

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載

【部門区分】第 6 部門第 1 区分

【発行日】平成 21 年 1 月 29 日 (2009.1.29)

【公開番号】特開 2008-275634 (P2008-275634A)

【公開日】平成 20 年 11 月 13 日 (2008.11.13)

【年通号数】公開・登録公報 2008-045

【出願番号】特願 2008-150873 (P2008-150873)

【国際特許分類】

G 0 1 D 5/20 (2006.01)

【F I】

G 0 1 D 5/20 N

【手続補正書】

【提出日】平成 20 年 12 月 9 日 (2008.12.9)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の入力端 (1、2) と、測定コイル (3) と、複数の入力信号 (e p o s、e n e g) を発生するための信号源とを有し、前記複数の入力端 (1、2) は、前記入力信号 (e p o s、e n e g) によって駆動可能であり、前記入力信号 (e p o s、e n e g) は、前記測定コイル (3) の入力端へ印加され、

前記入力信号 (e p o s、e n e g) は、S C ネットワークに印加され、かつ測定信号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、

前記 S C ネットワークは、S C 加算器、S C 差動増幅器、S C 増幅器あるいは S C 積分器によって、前記入力信号 (e p o s、e n e g) を加算、減算、乗算、あるいは積分をする 3 つ以上の S C ユニットの有し、その内の 2 つの S C ユニットの出力信号は第 3 の S C ユニットの入力信号 (e p o s、e n e g) であり、前記第 3 の S C ユニットの S C 加算器または S C 差動増幅器を有することを特徴とする距離区間測定回路。

【請求項 2】

前記複数の入力信号 (e p o s、e n e g) が、実質上単極または逆位相であることを特徴とする請求項 1 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 3】

前記入力信号 (e p o s、e n e g) が、フィルタによって、またはハイパスによって比例的にフィルタリングされることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 4】

前記 S C ネットワークが、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 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 5】

前記第 1 の S C 増幅器 (8) が、正の遅延される S C 増幅器として実現されており、または前記複数の入力信号 (e p o s、e n e g) がそれぞれファクターによって乗算されるように構成されていることを特徴とする請求項 4 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 6】

前記第 2 の S C 増幅器 (10) が、正の遅延される S C 増幅器として実現されており、

または前記入力信号 (e p o s 、 e n e g) を増幅せずに、クロック周波数の半周期だけ遅延するように構成されていることを特徴とする請求項 4 または請求項 5 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 7】

前記 S C ネットワークが、S C 積分器 (9) を有していることを特徴とする請求項 1 から請求項 6 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 8】

前記 S C 積分器 (9) が、負の遅延されない S C 積分器として実現されており、または 1 の増幅を有し、または損失を伴うように構成されていることを特徴とする請求項 7 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 9】

前記 S C 積分器 (9) の出力信号が、前記第 1 の S C 増幅器 (8) の第 2 の入力端に印加されることを特徴とする請求項 5、請求項 7 及び請求項 8 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 10】

前記第 1 の S C 増幅器 (8) と第 2 の S C 増幅器 (10) の出力信号が、S C 加算器 (11) によって加算されることを特徴とする請求項 5 から請求項 9 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 11】

前記第 1 の S C 増幅器 (8) の出力信号が、前記 S C 積分器 (9) または S C 加算器 (11) の入力端に印加されることを特徴とする請求項 10 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 12】

前記第 2 の S C 増幅器 (10) の出力信号が、前記 S C 加算器 (11) の第 2 の入力端に印加されることを特徴とする請求項 11 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 13】

前記 S C ネットワークが、S C 増幅器 (8、10) または S C 積分器 (9) または S C 加算器 (11) を有していることを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 14】

前記第 1 の S C 増幅器 (8) または前記第 2 の S C 増幅器 (10) または S C 加算器 (11) が、負に遅延されずに実現されるように構成されていることを特徴とする請求項 13 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 15】

前記 S C 積分器 (9) が、正に遅延されて実現されるように構成されていることを特徴とする請求項 13 または請求項 14 に記載の距離区間測定回路。

【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 から請求項 15 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 17】

前記 S C ネットワークが、S C 増幅器 (12) または S C 積分器 (13) または 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 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 18】

前記入力信号 (e p o s 、 e n e g) が、ファクター ($\gamma 1$ 、 $\gamma 2$) で乗算され、前記 S C 積分器 (13) 内に記憶されることを特徴とする請求項 17 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 19】

前記ファクター ($\gamma 2$) が、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されることを特徴とする請求項 18 に記載の距離区間測定回路。

【請求項 20】

前記 S C 増幅器 (1 2) が、正の遅延される S C 増幅器として実現されており、または入力信号 (e p o s 、 e n e g) を増幅せず、またはクロック周波数の半周期だけ遅延させるように構成されていることを特徴とする請求項 17 から請求項 19 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 21】

前記 S C 増幅器 (1 2) と S C 積分器 (1 3) の出力信号が、前記 S C 差動増幅器 (1 4) によって減算でき、またはクロック周波数の半周期だけ遅延できることを特徴とする請求項 17 から請求項 20 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 22】

前記 S C 増幅器 (1 2) の出力信号が、前記 S C 積分器 (1 3) の第 2 の入力端に印加されることを特徴とする請求項 17 から請求項 21 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【請求項 23】

前記出力信号 (U) が、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 から請求項 21 のいずれか 1 項に記載の距離区間測定回路。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【発明の詳細な説明】

【発明の名称】距離区間測定回路

【技術分野】

【0001】

本発明は、少なくとも 2 つの入力端と少なくとも 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測定回路に関するものであって、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、入力端は入力信号によって駆動可能であり、かつ入力信号は、前処理されて測定コイルの入力端に印加されている。

【背景技術】

【0002】

本発明は、D E 4 2 2 5 9 6 8 A 1 及びこれに対応する米国特許第 5 , 6 2 9 , 6 1 9 号において開示されたところの、一般的なタイプの距離測定回路に関する。

これらの先願特許は、測定コイル手段により、非接触で距離を測定する回路を開示するものである。

その回路は、1 k H z から 1 0 k H z のレンジの比較的低い周波数帯で駆動されるコイル要素を含む (i n d u c t i v e) 距離センサーとなっている。

測定の精度を高めるために、測定された数値における温度の影響を定める必要がある。

前記公知の回路においては、こうしたことは、個別素子によって構成された (d i s c r e t e) 回路手段によって行われており、そこでは、交流電圧によって駆動される回路を伴った直流電圧素子 (c o m p o n e n t) を決定するようにしている。

この回路は、2 つの入力端を備えており、これらの入力端は 1 つの信号源によって作られた 2 つの入力信号により、逆位相で動作状態におかれるようになっている。

これらの入力端に接続されるオペアンプは、抵抗群と協働して電圧 / 電流変換器として機能し、その (変換された) 電流は、両端から測定コイルへとつながるようになっている。

【0003】

正常駆動、すなわち、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するようになっている。

温度変化を定めるために、交流電圧に D C - オフセット電圧信号、すなわち、直流電圧

成分が重畳されている。

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、すなわち、直流電圧は、他の演算増幅器によって定められている。

【 0 0 0 4 】

重ね合わせの原理を使用する場合には、回路の下方の入力端は、ローパス特性を有し、回路の上方の入力端は、バンドパス特性を有していることが認識されている。

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、他のキャパシタンスによって平滑化されている。

ローパスは、ハイパスとそれに整合された増幅路との差によって生じる。

【 0 0 0 5 】

オフセットは、第 1 近似において温度に反比例するので、

$$U = U_{\text{=}} \frac{K}{R_0 + (1 + \alpha T)'} \quad (1)$$

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は、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ている。

【 0 0 0 6 】

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 】

【 0 0 0 7 】

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測定回路を提供することである。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 8 】

本発明によれば、上述した課題は、請求項 1 の距離区間測定回路によって解決されている。

本発明の距離区間測定回路は、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 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。

そして、前記 S C ネットワークは、S C 加算器、S C 差動増幅器、S C 増幅器あるいは S C 積分器によって、入力信号を加算、減算、乗算、あるいは積分をする少なくとも 3 つの S C ユニットの有し、その内の 2 つの S C ユニットの出力信号は、前記 2 つの S C ユニットの出力信号は、第 3 の S C ユニットの入力信号であり、前記第 3 の S C ユニットの出力信号は、S C 加算器または S C 差動増幅器を有することを特徴としている。

なお、本発明で意味する「SC」とは、スイッチトキャパシタ (Switched Capacitor) のことである。

【0009】

従って、本発明で意味する「SCユニット」とは、スイッチトキャパシタユニットを、本発明で意味する「SC加算器」とは、スイッチトキャパシタ加算器を、本発明で意味する「SC差動増幅器」とは、スイッチトキャパシタ差動増幅器を、本発明で意味する「SC増幅器」とは、スイッチトキャパシタ増幅器を、本発明で意味する「SC積分器」とは、スイッチトキャパシタ積分器のことである。

【0010】

本発明に従って回路の使用可能性を広げるためには、従来の回路の小型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 (すなわち、スイッチトキャパシタネットワーク) 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、従って小型化することを許し、それによって、回路は組込み空間がわずかな場合でも、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次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、 $p = 0$ におけるゼロ点と $p = -R_1R_2 / (R_1 + R_2) \cdot 1/L$ 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ダイアグラムを形成することができるようになっていく。

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ている。

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ダイアグラム、中央には、インダクタンスの波形フローダイアグラム、そして、右側には、終端抵抗の波形フローダイアグラムが設けられている。

波形フィルタは、時間離散型であるので、複素数の周波数変数 p の代わりに、新しい周波数変数 ψ が、

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

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。

純粋に仮想の周波数については、 p は、 $j\omega$ に、従って

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

(4)

になる。

【 0 0 1 4 】

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、

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

(5)

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

出力電圧は、

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

(7)

に従って得られる。

【 0 0 1 5 】

さらに、インダクタンスの波形フローダイアグラム内で信号の反転が実現される。

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

【 0 0 1 6 】

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できる。

この技術を用いて、スイッチトキャパシタ波形フィルタ（すなわち、SCフィルタ）の種々の種類が実現できることが知られている。

【 0 0 1 7 】

温度影響を非常に良好に決定できる領域内において、少なくとも2つの入力信号を単極および／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、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。

【 0 0 1 8 】

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

【 0 0 1 9 】

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。

【 0 0 2 0 】

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増幅器として実現することができ、かつ／または2つの入力信号をそれぞれファクターによって乗算できるようにになっている。

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。

【 0 0 2 1 】

寄生的な電流をさらに回避するために、第 2 の S C 増幅器は、正の遅延される S C 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 つは、増幅されずに、クロック周期の半周期だけ遅延されている。

【 0 0 2 2 】

S C ネットワークは、少なくとも 1 つの S C 積分器を有している。

寄生的な電流の回避に関して、S C 積分器は、負の遅延されない S C 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ようになっている。

【 0 0 2 3 】

特に簡単な方法においては、S C 積分器の出力信号を第 1 の S C 増幅器の第 2 の入力端へ印加することができる。

【 0 0 2 4 】

温度影響の特に簡単な決定に関して、S C 加算器は、第 1 の S C 増幅器と第 2 の S C 増幅器の出力信号を加算できるようになっている。

従って、S C 加算器の出力信号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、その出力信号は、温度影響を補償するために使用することができる。

【 0 0 2 5 】

第 1 の S C 増幅器の出力信号は、S C 積分器および / または S C 加算器の入力端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 S C 増幅器の出力信号は、S C 加算器の第 2 の入力端へ印加することができる。

【 0 0 2 6 】

さらに、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 S C 積分器および / または少なくとも 1 つの S C 加算器を有することができる。

【 0 0 2 7 】

寄生的な電流を回避するために、第 1 の S C 増幅器および / または第 2 の S C 増幅器および / または S C 加算器は、負で遅延されないように実現できるようになっている。

付加的に、あるいはその代わりに、S C 積分器は、正で遅延するように実現できるようになっている。

従って出力信号は、反転させることができる。

【 0 0 2 8 】

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

【 0 0 2 9 】

他の好ましい方法において、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、S C 積分器内に記憶させることができる。

他のファクターは、S C 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。

【 0 0 3 0 】

好ましい方法において、S C 増幅器は、正の遅延される S C 増幅器として実現できるようになっており、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できるようになっている。

【 0 0 3 1 】

温度影響を求めるために、S C 増幅器と S C 積分器の出力信号は、S C 差動増幅器によって減算でき、および / または、クロック周波数の半周期だけ遅延することができる。

【 0 0 3 2 】

特に簡単な方法において、S C 増幅器の出力信号は、S C 積分器の第 2 の入力端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】

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、この応用の請求項を、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を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】

【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つの入力端１０１、１０２と測定コイル１０３を有している。

信号源（図示されていない）を用いて、２つの入力信号 e_{pos} と e_{neg} を形成することができる。

その場合に、入力端１０１、１０２は、入力信号 e_{pos} と e_{neg} によって駆動され、これらの入力信号 e_{pos} と e_{neg} は、前処理されて測定コイル１０３の入力端１０１、１０２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している。

入力端１０１、１０２の後段の演算増幅器は、その抵抗により電圧／電流変換器を構成している。電流は、２つの側から測定コイル１０３内へ結合されている。

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、入力端を駆動するために利用されている。

それに対して回路と測定コイル１０３の線形に依存する温度動態を定めるためには、図２bに示す入力信号 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、異なる電圧は、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１０３および温度に従う成分のオフセットに基づいて調節されている。

この電圧から、演算増幅器１０４は、温度に依存する出力電圧 U （直流電圧）を定めるようになっている。

【００３８】

重ね合わせの原理を使用する場合には、入力端１０１に付設された演算増幅器５が抵抗 R_2 、 R_3 およびキャパシタンス C_2 との組み合わせにおいてローパス特性を有し、入力端１０２に付設された演算増幅器１０６は、抵抗 R_1 、 R_3 とキャパシタンス 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、キャパシタンス 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、ハイパスとそれに整合される増幅路の差によって生じるようになっている。

【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、

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

(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。

【 0 0 4 0 】

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、 $p = 0$ におけるゼロ点と $p = -R_1, R_2 / (R_1 + R_2)$ 、 $1/L$ における極を有する、第 1 次のハイパスのそれであって、

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

(1 0)

その場合に、 p は、ここでも複素数の周波数変数である。

【 0 0 4 1 】

そして、図 4 に示すような、適当な波形フローダイアグラムを形成することができる。波形フローダイアグラムは、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 の波形フローダイアグラムが、中央上には、インダクタンス L の波形フローダイアグラムが、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、時間離散型であるので、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 $z = e^{pT}$ (1 1)

を有する新しい周波数変数 ψ を定めなければならない、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 $j\omega$ に、従って ψ は

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

(1 2)

となる。

【 0 0 4 2 】

計算すべきアダプタ方程式は、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、

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

(1 3)

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

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 の波形フローダイアグラム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、スイッチトキャパシタ波形フィルタ (SC フィルタ) の種々の実現方法が記述される。

【0045】

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_{pos} 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。SC 増幅器 8 の出力端は、同時にハイパス回路の出力端となる。

【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、出力端において 0 dB レベルが達成される。というのは、ファクター 2 による除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 ϕ 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時間分散型のハイパス関数が、はっきりと見られる。

【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 つの入力端 1、2、信号源および測定コイルを有している。

入力端 1、2 は、信号源から発生される 2 つの入力信号 e_{pos} と e_{neg} によって駆動される。

本発明によれば、入力信号 e_{pos} と e_{neg} 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。

【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_{neg} 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端に現れる。

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。

【0049】

入力信号 e_{neg} は、半分のクロック周期だけ正に遅延されて出力端へシフトされる。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 SC 増幅器 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 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、出力信号は反転される。

【 0 0 5 0 】

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。

【 0 0 5 1 】

信号を反転するために、 b_2^* は次のように導き出される：

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

(1 7)

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、

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

(1 8)

によって定義される。

【 0 0 5 2 】

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 0 d B 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。

【 0 0 5 3 】

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 S C 増幅器 1 2、損失を伴う S C 積分器 1 3 および S C 差動増幅器 1 4 を有している。

ファクター $(1 - \gamma_2)$ は、図 9 に示すように、損失を伴う S C 積分器 1 3 によって実現される。

γ_2 が 1 よりも小さい場合には、大きさ $(1 - \gamma_2)$ の積分器キャパシタンスが使用され、それに対して並列に次数 γ_2 のキャパシタンスが接続され、そのキャパシタンスは周期的に放電される。

【 0 0 5 4 】

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、 γ_2 は常に 1 より小さい。

S C 積分器 1 3 の出力値は、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、 γ_1 で乗算されて正に遅延されている。

ハイパスの出力信号は、S C 差動増幅器 1 4 によって発生される。

損失を伴う S C 積分器 1 3 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、S C 差動増幅器 1 4 は ϕ で初期化され、従って出力信号 U は反転される。

第 2 の出力信号 e_{neg} は、図 7 に関して、すでに説明したように、S C 増幅器 1 2 へ印加されて、さらに S C 差動増幅器 1 4 へ案内される。

【 0 0 5 5 】

図 9 に示す回路の伝達関数が、図 1 0 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。

【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示す概略図。

【図2】既知の回路を駆動するための信号をグラフで示した図。

【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示す概略図。

【図4】図3のハイパス回路の波形フローダイアグラムを示す概略図。

【図5】ハイパス回路のSC実現を示す概略図。

【図6】図5のハイパス回路の伝達関数を示す図。

【図7】本発明に基づく回路の実施例を示す概略図。

【図8】図7に示す回路の伝達関数を示す図。

【図9】本発明に基づく回路の他の実施例を示す概略図。

【図10】図9に示す回路の伝達関数を示す図。