かつ測定信号および/または温度影響に依存する出力信号Uを発生させるために用いられる。

20

#### 【0048】

その場合に回路の一部は、図5のハイパス回路に相当する。回路は、さらにSC増幅器10を有しており、その場合に入力信号 $e_{n_e g}$ は、SC増幅器8が演算増幅器において出力信号を供給するのと同じ時点で、SC増幅器10の演算増幅器の出力に現れる。SC増幅器10のクロックは、さらに、上方のSC増幅器8のクロックと同一である。

20

#### 【0049】

入力信号 $e_{n_e g}$ は、半分のクロック周期だけ正に遅延されて出力へシフトされる。さらにSCネットワークは、SC加算器11を有しており、そのSC加算器は2つの入力信号、すなわちSC増幅器8と10の出力信号を加算するために用いられる。SCネットワークは、正に遅延されるSC回路であって、その場合にこの回路は1クロック周期の全体遅延を有している。これが高すぎる場合には、入力増幅器と出力増幅器を負に遅延しないで実現することもできる。その場合にはSC積分器は、正に遅延するように実現されなければならない。この場合には、出力は反転される。

30

#### 【0050】

図8は、図9の回路の伝達関数を示している。はっきりと見て取れるように、SCネットワークはローパス特性を有しており、その限りにおいて直流電圧測定に極めてよく適している。

#### 【0051】

信号を反転するために、 $b_2^*$ は次のように導き出される：

40

$$b_2^* = a_2 - \gamma_2 a_2 - \gamma_1 a_1 = a_2(1 - \gamma_2) - \gamma_1 a_1$$

#### (17)

ハイパスの出力電圧は、抵抗 $R_2$ を介した電圧ないしインダクタンスLを介した電圧である。というのは、2つのエレメントは並列に接続されているからである。入射する波形が常に0に等しくなる、抵抗 $R_2$ とは異なり、インダクタンスの電圧は、

$$U = \frac{a_2 + b_2}{2} = \frac{a_2 - b_2^*}{2}$$

#### (18)

50

によって定義される。

**【0052】**

従って出力電圧は、2で割り算された入射する波形 $a_2$ と負の反射された波形 $b_2$ の差として得られる。割り算なしでは、ここでも0dBの最大レベルが得られ、従って信号を再び入力信号 $e_{neg}$ に加算することができる。

**【0053】**

これを実現する回路が、図9に示されている。回路は、正の遅延されるSC増幅器12、損失を伴うSC積分器13およびSC差動増幅器14を有している。ファクター( $1 - \frac{1}{2}$ )は、図9に示すように、損失を伴うSC積分器13によって実現される。 $\frac{1}{2}$ が1よりも小さい場合には、大きさ( $1 - \frac{1}{2}$ )の積分器容量が使用され、それに対して並列に大きさ $\frac{1}{2}C$ の容量が接続され、その容量は周期的に放電される。

10

20

**【0054】**

上述した使用のためには、ハイパスの限界周波数は明らかに常に0から検出周波数の4分の1までの周波数領域内にあるので、 $\frac{1}{2}$ は常に1より小さい。SC積分器13の出力位置は、常に正でなければならないので、回路内で入力信号 $e_{pos}$ は $\frac{1}{2}$ で乗算されて正に遅延される。ハイパスの出力信号は、SC差動増幅器14によって発生される。損失を伴う積分器13のための入力容量として、差 $a_2 - b_2^*$ が発生される。このために、SC差動増幅器14は $\frac{1}{2}$ で初期化され、従って出力信号Uは反転される。第2の出力 $e_{neg}$ は、図7に関してすでに説明したように、SC増幅器12へ印加されて、さらにSC差動増幅器14へ案内される。

20

**【0055】**

図9に示す回路の伝達関数が、図10に示されている。図から明らかなように、 $180^\circ$ だけ位相回転するまでは、図8の伝達関数に対して何ら変化は見られない。回路の良好なマッチング特性に基づいて、測定された直流電圧出力信号Uは、温度補正に極めてよく適している。

30

**【0056】**

これ以上の詳細については、繰返しを避けるために、一般的な説明を参照するよう指示する。

**【0057】**

最後にはっきりとさせておくが、上述した実施例は、請求されている教示を論議するためだけに用いられるものであって、教示はこれらの実施例に限定されない。

30

40

**【図面の簡単な説明】**

**【0058】**

【図1】温度影響を定めるための既知の回路を概略的に示している。

【図2】既知の回路を駆動するための信号を、グラフで示している。

【図3】ハイパス回路のパッシブなダブル抵抗基準ネットワークを概略的に示している。

【図4】図3のハイパス回路の波形フローチャートを概略的に示している。

【図5】ハイパス回路のSC実現を概略的に示している。

【図6】図5のハイパス回路の伝達関数を示している。

【図7】本発明に基づく回路の実施例を、概略的に示している。

【図8】図7に示す回路の伝達関数を示している。

【図9】本発明に基づく回路の他の実施例を、概略的に示している。

【図10】図9に示す回路の伝達関数を示している。

## 【国際公開パンフレット】

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
3. April 2003 (03.04.2003)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 03/027613 A1**(51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: **G01D 5/20,**  
3/028

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE02/03507

(22) Internationales Anmeldedatum:  
19. September 2002 (19.09.2002)

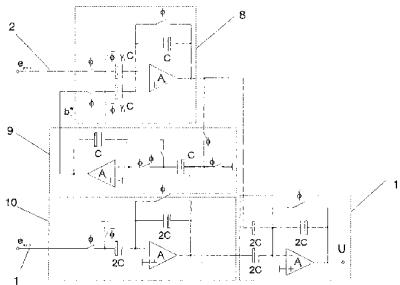
(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:  
101 46 287.5 19. September 2001 (19.09.2001) DE(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **MICRO-EPSILON MESSTECHNIK GMBH & CO. KG [D/D/E]**; Königshacher Strasse 15, 94496 Ortenburg (DE).(72) Erfinder und  
Erfinder/Anmelder (nur für US): **KLEINE, Ulrich** [D/D/E]; Steigerweg 5, 38350 Haimstett (DE); **ROEWER, Falk** [D/D/E]; Kleistrasse 4, 39108 Magdeburg (DE); **SALZWEDEL, Klaus** [D/D/E]; Kräuterweg 31, 39116 Magdeburg (DE); **MEDNIKOV, Felix** [R/U/D/E]; Vorderhainberg 9, 94496 Ortenburg (DE); **SELLEN, Martin** [J/D/E]; Moosham 17, 94496 Ortenburg (DE).*[Fortsetzung auf der nächsten Seite]*

(54) Title: CIRCUIT FOR MEASURING DISTANCES TRAVELED

(54) Bezeichnung: SCHALTUNG ZUR MESSUNG VON WEGSTRECKEN

**WO 03/027613 A1**

(57) **Abstract:** The invention relates to a circuit for measuring distances travelled, comprising at least two inputs (1, 2), at least one measuring coil (3) and at least one signal source. According to the invention, at least two input signals ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) can be generated by means of said signal source, the inputs (1, 2) can be controlled by means of the input signals ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) and the input signals ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) are applied to the inputs of the measuring coil (3) in a pre-processed state. In order for the circuit to be used in a minimum of available space, the input signals ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) of said circuit are applied to at least one preferably timed SC network and are used to generate a measuring signal and/or an output signal that is temperature-dependent. The invention also relates to a corresponding method.

(57) **Zusammenfassung:** Eine Schaltung zur Messung von Wegstrecken, mit mindestens zwei Eingängen (1, 2), mindestens einer Messspule (3) und mit mindestens einer Signalquelle, wobei mittels der Signalquelle mindestens zwei Längssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) erzeugbar sind, wobei die Eingänge (1, 2) mittels der Eingangssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) ansteuerbar sind und wobei die Eingangssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ),

*[Fortsetzung auf der nächsten Seite]*

**WO 03/027613 A1**

(74) **Anwalt:** ULLRICH & NAUMANN; Luisenstrasse 14,  
69115 Heidelberg (DE).

(81) **Bestimmungsstaaten (national):** JP, US.

(84) **Bestimmungsstaaten (regional):** europäisches Patent (AT,  
BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, IE, IS, IT, LU, GR, GB, GR,  
HU, PT, LU, MC, NL, PL, SI, SK, TR).

**Veröffentlicht:**  
— mit internationalem Recherchenbericht  
— vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche geltenden  
Frist; Veröffentlichung wird wiederholt, falls Änderungen  
entreffen

*Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen  
Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on  
Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe  
der PCT-Gazette verwiesen.*

---

vorzugsweise vorverarbeitet, an den Eingängen der Messspule (3) anliegen, ist im Hinblick auf einen Einsatz der Schaltung auch bei geringem für die Schaltung vorhandenen Raum derart ausgestaltet, dass die Eingangssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) an mindestens einem vorzugsweise getakteten SC-Netzwerk anliegen und zur Erzeugung eines Messsignals und/oder eines vom Temperatureinfluss abhängigen Ausgangssignals dienen. Des Weiteren ist ein entsprechendes Verfahren angegeben.

**„Schaltung zur Messung von Wegstrecken“**

Die Erfindung betrifft eine Schaltung zur Messung von Wegstrecken, mit mindestens zwei Eingängen, mindestens einer Messspule und mit mindestens einer Signalquelle, wobei mittels der Signalquelle mindestens zwei Eingangssignale erzeugbar sind, wobei die Eingänge mittels der Eingangssignale ansteuerbar sind und wobei die Eingangssignale, vorzugsweise vorverarbeitet, an den Eingängen der Messspule anliegen. Die Erfindung betrifft ferner ein Verfahren zur Messung von Wegstrecken, insbesondere zum Betreiben einer Schaltung zur Messung von Wegstrecken, mit mindestens zwei Eingängen, mindestens einer Messspule und mit mindestens einer Signalquelle, wobei mittels der Signalquelle mindestens zwei Eingangssignale erzeugt werden, wobei die Eingänge mittels der Eingangssignale angesteuert sind und wobei die Eingangssignale, vorzugsweise vorverarbeitet, an den Eingänge der Messspule anliegen,

Aus der Praxis sind verschiedene Schaltungen zur Messung von Wegstrecken bekannt, lediglich beispielhaft wird hierbei auf die DE 42 25 968 A1 verwiesen. Mit der dort offenbarten Schaltung werden mittels einer Messspule Wegstrecken berührungslos gemessen. Es handelt sich hierbei um einen induktiven Wegsensor, der mit relativ niedrigen Frequenzen im Bereich von 1 kHz bis 10 kHz betrieben wird. Um die Genauigkeit der Messung zu erhöhen, ist es bei dieser Schaltung notwendig, den Temperatureinfluss auf die Messgröße zu ermitteln. Dies erfolgt bei der bekannten Schaltung mittels einer diskreten Schaltung, die den Gleichspannungsanteil einer mit Wechselspannungen angeregten Schaltung erfasst. Die Schaltung weist zwei Eingänge auf, die mit zwei von einer Signalquelle erzeugten Eingangssignalen gegenphasig angesteuert werden. Die den Eingängen nachfolgenden Operationsverstärker arbeiten mit ihren Widerständen als Spannungs-/Strom-Wandler, wobei der Strom von beiden Seiten in die Messspule eingekoppelt wird.

Im Normalbetrieb – Messbetrieb – wird die Schaltung mit zwei gegenphasigen Wechselspannungen angesteuert. Zur Bestimmung des Temperaturverhaltens wird den Wechselspannungen ein DC-Offset-Spannungssignal – Gleichspannungsanteil – überlagert. Da der eingespeiste Strom schaltungsbedingt an beiden

Enden der Messspule gleich sein muss, stellen sich über den der Messspule zu geordneten Widerständen, die zudem jeweils einer Operationsverstärkerschaltung zugeordnet sind, unterschiedliche Spannungen ein, die durch den Offset der Wechselspannungen und der Messspule sowie der temperaturabhängige Anteile bedingt sind. Die temperaturabhängige Ausgangsspannung – Gleichspannung – wird mit einem weiteren Operationsverstärker bestimmt.

Wendet man das Superpositionsprinzip an, so erkennt man, dass der untere Eingang der Schaltung ein Tiefpassverhalten und der obere Eingang der Schaltung ein Bandpassverhalten aufweist. Für ideale gegenphasige Eingangssignale ist die Gesamtübertragungsfunktion somit eine Tiefpassfunktion, welche durch eine weitere Kapazität geglättet wird. Der Tiefpass entsteht durch die Differenz eines Hochpasses und eines mit ihm gematchten Verstärkungspfads.

Da der Offset in erster Näherung umgekehrt proportional zur Temperatur ist

$$U = U_0 \frac{K}{R_0 (1 + \alpha T)}, \quad (1)$$

können somit die Temperatur bestimmt und temperaturbedingte Messfehler korrigiert werden. Diese Messungen werden jedoch nur selten in die normalen Messungen mit den rein wechselspannungsmäßigen Eingangssignalen eingeschoben. Während der Messung mit rein wechselspannungsmäßigen Eingangssignalen kann auch ein Gleichspannungsanteil ermittelt werden, der dazu dient, die Temperaturdrift der Messspule zu erfassen und zu korrigieren.

Die bekannte Schaltung ist insbesondere dahingehend problematisch, dass die auftretenden Zeitkonstanten der Filterung sehr groß sind und die bekannte Schaltung aufgrund ihres Aufbaus verhältnismäßig groß ausgestaltet ist und deshalb nicht für einen Einsatz geeignet ist, bei dem nur ein sehr geringer Raum für die Schaltung vorhanden ist.

Der vorliegenden Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Schaltung sowie ein Verfahren zur Messung von Wegstrecken der eingangs genannten Art anzugeben, durch die/das ein Einsatz der Schaltung auch bei geringem für die Schaltung vorhandenen Raum ermöglicht wird.

Erfindungsgemäß wird die voranstehende Aufgabe durch eine Schaltung zur Messung von Wegstrecken mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 gelöst. Danach ist die in Rede stehende Schaltung derart ausgestaltet und weitergebildet, dass die Eingangssignale an mindestens einem vorzugsweise getakteten SC-Netzwerk anliegen und zur Erzeugung eines Messsignals und/oder eines vom Temperatureinfluss abhängigen Ausgangssignals dienen.

Des Weiteren ist die obige Aufgabe im Hinblick auf ein Verfahren zur Messung von Wegstrecken durch ein Verfahren mit den Merkmalen des Patentanspruchs 24 gelöst. Danach ist ein Verfahren zur Messung von Wegstrecken der eingangs genannten Art derart ausgestaltet, dass die Eingangssignale an mindestens einem vorzugsweise getakteten SC-Netzwerk anliegen und zur Erzeugung eines Messsignals und/oder eines vom Temperatureinfluss abhängigen Ausgangssignals dienen.

In erfundungsgemäßer Weise ist erkannt worden, dass man in Abkehr zu der bisherigen Praxis eine Miniaturisierung der bisherigen Schaltung erreichen muss, um eine Vielzahl von Einsatzmöglichkeiten der Schaltung zu ermöglichen. Dies wird dadurch erreicht, dass die Schaltung derart ausgestaltet wird, dass sie als integrierte Schaltung aufgebaut werden kann und die Integration in einen ASIC bei vergleichbarer Übertragungsfunktion der bekannten Schaltung ermöglicht wird. Dies wird durch den Einsatz eines SC-Netzwerks – Schalter-Kondensator-Netzwerks – erreicht, das ein gutes Matchingverhalten aufweist und es erlaubt, die Schaltung besonders einfach zu integrieren und somit zu miniaturisieren, wodurch die Schaltung auch bei sehr geringem Raum und somit universell einsetzbar wird und der Preis der Schaltung gering gehalten werden kann.

Die Hochpassschaltung wird hierbei durch ein äquivalentes passives doppelresistives Referenznetzwerk ersetzt, das einen Spannungsteiler und eine Induktivität

umfasst, die parallel zu einem der Widerstände des Spannungsteilers geschaltet ist. Die Übertragungsfunktion dieses Filters ist die eines Hochpasses ersten Grads

$$H(p) = \frac{p R_2 L}{R_1 R_2 + p(R_1 + R_2)L}. \quad (2)$$

Die Übertragungsfunktion weist eine Nullstelle bei  $p = 0$  und einen Pol bei  $p = -R_1 R_2 / (R_1 + R_2) L$  auf, wobei  $p$  die allgemeine komplexe Frequenzvariable ist.

Mittels bekannter Methoden kann nunmehr ein entsprechendes Wellenflussdiagramm erstellt werden. Ein Dreitorparalleladaptor dient dazu, die unterschiedlichen Wellenwiderstände der drei Komponenten des Referenznetzwerks aneinander anzupassen. An der linken Seite des Dreitorparalleladapters befindet sich das Wellenflussdiagramm einer widerstandsbehafteten Spannungsquelle, in der Mitte oben das Wellenflussdiagramm der Induktivität und an der rechten Seite das Wellenflussdiagramm des Abschlusswiderstands. Da Wellenfilter zeitdiskret sind, wird anstatt der komplexen Frequenzvariable  $p$  eine neue Frequenzvariable  $\psi$  mit

$$\psi = \frac{z-1}{z+1} = \tanh\left(\frac{pT}{2}\right), \text{ und } z = e^{pT} \quad (3)$$

definiert werden, wobei  $T = 1/F$  die Abtastperiode und  $F$  die Abtastfrequenz ist. Für rein imaginäre Frequenzen wird  $p$  zu  $j\omega$  und damit zu

$$\psi = \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right). \quad (4)$$

Die Adaptorgleichungen lassen sich in diesem Fall wie folgt aufstellen:

$$b_3 = \sum_{v=1}^2 \gamma_v a_v \quad (5)$$

$$b_2 = b_3 - a_2 \quad (6)$$

mit einfallenden Spannungswellen  $a_i$  und ausfallenden Spannungswellen  $b_i$  für  $i = 1, 2, 3$ . Die Ausgangsspannung ergibt sich nach

$$U = \frac{a + b}{2} = \frac{b_3}{2}. \quad (7)$$

Zusätzlich ist die Invertierung des Signals im Wellenflussdiagramm der Induktivität zu realisieren.

$$\dot{b_2} = -b_2. \quad (8)$$

Falls keine parasitären Ströme zugelassen werden sollen, ist es möglich, positiv verzögert oder negativ nicht verzögert zu verstärken oder zu integrieren. Mit dieser Technik sind verschiedene Realisierungsarten von Wellen-Schalter-Kondensator-Filtern – SC-Filter – bekannt.

Im Rahmen einer besonders guten Bestimmung des Temperatureinflusses können mindestens zwei Eingangssignale im Wesentlichen unipolar und/oder gegenphasig sein. Vorzugsweise handelt es sich bei den Eingangssignalen im Wesentlichen um Rechteckspannungen, da dann gegenphasige Eingangssignale besonders einfach erzeugbar sind.

Zur Reduktion von niederen Frequenzen in den Eingangssignalen könnten die Eingangssignale mittels zumindest eines Filters proportional und/oder mittels eines Hochpasses filterbar sein.

Im Hinblick auf eine besonders einfache Ausgestaltung könnte das SC-Netzwerk mindestens einen SC-Verstärker aufweisen. Dies würde einen besonders einfachen Aufbau der Schaltung erlauben.

In einer weiter vorteilhaften Ausgestaltung könnte ein erster SC-Verstärker als positiver verzögerter SC-Verstärker realisiert sein und/oder zwei Eingänge mit je einem Faktor multiplizieren. Bei einer Realisierung des SC-Verstärkers als positiver verzögerter SC-Verstärker könnten so parasitären Ströme vermindert werden.

Zur weiteren Vermeidung von parasitären Strömen könnte ein zweiter SC-Verstärker als positiver verzögerter SC-Verstärker realisiert sein und/oder mindestens eines der Eingangssignale, vorzugsweise nicht verstärkt, um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögern.

Das SC-Netzwerk könnte mindestens einen SC-Integrator aufweisen. Im Hinblick auf die Vermeidung von parasitären Strömen könnte der SC-Integrator als negativer nicht verzögerter SC-Integrator realisiert sein und/oder eine Verstärkung von Eins aufweisen und/oder verlustbehaftet sein.

In besonders einfacher Weise könnte der Ausgang des SC-Integrators an einem zweiten Eingang des ersten SC-Verstärkers anliegen.

In Hinblick auf eine besonders einfache Bestimmung des Temperatureinflusses könnten mittels eines SC-Addierers die Ausgänge des ersten SC-Verstärkers und des zweiten SC-Verstärkers addierbar sein. Somit könnte am Ausgang des SC-Addierers ein temperaturabhängiges Ausgangssignal abgegriffen werden, das zur Kompensation des Temperatureinflusses verwendet werden könnte.

Der Ausgang des ersten SC-Verstärkers könnte an den Eingängen des SC-Integrators und/oder des SC-Addierers anliegen. Zusätzlich oder alternativ könnte der Ausgang des zweiten SC-Verstärkers an einem zweiten Eingang des SC-Addierers anliegen.

Ferner könnte das SC-Netzwerk auch mindestens einen SC-Verstärker und/oder mindestens einen SC-Integrator und/oder mindestens einen SC-Addierer aufweisen.

Zur Vermeidung von parasitären Strömen könnte der erste und/oder der zweite SC-Verstärker und/oder der SC-Addierer negativ nicht verzögert realisiert sein. Zusätzlich oder alternativ könnte der SC-Integrator positiv verzögert realisiert sein. Das Ausgangssignal könnte somit invertiert werden.

Im Rahmen einer vorteilhaften Ausgestaltung könnte das SC-Netzwerk mindestens einen SC-Verstärker und/oder mindestens einen SC-Integrator und/oder mindestens einen SC-Differenzverstärker aufweisen.

In weiter vorteilhafter Weise könnte mindestens eines der vorzugsweise mit einem Faktor multiplizierten Eingangssignale im SC-Integrator speicherbar sein. Ein weiterer Faktor könnte von einer Kapazität des SC-Integrators jeweils vom Ergebnis in jeder Taktperiode wieder lösbar sein.

In vorteilhafter Weise könnte ein SC-Verstärker als positiver verzögter SC-Verstärker realisiert sein und/oder mindestens eines der Eingangssignale nicht verstärkt und/oder um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögern.

Zur Ermittlung des Temperatureinflusses könnte der Ausgang des SC-Verstärkers und des SC-Integrators mittels eines SC-Differenzverstärkers subtrahierbar sein und/oder um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert sein.

In besonders einfacher Weise könnte der Ausgang des SC-Verstärkers am zweiten Eingang des SC-Integrators anliegen. Das Ausgangssignal könnte somit eine Verzögerung von einer Taktperiode aufweisen.

Das erfindungsgemäße Verfahren könnte insbesondere zum Betreiben einer Schaltung gemäß den obigen Ausführungen dienen. Bei dem Verfahren ist es vorteilhaft, dass eine mittels dieses Verfahrens betriebene Schaltung aufgrund ihres guten Matchingverhaltens besonders einfach integrierbar ist.

Es gibt nun verschiedene Möglichkeiten, die Lehre der vorliegenden Erfindung in vorteilhafter Weise auszugestalten und weiterzubilden. Dazu ist einerseits auf die dem Patentanspruch 1 nachgeordneten Patentansprüche und andererseits auf die

nachfolgende Erläuterung bevorzugter Ausführungsbeispiele der erfindungsgemäßen Schaltung und des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Messung von Wegstrecken anhand der Zeichnung zu verweisen. In Verbindung mit der Erläuterung der bevorzugten Ausführungsbeispiele der erfindungsgemäßen Schaltung und des erfindungsgemäßen Verfahrens anhand der Zeichnung werden auch im Allgemeinen bevorzugte Ausgestaltungen und Weiterbildungen der Lehre erläutert. In der Zeichnung zeigt

- Fig. 1 in einer schematischen Darstellung, eine bekannte Schaltung zur Bestimmung des Temperatureinflusses,
- Fig. 2 in einer grafischen Darstellung, Signale zum Betreiben der bekannten Schaltung,
- Fig. 3 in einer schematischen Darstellung, ein passives doppelresistives Referenznetzwerk einer Hochpassschaltung,
- Fig. 4 in einer schematischen Darstellung, ein Wellenflussdiagramm der Hochpassschaltung der Fig.3,
- Fig. 5 in einer schematischen Darstellung, eine SC-Realisierung einer Hochpassschaltung,
- Fig. 6 die Übertragungsfunktion der Hochpassschaltung der Fig. 5,
- Fig. 7 in einer schematischen Darstellung, ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Schaltung,
- Fig. 8 die Übertragungsfunktion der in Fig. 7 gezeigten Schaltung,
- Fig. 9 in einer schematischen Darstellung, ein weiteres Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Schaltung und
- Fig. 10 die Übertragungsfunktion der in Fig. 9 gezeigten Schaltung.

Die bekannte Schaltung zur Messung von Wegstrecken ist als diskrete Schaltung ausgestaltet und weist zwei Eingänge 1, 2 sowie eine Messspule 3 auf. Mittels einer – hier nicht dargestellten – Signalquelle sind zwei Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  erzeugbar. Die Eingänge 1, 2 werden hierbei mittels der Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  angesteuert, wobei die Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  vorverarbeitet an den Eingängen 1, 2 der Messspule 3 anliegen.

Die bekannte wechselspannungsmäßig angeregten Schaltung ermöglicht hierbei die messtechnische Erfassung eines Gleichspannungsanteils, der proportional zur Temperatur ist. Die den Eingängen 1, 2 nachfolgenden Operationsverstärker bilden mit ihren Widerständen einen Spannungs-/Stromwandler. Der Strom wird von beiden Seiten in die Messspule 3 eingekoppelt. Im Normalbetrieb, d. h. im Messbetrieb, werden die in Fig. 2a dargestellten wechselspannungsmäßigen Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  zur Ansteuerung der Eingänge benutzt. Zur Bestimmung des linear abhängigen Temperaturverhaltens der Schaltung und der Messspule 3 werden hingegen die in Fig. 2b gezeigten Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  verwendet.

Aus Fig. 2b ist sehr gut ersichtlich, dass diese Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  Wechselspannungen entsprechen, die mit einer Gleichspannung überlagert sind. Da der eingespeiste Strom schaltungsbedingt an beiden Messspulenenden gleich sein muss, wird sich über den Widerständen  $R_{11}$  und  $R_{12}$  aufgrund des Offsets der Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  und der Messspule 3 sowie der temperaturbedingten Anteile eine unterschiedliche Spannung einstellen. Aus dieser Spannung wird mittels eines Operationsverstärkers 4 eine temperaturabhängige Ausgangsspannung U – Gleichspannung – bestimmt.

Wendet man das Superpositionsprinzip an, so erkennt man, dass der dem Eingang 1 zugeordnete Operationsverstärker 5 in Verbindung den Widerständen  $R_2$ ,  $R_3$  und der Kapazität  $C_2$  ein Tiefpassverhalten aufweist und der dem Eingang 2 zugeordnete Operationsverstärker 6 in Verbindung mit den Widerständen  $R_1$ ,  $R_3$  und den Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  ein Bandpassverhalten aufweist. Für ideal gegenphasige Eingangssignale ist die Gesamtübertragungsfunktion eine Tiefpassfunkti-

on, welche durch die Kapazität  $C_2$  geglättet wird. Der Tiefpass entsteht durch die Differenz eines Hochpasses und eines mit ihm gematchten Verstärkungspfads.

Da der Offset in erster Näherung umgekehrt proportional von der Temperatur abhängig ist

$$U = U_0 \frac{K}{R_0 (1 + \alpha T)}, \quad (9)$$

können somit die Temperatur bestimmt und temperaturbedingten Effekte korrigiert werden.

Fig. 3 zeigt ein äquivalentes passives doppelresistives Referenznetzwerk einer Hochpassschaltung. Es besteht aus einer Spannungsquelle  $e$ , einem Spannungsteiler der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  und einer parallel zum Widerstand  $R_2$  geschalteten Induktivität  $L$ . Die Übertragungsfunktion dieses Filters ist die eines Hochpasses ersten Grades

$$H(p) = \frac{p R_2 L}{R_1 R_2 + p (R_1 + R_2) L} \quad (10)$$

mit einer Nullstelle bei  $p = 0$  und einem Pol bei  $p = -R_1, R_2/(R_1 + R_2) 1/L$ , wobei  $p$  wiederum die komplexe Frequenzvariable ist.

Nunmehr kann ein entsprechendes Wellenflussdiagramm erstellt werden, wie dies in Fig. 4 darstellt ist. Das Wellenflussdiagramm umfasst einen Dreitorparallel-adaptor 7, in dem die unterschiedlichen Wellenwiderstände der drei Komponenten der Fig. 3 angepasst werden. An der linken Seite befindet sich das Wellenflussdiagramm der widerstandsbehafteten Spannungsquelle  $e$ , in der Mitte oben das Wellenflussdiagramm der Induktivität  $L$  und an der rechten Seite der Abschlusswiderstand  $R_2$ . Da Wellenfilter zeitdiskret sind, muss anstatt der komplexen Frequenzvariablen  $p$  eine neue Frequenzvariable  $\psi$  mit

$$\psi = \frac{z-1}{z+1} = \tanh\left(\frac{pT}{2}\right), \text{ und } z = e^{pT} \quad (11)$$

definiert werden, wobei T = 1/F die Abtastperiode und F die Abtastfrequenz ist. Für rein imaginäre Frequenzen wird p zu jω und damit ψ zu

$$\psi = \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right). \quad (12)$$

Die zu berechnenden Adaptorgleichungen lassen sich in diesem Fall wie folgt aufstellen:

$$b_3 = \sum_{v=1}^2 \gamma_v a_v \quad (13)$$

$$b_2 = b_3 - a_2 \quad (14)$$

mit den einfallenden Spannungswellen  $a_i$  und den ausfallenden Spannungswellen  $b_i$  für  $i = 1, 2, 3$ . Die Ausgangsspannung ergibt sich durch

$$U = \frac{a + b}{2} = \frac{b_3}{2}. \quad (15)$$

Zusätzlich ist die Invertierung des Signals in dem Wellenflussdiagramm der Induktivität zu realisieren.

$$b_2' = -b_2. \quad (16)$$

Mit dieser Technik werden verschiedene Realisierungsarten von Wellen-Schalter-Kondensator-Filtern – SC-Filtern – beschrieben.

Fig. 5 zeigt eine erfindungsgemäße SC-Realisierung der Hochpassschaltung. Die Schaltung weist hierbei einen SC-Netzwerk auf, wobei ein SC-Verstärker 8 zur Nachbildung der Gleichung 13 dient. Das Eingangssignal  $e_{pos}$  und das Eingangssignal  $b_2$  des SC-Verstärkers 8 werden positiv verzögert und entsprechend Gleichung 13 mit den Koeffizienten  $\gamma_1$  bzw.  $\gamma_2$  multipliziert. Der Ausgang des SC-Verstärkers 8 ist gleichzeitig der Ausgang der Hochpassschaltung.

Da sich die Ausgangsspannung gemäß Gleichung 15 als arithmetischer Mittelwert aus der einfallenden und der reflektierten Spannungswelle ergibt, wird am Ausgang der 0dB-Level erreicht, weil die Division mit dem Faktor Zwei nicht durchgeführt wird. Die beiden Koeffizienten der Gleichung 13 werden als Kapazitätsverhältnisse in den Signalpfaden nachgebildet. Die Realisierung der Gleichung 13 sowie der Gleichung 15 wird durch einen nicht verzögerten negativen SC-Integrator 9 gebildet. Durch Einkopplung des Ausgangssignals des SC-Integrators 9 in den SC-Verstärker 8 in Phase  $\phi$  ist die Rückkopplungsschleife geschlossen. Die Übertragungsfunktion dieser Hochpassschaltung ist in Fig. 6 gezeigt. Deutlich erkennbar ist hierbei die zeitdiskrete Hochpassfunktion der Hochpassschaltung.

Eine erfindungsgemäße Schaltung zur Messung von Wegstrecken ist in Fig. 7 gezeigt. Die Schaltung umfasst zwei Eingänge 1, 2, eine – hier nicht dargestellte – Signalquelle sowie eine – ebenfalls nicht dargestellte – Messspule. Die Eingänge 1, 2 werden mittels zweier von der Signalquelle erzeugter Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  angesteuert. Erfindungsgemäß liegen die Eingangssignale  $e_{pos}$  und  $e_{neg}$  an einem getakteten SC-Netzwerk an und dienen zur Erzeugung eines Messsignals und/oder eines vom Temperatureinfluss abhängigen Ausgangssignals U.

Ein Teil der Schaltung entspricht hierbei der Hochpassschaltung der Fig. 5. Die Schaltung weist zudem einen SC-Verstärker 10 auf, wobei das Eingangssignal  $e_{neg}$  zum selben Zeitpunkt am Ausgang des Operationsverstärkers des SC-Verstärkers 10 anliegt wie der SC-Verstärker 8 das Ausgangssignal am Operationsverstärker liefert. Die Taktung des SC-Verstärkers 10 ist außerdem mit der

Taktung des oberen SC-Verstärkers 8 identisch.

Das Eingangssignal  $e_{\text{neg}}$  wird positiv um eine halbe Taktperiode verzögert zum Ausgang geschoben. Ferner weist das SC-Netzwerk einen SC-Addierer 11 auf, der zur Addition der beiden Eingangssignale, d.h. der Ausgangssignale der SC-Verstärker 8 und 10 dient. Das SC-Netzwerk ist eine positive verzögernde SC-Schaltung, wobei diese eine Gesamtverzögerung von einer Taktperiode aufweist. Falls dieses zu hoch ist, könnten auch die Eingangsverstärker und der Ausgangsverstärker negativ nicht verzögert realisiert werden. Der SC-Integrator muss dann positiv verzögernd realisiert werden. In diesem Fall ist das Ausgangssignal invertiert.

Fig. 8 zeigt die Übertragungsfunktion der Schaltung der Fig. 9. Es ist deutlich erkennbar, dass das SC-Netzwerk ein Tiefpassverhalten aufweist und insofern für die Gleichspannungsmessung sehr gut geeignet ist.

Zur Invertierung des Signals lässt sich  $b_2^+$  wie folgt herleiten:

$$b_2^+ = a_2 - \gamma_2 a_2 - \gamma_1 a_1, \quad a_1 = a_2 (1 - \gamma_2) - \gamma_1 a_1. \quad (17)$$

Die Ausgangsspannung des Hochpasses ist die Spannung über den Widerstand  $R_2$  bzw. die Spannung über der Induktivität  $L$ , da beide Elemente parallel geschaltet sind. Im Gegensatz zu dem Widerstand  $R_2$ , bei dem die einfallende Welle immer gleich 0 ist, ist die Spannung der Induktivität definiert durch

$$U = \frac{a_2 + b_2}{2} = \frac{a_2 - b_2^+}{2}. \quad (18)$$

Die Ausgangsspannung ergibt sich demnach als Differenz der einfallenden Welle  $a_2$  und der negativen reflektierten Welle  $b_2$  dividiert durch 2. Ohne die Division erhält man wiederum einen maximalen Pegel von 0dB, weshalb das Signal wieder zu dem Eingangssignal  $e_{\text{neg}}$  addiert werden kann.

Eine Schaltung, die dies realisiert, ist in Fig. 9 gezeigt. Die Schaltung umfasst einen positiven verzögerten SC-Verstärker 12, einen verlustbehafteten SC-Integrator 13 und einen SC-Differenzverstärker 14. Der Faktor  $(1-\gamma_2)$  lässt sich, wie in Fig. 9 zu sehen ist, durch den verlustbehafteten SC-Integrator 13 realisieren. Für den Fall, dass  $\gamma_2$  kleiner als 1 ist, wird die Integratorkapazität der Größe  $(1-\gamma_2)C$  eingesetzt und dazu parallel eine Kapazität der Größe  $\gamma_2C$  geschaltet, die periodisch entladen wird.

Da für die beschriebene Anwendung die Grenzfrequenz des Hochpasses immer deutlich im Frequenzbereich von 0 bis einem Viertel der Abtastrate liegt, ist  $\gamma_2$  immer kleiner als 1. Da der Ausgangswert am SC-Integrator 13 immer positiv sein soll, wird in der Schaltung das Eingangssignal  $e_{pos}$  positiv verzögert mit  $\gamma_1$  multipliziert. Die Ausgangsspannung des Hochpasses wird mittels des SC-Differenzverstärkers 14 erzeugt. Mit der Eingangskapazität für den verlustbehafteten Integrator 13 wird die Differenz  $a_2 - b_2$  erzeugt. Zu diesem Zweck wird der SC-Differenzverstärker 14 mit  $\phi$  initialisiert und das Ausgangssignal U ist somit invertiert. Das zweite Eingangssignal  $e_{neg}$  wird, wie bereits bezüglich der Fig. 7 beschrieben, an den SC-Verstärker 12 angelegt und an den SC-Differenzverstärker 14 weitergeleitet.

Die Übertragungsfunktion der in Fig. 9 gezeigten Schaltung ist in Fig. 10 abgebildet. Man erkennt, dass bis auf eine Phasendrehung um  $180^\circ$  keine Veränderung gegenüber der Übertragungsfunktion in Fig. 8 zu beobachten ist. Aufgrund der guten Matchingeigenschaften der Schaltungen ist das gemessene Gleichspannungsausgangssignal U sehr gut für eine Temperaturkorrektur geeignet.

Hinsichtlich weiterer Details wird zur Vermeidung von Wiederholungen auf die allgemeine Beschreibung verwiesen.

Schließlich sei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass die voranstehend beschriebenen Ausführungsbeispiele lediglich zur Erörterung der beanspruchten Lehre dienen, diese jedoch nicht auf diese Ausführungsbeispiele einschränken.

**P a t e n t a n s p r ü c h e**

1. Schaltung zur Messung von Wegstrecken, mit mindestens zwei Eingängen (1, 2), mindestens einer Messspule (3) und mit mindestens einer Signalquelle, wobei mittels der Signalquelle mindestens zwei Eingangssignale ( $e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}$ ) erzeugbar sind, wobei die Eingänge (1, 2) mittels der Eingangssignale ( $e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}$ ) ansteuerbar sind und wobei die Eingangssignale ( $e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}$ ), vorzugsweise vorverarbeitet, an den Eingängen der Messspule (3) anliegen, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangssignale ( $e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}$ ) an mindestens einem vorzugsweise getakteten SC-Netzwerk anliegen und zur Erzeugung eines Messsignals und/oder eines vom Temperatureinfluss abhängigen Ausgangssignals (U) dienen.
2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens zwei Eingangssignale ( $e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}$ ) im Wesentlichen unipolar und/oder gegenphasig sind.
3. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangssignale mittels mindestens eines Filters proportional und/oder mittels eines Hochpasses filterbar sind.
4. Schaltung nach einem Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass das SC-Netzwerk mindestens einen SC-Verstärker (8, 10) aufweist.
5. Schaltung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass ein erster SC-Verstärker als positiver verzögerter SC-Verstärker (8) realisiert ist und/oder zwei Eingänge mit je einem Faktor multipliziert.
6. Schaltung nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, dass ein zweiter SC-Verstärker (10) als positiver verzögerter SC-Verstärker realisiert ist und/oder mindestens eines der Eingangssignale, vorzugsweise nicht verstärkt, um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert.

7. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass das SC-Netzwerk mindestens einen SC-Integrator (9) aufweist.
8. Schaltung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass der SC-Integrator (9) als negativer nicht verzögerner SC-Integrator realisiert ist und/oder eine Verstärkung von Eins aufweist und/oder verlustbehaftet ist.
9. Schaltung nach Anspruch 5 und Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des SC-Integrators (9) an einem zweiten Eingang des ersten SC-Verstärkers (8) anliegt.
10. Schaltung nach Anspruch 5 und 6 und ggf. einem der Ansprüche 7 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass mittels eines SC-Addierers (11) die Ausgänge des ersten SC-Verstärkers (8) und des zweiten SC-Verstärkers (10) addierbar sind.
11. Schaltung nach Anspruch 8 oder 9 und Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des ersten SC-Verstärkers (8) an den Eingängen des SC-Integrators (9) und/oder des SC-Addierers (11) anliegt.
12. Schaltung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des zweiten SC-Verstärkers (10) an einem zweiten Eingang des SC-Addierers (11) anliegt.
13. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass das SC-Netzwerk mindestens einen SC-Verstärker und/oder mindestens einen SC-Integrator und/oder mindestens einen SC-Addierer aufweist.
14. Schaltung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass der erste und/oder der zweite SC-Verstärker und/oder der SC-Addierer negativ nicht verzögert realisiert ist.
15. Schaltung nach Anspruch 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, dass der SC-Integrator positiv verzögert realisiert ist.

16. Schaltung nach einem der Ansprüche 13 bis 15, dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal ( $U$ ) invertiert ist.
17. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass das SC-Netzwerk mindestens einen SC-Verstärker (12) und/oder mindestens einen SC-Integrator (13) und/oder mindestens einen SC-Differenzverstärker (14) aufweist.
18. Schaltung nach 17, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens eines der vorzugsweise mit einem Faktor ( $\gamma_1, \gamma_2$ ) multiplizierten Eingangssignale ( $e_{cos}, e_{neg}$ ) im SC-Integrator (13) speicherbar ist.
19. Schaltung nach 18, dadurch gekennzeichnet, dass ein weiterer Faktor ( $\gamma_2$ ) von einer Kapazität des SC-Integrators (13) jeweils vom Ergebnis in jeder Taktperiode wieder lösbar ist.
20. Schaltung nach einem der Ansprüche 17 bis 19, dadurch gekennzeichnet, dass ein SC-Verstärker (12) als positiver verzögerter SC-Verstärker realisiert ist und/oder mindestens eines der Eingangssignale nicht verstärkt und/oder um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögert.
21. Schaltung nach einem der Ansprüche 17 bis 20, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des SC-Verstärkers (12) und des SC-Integrators (13) mittels des SC-Differenzverstärkers (14) subtrahierbar ist und/oder um eine Halbperiode der Taktfrequenz verzögerbar ist.
22. Schaltung nach einem der Ansprüche 17 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des SC-Verstärkers (12) am zweiten Eingang des SC-Integrators (13) anliegt.
23. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal ( $U$ ) eine Verzögerung von einer Taktperiode aufweist.

24. Verfahren zur Messung von Wegstrecken, insbesondere zum Betreiben einer Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 23, mit mindestens zwei Eingängen (1, 2), mindestens einer Messspule (3) und mit mindestens einer Signalquelle, wobei mittels der Signalquelle mindestens zwei Eingangssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) erzeugt werden, wobei die Eingänge (1, 2) mittels der Eingangssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) vorverarbeitet sind und wobei die Eingangssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ), vorzugsweise vorverarbeitet, an den Eingänge der Messspule 3 anliegen,  
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die Eingangssignale ( $e_{pos}$ ,  $e_{neg}$ ) an mindestens einem vorzugsweise getakteten SC-Netzwerk anliegen und zur Erzeugung eines Messsignals und/oder eines vom Temperatureinfluss abhängigen Ausgangssignals (U) dienen.

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

1/10

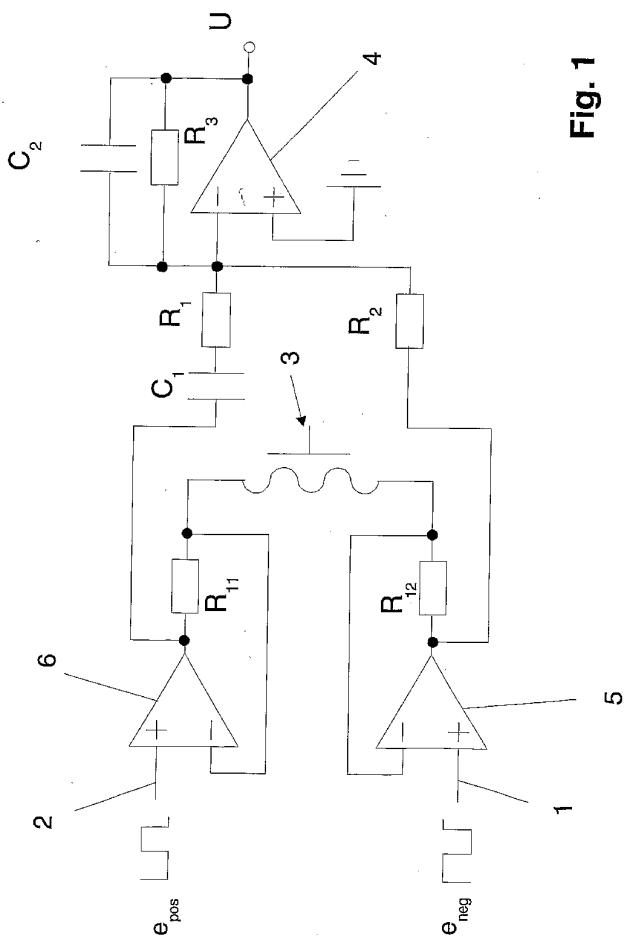
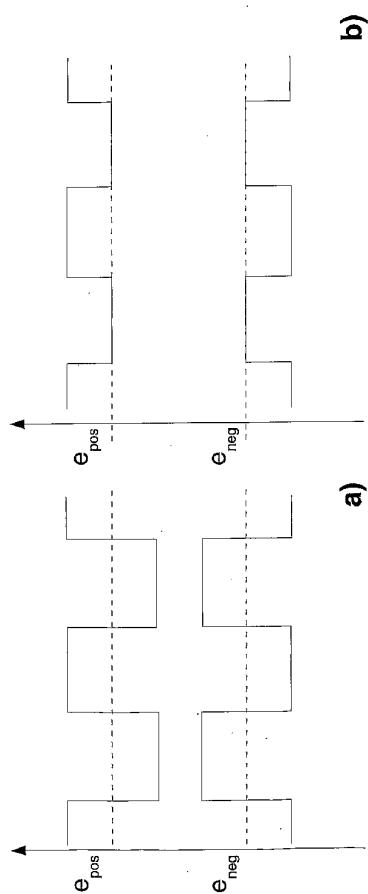


Fig. 1

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

2 / 10



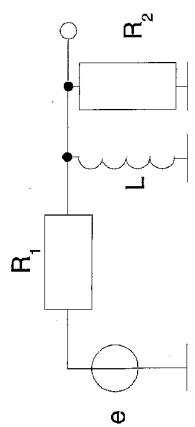
**Fig. 2**

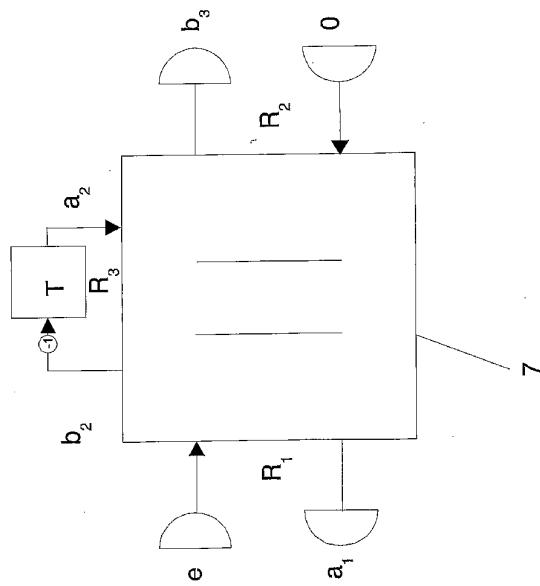
Fig. 2

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

3/10

**Fig. 3**

**Fig. 4**

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

5/10

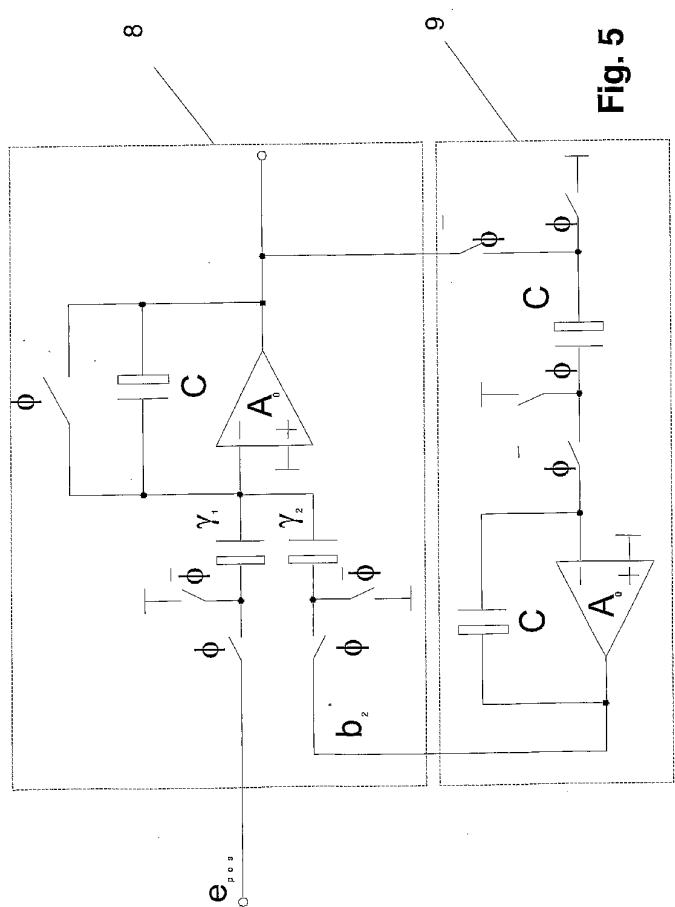


Fig. 5

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

6/10

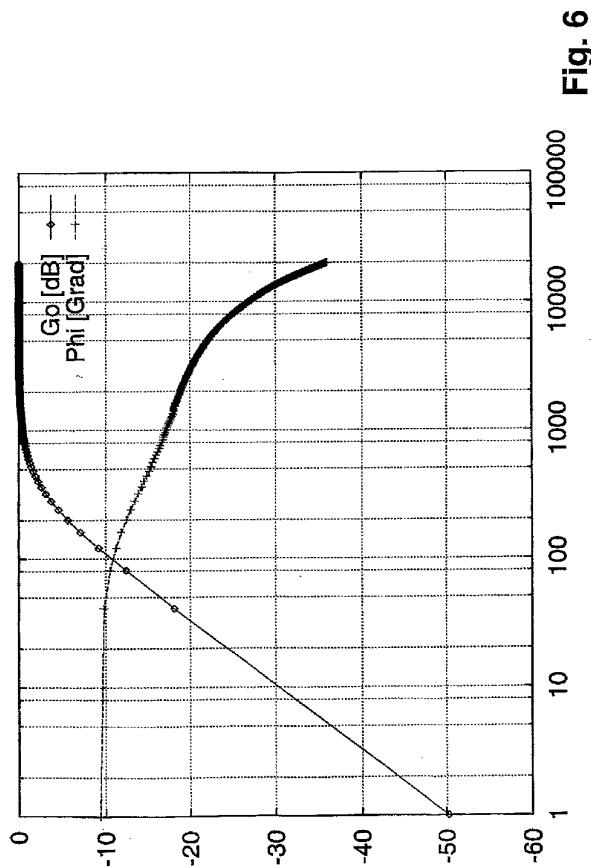


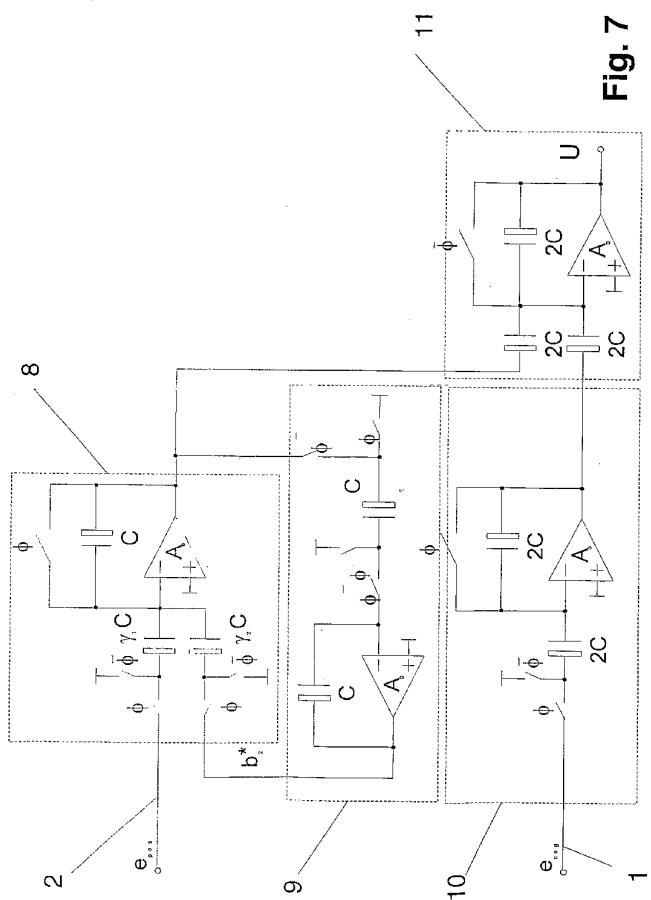
Fig. 6

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

7/10

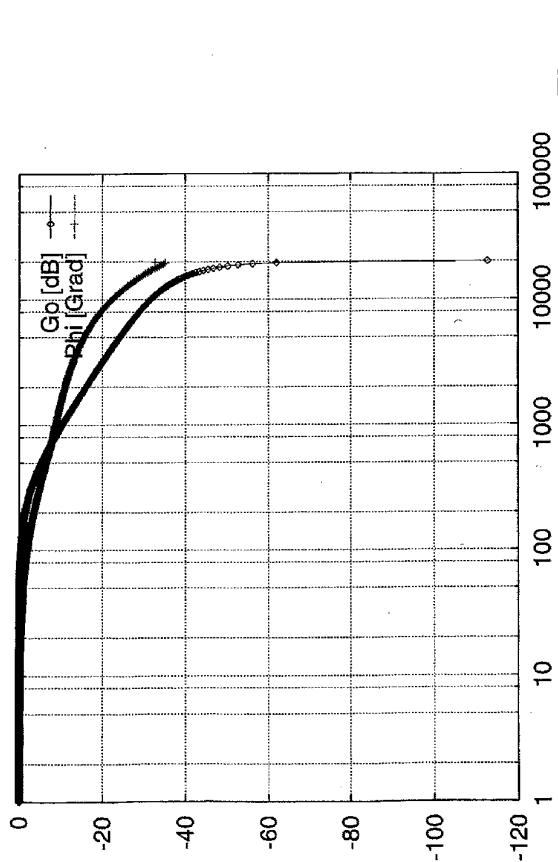
Fig. 7

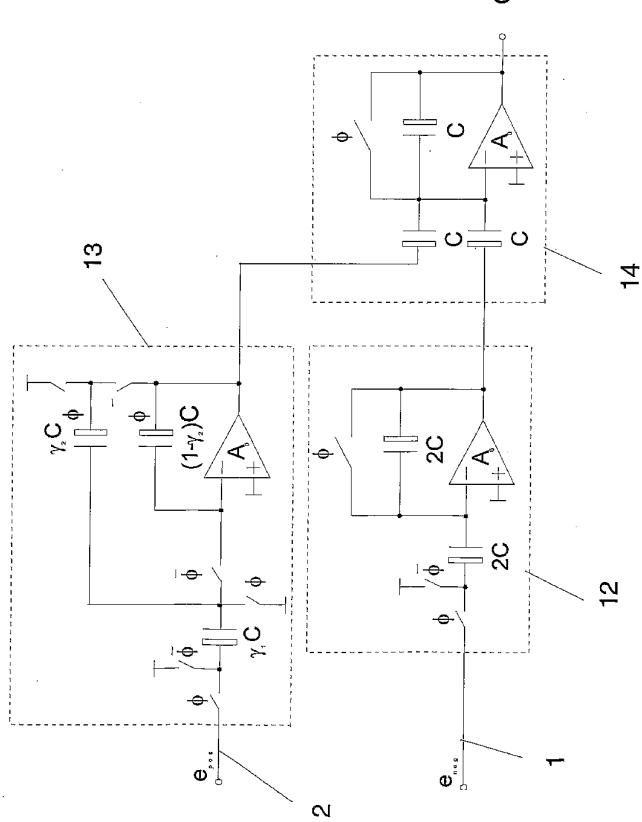


WO 03/027613

PCT/DE02/03507

8/10

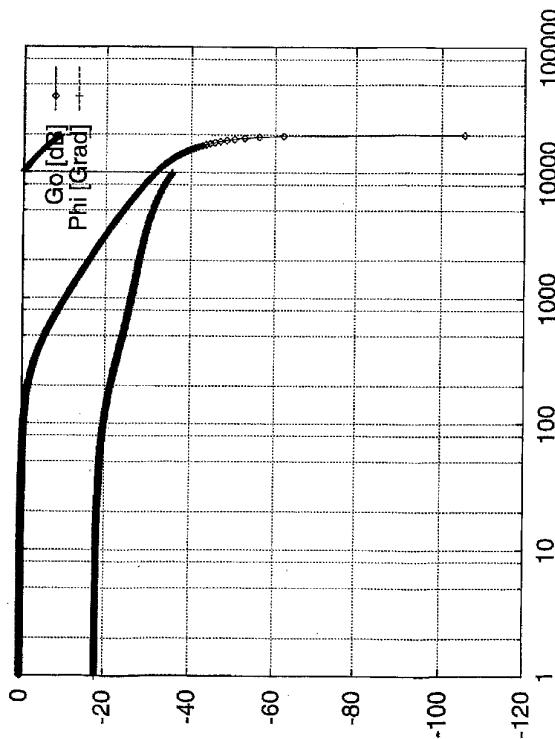
**Fig. 8**

**Fig. 9**

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

10 / 10

**Fig. 10**

## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internal application No PCT/DE 02/03507		
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 7 G01D5/20 G01D3/028		
According to international Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 G01D		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) WPI Data, EPO-Internal, PAJ		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5 589 778 A (ONO YUKIO ET AL) 31 December 1996 (1996-12-31) column 6, line 9 -column 7, line 39 -----	1,2,24
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
<small>* Special categories of cited documents:</small> <ul style="list-style-type: none"> <li>*A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</li> <li>*E* earlier document but published on or after the international filing date</li> <li>*L* document which may throw doubt on priority, claim(s) or the inventive step to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</li> <li>*O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</li> <li>*P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</li> <li>*T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</li> <li>*X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</li> <li>*Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.</li> <li>*S* document member of the same patent family</li> </ul>		
Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report	
16 January 2003	28/01/2003	
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5618 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3018	Authorized officer Lut, K	

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT Information on patent family members			International Application No PCT/DE 02/03507
Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5589778	A 31-12-1996 JP	3302826 B2 7311054 A	15-07-2002 28-11-1995

Form PCT/I/SA/210 (patent family annex) (July 1992)

## INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

		Internat. Aktenzeichen PCT/DE 02/03507
<b>A. KLASIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES</b> IPK 7 G01D5/20 G01D3/028		
Nach der internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK		
<b>B. RECHERCHIERTE GEBIETE</b> Recherchierte Mindestprästoff (Klassifizierungssystem und Klassifikationssymbole) IPK 7 G01D		
Recherchierte aber nicht zum Mindestprästoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen		
Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) WPI Data, EPO-Internal, PAJ		
<b>C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN</b>		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	US 5 589 778 A (ONO YUKIO ET AL) 31. Dezember 1996 (1996-12-31) Spalte 6, Zeile 9 -Spalte 7, Zeile 39	1,2,24
<input type="checkbox"/> Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu einnehmen		<input checked="" type="checkbox"/> Siehe Anhang Patentfamilie
<p>* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :</p> <p>*'A* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist</p> <p>*'E* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht wurde und auf dem die Erfindung beruht</p> <p>*'L* Veröffentlichung, die eigentlich vor einer Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie aus einer Zeitschrift)</p> <p>*'O* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahme bezieht</p> <p>*'P* Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem bedeutsamen Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist</p> <p>*'T* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist</p> <p>*'X* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht auf erfindender Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen eine Konkurrenz für die Erfindung aufweist und diese Verbindung für einen Fachmann nahelegend ist</p> <p>*'V* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist</p>		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche	Abschlussdatum des internationalen Recherchenberichts	
16. Januar 2003	28/01/2003	
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL-2280 RD Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2840, Tx. 31 651 epo nl, Fax. (+31-70) 340-3016	Bevollmächtigter Bediensteter  Lut, K	

Formblatt PCT/ISA210 (Blatt 2) (Jul 1992)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT Angaben zu Veröffentlichungen zur selben Patentfamilie gehören				Internat. Aktenzeichen PCT/DE 02/03507
Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung	
US 5589778 A	31-12-1996 JP	3302826 B2 7311054 A	15-07-2002 28-11-1995	

Formblatt PCT/ISA210 (Anhang Patentfamilie)(Juli 1992)

---

フロントページの続き

(74)代理人 100119921  
弁理士 三宅 正之

(72)発明者 ユーリッヒ・クライン  
ドイツ国 38350 ヘルムステッド、スタイゲルベグ 5

(72)発明者 フォルク・ローバー  
ドイツ国 39108 マグデブルク、クライストストラーセ 4

(72)発明者 クラウス・ザルツベデル  
ドイツ国 39116 マグデブルク、クロテンベ格 31

(72)発明者 フェリックス・メドニコフ  
ドイツ国 94496 オルテンブルク、ボルデルハイインブルク 9

(72)発明者 マルティン・セレン  
ドイツ国 94496 オルテンブルク、モーシャム 17

F ターム(参考) 2F077 AA13 FF00