

(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.⁷

G01D 5/14

F I

G01D 5/14

N

テーマコード (参考)

2 F077

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) 国際出願番号 PCT/DE2002/003507
(87) 国際公開番号 W02003/027613
(87) 国際公開日 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
マイクロエプシロン・メステヒニク・ゲ
ーエムペーハー・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
ーニッヒバッヒェル・シュトラッセ 15
(74) 代理人 100111372
弁理士 津野 孝

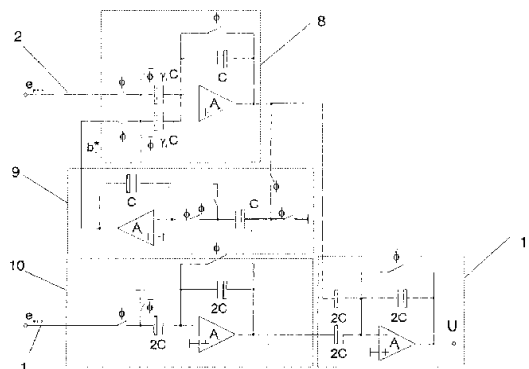
最終頁に続く

(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てい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 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 S C ネットワークは、少なくとも 1 つの S C 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 S C 増幅器は、正の遅延される S C 増幅器 (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 S C 増幅器 (10) 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、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。

【請求項 7】

前記 S C ネットワークは、少なくとも 1 つの S C 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。 30

【請求項 8】

前記 S C 積分器 (9) は、負の遅延されない S C 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 S C 積分器 (9) の出力は、前記第 1 の S C 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】

S C 加算器 (11) によって、第 1 の S C 増幅器 (8) と第 2 の S C 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 S C 増幅器 (8) の出力が、前記 S C 積分器 (9) および / または前記 S C 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 S C 増幅器 (10) の出力は、前記 S C 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 S C ネットワークは、少なくとも 1 つの S C 増幅器および / または少なくとも 1 つの 50

ＳＣ積分器および少なくとも１つのＳＣ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１４】

前記第１および／または前記第２のＳＣ増幅器および／または前記ＳＣ加算器は、負に遅延されずに実現されていることを特徴とする請求項１３に記載の回路。

【請求項１５】

前記ＳＣ積分器が、正に遅延されて実現されていることを特徴とする請求項１３または１４に記載の回路。

【請求項１６】

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１３から１５のいずれか１項に記載の回路。 10

【請求項１７】

前記ＳＣネットワークは、少なくとも１つのＳＣ増幅器（１２）および／または少なくとも１つのＳＣ積分器（１３）および／または少なくとも１つのＳＣ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１８】

好ましくはファクター（ α_1 、 α_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ＳＣ積分器（１３）内に記憶可能であることを特徴とする請求項１７に記載の回路。

【請求項１９】

他のファクター（ α_2 ）は、前記ＳＣ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１８に記載の回路。 20

【請求項２０】

ＳＣ増幅器（１２）は、正の遅延されるＳＣ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１７から１９のいずれか１項に記載の回路。

【請求項２１】

前記ＳＣ増幅器（１２）と前記ＳＣ積分器（１３）の出力は、ＳＣ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１７から２０のいずれか１項に記載の回路。 30

【請求項２２】

前記ＳＣ増幅器（１２）の出力は、前記ＳＣ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１７から２１のいずれか１項に記載の回路。

【請求項２３】

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２１のいずれか１項に記載の回路。

【請求項２４】

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２３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DE 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1 kHzから10 kHz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。入力の後段の演算増幅器は、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 - が重畳される。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。

【０００４】

30

スーパーボ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。

【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、

$$U = U_{\text{=}} \frac{K}{R_0 + (1 + \alpha T) \cdot}$$

40

(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、純粋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。純粋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24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-Netzwerke)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 $p = -R_1R_2 / (R_1 + R_2) \cdot 1/L$ 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、タイムディスクリットであるので、複素数の周波数変数 p の代わりに、新しい周波数変数 ω が、

10

20

30

40

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

および $z = e^{pT}$ (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】

30

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。

$$b_2^* = -b_2$$

(8)

【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る。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。

10

【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。

20

【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る。

30

【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る。

40

【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】

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、参照するように指示される。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、ディスクリートの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。

【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畳されている。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。

【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 との組み合わ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 との組み合わ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、ハイパスとそれによってもたらされる増幅路の差によって生じる。

【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

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

(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、タイムディスクリット
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
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、

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

40

(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。

$$b_2^* = -b_2$$

(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】

50

図 5 は、ハイパス回路の本発明に基づく S C 実現を示している。その場合に回路は、S C ネットワークを有しており、その場合に S C 増幅器 8 は式 13 をシミュレートするために用いられる。S C 増幅器 8 の入力信号 $e_{p.o.s}$ 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 γ_1 ないし γ_2 で乗算される。S C 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 0 dB 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 S C 積分器 9 によって形成される。S C 積分器 9 の出力信号を相 γ_1 において S C 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ッ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 $e_{p.o.s}$ 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 $e_{p.o.s}$ と $e_{n.e.g}$ は、クロックされる S C 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 S C 増幅器 10 を有しており、その場合に入力信号 $e_{n.e.g}$ は、S C 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、S C 増幅器 10 の演算増幅器の出力に現れる。S C 増幅器 10 のクロックは、さらに、上方の S C 増幅器 8 のクロックと同一である。

【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 S C ネットワークは、S C 加算器 11 を有しており、その S C 加算器は 2 つの入力信号、すなわち S C 増幅器 8 と 10 の出力信号を加算するために用いられる。S C ネットワークは、正に遅延される S C 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 S C 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、S C 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

【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°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。

【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

【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。 40

【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

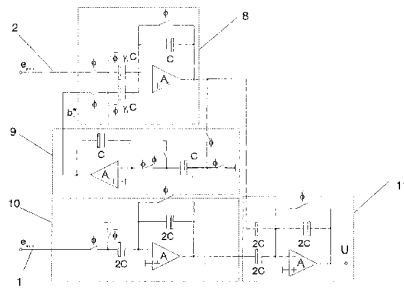
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 03/027613 A1

(51) Internationale Patentklassifikation: **G01D 5/20**, (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **MICRO-EPSILON MESSTECHNIK GMBH & CO. KG** [DE/DE]; Königshacher Strasse 15, 94496 Ortenburg (DE).
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE02/03507
(22) Internationales Anmeldedatum: 19. September 2002 (19.09.2002) (72) Erfinder: und
(25) Einreichungssprache: Deutsch (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **KLEINE, Ulrich** [DE/DE]; Steigerweg 5, 38350 Helmstedt (DE); **ROEWER, Falk** [DE/DE]; Kleiststrasse 4, 39108 Magdeburg (DE); **SALZWEDEL, Klaus** [DE/DE]; Knotenweg 31, 39116 Magdeburg (DE); **MEDNIKOV, Felix** [RU/DE]; Vorderrheinberg 9, 94496 Ortenburg (DE); **SELLEN, Martin** [DE/DE]; Moosham 17, 94496 Ortenburg (DE).
(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
(30) Angaben zur Priorität: 101 46 287.5 19. September 2001 (19.09.2001) DE

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: CIRCUIT FOR MEASURING DISTANCES TRAVELLED

(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 Eingangssignale (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). **Veröffentlicht:**
 — mit internationalem Recherchenbericht
 — vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche geltenden Frist; Veröffentlichung wird wiederholt, falls Änderungen eintreffen
- (81) **Bestimmungsstaaten** (*national*): JP, US.
- (84) **Bestimmungsstaaten** (*regional*): europäisches Patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR). *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 Längängen der Messspule (3) anliegen, ist im Hinblick auf einen Einsatz der Schaltung auch bei geringem für die Schaltung vorhandenen Raum derart ausgestaltet, dass die Längungssignale (e_{puls} , e_{avg}) 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.

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

„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 Eingängen 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 zugeordneten 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 Verstärkungspfad.

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 wechsellspannungsmäßigen Eingangssignalen eingeschoben. Während der Messung mit rein wechsellspannungsmäßigen 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 vorhandenem 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 erfindungsgemäßer 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 $p = -R_1 R_2 / (R_1 + R_2) 1/L$ 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 Dreitorparalleladaptors 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 ψ 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.

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

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 könnten 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 löschar sein.

In vorteilhafter Weise könnte ein SC-Verstärker als positiver verzögerter 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 verzögerbar 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 wechsellspannungsmäßig 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 wechsellspannungsmäßigen 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} Wechsellspannungen entsprechen, die mit einer Gleichspannung überlagert sind. Da der eingespeiste Strom schaltungsbedingt an beiden Messspulenenden gleich sein muss, wird sich über den Widerständen $R_{1,1}$ und $R_{1,2}$ 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 $U - \text{Gleichspannung} - \text{bestimmt}$.

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 Tiefpassfunktio-

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

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 dargestellt ist. Das Wellenflussdiagramm umfasst einen Dreitorparallel-adaptor 7, in dem die unterschiedlichen Wellenwiderstände der drei Komponenten der Fig. 3 aneinander 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 ψ 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 $j\omega$ und damit ψ zu

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

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 γ_1 bzw. γ_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 ϕ 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_{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:

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

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_{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 γ_2 kleiner als 1 ist, wird die Integratorkapazität der Größe $(1-\gamma_2)C$ eingesetzt und dazu parallel eine Kapazität der Größe $\gamma_2 C$ geschaltet, die periodisch entladen wird.

Da für die beschriebene Anwendung die Grenzfrequenz des Hochpasses immer deutlich im Frequenzbereich von 0 bis einem Viertel der Abtastfrequenz liegt, ist γ_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 γ_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-Differenzverstärkers 14 mit ϕ 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-Differenzverstärkers 14 weitergeleitet.

Die Übertragungsfunktion der in Fig. 9 gezeigten Schaltung ist in Fig. 10 abgebildet. Man erkennt, dass bis auf eine Phasendrehung um 180° 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.

Patentansprüche

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_{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}), vorzugsweise vorverarbeitet, an den Eingängen der Messspule (3) anliegen, dadurch gekennzeichnet, 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.
2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens zwei Eingangssignale (e_{pos} , e_{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 verzögerter 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 (γ_1, γ_2) multiplizierten Eingangssignale ($e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}$) im SC-Integrator (13) speicherbar ist.
19. Schaltung nach 18, dadurch gekennzeichnet, dass ein weiterer Faktor (γ_2) von einer Kapazität des SC-Integrators (13) jeweils vom Ergebnis in jeder Taktperiode wieder löschar 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}) angesteuert 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

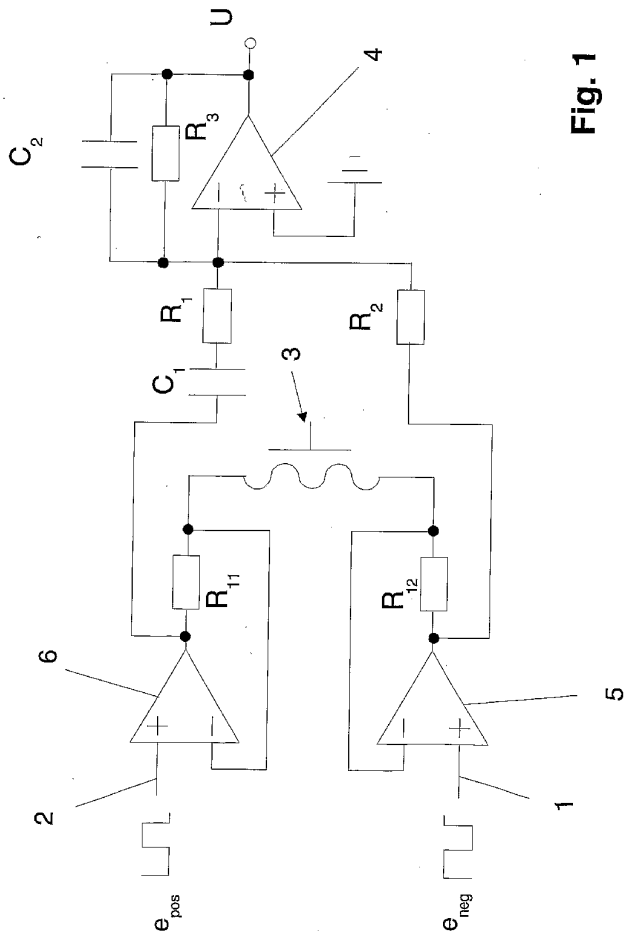


Fig. 1

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

2/10

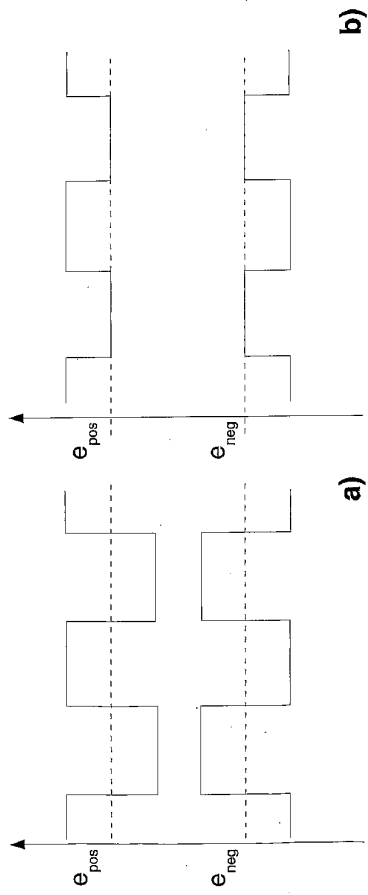


Fig. 2

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

3/10

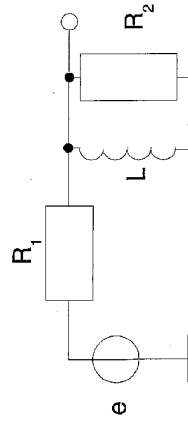


Fig. 3

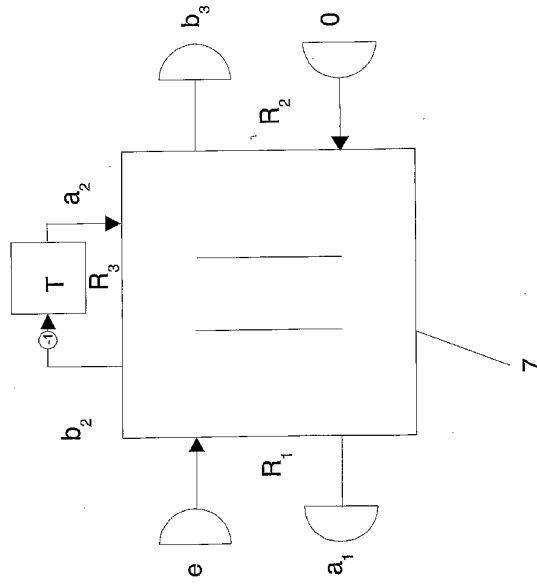


Fig. 4

WO 03/027613

5/10

PCT/DE02/03507

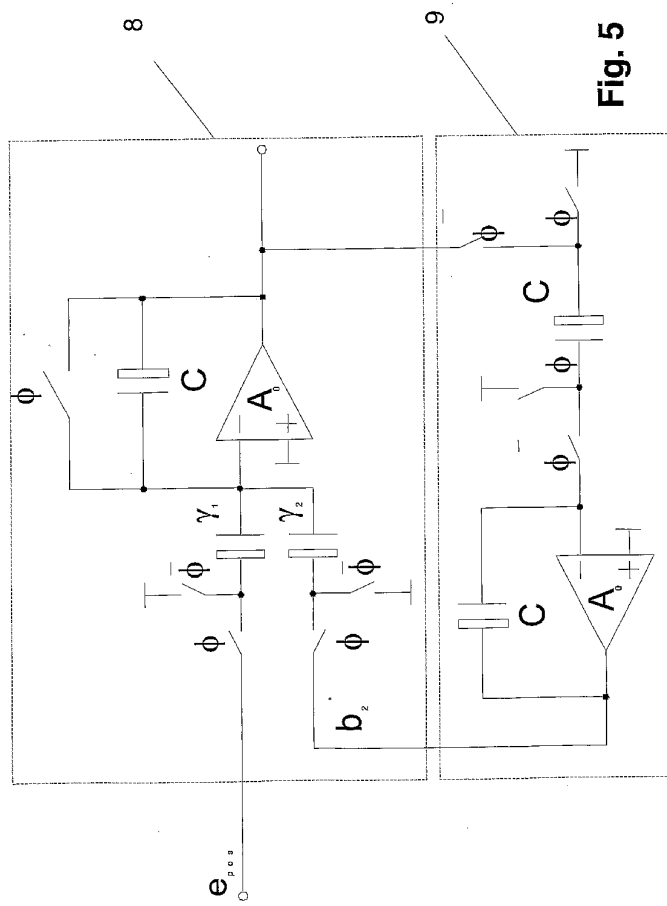


Fig. 5

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

6/10

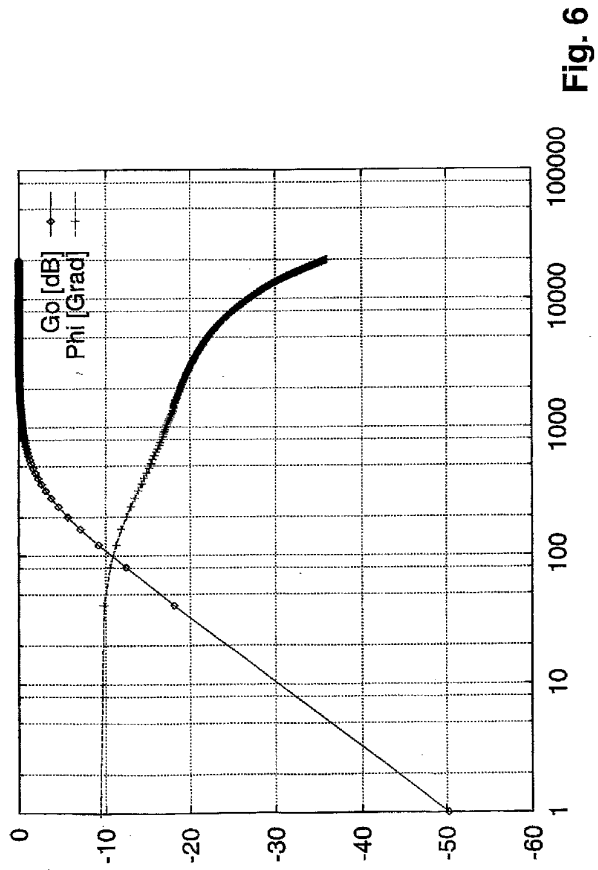


Fig. 6

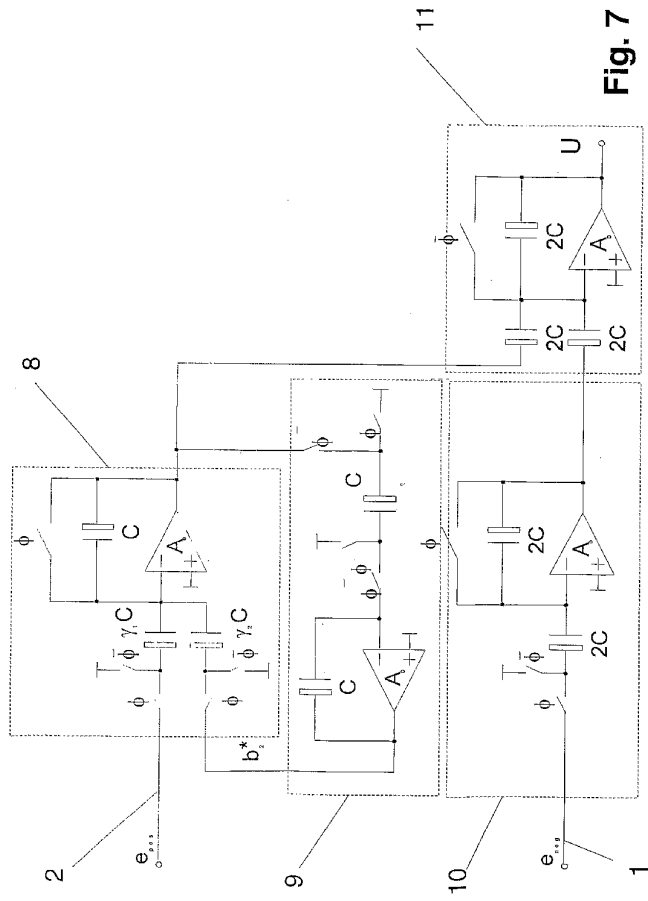


Fig. 7

WO 03/027613

PCT/DE02/03507

8/10

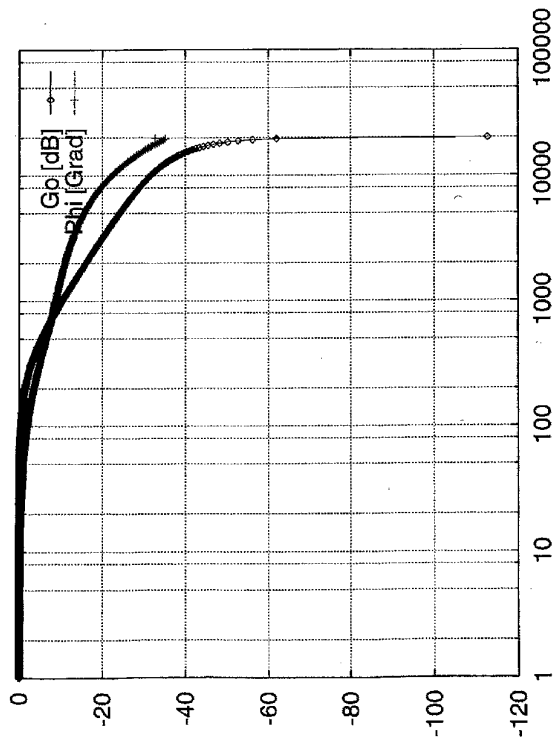


Fig. 8

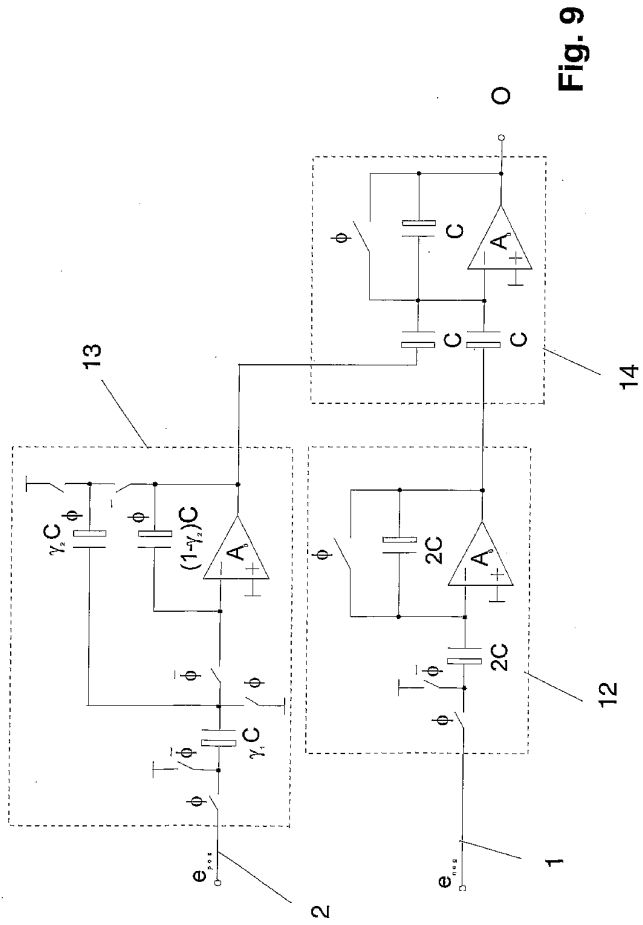


Fig. 9

WO 03/027613

10/10

PCT/DE02/03507

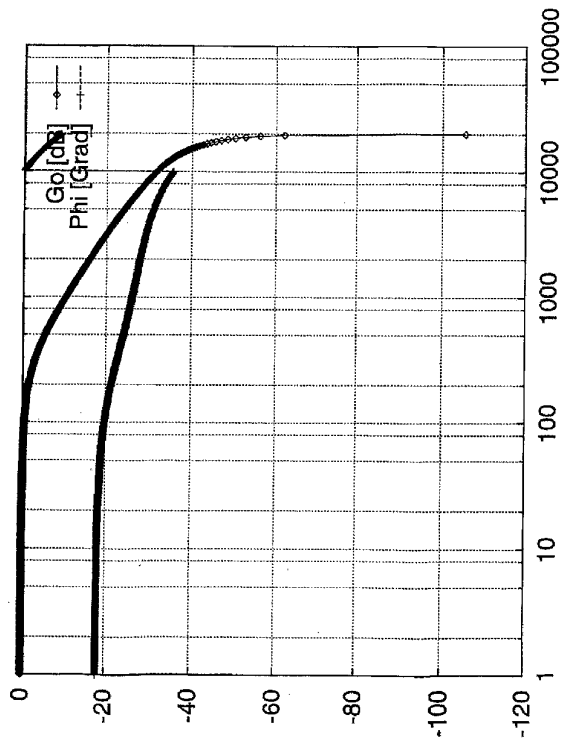


Fig. 10

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No. PCT/DE 02/03507	
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 G01D5/20 G01D3/028	
According to international Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC	
B. FIELDS SEARCHED 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	
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT	
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
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.	
* Special categories of cited documents : *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *E* earlier document but published on or after the international filing date *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *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 *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 *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. *Z* document member of the same patent family	
Date of the actual completion of the international search 16 January 2003	Date of mailing of the international search report 28/01/2003
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5619 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax. (+31-70) 340-3015	Authorized officer Lut, K

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

INTERNATIONAL SEARCH REPORT				Internati Application No	
In tion on patent family members				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	15-07-2002
			JP	7311054 A	28-11-1995

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1992)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT		Internat. Aktenzeichen PCT/DE 02/03507
A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES IPK 7 G01D5/20 G01D3/028		
Nach der internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK		
B. RECHERCHIERTE GEBIETE Recherchierte Mindestprüfstoffe (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) IPK 7 G01D		
Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff 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		
C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
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 entnehmen <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 worden ist</p> <p>*L* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)</p> <p>*O* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht</p> <p>*P* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten 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 allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden</p> <p>*Y* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist</p> <p>*Z* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist</p>		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche 16. Januar 2003		Abschließdatum des internationalen Recherchenberichts 28/01/2003
Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2260 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2940, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Bevollmächtigter Bevollmächtigter Lut, K

Formblatt PCT/ISA210 (blatt 2) (Juli 1992)

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

Formblatt PCT/ISA/210 (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 3 8 3 5 0 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 3 9 1 0 8 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 3 9 1 1 6 マグデブルク、クロテンベグ 3 1

(72)発明者 フェリックス・メドニコフ

ドイツ国 9 4 4 9 6 オルテンブルク、ボルデルハインプルク 9

(72)発明者 マルティン・セレン

ドイツ国 9 4 4 9 6 オルテンブルク、モーシャム 1 7

Fターム(参考) 2F077 AA13 FF00