

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4896150号
(P4896150)

(45) 発行日 平成24年3月14日(2012.3.14)

(24) 登録日 平成24年1月6日(2012.1.6)

(51) Int.Cl. F 1
GO 1 R 22/00 (2006.01) GO 1 R 22/00 1 2 O Z

請求項の数 5 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2008-539644 (P2008-539644)	(73) 特許権者	000205661 大崎電気工業株式会社 東京都品川区東五反田二丁目10番2号
(86) (22) 出願日	平成18年10月18日(2006.10.18)	(74) 代理人	100104204 弁理士 峯岸 武司
(86) 国際出願番号	PCT/JP2006/320773	(72) 発明者	呉 一憲 東京都品川区東五反田二丁目2番7号 大崎電気工業株式会社内
(87) 国際公開番号	W02008/047428	(72) 発明者	吉川 法子 東京都品川区東五反田二丁目2番7号 大崎電気工業株式会社内
(87) 国際公開日	平成20年4月24日(2008.4.24)	審査官	堀 圭史
審査請求日	平成20年11月17日(2008.11.17)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電子式電力量計

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

被計測対象の電圧を検出する電圧センサと、
被計測対象の電流を検出する電流センサと、
前記電圧センサの検出出力、前記電流センサの検出出力、および、この検出出力の基準電位のそれぞれを順次繰り返して、かつ、それぞれを択一的に選択して出力する選択スイッチと、

前記選択スイッチの出力信号の電位と前記基準電位とを差動増幅する差動増幅手段と、
前記差動増幅手段から出力されたアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段、およびこのA/D変換手段から出力されたデジタル信号に基づいて被計測対象の使用電力量を演算する演算手段を内蔵した演算処理装置と、
を備えた電子式電力量計であって、

前記A/D変換手段は、前記選択スイッチが切り換わるごとに、変調によるA/D変換を行うとともに、該変換の完了後に動作を停止し、かつ、

前記演算手段は、前記選択スイッチが前記電圧センサの検出出力および前記電流センサの検出出力のうち少なくとも一方の検出出力を選択したときの前記A/D変換手段の出力から、前記選択スイッチが前記基準電位を選択したときの前記A/D変換手段の出力を除去したデジタル信号に基づいて、被計測対象の使用電力量を算出することを特徴とする電子式電力量計。

【請求項2】

前記演算手段は、前記使用電力量を所定倍することで、または、前記使用電力量に応じたパルス出力のしきい値を調整することで、前記使用電力量の絶対誤差を補正することを特徴とする請求項 1 に記載の電子式電力量計。

【請求項 3】

前記演算手段は、

前記電圧センサの検出出力の基準電位が前記電流センサの検出出力の基準電位とは異なる電位に設定されている場合に、

前記選択スイッチが前記電圧センサの検出出力および前記電流センサの検出出力のうちいずれか一方の検出出力を選択したときの前記 A / D 変換手段の出力のみから、前記選択スイッチが前記基準電位を選択したときの前記 A / D 変換手段の出力を除去したデジタル信号に基づいて、被計測対象の使用電力量を算出することを特徴とする請求項 1 に記載の電子式電力量計。

10

【請求項 4】

前記演算処理装置は、前記電圧センサおよび前記電流センサの検出出力ならびにこの検出出力の基準電位のいずれかに対する前記 A / D 変換手段による変換の完了後即座に前記選択スイッチを切り替えて次の選択を行わせた後、時間をおいて前記 A / D 変換手段による次の変換を行わせることを特徴とする請求項 1 に記載の電子式電力量計。

【請求項 6】

前記 A / D 変換手段の参照電圧は前記演算処理装置の動作電圧と同電位に設定されていることを特徴とする請求項 1 に記載の電子式電力量計。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、A / D (アナログ / デジタル) 変換手段で変換されたデジタル信号に基づいて被計測対象の使用電力量を演算する電子式電力量計に関するものである。

【背景技術】

【0002】

電子式電力量計の計測精度保証範囲は、一般的に、電圧が定格値の $\pm 10\%$ 程度であるのに対して、電流が定格値の 6 倍 ~ $1/40$ 倍と広範囲である。このため、この計測精度保証範囲内にある電流を $\pm 1\%$ の精度で計測するには、 $1/240 \times 1\% = 1/24,000$ 、すなわち、24,000 分の 1 の分解能が必要となり、A / D コンバータには約 15 ビットの分解能が必要となる。しかしながら、演算処理装置として汎用されるマイクロコンピュータ (以下、マイコンと記す) に内蔵される A / D コンバータは、分解能が一般的に 10 ビット、多くても 12 ビットであり、このような汎用のマイコンを使用する電子式電力量計では分解能が不足してしまう。このため、従来の電子式電力量計では、マイコン内蔵 A / D コンバータで不足する分解能を補うため、計測する電流をその大きさに応じた増幅率で増幅している。例えば、特許文献 1 に開示される従来の電子式電力量計では、整流・平均化された計測電流のレベルと増幅手段の定格レベルとに基づいて増幅率が自動的に調節され、増幅手段では、この調節された増幅率に基づいて電流センサの出力が増幅される。また、計測電流をその大きさに応じて種々の増幅率で増幅できるように、複数の増幅器が図 1 に示すように多段に設けられた従来の電子式電力量計もある。

30

40

【0003】

この電子式電力量計は、汎用のマイコン 1 を備えて構成されている。マイコン 1 には、逐次比較型の A / D コンバータ 2、およびこの A / D コンバータ 2 で変換されたデジタルデータに基づいて演算を行なうソフトウェア処理部 3 が設けられている。A / D コンバータ 2 には、選択スイッチ 7 を介して、入力信号を 5 倍に増幅する増幅器 9, 10, 11, 12 が 4 段に接続されている。1 段目の増幅器 9 には、選択スイッチ 8 を介して電圧センサ 13 および電流センサ 14 が接続されている。選択スイッチ 8 は、端子 8a, 8b, 8c の中のいずれかの端子に接続が択一的に切り換えられる。端子 8a に切り換えられると電圧センサ 13 からの電圧信号、端子 8b に切り換えられると電流センサ 14 からの電流

50

信号、端子 8 c に切り換えられると各センサ 1 3 , 1 4 の検出出力の基準電位が選択されて計測される。選択スイッチ 7 は、電流センサ 1 4 で検出された電流信号の増幅に用いる増幅器の段数を選択する際に、端子 7 a , 7 b , 7 c , 7 d の中のいずれかの端子に接続が択一的に切り換えられる。端子 7 a に切り換えられると 1 段の増幅器 9 が選択され、入力信号は 5 倍に増幅される。また、端子 7 b に切り換えられると 2 段の増幅器 9 , 1 0 、端子 7 c に切り換えられると 3 段の増幅器 9 ~ 1 1 、端子 7 d に切り換えられると 4 段の増幅器 9 ~ 1 2 が選択され、入力信号はそれぞれ 5^2 倍、 5^3 倍、 5^4 倍に増幅される。

【 0 0 0 4 】

ソフトウェア処理部 3 には、LED (発光ダイオード) 1 5 および液晶表示部 6 の表示を制御する液晶ドライバ 5 が接続されている。ソフトウェア処理部 3 は、A / D コンバータ 2 でデジタルデータに変換された電圧値および電流値を乗算して電力を算出し、この電力を累積加算して電力量を算出する。算出した電力量は液晶表示部 6 に表示され、また、算出した電力量に基づいて、使用電力量に比例したパルス信号が生成されて LED 1 5 が点滅される。

【 0 0 0 5 】

図 2 は、上記のソフトウェア処理部 3 における電力量の算出処理の概略を示すフローチャートである。

【 0 0 0 6 】

この電力量の算出処理では、始めに、電流ダミー A / D 変換処理が行なわれる (図 2 , ステップ (以下、S と記す) 1 参照)。この処理では、選択スイッチ 8 が端子 8 b に切り換えられて A / D コンバータ 2 によって最初に変換される電流値のデジタルデータが、電流計測精度を上げるために捨てられる。次に、電流本番 A / D 変換処理が行なわれる (S 2)。この処理では、増幅器 9 ~ 1 2 の中から電流信号の増幅に用いる増幅器の最適な段数を決定するための測定処理が行なわれる。次に、電流本番 A / D 変換処理が行なわれる (S 3)。この処理では、S 2 で決定した段数の増幅器を選択スイッチ 7 の切り換えによって選択し、選択した増幅器で電流センサ 1 4 から出力される検出信号を増幅した後、A / D コンバータ 2 によりデジタルデータに変換する処理が行なわれる。次に、電圧ダミー A / D 変換処理が行なわれる (S 4)。この処理では、S 1 の電流ダミー A / D 変換処理と同様、選択スイッチ 8 が端子 8 a に切り換えられて A / D コンバータ 2 によって最初に変換される電圧値のデジタルデータが、電圧計測精度を上げるために捨てられる。次に、電圧本番 A / D 変換処理が行なわれる (S 5)。この処理では、選択スイッチ 7 の切り換えによって 1 段の増幅器 9 を選択し、この増幅器 9 で電圧センサ 1 3 から出力される検出信号を増幅した後、A / D コンバータ 2 によりデジタルデータに変換する処理が行なわれる。

【 0 0 0 7 】

次に、S 3 で得られた電流値および S 5 で得られた電圧値から、前回の後述する S 1 3 の処理で得られたオフセットが除去され、電力 (瞬時電力) が計算される (S 6)。オフセットは、各増幅器 9 ~ 1 2 において入力が零であるときに A / D コンバータ 2 から出力される電圧であり、S 6 における電力計算式は、(電圧値 - オフセット) × (電流値 - オフセット) と表わされる。

【 0 0 0 8 】

次に、ゲイン (利得) 調整処理 (S 7) が行なわれる。すなわち、S 6 で得られる電力計算結果を、S 2 で決定された段数の増幅器による増幅率に応じて所定倍することで、ゲイン調整が行なわれる。続いて、ゲインエラー補正処理が行なわれる (S 8)。すなわち、各増幅器 9 ~ 1 2 における増幅率を決める内部抵抗の誤差によって電力計算結果に生じる誤差を取り除く処理が行なわれる。次に、S 6 ~ S 8 の処理によって得られた電力データを累積 (積算) して電力量を算出する処理が行なわれる (S 9)。この電力累積処理で算出された電力量に基づいて、使用電力量に比例したパルス信号が LED 1 5 へ出力され (S 1 0)、液晶表示部 6 には、算出された電力量が表示される。

【 0 0 0 9 】

10

20

30

40

50

次に、オフセットダミー A / D 変換処理が行なわれる (S 1 1)。この処理では、選択スイッチ 8 が端子 8 c に切り換えられて A / D コンバータ 2 によって最初に得られるオフセットデータが、各増幅器 9 ~ 1 2 のオフセット計測精度を上げるために捨てられる。次に、オフセット本番 A / D 変換処理が行なわれる (S 1 2)。この処理では、選択スイッチ 7 の切り換えにより、増幅器 9 ~ 1 2 の各段毎のオフセットが順番に計測され、この計測されたオフセットが A / D コンバータ 2 によってデジタルデータに変換される。このオフセットの計測は数回行なわれ、この計測結果に基づいてオフセットの平均値が算出される (S 1 3)。このようにして得られたオフセットに基づいて、次の電力計算処理 (S 6) が上述したように行なわれる。

【特許文献 1】

特開 2 0 0 4 - 1 7 7 2 2 8 号公報 (段落 [0 0 2 5] ~ [0 0 3 1])

【発明の開示】

【 0 0 1 0 】

しかしながら、上記の図 1 に示す従来の電子式電力量計では、増幅器 9 ~ 1 2 を多段に接続した構成であるため、S 2 の電流プリ A / D 変換処理によって増幅器の最適な段数を決定したり、S 1 1 のオフセットダミー A / D 変換処理によって各段の増幅器 9 ~ 1 2 のオフセットを計測したり、S 1 2 のオフセット本番 A / D 変換処理によって計測した数回分のオフセット値を増幅器 9 ~ 1 2 の各段毎に記憶しなければならない。さらに、S 7 のゲイン調整処理によって各段の増幅器 9 ~ 1 2 毎にゲイン調整をしたり、S 8 のゲインエラー補正処理によって各段の増幅器 9 ~ 1 2 についての抵抗誤差を補正する必要がある。従って、上記の図 1 に示す従来の電子式電力量計では、多くの処理が必要になってソフトウェアの規模が大きくなり、大きなデータ記憶容量も必要になるので、メモリサイズの大きなマイコンが必要となる。

【 0 0 1 1 】

また、処理量が増大することで、マイコン 1 の動作クロック周波数を高めにして処理速度を向上させなければならず、マイコン 1 の消費電流が大きくなってしまう。また、増幅器 9 ~ 1 2 を多段に接続した構成であるため、アナログ回路部分の規模も大きくなって基板サイズが大型化すると共に、アナログ回路部分における消費電流も大きなものとなってしまふ。従って、図 1 に示す従来の電子式電力量計では、小型電源を使用することができない。また、消費電流の増加に伴い、電源からの出力電圧の変動幅も大きくなるため、図 1 に示す従来の電子式電力量計では、電源の出力電圧を安定させるための回路部品が必要となり、コストアップを招いてしまう。また、マイコン 1 の動作クロック周波数を高くすると、マイコン 1 から発生する電磁ノイズによる放射電界強度の影響が大きくなる。このため、図 1 に示す従来の電子式電力量計では、耐ノイズ性能 (E M C) を高めるための電磁シールドなどの対策が必要となり、この点においてもコストがかかってしまう。

【 0 0 1 2 】

この結果、図 1 に示す従来の電子式電力量計では、製品の小型化およびコストダウンを十分に図ることができなかつた。

【 0 0 1 3 】

本発明はこのような課題を解決するためになされたもので、
被計測対象の電圧を検出する電圧センサと、
被計測対象の電流を検出する電流センサと、
電圧センサの検出出力、電流センサの検出出力、および、この検出出力の基準電位のそれぞれを順次繰り返して、かつ、それぞれを択一的に選択して出力する選択スイッチと、
選択スイッチの出力信号の電位と基準電位とを差動増幅する差動増幅手段と、
差動増幅手段から出力されたアナログ信号をデジタル信号に変換する A / D 変換手段、およびこの A / D 変換手段から出力されたデジタル信号に基づいて被計測対象の使用電力量を演算する演算手段を内蔵した演算処理装置と、
を備えた電子式電力量計であつて、
A / D 変換手段は、選択スイッチが切り換わるごとに、変調による A / D 変換を行う

10

20

30

40

50

とともに、該変換の完了後に動作を停止し、かつ、演算手段は、選択スイッチが電圧センサの検出出力および電流センサの検出出力のうち少なくとも一方の検出出力を選択したときのA/D変換手段の出力から、選択スイッチが基準電位を選択したときのA/D変換手段の出力を除去したデジタル信号に基づいて、被計測対象の使用電力量を算出することを特徴とする。

[0 0 1 4]

この構成によれば、電圧センサの検出出力、電流センサの検出出力、およびこれら検出出力の基準電位は、A/D変換手段において変調によってアナログ信号からデジタル信号に変換される。デジタル信号に変換された電圧センサおよび電流センサの各検出出力のうち少なくとも一方から、演算手段により、デジタル信号に変換された基準電位が除去されることにより、電圧センサおよび電流センサの各検出出力から差動増幅手段およびA/D変換手段のオフセットが除去される。被計測対象の使用電力量は、オフセットが除去された電圧センサおよび電流センサの各検出出力を用いて算出される。

10

[0 0 1 5]

A/D変換手段におけるアナログ信号からデジタル信号への変換は、変調の際のオーバーサンプリングによって細かくサンプリングされて高い分解能で行なわれるので、従来の電子式電力量計のように、A/D変換手段の分解能を補うために増幅手段を多段に構成する必要がなくなる。このため、増幅手段を多段に構成しなくても、広範囲の計測精度保証範囲を必要とする電流センサの検出出力を広範囲にわたって高精度に計測することができるようになる。また、増幅手段を多段に構成する必要がなくなるので、従来の電子式電力量計のように、増幅器の最適な段数を決定したり、各段の増幅器のオフセットを計測したり、計測した数回分のオフセット値を増幅器の各段毎に記憶する必要がなくなる。さらに、ゲイン調整処理によって各段の増幅器毎にゲイン調整をしたり、ゲインエラー補正処理によって各段の増幅器についての抵抗誤差を補正する必要がなくなる。従って、処理の量が少なくなってソフトウェアの規模が小さくなり、データ記憶容量も小さくなるので、演算処理装置に必要とされるメモリサイズが小さくて済むようになる。また、処理量が減少するので、演算処理装置の動作クロック周波数を低く抑えて、その消費電流を小さくすることができる。また、増幅手段を多段に構成する必要がないので、アナログ回路部分の規模も小さくなって基板サイズが小型化すると共に、アナログ回路部分における消費電流も小さくすることができる。従って、電子式電力量計の電源として小型電源を用いることが可能となる。また、消費電流を小さくして電源からの出力電圧の変動幅を小さくすることができるので、従来の電子式電力量計のような電源の出力電圧を安定させるための回路部品が不要となり、コストを抑えることができる。また、演算処理装置の動作クロック周波数を低く抑えることができるので、演算処理装置から発生する電磁ノイズによる放射電界強度の影響を小さくして、耐ノイズ性能の対策に係るコストを抑えることもできる。この結果、本発明による電子式電力量計によれば、製品の小型化およびコストダウンを十分に図ることが可能になる。

20

30

[0 0 1 6]

また、増幅手段に差動増幅手段を用いているため、増幅手段から出力される少なくとも電流センサからの検出信号にバイアス電圧を印加することができる。このため、電流センサの検出信号が負の範囲に振れるものであっても、バイアス電圧を印加することによって正の範囲で変動する信号にして、電流センサの検出信号を増幅手段によって増幅し、A/D変換手段によってデジタル信号に変換できる。また、増幅手段に差動増幅手段を用いているため、その入力端子に雑音が乗っても相殺されて雑音の影響を排除できるので、入力信号を高い精度で増幅することができる。

40

また、電圧センサおよび電流センサの検出出力ならびにこの検出出力の基準電位に対する各変換が完了すると、A/D変換手段の動作が停止し、A/D変換手段による次の変換の開始準備が行なわれる。このため、A/D変換手段による各変換は、A/D変換手段が停止した状態から速やかに実行されるようになる。従って、A/D変換手段の動作を停止させずに継続して変換する場合には、変換開始時にA/D変換手段の前の変換動作の完了

50

を待つことなどにより次の変換の開始が遅延して、各変換の開始を一定周期で行なうことができないが、この構成によれば、一定周期で行なうことができる。この結果、被計測対象の電圧および電流の計測タイミングならびにオフセットの計測タイミングが一定周期で行なわれて、被計測対象の使用電力量の算出処理が正確に行なえるようになる。

[0 0 1 7]

また、本発明は、演算手段が、使用電力量を所定倍することで、または、使用電力量に応じたパルス出力のしきい値を調整することで、使用電力量の絶対誤差を補正することを特徴とする。

[0 0 1 8]

この構成によれば、算出した使用電力量を増幅手段の増幅率に応じて所定倍することで、算出した使用電力量の絶対誤差が補正される。また、算出した使用電力量に応じたパルス出力のしきい値を調整することによっても、パルス出力のタイミングが調整されて、パルスは実際の使用電力量に応じて出力されるようになり、算出した使用電力量の絶対誤差が補正される。このため、算出した使用電力量は、所定倍することによっても、パルス出力のしきい値を調整することによっても、その絶対誤差の補正が可能となり、電子式電力量計の設計の自由度が増す。

10

[0 0 1 9]

また、本発明は、
演算手段が、

電圧センサの検出出力の基準電位が電流センサの検出出力の基準電位とは異なる電位に設定されている場合に、

20

選択スイッチが電圧センサの検出出力および電流センサの検出出力のうちいずれか一方の検出出力を選択したときのA/D変換手段の出力のみから、選択スイッチが基準電位を選択したときのA/D変換手段の出力を除去したデジタル信号に基づいて、被計測対象の使用電力量を算出することを特徴とする。

[0 0 2 0]

この構成によれば、各センサの検出出力から算出される電力値は直流成分からなるが、基準電位の除去が行なわれなかった方の検出出力に現れる増幅手段およびA/D変換手段のオフセットは、電圧の正負均等に現れる交流成分となって、使用電力量の積算処理過程における積分処理で除去される。従って、A/D変換手段で変換された基準電位の除去が、電流センサの検出出力または電圧センサの検出出力のいずれか一方に対してのみ行なわれるだけで、算出する使用電力量から増幅手段およびA/D変換手段のオフセットを除去することができる。このため、被計測対象の使用電力量の算出処理が簡略化されるようになり、ソフトウェアの規模がさらに小さくなって演算処理装置のメモリサイズがさらに小さくなると共に、動作クロック周波数をさらに低くして消費電流をさらに減少させることができる。

30

[0 0 2 1]

また、本発明は、演算処理装置が、電圧センサおよび電流センサの検出出力ならびにこの検出出力の基準電位のいずれかに対するA/D変換手段による変換の完了後即座に選択スイッチを切り換えて次の選択を行なわせた後、時間をおいてA/D変換手段による次の変換を行なわせることを特徴とする。

40

[0 0 2 2]

この構成によれば、電圧センサおよび電流センサの検出出力ならびにこの検出出力の基準電位のいずれかに対するA/D変換手段による変換が完了すると、即座に選択スイッチが切り換えられ、その後時間をおいて、切り換えられた選択スイッチによって入力される信号に対し、A/D変換手段による変換が行なわれる。このため、A/D変換手段による各変換は、選択スイッチが切り換えられてからある程度の時間が経過して、A/D変換手段に入力される信号が安定した状態で開始されるようになる。従って、計測誤差の発生要因が取り除かれて、A/D変換手段による各変換は正確に行なわれるようになる。

[0 0 2 3]

50

[0 0 2 4]

[0 0 2 5]

また、本発明は、A / D変換手段の参照電圧が演算処理装置の動作電圧と同電位に設定されていることを特徴とする。

[0 0 2 6]

この構成によれば、A / D変換手段にその参照電圧を供給する電源と、演算処理装置にその動作電圧を供給する電源とを共通化することができる。このため、A / D変換手段にその参照電圧を供給する電源を別個に用意する必要がなくなり、さらに製品の小型化およびコストダウンを図ることができる。

[0 0 2 7]

本発明によれば、上記のように、製品の小型化およびコストダウンを十分に図ることができる電子式電力量計を提供することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

[0 0 2 8]

【図 1】従来の電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。

【図 2】図 1 に示す電子式電力量計における電力量の算出処理の概略を示すフローチャートである。

【図 3】本発明の一実施形態による電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。

【図 4】図 3 に示すブロック図の一部詳細回路図である。

【図 5】図 3 に示す電子式電力量計における電力量の算出処理の概略を示すフローチャートである。

【図 6】図 5 に示す電力量の算出処理の詳細を示すフローチャートである。

【図 7】本発明の第 1 の変形例による電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。

【図 8】本発明の第 2 の変形例による電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。

【図 9】本発明の第 3 の変形例による電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。

【図 10】本発明の第 4 の変形例による電子式電力量計における、累積加算される使用電力量と生成されるパルス信号との関係を示す図である。

【図 11】本発明の第 5 の変形例による電子式電力量計に用いられる A / D コンバータの内部回路図である。

【発明を実施するための最良の形態】

[0 0 2 9]

次に、本発明を実施するための最良の形態について説明する。

[0 0 3 0]

図 3 は、本実施形態による単相 2 線式の電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。また、図 4 は、図 3 に示すブロック図の一部詳細回路図である。なお、図 3 および図 4 において図 1 と同一または相当する部分には同一の符号を付して説明する。

[0 0 3 1]

本実施形態による電子式電力量計は、電圧センサ 1 3、電流センサ 1 4、汎用のマイコン 2 1、および液晶表示部 6 を備えて構成されている。演算処理装置を構成しているマイコン 2 1 は、選択スイッチ 2 2、差動増幅器 2 3、A / D コンバータ 2 4、ソフトウェア処理部 2 5、液晶ドライバ 5、および LED 1 5 を備えており、回路グランド (G N D) は 0 [V] の基準電位 V_{SS} に接続されている。

[0 0 3 2]

電圧センサ 1 3 は、電源端子 P 0 , P 1 間に入力される電圧 $V \cdot \sin t$ を抵抗 1 3 a , 1 3 b , 1 3 c で分圧する分圧回路から構成されており、抵抗 1 3 c の両端に現れる分圧電圧 $E_v \cdot \sin t$ を被計測対象の電圧として検出し、出力する。抵抗 1 3 c が接続される

10

20

30

40

50

信号グランドは、マイコン 2 1 の動作電圧 V_{DD} (3 . 6 [V]) の 1 / 2 の電圧であるバイアス電圧 V_{COM} (1 . 8 [V]) が図 4 に示すように基準電位 V_{SS} に印加された電位にされている。電流センサ 1 4 は、シャント抵抗 1 4 a から構成されており、負荷端子 1 S , 1 L 間を流れる負荷電流 $I \cdot \sin t$ によってシャント抵抗 1 4 a の両端間に現れる電圧 $E_I \cdot \sin t$ を被計測対象の電流として検出し、出力する。電源端子 P 1 および負荷端子 1 S はマイコン 2 1 の基準電位 V_{SS} と同じ 0 [V] に接続されており、この 0 [V] は、電流センサ 1 4 の検出出力の基準電位となっている。このように、本実施形態では、電流センサ 1 4 の検出出力の基準電位と電圧センサ 1 3 の検出出力の基準電位とは、それぞれ 0 [V] と 1 . 8 [V] に設定されて異なっている。

【 0 0 3 3 】

選択スイッチ 2 2 は、端子 2 2 a , 2 2 b , 2 2 c 中のいずれかの端子に接続が択一的に切り換えられる。端子 2 2 a に切り換えられると電圧センサ 1 3 の検出出力、端子 2 2 b に切り換えられると電流センサ 1 4 の検出出力、端子 2 2 c に切り換えられると電流センサ 1 4 の基準電位が選択される。従って、選択スイッチ 2 2 は、電圧センサ 1 3 もしくは電流センサ 1 4 の検出出力またはこの検出出力の基準電位のいずれかを択一的に選択して出力する。

【 0 0 3 4 】

差動増幅器 2 3 は、選択スイッチ 2 2 を介して上記各センサ 1 3 , 1 4 と接続されており、その増幅出力を A / D コンバータ 2 4 へ出力する。差動増幅器 2 3 および A / D コンバータ 2 4 は、電源 2 6 が発生するバイアス電圧 V_{COM} (1 . 8 [V]) が回路グランド (0 [V]) に加算された電位を基準電位としており、それぞれ、マイコン 2 1 の動作電圧 V_{DD} (3 . 6 [V]) が供給されて動作する。

【 0 0 3 5 】

図 4 に示すように、差動増幅器 2 3 の反転入力端子 (-) は、抵抗 2 3 a を介して選択スイッチ 2 2 の出力端子と接続されており、選択スイッチ 2 2 によって選択された各センサ 1 3 , 1 4 からの検出出力およびその基準電位が入力される。また、非反転入力端子 (+) は、抵抗 2 3 b を介して電流センサ 1 4 の 0 [V] の基準電位、抵抗 2 3 c を介して電源 2 6 に接続されている。また、差動増幅器 2 3 の反転入力端子 (-) と出力端子との間には抵抗 2 3 d が設けられて負帰還がかけられている。差動増幅器 2 3 は、選択スイッチ 2 2 によって選択された少なくとも電流センサ 1 4 の検出出力を増幅する増幅手段を構成しており、反転入力端子 (-) および非反転入力端子 (+) に入力される入力信号を差動増幅する差動増幅手段を構成している。

【 0 0 3 6 】

差動増幅器 2 3 の出力端子には A / D コンバータ 2 4 が接続されている。マイコン 2 1 は、選択スイッチ 2 2 を一定時間間隔毎に切り換えて、電圧センサ 1 3 および電流センサ 1 4 の検出出力ならびにこの検出出力の基準電位に対する各変換を A / D コンバータ 2 4 に一定時間間隔毎に行なわせる。A / D コンバータ 2 4 は、差動増幅器 2 3 から入力される信号を、参照電圧 V_{ref} を参照して変調によってアナログ信号からデジタル信号に変換する。A / D コンバータ 2 4 は、電圧センサ 1 3 および電流センサ 1 4 の検出出力ならびに電流センサ 1 4 の基準電位を、変調によってアナログ信号からデジタル信号に変換する A / D 変換手段を構成している。

【 0 0 3 7 】

A / D コンバータ 2 4 の出力側には、ソフトウェア処理部 2 5 が接続されている。ソフトウェア処理部 2 5 には、使用電力量に比例したパルス信号が出力される LED 1 5 および液晶表示部 6 の表示を制御する液晶ドライバ 5 が接続されている。ソフトウェア処理部 2 5 は、A / D コンバータ 2 4 でデジタル信号に変換された電圧センサ 1 3 の検出出力および電流センサ 1 4 の検出出力を乗算して電力を計算し、この計算した電力を累積加算して被計測対象の使用電力量を算出する。算出した使用電力量は、液晶ドライバ 5 の制御によって液晶表示部 6 に表示される。また、ソフトウェア処理部 2 5 は、算出した使用電力量に比例したパルス信号を生成する。この生成したパルス信号が出力されているときに L

10

20

30

40

50

LED 15に電流が流れ、LED 15が発光する。このLED 15で発光する光は受光センサで検出され、使用電力量に比例したパルス信号が用いられて電力量計測精度の検定処理が行なわれる。ソフトウェア処理部 25は、A/Dコンバータ 24で変換されたデジタル信号に基づいて被計測対象の使用電力量を演算する演算手段を構成している。

【0038】

図5は、上記のソフトウェア処理部 25による使用電力量の算出処理の概略を示すフローチャートである。

【0039】

本実施形態における使用電力量の算出処理では、まず始めに、電流A/D変換処理が行なわれる(図5, S21参照)。この処理では、選択スイッチ 22が端子 22bに接続を切り換えられ、差動増幅器 23で増幅された電流センサ 14の検出出力が、A/Dコンバータ 24の変調によってアナログ信号からデジタル信号に変換される。続いて、電圧A/D変換処理が行なわれる(S22)。この処理では、選択スイッチ 22が端子 22aに接続を切り換えられ、差動増幅器 23で増幅された電圧センサ 13の検出出力が、A/Dコンバータ 24の変調によってアナログ信号からデジタル信号に変換される。

【0040】

次に、S21でデジタル信号に変換された電流値およびS22でデジタル信号に変換された電圧値から、前回の後述するS27の処理でデジタル信号に変換されたオフセットが除去され、オフセットが除去された電流値および電圧値から電力が計算される(S23)。オフセットは、差動増幅器 23の入力が零のときにA/Dコンバータ 24の出力に現れる電圧であり、上記S23の処理における電力計算式は、(電圧値 - オフセット) × (電流値 - オフセット)として表わされる。

【0041】

次に、ゲイン調整処理が行なわれる(S24)。この処理では、S23で計算された電力データを、差動増幅器 23の増幅率に応じて予め決められた倍率で所定倍することで、瞬時電力の絶対誤差が補正される。次に、S23およびS24の処理で得られた電力データが累積加算されて使用電力量が算出され(S25)、この算出された使用電力量が液晶表示部 6に表示される。また、算出された使用電力量に比例したパルス信号が生成され、この生成されたパルス信号がLED 15へ出力される(S26)。

【0042】

次に、オフセットA/D変換処理が行なわれる(S27)。この処理では、選択スイッチ 22が端子 22cに接続を切り換えられ、差動増幅器 23に0[V]の基準電位が入力されて差動増幅される。そして、差動増幅された基準電位がA/Dコンバータ 24の変調によってデジタル信号に変換されて、差動増幅器 23およびA/Dコンバータ 24のオフセットが算出される。次回のS23の電力計算処理では、このS27のオフセットA/D変換処理で得られたオフセットが上述したように電圧値および電流値から除去されて、電力が計算される。

【0043】

図6は、上記の使用電力量の算出処理の詳細を示すフローチャートである。使用電力量の算出処理は、マイコン 21のタイマ割込処理として行なわれる。

【0044】

タイマ割込処理の割込タイミングを計時するタイマの計時時間が T_{SS} (=500[μ s])に達すると、タイマ割込処理が開始される。このタイマ割込処理で、マイコン 21は、まず始めに、 T_{S2} フラグがセットされているか否かを判別する(図6, S31参照)。 T_{S2} フラグは、電圧A/D変換処理(図5, S22参照)が行なわれる間、後述するようにS39でセットされる。この判別が“No”である場合、次に、 V_{OFF} 中フラグがセットされているか否か、すなわち、差動増幅器 23およびA/Dコンバータ 24のオフセットを計測している最中か否かを判別する(S32)。 V_{OFF} 中フラグは、オフセットA/D変換処理(図5, S27参照)が行なわれる間後述するようにS45でセットされる。オフセットA/D変換処理が行なわれていなくて、S32の判別が“No”で

10

20

30

40

50

ある場合、マイコン 21 は、タイマに T_{S1} ($= 93 [\mu s]$) の時間をセットし (S33)、時間 T_{S1} の計時を開始させる。この時間 T_{S1} の計時が行なわれる間に、以下に示す S39 までの一連の処理が行なわれる。また、S33 のタイマセットにより、 T_{S1} の時間経過後、次のタイマ割込が発生して S41 の電圧 A/D 変換が開始される。次に、マイコン 21 は、電流 A/D 変換処理 (図 5, S21 参照) を開始させる (S34)。この際、選択スイッチ 22 は、後述する S56 の処理で、電流センサ 14 の検出出力が A/D コンバータ 24 へ出力される端子 22b に既に切り換えられている。次に、マイコン 21 は、S34 で開始させた電流 A/D 変換処理が完了したか否かを判別し (S35)、この判別が “Yes” になると、A/D コンバータ 24 の動作を即座に停止させる (S36)。そして、選択スイッチ 22 を端子 22a に切り換えて、電圧センサ 13 の検出出力が差動増幅器 23 に入力される状態にセットし (S37)、次の電圧 A/D 変換 (S41 参照) の開始準備を行なう。

10

【0045】

次に、S34 および S35 の処理でデジタル信号に変換された電流センサ 14 の検出出力値 (AD 値) から、後述する S55 で既にデジタル信号に変換してあるオフセット値 (V_{OFF} 値) を除去した値 (電流値 - オフセット) を、電力計算に用いる電流値としてマイコン 21 が内蔵する RAM (ランダム・アクセス・メモリ) の図示しない作業データ格納領域にセットする (S38)。次に、マイコン 21 は、 T_{S2} フラグをセットして (S39)、タイマ割込処理を終了する。

20

【0046】

また、 T_{S2} フラグがセットされていて S31 の判別が “Yes” である場合、マイコン 21 は、タイマに T_{S2} ($= T_{SS} - T_{S1} = 500 - 93 = 407 [\mu s]$) の時間をセットし (S40)、この時間 T_{S2} の計時を開始させる。この時間 T_{S2} の計時が行なわれる間に、以下に示す S49 までの一連の処理が行なわれる。また、S40 のタイマセットにより、 T_{S2} の時間経過後、次のタイマ割込が発生して S52 の V_{OFF} A/D 変換が開始される。次に、マイコン 21 は、電圧 A/D 変換処理 (図 5, S22 参照) を開始させる (S41)。この際、選択スイッチ 22 は、S37 の処理で、電圧センサ 13 の検出出力が A/D コンバータ 24 へ出力される端子 22a に既に切り換えられている。次に、マイコン 21 は、S41 で開始させた電圧 A/D 変換処理が完了したか否かを判別し (S42)、この判別が “Yes” になると、A/D コンバータ 24 の動作を即座に停止させる (S43)。そして、選択スイッチ 22 を端子 22c に切り換えて、電流センサ 14 の基準電位が差動増幅器 23 に入力される状態にセットし (S44)、 V_{OFF} 中フラグをセットして (S45)、次の V_{OFF} A/D 変換 (S52 参照) の開始準備を行なう。

30

【0047】

次に、S41 および S42 の処理でデジタル信号に変換された電圧センサ 13 の検出出力値 (AD 値) から、後述する S55 で既にデジタル信号に変換してあるオフセット値 (V_{OFF} 値) を除去した値 (電圧値 - オフセット) を、電力計算に用いる電圧値としてマイコン 21 が内蔵する RAM の図示しない作業データ格納領域にセットする (S46)。次に、S39 でセットした T_{S2} フラグをクリアし (S47)、引き続いて、S38 で作業データ格納領域にセットした電流値と S46 で作業データ格納領域にセットした電圧値とを乗算して電力を計算する (S48)。この S48 で算出した電力データに対しては、上述したゲイン調整処理 (図 5, S24 参照) および電力累積処理 (図 5, S25 参照) が行なわれ、使用電力量が算出されると共にその絶対誤差が補正される。次に、算出した使用電力量に基づいて、使用電力量に比例したパルス信号を生成し (S49)、タイマ割込処理を終了する。生成したパルス信号は上述したように LED 15 へ出力される (図 5, S26 参照)。

40

【0048】

また、 V_{OFF} 中フラグがセットされていて S32 の判別が “Yes” である場合、マイコン 21 は、タイマに T_{SS} ($= 500 [\mu s]$) の時間をセットし (S51)、時間 T

50

T_{SS} の計時を開始させる。この時間 T_{SS} の計時が行なわれる間に、以下に示す S57 までの一連の処理が行なわれる。また、S51 のタイマセットにより、 T_{SS} の時間経過後、次のタイマ割込が発生して S34 の電流 A/D 変換が開始される。次に、マイコン 21 は、オフセット A/D 変換処理 (図 5, S27 参照) を開始させる (S52)。この際、選択スイッチ 22 は、S44 の処理で、電流センサ 14 の基準電位が A/D コンバータ 24 へ出力される端子 22c に既に切り換えられている。次に、マイコン 21 は、S52 で開始させたオフセット A/D 変換処理が完了したか否かを判別し (S53)、この判別が “Yes” になると、A/D コンバータ 24 の動作を即座に停止させる (S54)。続いて、S52 および S53 の処理でデジタル信号に変換されたオフセット値 (V_{OFF} 値) を、マイコン 21 が内蔵する RAM の作業データ格納領域にセットする (S55)。そして、選択スイッチ 22 を端子 22b に切り換えて、電流センサ 14 の検出出力が差動増幅器 23 に入力される状態にセットし (S56)、次の電流 A/D 変換 (S34 参照) の開始準備を行なう。次に、S45 でセットした V_{OFF} 中フラグをクリアして (S57)、タイマ割込処理を終了する。

【0049】

本実施形態による電子式電力量計によれば、上述したように、電圧センサ 13 の検出出力、電流センサ 14 の検出出力、およびこれら検出出力の基準電位は、A/D コンバータ 24 において変調によってアナログ信号からデジタル信号に変換される (図 5, S21, S22, S27、図 6, S34, S41, S52 参照)。そして、ソフトウェア処理部 25 における演算により、デジタル信号に変換された電圧センサ 13 および電流センサ 14 の各検出出力から、デジタル信号に変換された基準電位が除去されることにより (図 6, S38, S46 参照)、電圧センサ 13 および電流センサ 14 の各検出出力から差動増幅器 23 および A/D コンバータ 24 のオフセットが除去される。被計測対象の使用電力量は、オフセットが除去された電圧センサ 13 および電流センサ 14 の各検出出力を用いて算出される (図 5, S23, S25、図 6, S48 参照)。

【0050】

A/D コンバータ 24 におけるアナログ信号からデジタル信号への変換は、変調の際のオーバーサンプリングによって細かくサンプリングされて高い分解能で行なわれるので、従来の電子式電力量計のように、A/D コンバータ 24 の分解能を補うために増幅手段を多段に構成する必要がなくなる。このため、増幅手段を多段に構成しなくても、広範囲の計測精度保証範囲を必要とする電流センサ 14 の検出出力を広範囲にわたって高精度に計測することができるようになる。また、増幅手段を多段に構成する必要がなくなるので、従来の電子式電力量計のように、増幅器の最適な段数を決定したり、各段の増幅器のオフセットを計測したり、計測した数回分のオフセット値を増幅器の各段毎に RAM に記憶する必要がなくなる。さらに、ゲイン調整処理によって各段の増幅器毎にゲイン調整をしたり、ゲインエラー補正処理によって各段の増幅器についての抵抗誤差を補正する必要がなくなる。従って、処理の量が少なくなってソフトウェア処理部 25 におけるソフトウェアの規模が小さくなり、マイコン 21 に内蔵される RAM のデータ記憶容量も小さくなるので、マイコン 21 に必要とされる RAM のメモリサイズが小さくて済むようになる。また、処理量が減少するので、マイコン 21 の動作クロック周波数を低く抑えて、その消費電流を小さくすることができる。また、増幅手段を多段に構成する必要がないので、アナログ回路部分の規模も小さくなって電子式電力量計に内蔵する電子回路基板の基板サイズが小型化すると共に、アナログ回路部分における消費電流も小さくすることができる。従って、電子式電力量計の電源として小型電源を用いることが可能となる。また、消費電流を小さくして電源からの出力電圧の変動幅を小さくすることができるので、従来の電子式電力量計のような電源の出力電圧を安定させるための回路部品が不要となり、コストを抑えることができる。また、マイコン 21 の動作クロック周波数を低く抑えることができるので、マイコン 21 から発生する電磁ノイズによる放射電界強度の影響を小さくして、耐ノイズ性能の対策に係るコストを抑えることもできる。この結果、本実施形態による電子式電力量計によれば、製品の小型化およびコストダウンを十分に図ることが可能になる

10

20

30

40

50

【 0 0 5 1 】

また、増幅手段に差動増幅器 2 3 を用いているため、差動増幅器 2 3 から出力される電圧センサ 1 3 および電流センサ 1 4 からの検出信号にバイアス電圧 V_{COM} を印加することができる。このため、電圧センサ 1 3 および電流センサ 1 4 の検出信号が電圧の負の範囲に振れるものであっても、バイアス電圧 V_{COM} を印加することによって正の範囲で変動する信号にして、電圧センサ 1 3 および電流センサ 1 4 の検出信号を差動増幅器 2 3 によって増幅し、A / D コンバータ 2 4 によってデジタル信号に変換できる。また、増幅手段に差動増幅器 2 3 を用いているため、その反転入力端子 (-) および非反転入力端子 (+) に雑音が乗っても相殺されて雑音の影響を排除できるので、各センサ 1 3 , 1 4 の検出信号を高い精度で増幅することができる。

10

【 0 0 5 2 】

また、本実施形態では、図 6 , S 3 4 の電流 A / D スタート、S 4 1 の電圧 A / D スタート、S 5 2 の V_{OFF} A / D スタートは、それぞれ、 $T_{S1} + T_{S2} + T_{SS}$ (= 1 0 0 0 [μs]) の一定時間間隔で行なわれる。そして、電圧センサ 1 3 および電流センサ 1 4 の検出出力ならびにこの検出出力の基準電位のいずれかに対する A / D コンバータ 2 4 による変換が完了すると、即座に選択スイッチ 2 2 が切り換えられ (図 6 , S 3 7 , S 4 4 , S 5 6 参照)、その後時間をおいて、切り換えられた選択スイッチ 2 2 によって入力される信号に対し、A / D コンバータ 2 4 による変換が行なわれる (図 6 , S 3 4 , S 4 1 , S 5 2 参照)。このため、A / D コンバータ 2 4 による各変換は、選択

20

【 0 0 5 3 】

また、本実施形態では、電圧センサ 1 3 および電流センサ 1 4 の検出出力ならびにこの検出出力の基準電位に対する各変換が完了すると、A / D コンバータ 2 4 の動作が即座に停止し (図 6 , S 3 6 , S 4 3 , S 5 4 参照)、A / D コンバータ 2 4 による次の変換の開始準備が行なわれる。このため、A / D コンバータ 2 4 による各変換は、A / D コンバータ 2 4 が停止した状態から速やかに実行されるようになる。従って、A / D コンバータ 2 4 の動作を停止させずに継続して変換する場合には、変換開始時に A / D コンバータ 2 4 の前の変換動作の完了を待つことなどにより次の変換の開始が遅延して、各変換の開始を一定周期で行なうことができないが、本実施形態によれば、1 0 0 0 (= 9 3 + 4 0 7 + 5 0 0) [μs] 毎の一定周期で行なうことができる (図 6 , S 3 4 , S 4 1 , S 5 2 参照)。この結果、被計測対象の電圧および電流の計測タイミングならびにオフセットの計測タイミングが一定周期で行なわれて、被計測対象の使用電力量の算出処理が正確に行なえるようになる。

30

【 0 0 5 4 】

なお、上記実施形態では、電力計算が、式 (電圧値 - オフセット) \times (電流値 - オフセット) によって行なわれる場合を説明したが (図 5 , S 2 3、図 6 , S 3 8 , S 4 6 , S 4 8 参照)、本発明はこれに限られるものではない。上記実施形態のように、電流センサ 1 4 の検出出力の基準電位 (0 [V]) と電圧センサ 1 3 の検出出力の基準電位 (1 . 8 [V]) とを異ならせた場合に、ソフトウェア処理部 2 5 における演算が、A / D コンバータ 2 4 で変換された電流センサ 1 4 の検出出力の基準電位を、A / D コンバータ 2 4 で変換された電流センサ 1 4 の検出出力のみから除去 (オフセットキャンセル) する構成とすることも可能である。

40

【 0 0 5 5 】

つまり、この構成では、電圧センサ 1 3 で検出した電圧値からオフセットを除去する図 6 , S 4 6 の処理は行なわれず、電力は、式 (電圧値) \times (電流値 - オフセット) によって計算される。このように電流側のオフセットキャンセルのみ行ない、電圧側のオフセットキャンセルを行なわなくても、以下に示すように、使用電力量は正確に算出される。

50

【0056】

図4における電源端子P0, P1間の電圧を $V \cdot \sin t$ 、電圧センサ13の信号グラウンドを V_{COM} 、差動増幅器23およびA/Dコンバータ24によるオフセットを V_{OFF} 、抵抗13a, 13b, 13cの抵抗値をそれぞれ R_1, R_2, R_3 、 $\alpha = R_3 / (R_1 + R_2 + R_3)$ とすると、抵抗13cの両端に現れる電圧 $E_V \cdot \sin t$ に基づいて電圧センサ13で計測される電圧のA/D変換結果は、

$$E_V \cdot \sin t + V_{OFF} \\ = (V \cdot \sin t - V_{COM}) \times \alpha + V_{OFF}$$

となる。また、負荷端子1L, 1S間を流れる電流 $I \cdot \sin t$ によってシャント抵抗14aの両端に電圧 $E_I \cdot \sin t$ が現れるので、電流センサ14で計測される電流のA/D変換結果は、

$$E_I \cdot \sin t + V_{OFF}$$

となる。従って、電力は、以下に示すように計算される。

電力

$$= (\text{電圧値}) \times (\text{電流値} - \text{オフセット})$$

$$= (E_V \cdot \sin t + V_{OFF}) \times (E_I \cdot \sin t + V_{OFF} - V_{OFF})$$

$$= \{ (V \cdot \sin t - V_{COM}) \times \alpha + V_{OFF} \} \times (E_I \cdot \sin t + V_{OFF} - V_{OFF})$$

$$= (\alpha \cdot V \cdot \sin t - \alpha \cdot V_{COM} + V_{OFF}) \times E_I \cdot \sin t$$

$$= \alpha \cdot V \cdot E_I \cdot \sin^2 t - E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \sin t$$

【0057】

この場合、各センサ13, 14の検出出力から算出される電力値は、第1項の直流成分 $(\alpha \cdot V \cdot E_I \cdot \sin^2 t)$ からなるが、基準電位の除去が行なわれなかった電圧センサ13の検出出力に現れる差動増幅器23およびA/Dコンバータ24のオフセット V_{OFF} は、第2項の正負に振れる交流成分 $E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \sin t$ となつて、図5, S25の電力累積処理における積分処理により零になる。従って、電圧側のオフセットキャンセルを行なわなくとも、 V_{OFF} の影響は電力計算の際に自動的に除去されることになる。つまり、上記の式で $\alpha \cdot V = E_V$ とすると、時刻0~tの間に算出される使用電力量は、以下の式で計算される。ここで、 $\sin^2 t = -(\cos 2t - 1) / 2$ と変換される。また、 $\omega = 2\pi f = 2\pi / T$ であるので、 $t = 2\pi / \omega$ と変換される。

【数1】

10

20

30

$$\begin{aligned}
& \int_0^t E_V \cdot E_I \cdot \sin^2 \omega t \, dt - \int_0^t E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \sin \omega t \, dt \\
&= -\frac{E_V \cdot E_I}{2} \int_0^t (\cos 2\omega t - 1) \, dt - E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \int_0^t \sin \omega t \, dt \\
&= -\frac{E_V \cdot E_I}{2} \left[\frac{1}{2\omega} \cdot \sin 2\omega t - t \right]_0^t - E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \times \left[-\frac{1}{\omega} \cdot \cos \omega t \right]_0^t \quad 10 \\
&= -\frac{E_V \cdot E_I}{2} \left(\frac{1}{2\omega} \cdot \sin 2\omega t - t \right) - E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \times \left(-\frac{1}{\omega} \cdot \cos \omega t + \frac{1}{\omega} \right) \\
&= -\frac{E_V \cdot E_I}{2} \left\{ \frac{1}{2\omega} \cdot \sin \left(2\omega \cdot \frac{2\pi}{\omega} \right) - t \right\} \\
&\quad - E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \times \left\{ -\frac{1}{\omega} \cdot \cos \left(\omega \cdot \frac{2\pi}{\omega} \right) + \frac{1}{\omega} \right\} \quad 20 \\
&= -\frac{E_V \cdot E_I}{2} \left(\frac{1}{2\omega} \cdot \sin 4\pi - t \right) - E_I (\alpha \cdot V_{COM} - V_{OFF}) \times \left(-\frac{1}{\omega} \cdot \cos 2\pi + \frac{1}{\omega} \right) \\
&= \frac{E_V \cdot E_I \cdot t}{2}
\end{aligned}$$

【0058】

ここで、 E_V 、 E_I はピーク値であるので、実効値で上記の使用電力量を表わすと以下の式となる。 30

【数2】

$$\begin{aligned}
& \frac{\sqrt{2} E_V \cdot \sqrt{2} E_I \cdot t}{2} \\
&= E_V \cdot E_I \cdot t
\end{aligned}$$

40

【0059】

このように、電圧側のオフセットキャンセルを行なわなくとも、 V_{OFF} の影響は電力計算の際に自動的に除去される。

【0060】

上記の構成によれば、A/Dコンバータ24で変換された基準電位の除去が、電流センサ14の検出出力に対してのみ行なわれるだけで、算出する使用電力量から差動増幅器23およびA/Dコンバータ24のオフセットを除去することができる。このため、被計測対象の使用電力量の算出処理が簡略化されるようになり、ソフトウェアの規模がさらに小さくなってマイコン21のメモリサイズがさらに小さくなると共に、動作クロック周波数 50

をさらに低くして消費電流をさらに減少させることができる。

【0061】

また、上記構成では、図3および図4に示すように、電流センサ14の検出出力の基準電位と電圧センサ13の検出出力の基準電位とが、それぞれ0[V]と1.8[V]に設定され、A/Dコンバータ24で変換された電流センサ14の検出出力の基準電位を、A/Dコンバータ24で変換された電流センサ14の検出出力のみから除去する場合を説明したが、本発明はこれに限られるものではない。例えば、電流センサ14の検出出力の基準電位を信号グラウンドの基準電位(例えば1.8[V])、電圧センサ13の検出出力の基準電位を回路グラウンドの基準電位 V_{SS} (例えば0[V])に設定すると共に、選択スイッチ22の端子22cをこの回路グラウンドの基準電位 V_{SS} に接続して、A/Dコンバータ24で変換された電圧センサ13の検出出力の基準電位を、A/Dコンバータ24で変換された電圧センサ13の検出出力のみから除去する構成とすることもできる。

10

【0062】

上記のように、各センサ13, 14の検出出力から算出される電力値は直流成分からなるが、基準電位の除去が行なわれなかった方の検出出力に現れる差動増幅器23およびA/Dコンバータ24のオフセットは、電圧の正負均等に現れる交流成分となっており、使用電力量の積算処理過程における積分処理(図5, S25参照)で除去される。従って、A/Dコンバータ24で変換された基準電位の除去が、電流センサ14の検出出力または電圧センサ13の検出出力のいずれか一方に対してのみ行なわれるだけで、算出する使用電力量から差動増幅器23およびA/Dコンバータ24のオフセットを除去することができる。このため、被計測対象の使用電力量の算出処理が簡略化されるようになり、ソフトウェアの規模がさらに小さくなってマイコン21のメモリサイズがさらに小さくなると共に、動作クロック周波数をさらに低くして消費電流をさらに減少させることができる。

20

【0063】

また、上記の実施形態においては、1組の電圧センサ13および電流センサ14が選択スイッチ22を介して差動増幅器23に接続されて構成されている場合を説明したが、複数組の電圧センサおよび電流センサを備えた多素子計器の構成とすることも可能である。

【0064】

図7は、3組の電圧センサおよび電流センサを備えた電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。なお、同図において図3と同一または相当する部分には同一の符号を付して、その説明は省略する。

30

【0065】

本構成による多素子の電子式電力量計では、マイコン41に内蔵された差動増幅器23に、選択スイッチ42を介して電圧センサ13A, 13B, 13C、および電流センサ14A, 14B, 14Cが接続されている。各電流センサ14A~14Cは電流トランスまたはロゴスキーコイルで構成されており、ソフトウェア処理部25aによる電力計算は各組の素子毎に行なわれる。これらの点以外については、上記実施形態と同一の構成となっている。この構成においても、上記実施形態における電子式電力量計と同様の作用効果が奏される。

【0066】

40

また、上記実施形態においては、電圧センサ13および電流センサ14の両方のセンサの検出出力が差動増幅器23によって増幅される場合を説明したが、本発明はこれに限られるものではない。被計測対象となる電圧は、被計測対象となる電流と比べて計測精度保証範囲は広範囲ではなく、また、被計測対象となる電流と比べて検出信号の振幅も大きい。このため、図8に示すように、電圧センサ13を差動増幅器23を介さずに直接A/Dコンバータ24に接続する構成とすることも可能となる。なお、同図において図3と同一または相当する部分には同一の符号を付して、その説明は省略する。

【0067】

本構成においては、2つの選択スイッチ22, 52を使って電圧センサ13が差動増幅器23を介さずにA/Dコンバータ24に接続される点、これら構成に応じてソフトウェ

50

ア処理部 25b における処理が異なっている点以外、上記実施形態と同一の構成となっている。

【0068】

電圧センサ 13 の検出出力が A/D コンバータ 24 に入力されてデジタル信号に変換される際には、選択スイッチ 22, 52 が、それぞれ図 8 に示すように端子 22a, 52a に切り換えられ、電圧センサ 13 の検出出力は、選択スイッチ 22, 52 を介して直接 A/D コンバータ 24 に入力される。また、電流センサ 14 の検出出力が A/D コンバータ 24 に入力されてデジタル信号に変換される際には、選択スイッチ 22, 52 が、端子 22b, 52b に切り換えられ、電流センサ 14 の検出出力は、差動増幅器 23 で増幅されてから A/D コンバータ 24 に入力される。また、電流センサ 14 の基準電位が A/D コンバータ 24 に入力されてデジタル信号に変換される際には、選択スイッチ 22, 52 が、それぞれ端子 22c, 52b に切り換えられ、電流センサ 14 の基準電位は、差動増幅器 23 において差動増幅されてから A/D コンバータ 24 に入力される。従って、この構成においても、上記実施形態における電子式電力量計と同様の作用効果が奏される。

10

【0069】

また、上記実施形態においては、差動増幅器 23 が、マイコン 21 の内部の、A/D コンバータ 24 の前段に内蔵されている場合を説明したが、本発明はこれに限られるものではない。差動増幅器 23 は、マイコン 21 に内蔵されていても、また、マイコン 21 の外部に設けられていても構わない。

【0070】

図 9 は、差動増幅器 23 がマイコン 21 の外部に設けられて構成された電子式電力量計の回路構成の概略を示すブロック図である。なお、同図において図 3 と同一または相当する部分には同一の符号を付して、その説明は省略する。

20

【0071】

本構成におけるマイコン 61 は、増幅器 63 を備えた汎用のマイコンであり、増幅器 63 は、選択スイッチ 62 を介して A/D コンバータ 24 と接続されている。また、電流センサ 14 は、マイコン 61 の外部に設けられた選択スイッチ 65 および差動増幅器 64 を介してマイコン 61 内部の選択スイッチ 22 に接続されている。これらの点、およびこれら構成に応じてソフトウェア処理部 25c における処理が異なっている点以外については、上記実施形態と同一の構成となっている。

30

【0072】

電圧センサ 13 の検出出力が A/D コンバータ 24 に入力されてデジタル信号に変換される際には、選択スイッチ 22, 62 が、それぞれ図 9 に示すように端子 22a, 62a に切り換えられる。電圧センサ 13 の検出出力は、選択スイッチ 22, 62 を介して直接 A/D コンバータ 24 に入力される。また、電流センサ 14 の検出出力が A/D コンバータ 24 に入力されてデジタル信号に変換される際には、選択スイッチ 65, 22, 62 がそれぞれ端子 65a, 22b, 62b に切り換えられる。電流センサ 14 の検出出力は、差動増幅器 23 および増幅器 63 でそれぞれ増幅されてから A/D コンバータ 24 に入力される。また、電流センサ 14 の基準電位が A/D コンバータ 24 に入力されてデジタル信号に変換される際には、選択スイッチ 65, 22, 62 が、それぞれ端子 65b, 22c, 62b に切り換えられる。電流センサ 14 の基準電位は、差動増幅器 23 および増幅器 63 でそれぞれ増幅されてから A/D コンバータ 24 に入力される。従って、この構成においても、上記実施形態における電子式電力量計と同様の作用効果が奏される。

40

【0073】

また、上記実施形態においては、ゲイン調整処理（図 5, S24 参照）において瞬時電力を所定倍することで使用電力量の絶対誤差を補正する場合を説明したが、本発明はこれに限られるものではない。

【0074】

図 10 は、累積加算される使用電力量（図 5, S25 参照）とソフトウェア処理部 25 から LED 15 へ出力されるパルス信号との関係を示す図である。同図（a）は、時間の

50

経過に応じて累積加算される使用電力量、同図 (b) は、同図 (a) に示す使用電力量が一定値 (しきい値) に達すると出力されるパルス信号の出力タイミングを、それぞれ示している。なお、同図 (a) , (b) において横軸は時間軸を表している。

【 0 0 7 5 】

使用電力量の絶対誤差を補正する必要がない場合には、同図 (a) において実線で示すように、パルス出力のしきい値が に設定されている。ソフトウェア処理部 2 5 において累積加算される使用電力量が に達すると、同図 (b) に示すようにパルス信号が出力され、累積加算された使用電力量が “ 0 ” にリセットされる。以後同様に、時間 t が経過して使用電力量がしきい値 に達する度にパルス信号が出力される。しきい値 は、電子式電力量計に定格電圧および定格電流が印加された場合、時間 t が一定になってパルス信号周波数が例えば 6.4 [Hz] になるように調整される。しかしながら、実際に累積加算される使用電力量の増加率は、各センサ 1 3 , 1 4 の感度や内部抵抗の値、A / D コンバータ 2 4 に印加される参照電圧 V_{ref} の値、差動増幅器 2 3 におけるゲインエラーといった、各部品の精度などに応じて、同図 (a) に点線や一点鎖線で示すのこぎり歯状波形のように小さくなったり、大きくなったりして変化する。このように増加率が変化すると使用電力量がしきい値 に達するタイミングも変化してしまうため、使用電力量に応じたパルス出力のしきい値を調整することで、使用電力量の絶対誤差を補正する。具体的には、同図 (a) において点線で示すように使用電力量の増加率が小さくなる場合には、しきい値を から (>) に変更する。また、一点鎖線で示すように使用電力量の増加率が大きくなる場合には、しきい値を から (<) に変更する。このように、しきい値を調整することで、パルス出力のタイミングが調整されるので、パルス信号は実際の使用電力量に応じて出力されるようになり、算出した使用電力量の絶対誤差が補正される。

【 0 0 7 6 】

算出した使用電力量の絶対誤差は、図 5 , S 2 4 のゲイン調整によって差動増幅器 2 3 の増幅率に応じて所定倍することで補正されるが、上記のように、パルス出力のしきい値を調整することによっても、補正される。このため、電子式電力量計の設計の自由度は増す。

【 0 0 7 7 】

また、上記実施形態においては、差動増幅器 2 3 を用いて各センサ 1 3 , 1 4 の検出信号や基準電位を増幅する場合を説明したが、本発明はこれに限られるものではない。例えば、図 3 および図 4 に示す電子式電力量計において、差動増幅器 2 3 の代わりに A / D コンバータ 2 4 の入力コンデンサ比によって各センサ 1 3 , 1 4 の検出信号や基準電位を増幅するようにしてもよい。図 1 1 は、A / D コンバータ 2 4 の内部に構成されるスイッチトキャパシタ積分回路を示す回路図である。

【 0 0 7 8 】

A / D コンバータ 2 4 は、演算増幅器 7 1 およびその出力側に接続されたコンパレータ 7 2 を備えて構成されている。演算増幅器 7 1 の入力側と出力側とは、ホールドコンデンサ 7 9 , 8 0 によって帰還接続されている。また、演算増幅器 7 1 の入力側には、入力信号のサンプリングを行なう容量 C_i のサンプリングコンデンサ 7 3 , 7 4 、およびフィードバックを行なう容量 C_r のフィードバックコンデンサ 7 5 , 7 6 が、接続されている。フィードバックコンデンサ 7 5 , 7 6 には、切換スイッチ 7 7 , 7 8 がそれぞれ接続されており、これらスイッチ 7 7 , 7 8 はコンパレータ 7 2 の出力によって切り換えられ、フィードバックコンデンサ 7 5 , 7 6 に参照電圧 $+V_{ref}$ または $-V_{ref}$ が印加される。サンプリングコンデンサ 7 3 は上述した選択スイッチ 2 2 に接続され、サンプリングコンデンサ 7 3 には選択スイッチ 2 2 の切り換えに応じて各センサ 1 3 , 1 4 の検出出力や基準電位が入力される。また、サンプリングコンデンサ 7 4 は電流センサ 1 4 の基準電位に接続され、サンプリングコンデンサ 7 4 には 0 [V] の基準電位が入力される。

【 0 0 7 9 】

上記構成において、サンプリングコンデンサ 7 3 , 7 4 に入力される信号は、それぞれ入力コンデンサ比 C_i / C_r の増幅率で差動増幅されて 変調され、アナログ信号から

10

20

30

40

50

デジタル信号に変換される。従って、この構成においても、上記実施形態と同様の作用効果が奏されることになる。

【0080】

また、上記の実施形態においては、電圧センサ13が分圧抵抗13a~13cから構成され、電流センサ14がシャント抵抗14aから構成される場合を説明したが、電圧センサ13や電流センサ14の種類は適宜変更可能である。例えば、電流センサ14として、図7に示した電流トランス(CT)やログスキーコイルなどを用いることも可能である。

【0081】

また、上記実施形態においては、選択スイッチ22の切り換えにより、電流センサ14の検出出力、電圧センサ13の検出出力、および電流センサ14の基準電位の順番で、A/Dコンバータ24においてA/D変換処理が行なわれる場合を説明したが(図5, S21, S22, S27参照)、これら各信号に対するA/D変換処理の順番は適宜変更可能である。

【0082】

また、上記実施形態においては、A/Dコンバータ24に印加される参照電圧 V_{ref} がマイコン21の動作電圧 V_{DD} とは別に用意される場合を説明したが、本発明はこれに限られるものではない。例えば、A/Dコンバータ24の参照電圧 V_{ref} をマイコン21の動作電圧 V_{DD} と同電位に設定し、A/Dコンバータ24に参照電圧 V_{ref} を供給する電源と、マイコン21に動作電圧 V_{DD} を供給する電源とを共通化することができる。この構成によれば、A/Dコンバータ24に参照電圧 V_{ref} を供給する電源を別個に用意する必要がなくなり、さらに製品の小型化およびコストダウンを図ることができる。

【0083】

また、上記実施形態のタイマ割込処理においては、 T_{S1} , T_{S2} , T_{SS} の時間を、それぞれ、 $93[\mu s]$, $407[\mu s]$, $500[\mu s]$ とすると共に、バイアス電圧 V_{COM} , マイコン21の動作電圧 V_{DD} を、それぞれ、 $1.8[V]$, $3.6[V]$ として説明したが、 T_{S1} , T_{S2} , T_{SS} や V_{COM} , V_{DD} はこれらの値に限定されるものではなく、適宜変更可能である。

【0084】

また、上記実施形態においては、電圧センサ13の耐電圧性能の向上を図るため、電源端子P0と抵抗13cとの間に2つの抵抗13a, 13bを直列に接続した場合を説明したが、電源端子P0と抵抗13cとの間に接続される抵抗は1つでもよく、その個数は適宜変更可能である。

【産業上の利用可能性】

【0085】

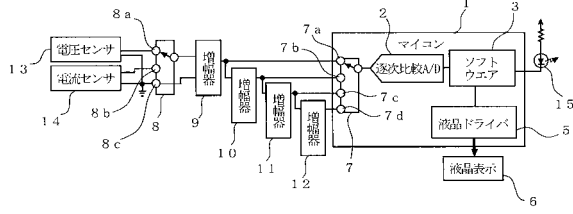
上記実施形態においては、本発明を单相2線式の電子式電力量計に適用した場合を説明したが、A/D変換手段で変換されたデジタル信号に基づいて被計測対象の使用電力量を演算する、单相3線式や三相3線式などの種々の電子式電力量計に適用することも可能である。このような種々の電子式電力量計に本発明を適用した場合においても、上記実施形態と同様な作用効果が奏される。

10

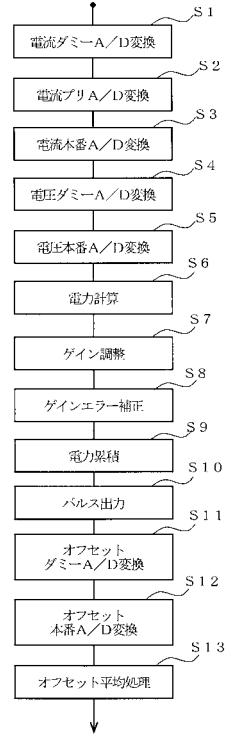
20

30

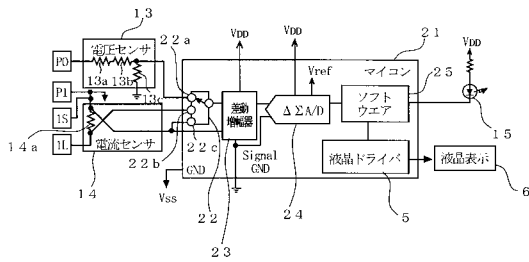
【図1】



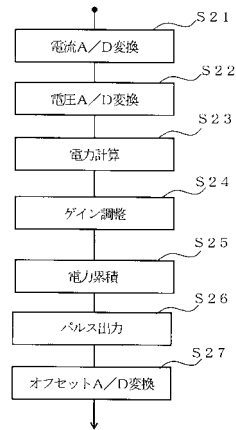
【図2】



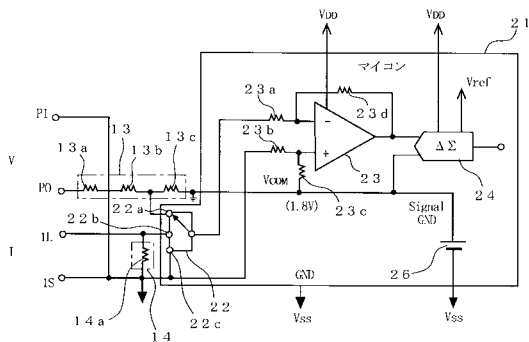
【図3】



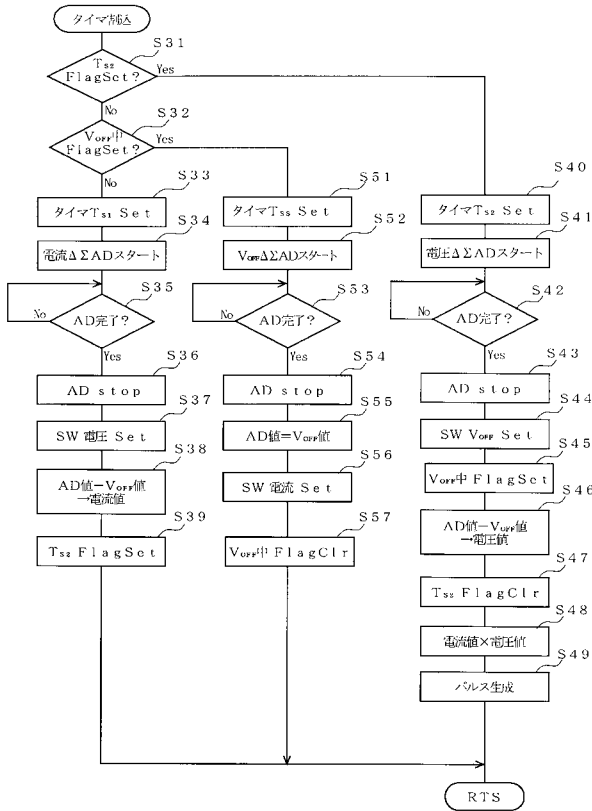
【図5】



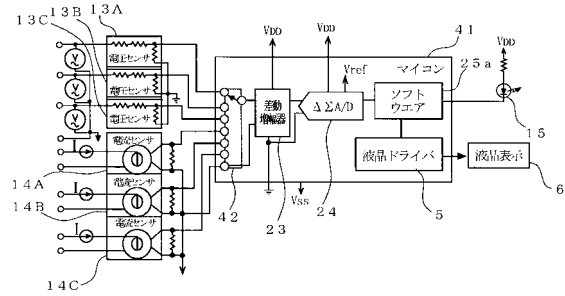
【図4】



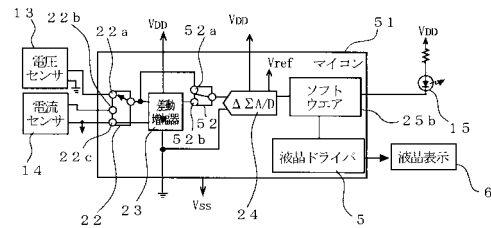
【図6】



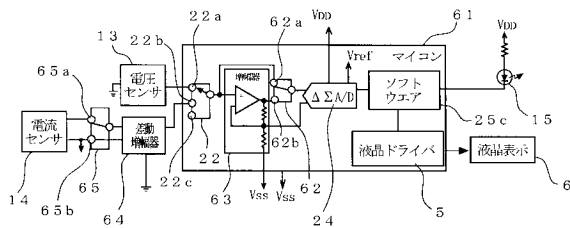
【図7】



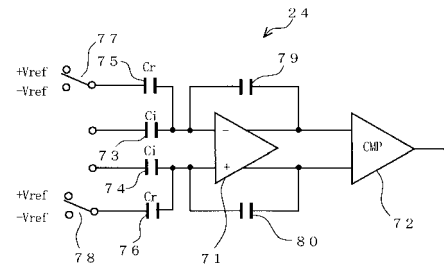
【図8】



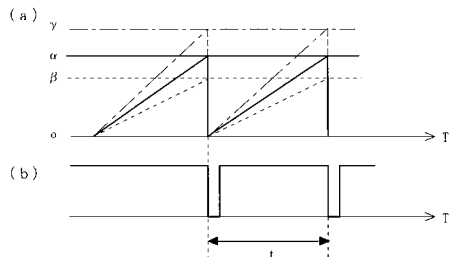
【図9】



【図11】



【図10】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2003-168976(JP,A)
特開2006-197795(JP,A)
特開平11-64402(JP,A)
特開平7-128375(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01R 11/00-11/66
G01R 21/00-22/04