

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6882542号
(P6882542)

(45) 発行日 令和3年6月2日(2021.6.2)

(24) 登録日 令和3年5月10日(2021.5.10)

(51) Int.Cl. F I
 GO 1 R 21/133 (2006.01) GO 1 R 21/133 D
 GO 1 R 19/00 (2006.01) GO 1 R 19/00 A

請求項の数 31 外国語出願 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2020-3685 (P2020-3685)	(73) 特許権者	515280067
(22) 出願日	令和2年1月14日(2020.1.14)		アナログ・デヴァイシズ・グローバル・ア ンリミテッド・カンパニー
(62) 分割の表示	特願2017-8538 (P2017-8538) の分割		イギリス領バミューダ・ハミルトン・パー ・ラ・ヴィル・ロード・パー・ラ・ヴィル ・プレイス・14・サード・フロア
原出願日	平成29年1月20日(2017.1.20)	(74) 代理人	100108453
(65) 公開番号	特開2020-73904 (P2020-73904A)		弁理士 村山 靖彦
(43) 公開日	令和2年5月14日(2020.5.14)	(74) 代理人	100110364
審査請求日	令和2年2月13日(2020.2.13)		弁理士 実広 信哉
(31) 優先権主張番号	15/182,094	(74) 代理人	100133400
(32) 優先日	平成28年6月14日(2016.6.14)		弁理士 阿部 達彦
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電流変換器内の位相誤差又はタイミング遅延を学習するための方法および装置並びに電流変換器の誤差訂正を含む電力測定装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

測定量の測定における位相測定誤差を推定する方法であって、前記測定量は、交流電源と負荷の間に接続された導体における電流または電圧であり、前記方法は、

基本周波数を有する入力信号を、前記導体に直接に接続された信号生成器から測定変換器の入力に供給するステップであって、前記測定変換器は、前記測定量を測定するためのものである、ステップと、

前記測定変換器からの出力信号を受信するステップと、

前記入力信号と比較した位相差を決定するために、前記出力信号を解析するステップと、

前記入力信号の有限変化率を補償するために、前記決定された位相差に第1の補正を適用することによって、前記測定量の前記測定における推定位相測定誤差を決定するステップと

を含む、方法。

【請求項 2】

前記入力信号は、繰り返し信号である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記入力信号は、連続信号に近似する階段状の信号である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記連続信号は、正弦波、三角波、平滑化された遷移を有する矩形波、および帯域幅制

限された雑音源のうちの1つである、請求項3に記載の方法。

【請求項5】

前記入力信号は、矩形波様信号であり、前記第1の補正は、高値と低値との間で遷移するときに、前記矩形波様信号のエッジの有限変化率に対する補償を行うことを含む、請求項2に記載の方法。

【請求項6】

前記繰り返し信号は、スルーレート制限された矩形波、または、充電レート制限された矩形波を近似している、請求項2または5に記載の方法。

【請求項7】

前記スルーレート制限された矩形波、または、前記充電レート制限された矩形波が、第1の値と第2の値との間で遷移し、

前記第1の値から前記第2の値への遷移が時間T1において開始し、時間T2において終了する場合には、

前記第1の補正を適用することは、前記第1の値と前記第2の値との間の中間点に到達する時間の推定を決定することを含む、請求項6に記載の方法。

【請求項8】

中間点に到達する時間は、遷移の開始時にカウンタまたはタイマを開始し、終点値に到達すると停止させることによって形成される、請求項6または7に記載の方法。

【請求項9】

前記第1の値と前記第2の値との間の遷移レートの非線形性を考慮して第2の補正を加えるステップをさらに含む、請求項7に記載の方法。

【請求項10】

前記第2の補正は、製造時に推定または測定され、メモリに記憶される、請求項9に記載の方法。

【請求項11】

前記測定量は、電圧であり、前記測定変換器は、電圧センサを含む、請求項1から10のいずれか一項に記載の方法。

【請求項12】

前記電圧センサは、分圧器を含む、請求項11に記載の方法。

【請求項13】

前記測定量は、電流であり、前記測定変換器は、電流センサを含む、請求項1から10のいずれか一項に記載の方法。

【請求項14】

前記測定変換器は、変流器であり、補正信号を印加した後の位相差は、前記変流器から生じる位相シフトを表す、請求項13に記載の方法。

【請求項15】

電力消費を推定する方法であって、第1の導体における電位を測定するステップと、前記第1の導体に流れる電流を測定するステップと、請求項1に記載の方法を用いて決定された推定位相測定誤差に基づいて、電流または電位の測定に、位相補正を適用するステップと、電力を推定するために、補正された電位測定値と電流測定値とを乗算するステップとを含む方法。

【請求項16】

測定された電圧または電流に対する補正は、サンプリングされた電流または電圧値と比較されたサンプリングされた電圧または電流値に適用される時間シフトを推定して適用することを含む、請求項15に記載の方法。

【請求項17】

前記スルーレート制限された矩形波、または、充電レート制限された矩形波は、等しいマーク・スペース比を有する、請求項6に記載の方法。

【請求項18】

前記位相差は、FFTまたはゲルツェルアルゴリズムまたは位相検出器回路を使用して

10

20

30

40

50

推定される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 19】

前記入力信号は、所定のスルーレートまたは遷移時間を有し、かつ、デジタル/アナログ変換器によって形成され、前記入力信号の前記有限変化率を補償するために適用される前記第 1 の補正は、前記入力信号の前記所定のスルーレートまたは遷移時間に基づき、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 20】

前記第 1 の補正は、プリセット値である、請求項 19 に記載の方法。

【請求項 21】

請求項 1 に記載の方法を実行するための手段を備える装置。

10

【請求項 22】

交流電源と負荷の間に接続された導体における電流または電圧を含む測定量の測定における位相シフトを推定する装置であって、前記装置は、

測定変換器の入力に入力信号を提供するための、前記導体に直接に接続された信号生成器であって、前記測定変換器は、前記測定量を測定するためのものである、信号生成器と

前記測定変換器からの出力信号を受信し、前記入力信号と比較した位相差または時間差を決定するために前記出力信号を分析するための位相または時間シフト比較器とを備え、

前記位相または時間シフト比較器は、前記入力信号の有限変化率による前記入力信号における非理想的なアーチファクトを補償するために、決定された位相または時間差に位相補正を適用することによって、推定位相シフトを決定するように構成される、装置。

20

【請求項 23】

前記入力信号の有限変化率による前記入力信号における遷移時間を測定する回路をさらに備える、請求項 22 に記載の装置。

【請求項 24】

前記信号生成器は、矩形波生成器である、請求項 22 または 23 に記載の装置。

【請求項 25】

測定回路は、矩形波遷移の中間点を推定し、タイミング信号を位相比較器に供給する、請求項 22 ~ 24 のいずれか一項に記載の装置。

30

【請求項 26】

前記入力信号は、矩形波への近似であるが、ランプ状の遷移を有し、

前記ランプ状の遷移の持続時間が既知であるか、または、予め決定されているように、前記入力信号がデジタル/アナログ変換器によって形成され、

前記ランプ状の遷移の前記持続時間を考慮した補正値が、既知であるか、または、予め決定されている、請求項 22 に記載の装置。

【請求項 27】

請求項 22 ~ 26 のいずれか一項に記載の装置を備える電力計。

【請求項 28】

前記電力計の性能の推定値、および/または、前記電力計における負荷および電圧条件に関する情報を含むデータを、ネットワークオペレータに送り返すためのインタフェースをさらに含む請求項 27 に記載の電力計。

40

【請求項 29】

引き出された電力を計算する際に、前記測定量の高調波信号を考慮するようにさらに構成されている請求項 27 に記載の電力計。

【請求項 30】

前記信号生成器は、基本周波数を有する繰り返し信号を発生し、前記信号生成器の周波数は、調節可能である、請求項 27 に記載の電力計。

【請求項 31】

測定量の測定における位相測定誤差を推定する方法であって、前記測定量は、交流電源

50

と負荷の間に接続された導体における電流または電圧であり、前記方法は、

基本周波数を有する繰り返し入力信号を、前記導体に直接に接続された信号生成器から測定変換器の入力に提供するステップであって、前記測定変換器は、前記測定量を測定するためのものであり、前記繰り返し入力信号は、

名目上線形の立ち上がりエッジおよび立ち下がりエッジを有する、ステップと、

前記測定変換器からの出力信号を受信するステップと、

前記入力信号と比較した位相差を決定するために、前記出力信号を解析するステップと

、
前記入力信号のエッジの有限変化率を補償するために、位相測定誤差の推定に補正を適用するステップと

を含み、

前記入力信号の前記基本周波数は、前記位相測定誤差が1つまたは複数の周波数において推定されるように、調整される、方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、変流器などの電流変換器内で生じる位相シフトを推定する方法および装置、並びにこのような装置を含む電力測定システムに関する。変換器からのこのような位相シフトは、位相測定誤差であるとみなすことができる。本開示の教示は、信号処理チェーンから生じる遅延および位相シフトを評価するためにも使用することができる。

【背景技術】

【0002】

ユーザが工場、工場または住居内の配電回路、または1つまたは複数の装置である場合、電流の「ユーザ」に供給される電流を知ることが望まれることが多い。ユーザが使用するエネルギー量に対して電力供給会社がユーザに課金できるように、「ユーザ」によって使用されている実際のエネルギー量を知ることもしばしば望まれる。

【0003】

正弦波電圧が供給され、正弦波電流を引き出す装置によって消費される電力は、

$$P = V * I * \cos \theta \quad \text{式 1}$$

から計算することができる。

【0004】

ここで、Vは電圧であり、

Iは負荷電流であり、

θ は、装置に印加される電圧波形と装置に流れる電流との間の位相角である。 $\cos \theta$ は力率として知られている。

【0005】

当業者には既知であるように、角度 θ は、印加電圧波形と電力線によって給電される誘導性負荷または容量性負荷の結果として生じる電流との間の位相差を表す。簡単なケースでは、両方とも主電源周波数において正弦波であると仮定される。このような単純なシステムでは、位相シフトに関して比較的簡単に動作する。しかしながら、実際には、モータ、スイッチモード電源、またはインバータ等の負荷は、主電源周波数の倍数の成分および/または負荷内のスイッチング周波数の成分を含む複雑な電流引き込みを有することができる。

【0006】

さらに、規制当局は、消費者がエネルギー供給業者によって公正に扱われることを要求することが多いため、電力計（電力量計）の精度に厳しい許容限度が課される。したがって、そのような計器が、予想されるすべての動作条件の下で、高いレベルの精度を維持することが重要である。これは、負荷によって消費される電力の推定値が指定された精度のレベルに収まるように、十分に正確に、主電源電圧を測定する必要があること、主電源電流を測定する必要があること、および主電源電圧と主電源電流測定との間の位相差を考慮す

10

20

30

40

50

る必要があることを意味する。

【0007】

変換器は誤差を導入する可能性がある。例えば、変流器のような電流変換器は、測定される電流の規模で誤差を導入する可能性がある。また、電流変換器は、両方ともフェーズ図で表すことができる電圧と電流との間の位相の推定値に位相誤差を導入し得る。これらの誤差は、負荷によって消費される電力の推定値の精度に悪影響を及ぼす可能性がある。同様に、グリッチを除去するために使用されるフィルタなどのフィルタは、電流処理信号経路および電圧処理信号経路に遅延を導入することがある。さらに、電力計等のバッチ製品用のフィルタを介した平均遅延は、統計的根拠の部品ごとの製造ばらつきに関して合理的な正確性で知られているが、これは、任意のフィルタの絶対遅延または実際の周波数応答は分かっていない可能性があることを意味している可能性がある。

10

電力量計内の電圧および電流の測定に含まれる信号処理チェーン内の電流変換器および/または他の信号処理構成要素によって導入される位相誤差を推定することができることが望ましい。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【特許文献1】特開2008-101927号公報

【特許文献2】特開2003-98202号公報

【特許文献3】国際公開第2005/026759号

20

【特許文献4】特開2003-53929号公報

【特許文献5】特開平2-145978号公報（周知技術を示す文献）

【特許文献6】特開2008-58114号公報（周知技術を示す文献）

【特許文献7】特開2015-227811号公報（

【発明の概要】

【0009】

本開示の第1の態様によれば、電流または電圧などの測定されるべき量（「測定量」として知られている）の測定における位相測定誤差を推定する方法が提供される。方法は、測定量に作用する処理チェーンの入力に入力信号を提供するステップを含む。例えば、電流を測定することが望ましい場合、入力信号は電流変換器に印加される。入力信号は正弦波ではない。

30

【0010】

入力信号は、繰り返し信号であってもよい。好ましくは、必ずしも必要ではないが、繰り返し信号は名目上線形の立ち上がりエッジおよび立ち下がりエッジを有する。これにより、製造が比較的容易になる。例えば、繰り返し信号は、安価な矩形波生成器によって、または比較的 low コストで低精度のデジタル/アナログ変換器によって生成することができる。信号処理経路（例えば、電流変換器）からの出力信号が解析され、位相測定誤差が決定される。解析は、入力信号と出力信号とを相関させて伝搬遅延を決定し、伝搬遅延から位相誤差を決定することを含む。

【0011】

40

方法は、入力信号のエッジの有限変化率、または入力信号の非線形性を考慮して位相測定誤差の推定値に補正を適用することをさらに含む。

位相測定誤差は、電力推定の精度を向上させるために電力計によって使用される。

【0012】

位相誤差を測定する方法は比較的簡単であり、必要とされる計算または測定装置の点で煩わしいものではなく、方法を実施する装置を過剰なコスト負担を強いられることなく電力量計などの装置に含めることが非常に望まれる。好ましくは、誤差の測定は、例えば、変流器の巻線の抵抗に影響を与える温度変化または測定される電流によって生成される磁場および漂遊磁場から生成される磁場のうちの少なくとも一方の周波数および大きさを有するコアの透過率（複合変数である）の変化等のコアの磁気特性の結果として、変流器に

50

よって導入される位相測定誤差の変化に装置が応答するように繰り返されることが好ましい。誤差の測定は、測定スケジュールに従って繰り返されるか、または連続的に行うことができる。

【0013】

1つの大きな潜在的なコスト負担は、入力信号を生成するのに必要な装置である。高品質の正弦波信号を生成することができる信号生成器は、比較的高価な装置である傾向がある。コスト競争の激しい環境で動作する大量生産された製品では、そのような高価な信号生成器の使用は、経済的理由により事実上禁止されている。従って、測定性能を犠牲にすることなく安価な信号生成器を使用する方法を見出すことが望ましい。

【0014】

本開示の教示によれば、高品質の正弦波入力信号は必要とされない。入力信号は、デジタル電子機器によって生成されてもよく、またはデジタルのような形状を有してもよい。最も簡単な形状では、入力信号は予測可能なパターンで第1のレベルと第2のレベルとの間で遷移し得る。そのような信号は、矩形波または少なくとも矩形波のようなものであってもよい。信号は、50 - 50のマーク・スペース比を有する必要はない。矩形波生成器は、他の形式の信号生成器よりも実装するのがはるかに安価である。しかしながら、矩形波生成器であっても、実装コストに重大な影響を及ぼす実用的な考慮が存在する。理想的な矩形波は、高電圧状態または高電流状態と低電圧状態または低電流状態との間、またはより一般的には第1の状態と第2の状態との間で瞬間的に遷移する。しかしながら、実世界の駆動回路は、帯域幅が制限されているか、または動作中にスルーレートが制限されているために、有限の電圧変化率または電流変化を示す。矩形波生成器はまた、オーバーシュートまたはアンダーシュートを受け、非対称な出力波形を有することがある。本発明者らは、駆動信号におけるスルーレートまたは帯域幅制限された遷移または他の非理想的なアーチファクトを考慮に入れるために必要な位相測定誤差を決定する方法を実現した。誤差が決定されると、その誤差を補正するか、さもなければ誤差の影響を緩和するためのステップをとる。

【0015】

この実現により、矩形波のような理想的でないバージョンの信号は、特性評価および実装を容易にするために許容されるか、または意図的に採用される。例えば、遷移が指数関数によって定義される信号を選択することができる。このような機能は、抵抗を介してコンデンサを充電または放電するときに見られ、実装するのに安価であり、使用される部品の簡易さのために信頼性の高い波形を有する。

【0016】

入力波形は、デジタル/アナログ変換器DACによって生成することができる。これにより、所望の形状の波形の離散/段階的近似が生成される。そのような波形は、正弦波、三角波、矩形波または非規則的な形状に近似することができる。駆動増幅器の負担を軽減したり、駆動信号の周波数スペクトルを変更して干渉のリスクを低減するために、形状を変更することができる。代替的に、DACは、駆動信号がノイズに似たものとなる、ランダムまたは擬似ランダム入力シーケンスによって駆動されてもよい。しかしながら、自動相関技術を使用して、入力信号を識別し、信号処理チェーンを伝搬する際に生じる時間遅延を推定することができる。入力信号は、周波数に応じた遅延が分析され特徴付けられる場合には、アナログ領域またはデジタル領域においてフィルタリングされてもよい。

【0017】

この技法の拡張では、あまり規定されていない電源を使用して入力信号を生成してもよく、また電流搬送導体上の自然発生信号を信号生成器の代わりに使用して、アナログ/デジタル変換器によってデジタル化して、アンチエイリアスフィルタをバイパスして、ノイズ信号を取得し、出力信号を入力信号と関連させて、変換器または信号処理経路によって導入される伝搬遅延および/または位相誤差を推定してもよい。代替的に、グリッチ・フィルタがすべての信号経路に共通である(そして、例えば集積回路内の同一のシリコン・ダイ上に形成されているためによくマッチングされる)場合、フィルタによって導入され

10

20

30

40

50

る絶対遅延は、ADCがフィルタリングされた信号で動作することができる場合、電力計算においてそれが打ち消されるため、既知である必要はない。

【0018】

本開示は、2つのレベルのデジタル信号の使用に限定されない。他の非正弦波信号も使用できる。実際には、エッジの立ち上がり立ち下がり。

本開示の第2の態様によれば、第1の態様の方法を実施するための装置が提供される。装置は、基本周波数を有する繰り返し入力信号などの入力信号を生成するための信号生成器を備える。入力信号は、変流器などの変換器によって測定される電流のような測定量を変調するために使用され、繰り返し信号は正弦波ではないか、または少なくとも高品質の正弦波ではない。装置は、変換器からの出力信号を受信し、その出力信号を解析して入力信号と比較した位相差を決定するための信号処理回路をさらに備え、装置は、入力信号のスルーレート制限または充電/放電アーチファクト等の誤差を補償するために位相補正を適用する回路を備える。

10

【0019】

装置は、配電システムから消費されたエネルギー量または電力配電システムに転送されたエネルギー量を推定するために使用される電力計内に含まれてもよい。

装置および方法は、変換器または電力量計の製造中に、変換器を特徴付けるために、または計器を較正するために使用されてもよい。測定器の場合、較正值は、測定器内のメモリに記憶されてもよい。計器は、消費された電力および位相測定誤差の推定値などのデータを、電力供給者などの遠隔の当事者に送信する通信装置（有線または無線であり得る）をさらに含み得る。これにより、ドリフトまたは劣化を監視することができるため、計器の健全性チェックを実行できる。また、電流測定回路を改ざんしようとする試みに関する情報を提供するようにしてもよい。

20

【図面の簡単な説明】

【0020】

本開示の実施形態は、添付の図面を参照して、非限定的な例としてのみ、以下に説明される。

【図1】電子電力量計のデータ収集チャンネルを概略的に示す図。

【図2】変流器を概略的に示す図。

【図3】図2に示す装置の回路図表示を示す図。

30

【図4】様々な力率に対する電流対電圧位相シフトを推定する際に、1度および2度の誤差に対する電力測定におけるパーセント誤差を示すグラフ。

【図5】図2の変流器の等価回路を示す図。

【図6】簡略化した等価回路を示す図。

【図7】本開示の第1の実施形態を概略的に示す図。

【図8】本開示の第2の実施形態を概略的に示す図。

【図9】本開示の実施形態で使用される駆動信号の波形を概略的に示す図。

【図10】矩形波が高電流と低電流との間を遷移する時間を検出するための回路の一実施形態を示す図。

【図11】a - cは、図10の回路内の波形を示す図。

40

【図12】本開示の一実施形態において使用され得る電流変調器の回路図。

【図13】本開示の教示に従う電力量計の回路図。

【図14】位相測定誤差を推定する方法のフローチャート。

【図15】位相測定誤差を補正する方法のフローチャート。

【図16】a - dは、理想的な矩形波波形がどのように歪むかを示す図。

【図17】どのように遅延が蓄積されるのかを示す測定システムの概略図。

【図18】本開示のさらなる実施形態の概略図。

【発明を実施するための形態】

【0021】

負荷に供給される電圧および/または負荷に供給される電流などの電気的パラメーター

50

を測定することが望まれることが多い。引き出される電力のより正確な評価を提供するために、公称電圧および正弦波負荷電流を仮定するのとは対照的に実際の電圧および電流に基づいて、デジタル計を使用することが知られている。

【0022】

図1は、デジタル電力計に関するデータ収集チャンネルにおける主要構成要素を概略的に示している。主電源などの電源からの電力は負荷に供給される。負荷は単相負荷または多相負荷であってもよい。特定の相または各相について、負荷電圧は適切な電圧センサ2によって測定され、特定の相または各相に対する線電流が適切な電流センサ3によって測定される。

【0023】

電圧センサ2（または多相システムにおけるセンサ）からの出力は、例えばエイリアシングを避けるため、フィルタ4を通過して信号帯域幅が適切な範囲に制限され、アナログ/デジタル変換器5に到達する。アナログ/デジタル変換器(ADC)は、プログラマブル利得増幅器に接続される。同様に、特定の電流センサ3または各電流センサ3からの出力は、適切なフィルタ6を通過し、プログラマブル利得増幅器に接続され得るADC7によってデジタル化される。

【0024】

電圧センサは分圧器であることが多く、分圧器の応答は速く、すなわち分圧器は処理遅延または位相誤差を導入しない。アンチエイリアスフィルタは位相遅延を導入し、これは十分に決定される必要があるが、製造時の許容誤差は、カットオフ周波数がほぼ分かっているのみであり、その遅延が正確に分かっていることを意味する。ADCも遅延を導入するが、ADCは、その性能がシステムクロックによって決まるデジタル部品である。

【0025】

電流測定チャンネルについては、フィルタ6およびADC7に対して上記と同様の所見が適用される。しかしながら、電流測定センサは、使用される電流測定技術に応じて、さらなる位相誤差または遅延を導入し得る。シャント抵抗は位相遅延を導入しないが、供給経路に配置する必要があるという欠点がある。一方、変流器は、その場で導体の周りに配置することができ、優れた絶縁特性を有する。しかしながら、電流変換器は位相遅延を導入する。

【0026】

本発明を本文中で設定するためには、変流器の動作を考慮することが有益である。図2は、変流器の構成要素を概略的に示す。本質的には、測定されるべき交流を搬送する導体10は、変流器の一次巻線として機能する。二次巻線12は、一次巻線10に磁氣的に結合される。二次巻線12は、一次巻線10の周りに巻回してもよく、または一次巻線10に磁氣的に結合するコア14の周りに巻回されてもよい。本質的に、変流器は、導体10と二次巻線12との間に良好な絶縁を提供する。変流器は、導体10に最小限の影響しか及ぼさず、コア14を分割することができるならば、変流器を一次導体10の周りに一次導体10を分断することなく挿入することができる。

【0027】

1次側と2次側との間の有効巻数比は、通常、1次側を流れる電流と2次側が出力する電流との比によって規定される。1000対1の比を有する変成器は、1次側を流れる1000アンペア毎に2次側から1アンペアを出力する。変成器は、変成器に続く測定回路がより大きな電流範囲にわたって動作することを可能にするためにタッピングされてもよい。図2に示す物理デバイスは、図3の回路図で表すことができる。

【0028】

先に説明したように、消費者には使用する電力量に対して正確に請求する必要がある。過剰請求は規制当局には受け入れられず、過少請求は潜在的に大きな収益損失を意味する。1つの重大な問題は、小さな位相誤差の影響であっても、消費される電力量の測定において大きな誤差につながる可能性があるということである。

【0029】

前述したように、消費される電力は、電圧と電流の関数だけでなく、電圧と電流との間の位相の関数でもある。

変流器内のインダクタンスおよび抵抗によって、変流器自体が位相誤差を導入することが知られている。したがって、測定された電力は、 P_{meas} として表すことができる。

【0030】

$$P_{meas} = V * (I * K_i) * \cos(\theta + \phi) \quad \text{式 2}$$

実際の電力は

$$P_{actual} = V * (I * K_i) * \cos \theta \quad \text{式 3}$$

である。

【0031】

K_i は変流器に関するスケーリング係数を表し、 ϕ は変流器によって導入される位相誤差を表す。

位相誤差によって導入される誤差のみに着目すると、誤差は、

$$\text{誤差} = (P_{actual} - P_{meas}) / P_{actual} = 1 - (\cos(\theta + \phi) / \cos \theta) \quad \text{式 4}$$

で表される。

【0032】

その結果、力率が高い（1に近い）とき、位相誤差の測定に及ぼす影響は控えめであるか、または重要ではない。しかしながら、力率が減少すると、位相誤差の影響が著しく増加する。

【0033】

1度の位相誤差と2度の位相誤差に対する力率の関数として電力測定誤差を示すグラフを図4に示す。力率1（電圧と電流が同相）の場合、位相測定における2度の誤差は問題ではない。しかしながら、負荷が0.6の力率（ $\theta = 53$ 度）を有する場合、位相測定における2度の誤差は電力測定における5%の誤差として現れる。したがって、変流器の位相誤差、および実際には変流器に関連する信号処理チェーンの位相誤差をも正確に特徴付けることが望ましい。

【0034】

変流器の問題は、応答が潜在的にかなり複雑であることである。図5は、変流器の等価回路図である。一次巻線抵抗を R_p 、一次巻線インダクタンスを L_p 、二次巻線抵抗を R_s 、二次巻線インダクタンスを L_s 、負荷抵抗を Z_b とする。 Z_m は変成器の磁化インピーダンスである（例えば、変成器は磁心を有する）。一般に、 R_p と L_p を無視し、変成器の一次側で発生する変数を二次巻線と等価な量で表すと、回路は図6のように表される。 $I_p' = I_p / n$ である。ここで、 n は変成器の変成比である。 $Z_m' = Z_m / n^2$ であり、 $I_m' = I_m / n$ である。 I_p' と I_b の間の角度は、変流器によって導入される位相誤差である。 $I_p' = I_m' + I_b$ である。 $E_2 = I_m' Z_m'$ であり、 $E_2 = I_b (R_s + j \omega L_s) + I_b (r_b + j \omega x_b)$ である。ここで、 ω はラジアン/秒の角周波数である。これは、位相誤差が負荷抵抗の大きさによって変化するという事実を洞察するために使用できる。しかしながら、インピーダンスの実数部と虚数部の相対的な大きさも周波数とともに変化することもわかる。主電源周波数は、一般に、既知の周波数、例えば、50 Hz、60 Hz、400 Hz（航空機）で安定しており、インバータなどの負荷は、高次高調波の原因となる可能性があり、供給される電力の正確な評価が達成される場合は考慮する必要がある。磁化インピーダンスは周波数と負荷電流との両方で変化する。

【0035】

変流器の応答をテストできることは有益である。これは、変流器を通る電流に対する摂動として非常に純粋な正弦波信号を供給し、次いで、（一般にはフーリエ解析を使用して）その信号の周波数抽出を実行することによって行うことができる。これは、FFT分析を実行するために、信号源および計算コストに費やされる費用および労力を必要とする。

【0036】

10

20

30

40

50

スルーレート制限された矩形波生成器のような、より安価な信号源を使用することは有益であろう。これらは、例えば、リング内のデジタルインバータを使用することによって、またはカウンタ/タイマ、または数値制御された矩形波生成器をそのタスクの1つとして実装するデータプロセッサからの信号にตอบสนองして論理ゲートをトグルすることによって、生成するのが簡単である。信号は、50 - 50のマーク・スペース比を有する必要はなく、これにより、信号を生成する回路をさらに単純化することができる。同様に、電圧または電流の増加（プルアップ）方向のスルーレートは、電圧または電流の減少（プルダウン）方向のスルーレートと一致する必要はない。その他の性能の制限については後で説明する。

【0037】

図7は、本開示の第1の実施形態による電流測定装置を概略的に示す。導体20は、第1のノード22と第2のノード24との間で電流が流れることができるようにする。第1のノード22は交流電源に接続され、第2のノード24は負荷に接続される。しかしながら、場合によっては、負荷24はエネルギーを消費し、かつエネルギーを供給することもできる。したがって、ノード24は、一般にエネルギーを消費する家庭住居を表すことができるが、住居が、住居が要求するよりも多くのエネルギーを生産するように太陽電池パネルが動作しているときに、ノード22によって表される電力供給ネットワークにエネルギーを戻すことができる。導体20を通過する電流は、変流器30によって測定することができる。図7の電流測定回路は、電圧測定回路32と関連して、ノード22からノード24に供給される実際の電力を例えば課金目的のために測定回路50によって測定すること

10

20

【0038】

課金のために電氣的測定に使用される電力量計は、一般的には0.5%または1%以内で正確であることが規定されている。従って、1度未満の適度な位相誤差であっても、約0.9の力率でさえも受け入れられないことが分かる。家庭の住宅は、蛍光灯、洗濯機、誘導加熱オープンなどを使用しているため、力率が統一されていないことがある。産業施設は大規模誘導負荷を有する可能性がより高いが、同様にエネルギー請求を軽減するために力率補正装置を設置している可能性がより高い。

【0039】

それにもかかわらず、電力量計に要求される精度基準に適合するためには、電流測定変成器30におけるあらゆる位相誤差を補償することが非常に望ましいことが分かる。図7に示す構成では、電流変調回路60が公知の方法でノード22から引き出された電流を変調するように設けられている。電流変調回路60は、導体20に直接接続され、かつ第1の既知の電流レベルと第2の既知の電流レベル（レベルのうちの1つはゼロ電流であり得る）との間で周期的に切り替えることができる。この切り替え情報は、測定回路50に供給され、測定回路50は、電圧変換器30の出力にตอบสนอง的であり、かつ変流器30の位相誤差を推定するために、変調電流40が変化する時間を変流器30によってなされた変化の観測値と比較する。変調器電流における変化のタイミングは、タイミングデータを測定回路50に供給することができるコントローラ62によって制御される。回路を簡略化するために、位相測定誤差の推定値は、主電源の電圧半サイクルのうちの1つで実行されるように制限される。

30

40

【0040】

図8は、図7において示される装置に対する別の装置を示し、電流変調回路60は、導体20に直接接続されておらず、その代わりに導体20に隣接する変流器30を通過する別の導体64を介して変調電流を駆動する。この装置は、導体20と変調電流駆動回路60との間のガルバニック絶縁を保証する。それ以外の回路の動作は、図7に関して説明した回路の動作と同様である。

【0041】

低コストで信頼性の高い変調電流駆動回路60の実現を容易にするために、変調電流駆動回路60は矩形波電流を提供する。矩形波電流が図9に概略的に示されている。矩形波

50

電流は、例えば、電流源を選択的にオンオフにすることによって、または後で説明するように電流ステアリング回路に関連して電流源を配置することによって達成され得る。しかしながら、どのような手法をとっても、駆動回路60および導体20または導体64に付随する寄生容量性成分および誘導性成分は、電流が第1の値70と第2の値72との間で瞬時的に遷移しないようなものであり得る。変調電流駆動回路が第1の値70と第2の値72との間を切り替える場合、切り替え指令によって時間T1で電流変化が開始されるが、スルーレート制限を受ける電流は時間T2になるまで第2の値に到達しない。時間差T2 - T1は、変成器からの位相測定誤差のその後の推定に重要な影響を及ぼす。同様に、矩形波が第2の値72から第1の値70に遷移する場合、遷移は時間T3で開始するが、時間T4まで終了しない。さらに、駆動回路70が増幅器などの能動回路を含む場合、能動回路/増幅器は、実質的に回路応答に影響を及ぼす有限利得帯域幅制限またはスルーレート制限を有する。したがって、駆動回路70の応答は、温度に応じて変化するか、またはその寿命に亘って変化するか、あるいは実際には製造変動によって変化する。したがって、駆動信号の実際の形状は正確には分からないことがある。

10

【0042】

本発明者らは、公称矩形波駆動信号を導体20内の電流に印加するか、または測定導体62に流した結果として推定される任意の位相測定では、矩形波が第1の値70と第2の値72との間で遷移する時間を考慮する必要があり、また位相変化の任意の推定は、公称開始時間T1およびT3ではなく、遷移の中間点、即ち $1/2(T1 + T2)$ および $1/2(T3 + T4)$ などの適切な値を参照して行われる必要があることを理解した。さらに、この補正を適用することは、矩形波生成器に要求される性能がそれほど重要ではないので、より小型で電力消費量の少ない装置を使用できることを意味する。

20

【0043】

例えばT1からT2への遷移の持続時間は、T1でカウンタを開始し、第2の電流値72に達したと判定された時間T2においてカウンタを停止することによって推定することができる。カウンタに保持されたカウンタの値は、時間オフセットに変換され、補正された遷移信号として測定回路50に提供される。

【0044】

スルーレート制限に関する補正は、図10に示すような推定回路80を使用して実行することができる。推定回路80は、例えば、電流変調器回路60へのまたは電流変調器回路60からの電流経路に挿入された比較的低い値の抵抗90を変調された電流を測定するために含む。抵抗90の両端に発生した電圧は、DCブロックされ、適度なハイパスフィルタ応答を有する増幅器92によって増幅され、さらに別のハイパスフィルタ94によってフィルタリングされる。フィルタ94の出力は矩形波のエッジを選択する。次に、立ち上がりエッジ検出器96および立ち下がりエッジ検出器96によって電圧が検出されて、それぞれの検出器によってカウンタ・タイマが開始および停止して、矩形波がその第1および第2の電流値間を遷移する時間が正確に測定され、矩形波の中間点が正確に推定されて、この情報を測定回路50に提供して、ノード22からノード24に供給される電圧と電流との間の位相角を正確に考慮して、ノード24に接続された機器によって使用されるエネルギー量を正確に識別することができる。

30

40

【0045】

図10の回路における信号は、図11a~図11cに詳細に示されている。図11aは、電流変調器からの電流が比較的高い値から低い値に変化するときに、抵抗90の両端に発生する電圧を示す。抵抗の両端の電圧はハイパスフィルタリングされて増幅器92によって増幅されたDC成分が除去されて、図11bに示すようなパルス状の形状を得ることができる。これは、ハイパスフィルタ94を通過して、エッジ検出器96および98によって検出されてクロックを開始および停止することができる図11cに示すようなエッジ100および102が識別される。この機能はアナログ領域で説明されているが、同じ結果は、抵抗の両端の電圧をデジタル化し、サンプリングされたデジタルを解析して電流遷移のエッジを探すことで実現できる。

50

【 0 0 4 6 】

電流の流れは、双極（すなわち、正および負の両方）であり得るか、または単極のみであり得る。単極は、図 1 2 に示すようにカレントミラーによって行うことができるので、より容易に達成することができる。カレントミラー 1 2 0 は当業者に周知であり、トランジスタ 1 2 2 を流れる電流は、導体 2 0 または 6 4 の電流を変調するためのスケール係数に従ってトランジスタ 1 2 4 によってコピーされる。トランジスタ 1 2 2 の電流は、カウンタの電圧出力を取り出し、その電圧出力を抵抗 1 3 2 を通過させることによって電流に変換することによって形成される。カウンタは、便宜上、2 分周カウンタであり、入力クロックを偶数のマーク・スペース比を有する矩形波にクリーンアップするように働く。代替的に、カレントミラーは、コントローラ 6 2 の制御下で、デジタル/アナログ変換器によって駆動することができる。

10

【 0 0 4 7 】

摂動電流を形成し、各遷移の中間点を特定した後、これらの中間点は、変流器によって測定された電流の対応する変化と比較されて、変流器がどの程度位相誤差を導入しているかを決定することができる。

【 0 0 4 8 】

図 1 3 は、第 1 の供給ノード S 1 と第 1 の負荷ノード L 1 との間に延在する第 1 の供給導体 1 5 2 に関連する電力計 1 5 0 のさらなる実施形態を示す。第 2 の供給導体 1 5 2 は、第 2 の供給ノード S 2 と第 2 の負荷ノード L 2 との間に延在する。第 2 の導体は、給電導体であってもよく、単相電源であってもよいが、ここでの教示は、例えば 3 相電源に対して拡張可能である。

20

【 0 0 4 9 】

変流器 1 6 0 は、第 2 の供給導体 1 6 4 および位相誤差測定回路 1 7 0 によって生成された励磁電流と結合するコイルを有する。変流器の出力における電流は、負荷抵抗 1 7 2 によって電圧に変換され、抵抗 1 2 2 の両端の電圧は、アナログ/デジタル変換器 1 7 4 によってデジタル化される。アナログ/デジタル変換器 1 7 4 の出力は、サンプル I s の連続であり、ここで、S はインデックスであり、S は時間に応じて変化する。

【 0 0 5 0 】

抵抗 1 8 2 および 1 8 4 によって形成された分圧器は、導体 1 5 2 および 1 5 4 の間に導体間の電圧を測定するように延在している。典型的には、抵抗 1 8 4 は抵抗 1 8 2 よりもはるかに小さい。抵抗 1 8 4 の両端の電圧は、アナログ/デジタル変換器 1 8 4 によってデジタル化される。分圧器の伝達関数は既知であると仮定するが、国際公開第 2 0 1 4 / 0 7 2 7 3 3 の教示を使用して、伝達関数を決定することができ、その教示を参照により本明細書に組み込んでよい。同様に、変流器の伝達特性は既知であると仮定することができるが、決定する必要がある場合には、読者は国際公開第 2 0 1 3 / 0 3 8 1 7 6 の教示を参照することができ、その教示は本明細書に組み込まれる。

30

【 0 0 5 1 】

アナログ/デジタル変換器 1 8 4 の出力は一連のサンプル V s である。電流のサンプルおよび電圧のサンプルが実質的に同じ瞬間に関係していると仮定すると（すなわち、その間の時間的分離は、主電源の波形の周期に比べてゼロまたは非常に小さい）、負荷を引き出す電力は、

40

【 0 0 5 2 】

【 数 1 】

$$P = \frac{1}{N} \sum_{S=1}^N I_S V_S$$

式 5

として表される。

50

【 0 0 5 3 】

プロセッサ 1 9 0 は、サンプル I_s および V_s を受け取り、それら进行处理して、とりわけ、取り出される電力を計算し、消費されたエネルギーの合計を維持する。また、プロセッサは、一連のサンプルを検査して、外乱、過負荷、改ざんの証拠などを探索する等の、エネルギー供給者にとって興味深いと思われるような他のサービスを提供することができる。プロセッサは、その計算結果を、例えばディスプレイの形態でユーザインタフェース 1 9 2 を介して、および / または無線または有線データ接続 1 9 4 および 1 9 6 を介して出力することができる。

【 0 0 5 4 】

正弦波について考慮した場合、位相測定誤差が時間内に正弦波をシフトさせることと等価であると見なすことができる。したがって、純粋な正弦波に対するデジタル領域では、サンプル値 I_s は、あったはずのものが変位したバージョンであり、位相測定誤差が分かっている場合には、サンプル値を位相測定誤差に相当する時間だけ移動させて、数式 5 において設定された電力の計算に使用することができる。電流信号が異なる周波数の正弦波の重ね合わせである場合、設計者は、最も重要な成分を補償するために単一の時間シフトを使用するか、位相誤差を周波数に応じて調べ、1 つまたは複数の重要な周波数成分の個々の寄与を抽出し、それら周波数成分を正しい位置に時間シフトさせてから消費電力を計算することを選択する。位相角データが必要な場合、位相検出器回路によって、または FFT またはゲルツェル (Geortzel) アルゴリズムを使用して位相角を求めることができる。実際、図 1 の一般的な状況を参照すると、電流測定信号と電圧測定信号との両方が位相シフトを受ける可能性があることが分かる。本開示の教示は、電圧測定と電流測定の両方に位相測定誤差の補正および移動を適用して、それらの正しい時間的整合が生じることができるようにすることができる。

【 0 0 5 5 】

特定の周波数での位相誤差は、上述した教示に従ってその特定の周波数で位相誤差測定回路 1 7 0 から測定信号を生成することによって調べることができる。図 1 4 は、位相誤差を複数の周波数において特徴付けるためのフローチャートを示す。プロセスはステップ 2 0 0 から開始する。制御はステップ 2 1 0 に進み、カウンタ / レジスタが値 N に初期化されて、調査すべき第 1 の周波数 $F(N)$ が設定される。ここから制御はステップ 2 2 0 に進み、電流変調回路は、周波数 $F(N)$ で変調電流を供給して、変調の結果がアナログ / デジタル変換器 1 7 4 からの出力シーケンスにおいて捕捉されるようにするように構成されている。制御はステップ 2 3 0 に進み、位相測定誤差が他の周波数で決定される必要があるかどうかを調べるための試験が行われる。必要があれば、制御はステップ 2 4 0 に移り、別の周波数を表すために値 N を変更し、制御はステップ 2 2 0 に戻り、位相測定誤差が別の周波数で決定される。ステップ 2 3 0 で、別の位相誤差の測定が必要でないとは判定された場合、制御はステップ 2 5 0 に移行し、ステップ 2 1 0 に制御が戻る前に、位相測定誤差の別の更新がスケジュールされるまで待機する。

【 0 0 5 6 】

位相測定誤差の推定値は、位相測定値を直ちに補正するために使用されるか、または後で使用するために保存される。図 1 5 は、位相測定誤差の使用方法を示すフローチャートである。ステップ 2 8 0 では、例えば図 1 3 に示すフローチャートを実行した結果としてメモリに格納された値から位相測定誤差が取得され、ステップ 2 9 0 で位相測定誤差を使用して、信号 I_s を移動させるために使用される時間補正を $S = TR$ から計算する。ここで、 T は、 $S = 0$ における任意のシステム時間からの時間であり、 R は $I_s' = I_s + (R / (360F))$ に対するサンプルレートであり、ここで、 I_s' はサンプル I_s の補正サンプル数であり、 S は位相測定誤差であり、 R はサンプルレートであり、 F は補正が適用される信号または信号成分の周波数である。補正はステップ 3 0 0 で適用される。ステップ 3 0 0 から、ステップ 3 1 0 で新しい周波数を設定し、次いでプロセスシーケンスをステップ 2 8 0 に戻すことによって、位相測定誤差補正を他の周波数で任意に行うことができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 7 】

これまで、スルーレート制限された遷移は線形であると仮定されていたが、そうである必要はない。種々の歪みが理想的な矩形波の形状に影響を及ぼす可能性があり、その一例が図 1 6 a に示されている。

【 0 0 5 8 】

既に考慮されている第 1 の歪み形状はスルーレート制限であり、図 1 6 a の理想的な瞬間的な立ち上がりおよび立ち下がり遷移 3 2 0 および 3 2 2 は、より遅い遷移として供給される。図 1 6 b は、高速、中速および低速スルーレートをそれぞれ示す波形 3 3 0 , 3 3 2、および 3 3 4 によって立ち上がりエッジが表されているスルーレート制限された矩形波の例示的な形状を示す。同様に、立ち下がりエッジは、比較的高速な遷移 3 4 0、中間速度の遷移 3 4 2、および比較的遅い遷移 3 4 4 によって表される。

10

【 0 0 5 9 】

立ち上がり遷移と立ち下がり遷移のスルーレートが同じであると仮定する理由はない。したがって、矩形波様入力波形は、図 1 6 c に示すように非対称のスルーレート制限された形状を有し得る。

【 0 0 6 0 】

スルーレート制限は、入力波形に影響を与える唯一の歪みの形状ではない。トランジスタのオン抵抗は、抵抗を介してコンデンサを充電または放電する方式で、図 1 6 d の遷移 3 5 0 に示すように、目標値に向かって漸近する立ち上がりエッジおよび立ち下がりエッジを生じさせる寄生容量と組み合わせることができる。同様に、寄生インダクタンスは、寄生容量と相互作用して、図 1 6 d に示すオーバーシュートを発生させることがある。

20

【 0 0 6 1 】

本明細書に開示される技術は、他の値を選択することもできるが、例えば、電圧遷移閾値の 5 0 % に設定されたタイミングで、矩形波に対する補正された有効な立ち上がりエッジ時間および立ち下がりエッジ時間を推定するために使用される。

【 0 0 6 2 】

図 1 に関して述べたように、アンチエイリアシングフィルタ、A D C およびプログラマブル利得増幅器のような部品は、遅延を導入する可能性がある。この考察は、図 1 7 に示すようにさらに一般化することができる。

【 0 0 6 3 】

図 1 7 において、立ち上がりエッジ遷移が時間 4 0 0 でデジタル指令によって指示され、立ち下がりエッジ遷移が時間 4 0 2 で指示される。これらの指令は信号生成器 4 0 4 に供給される。信号生成器は、Q バー出力がデータ入力に接続された D 型フリップフロップ等の簡単な論理回路または D A C 等のより複雑なものとすることができる。しかしながら、信号生成器は、時間遅延を導入して、有効な遷移が新たな時間 4 1 0 a および 4 1 2 a に配置されるように制限された遷移速度を有すると仮定することができる。信号生成器からの出力は、有効な遷移が時間 4 1 0 b および 4 1 2 b に配置されるべく、さらなる遅延および/またはスルーレート制限および帯域幅制限を加えるドライバ 4 2 0 を通過する。電流センサ 3 は、測定された有効な遷移が時間 4 1 0 c および 4 1 2 c にあるようにさらなる遅延を加える。信号がフィルタ 6 を通過するまでに、有効な遷移が時間 4 1 0 d および 4 1 2 d に移動している。A D C 7 のデジタル化が完了するまでに、有効な遷移は時間 4 1 0 e および 4 1 2 e に遅延されている。

30

40

【 0 0 6 4 】

各追加遅延の相対的な量は意図的に正確な縮尺で描かれていない。電流信号経路および電圧信号経路において、測定目的に使用される各入力信号は、遅延の合計を受ける可能性があり、その補正を電圧測定チャンネルおよび電流測定チャンネルに適用する必要があることに留意されたい。

【 0 0 6 5 】

前述したように、信号生成器は D A C とすることができ、入力信号に任意の所望の形状を与えることができ、入力信号の形状が既知であるので、伝搬遅延の推定値を得るために

50

、ADC7の出力において同じ形状を探索することができる。したがって、DACは、矩形波、三角波の段階的近似 (step wise approximations)、正弦波の段階的近似などの古典的な波形を生成するように駆動することができる。

【0066】

別のアプローチでは、DACは、雑音のように見えるが、遅延を推定することができるようにADC7の出力から回復することができるランダムまたは疑似ランダムテストシーケンスを生成することもできる。自動相関技術は、計算上堅牢で、実行が比較的容易であるため、これを達成するために使用できる。これは、任意の周波数に対して位相遅延に変換することができる、システムを介しての時間遅延を特徴づけることになる。

【0067】

信号生成器404がDACである図17の構成はまた、DACを使用してスルーレート制限された矩形波に対する既知の近似を生成することを可能にする。しかしながら、立ち上がりエッジおよび立ち下がりエッジの遷移レートは、DACを駆動するデジタル回路によって決定することができ、これらのレートは、バッファ/ドライバ420の帯域幅およびスルーレート能力内で無理なく選択することができる。図9に関連して前に記載した時間補正を、例えば、DACに供給される制御ワードシーケンスによって定義されるようなT1からT2への有効な遷移時間に基づいてプリセット番号として提供することができる。測定に基づく方法とは対照的に同様の決定論的方法を他の信号プロファイルに対して用いることができ、ここで、電圧遷移の速度に関してDACによって出力される信号の特性は、それら特性が入力信号を測定装置に導入するように要求される下流のドライバ回路の忠実度の限界に近づかないように選択される。

【0068】

しかしながら、このような考察は、図18に示すようにさらに拡張することができる。

ここでは、決定論的方法で制御しない信号源から信号を生成することができる。この信号は、低品質(例外的に低品質を含む)の発振器およびドライバ、フィルタリングされたノイズ源、またはDACを駆動する乱数発生器からのものであってもよい。しかしながら、参照電流/入力電流のコピーは、別個の装置であるか、または時間多重化方式で動作するADC7によって提供され得るアナログ/デジタル変換器450によってデジタル化され、電流変換器の応答を特徴付けるために使用することができるデジタル化入力信号と電流変換器からの出力とが比較され、相互相関されて、遅延を発見することができる。入力信号のコピーを得るためにADC7を時間多重化方法で使用することが有利であり、フィルタ6およびPGA/ADC7によって導入される遅延を両方の信号チェーンに共通にすることができる、それによりこれら遅延の影響を効果的に緩和することができる。

【0069】

図7および図8に関して説明した実施形態では、コントローラ60は、電力計50にタイミング信号を提供する。しかしながら、電力計50は、オプションの第2の電流シンクにも接続されて、トランジスタ124が切り替わるときを正確に追跡する図12に示されるような信号Irefを提供して、遷移の開始の直接的な測定を提供するようにしてもよい。

【0070】

この回路は、図に示されているような単相で、または米国または日本のものなどの分相システム、または大規模設置で一般的に見られる3相システムで使用することができる。3相システムでは、各相に1つずつ3つの変流器が使用され、中性点は、位相不均衡を考慮して戻りラインに接続される。

【0071】

この回路は、AC信号の測定が望まれる多くの適用で使用でき、国内、産業、航空分野、医療分野で使用できる(これは限定的なものではない)。本明細書に記載の装置および方法は、「現場で」使用することができるが、変換器および計器の製造および/または設置中に試験及び較正を行うことができる部品メーカーおよびインストローラによって使用することもできる。計器には、電力消費量を報告できるようにするための通信機能(これが一

10

20

30

40

50

般的になっているため)が含まれている場合がある。この機能は、ネットワーク監視の目的とともに位相誤差を報告するため、補償されていない負荷を識別するため、または計器の性能を監視して、調整および/または補償のために性能の障害または劣化を識別及び指定するか、または顧客の請求に補正を適用して過剰請求を防止し、かつ計量器および/または電流変換器の単独または組み合わせでの修理または交換を予定している規制当局による介入を避けるために、適用することができる。

【 0 0 7 2 】

本明細書に提示される請求項は、米国特許庁に提出するのに適した単数項従属形式であるが、明らかに技術的に実行不可能でない限り、同じ種類の先行請求項に従属し得る(従属することが期待される)。

【符号の説明】

【 0 0 7 3 】

- 2 0 導体
- 3 0 変流器
- 3 2 電圧測定回路
- 5 0 測定回路
- 6 0 電流変調回路
- 6 2 コントローラ

【 図 1 】

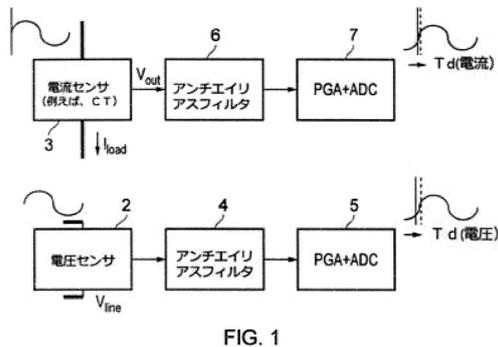


FIG. 1

【 図 2 】

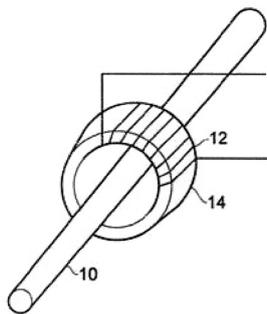


FIG. 2

【 図 3 】

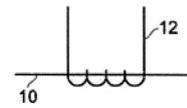


FIG. 3

【 図 4 】

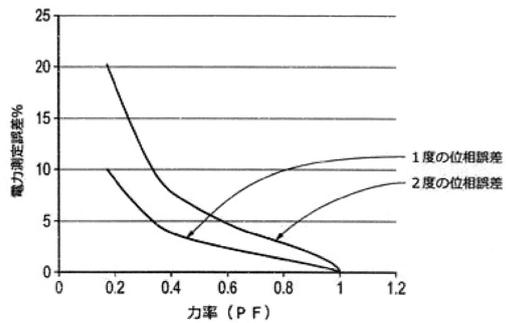


FIG. 4

【 図 5 】

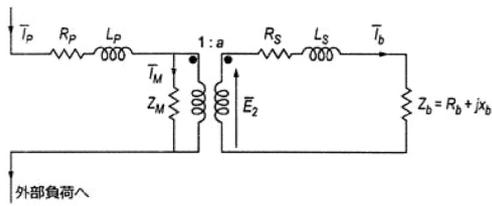


FIG. 5

【 図 6 】

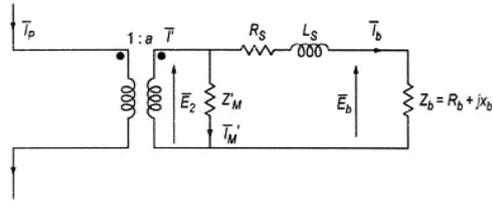


FIG. 6

【 図 7 】

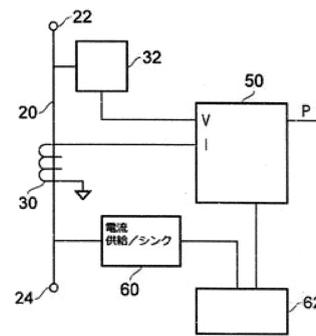


FIG. 7

【 図 8 】

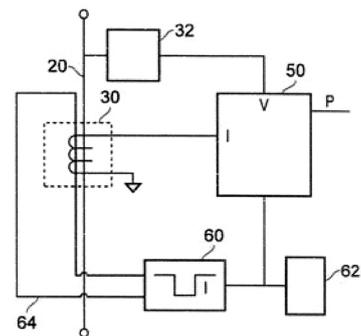


FIG. 8

【 図 9 】

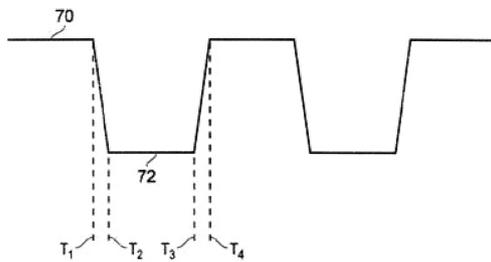


FIG. 9

【 図 1 1 】

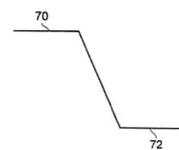


FIG. 11a



FIG. 11b

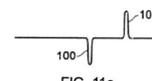


FIG. 11c

【 図 1 0 】

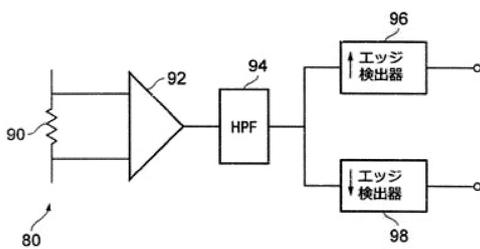


FIG. 10

【図12】

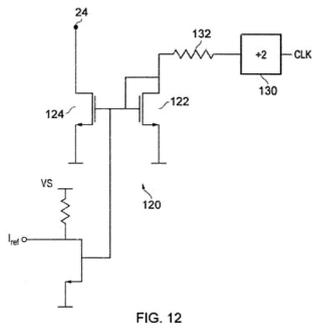


FIG. 12

【図13】

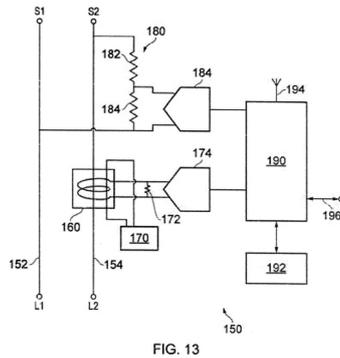


FIG. 13

【図15】

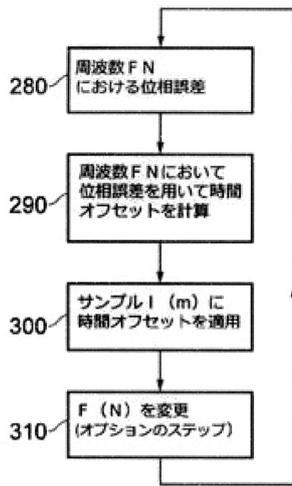


FIG. 15

【図14】

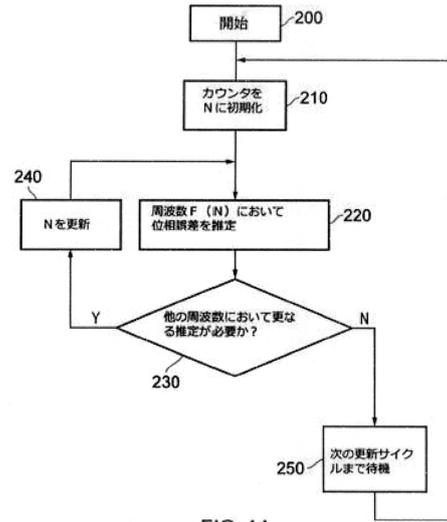


FIG. 14

【図16】

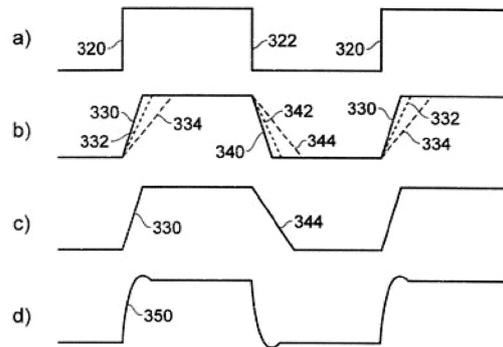
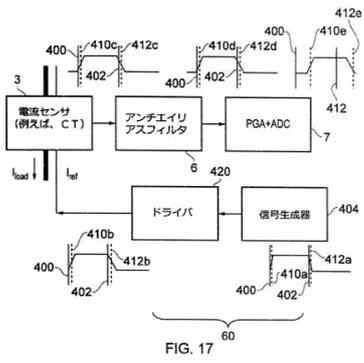
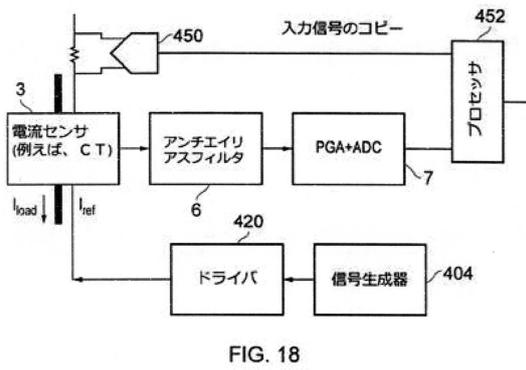


FIG. 16

【 図 17 】



【 図 18 】



フロントページの続き

- (72)発明者 ジョナサン エフラ임 デイビッド ハーウィッツ
イギリス国 EH6 7PJ エディンバラ ロージアン エディンバラ クレアモント パーク
10
- (72)発明者 サイド アミール アリ ダニッシュ
イギリス国 EH9 1ES エディンバラ ウォレンダー パーク ロード 61/3
- (72)発明者 ウィリアム マイケル ジェームズ ホランド
イギリス国 EH9 3HE エディンバラ ロージアン エディンバラ オブザパトリー ロー
ド 22
- (72)発明者 シャオリ イェ
アメリカ合衆国 01801 マサチューセッツ州 ウォバーン インウッド ドライブ 821

審査官 田口 孝明

- (56)参考文献 特開平02-145978(JP,A)
特開2008-101927(JP,A)
特開2003-098202(JP,A)
特開2003-053929(JP,A)
特開2008-058114(JP,A)
特開2015-227811(JP,A)
国際公開第2005/026759(WO,A1)
特開2011-013032(JP,A)
特開平06-003381(JP,A)
特開2000-221221(JP,A)
特開2005-134210(JP,A)
特開2017-223642(JP,A)
米国特許出願公開第2010/0235122(US,A1)
中国特許第100523832(CN,C)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

IPC G01R 11/00 - 11/66、
21/00 - 22/10、
35/00 - 35/06、
19/00 - 19/32、
27/00 - 27/32、
15/00 - 17/22、
31/12 - 31/20、
31/50 - 31/74