(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第5865842号
(P5865842)
(45)発行日　平成28年2月17日(2016.2.17)　(24)登録日　平成28年1月8日(2016.1.8)

(51)Int.Cl.			F I		
G05F	1/70	(2006.01)	G05F	1/70	L
H02J	3/18	(2006.01)	H02J	3/18	１２１
H02J	3/00	(2006.01)	H02J	3/00	１８０

請求項の数 11　(全 43 頁)

(21)出願番号	特願2012-551241 (P2012-551241)
(86)(22)出願日	平成23年1月25日 (2011.1.25)
(65)公表番号	特表2013-518347 (P2013-518347A)
(43)公表日	平成25年5月20日 (2013.5.20)
(86)国際出願番号	PCT/US2011/022471
(87)国際公開番号	WO2011/091441
(87)国際公開日	平成23年7月28日 (2011.7.28)
審査請求日	平成26年1月27日 (2014.1.27)
(31)優先権主張番号	13/013,764
(32)優先日	平成23年1月25日 (2011.1.25)
(33)優先権主張国	米国(US)
(31)優先権主張番号	13/013,737
(32)優先日	平成23年1月25日 (2011.1.25)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　512194640
ジェネヴァ　クリーンテック　インコーポレイテッド
アメリカ合衆国　カリフォルニア州　９５１２５　サン　ホセ　マクベイン　アヴェニュー　１８５１
(74)代理人　100092093
弁理士　辻居　幸一
(74)代理人　100082005
弁理士　熊倉　禎男
(74)代理人　100067013
弁理士　大塚　文昭
(74)代理人　100086771
弁理士　西島　孝喜

最終頁に続く

(54)【発明の名称】歪み低減装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

歪みを有する電気信号の歪みを低減させる歪み低減システムにおいて、

ａ．電力線の前記歪みを有する電気信号のうちの少なくとも一部を所望の基準信号と比較して、補正信号を生成する電気回路と、

ｂ．歪みを改善する補正信号に従って、前記歪みを有する電気信号に対して、直流整流器及び太陽光パネルのうちの1つから電流を選択的に流し出し流し込み、前記太陽光パネルから負荷または電力網の少なくとも1つに追加の電流を選択的に流し込む電気回路とを備える歪み低減システム。

【請求項２】

電流を流し出し流し込むために、前記直流整流器と前記太陽光パネルとを切り替えるプロセッサを更に備える請求項１記載の歪み低減システム。

【請求項３】

第1の巻き線及び第２の巻き線を有する変圧器であって、選択的に流し出し流し込む前記電気回路を前記電力線からガルバニック絶縁するための変圧器を更に備える請求項１記載の歪み低減システム。

【請求項４】

前記歪みは、高調波歪み、ノイズ、高スペクトルノイズ及び振幅変調のうちのいずれかを含むことを特徴とする請求項１記載の歪み低減システム。

【請求項５】

ノイズを有する電気信号の力率を実質的に１にする力率改善モジュールを更に備える請求項１記載の歪み低減システム。
【請求項６】
前記力率改善モジュールは、
ａ．前記電力線に接続された第１の負荷の無効電力を測定するセンサと、
ｂ．前記第１の負荷に接続し、該第１の負荷の無効成分を打ち消す複数ビット無効負荷とを有することを特徴とする請求項５記載の歪み低減システム。
【請求項７】
前記電流を選択的に流し出し流し込む電気回路は、前記補正信号を、少なくとも１つの制御電流源に供給し、
前記制御電流源は、前記補正信号に基づいて、前記直流整流器及び前記太陽光パネルのうちの1つを前記電力線に接続することを特徴とする請求項１記載の歪み低減システム。
【請求項８】
前記電流を選択的に流し出し流し込む電気回路は、
ａ．前記補正信号を変調し、変調補正信号を、前記直流整流器及び前記太陽光パネルのうちの1つが供給する電流を前記電力線に接続する少なくとも１つのスイッチに供給する変調器と、
ｂ．変調信号をフィルタリングするフィルタとを有することを特徴とする請求項１記載の歪み低減システム。
【請求項９】
前記電流を選択的に流し出し流し込む電気回路は、
ａ．前記直流整流器及び前記太陽光パネルのうちの1つに選択的に接続される正の直流電流を供給するための正の直流電源と、
ｂ．前記直流整流器及び前記太陽光パネルのうちの1つに選択的に接続される負の直流電流を供給するための負の直流電源と、
ｃ．選択的に、負の歪みに応じて前記正の直流電源の１つから前記電力線に電流を流し込むか、または、正の歪みに応じて前記電力線から前記負の直流電源に電流を流し出すプロセッサとを有することを特徴とする請求項１記載の歪み低減システム。
【請求項１０】
歪みを有する電気信号の歪みを低減させる歪み低減方法において、
ａ．電力線の前記歪みを有する電気信号のうちの少なくとも一部を所望の基準信号と比較して、補正信号を生成するステップと、
ｂ．直流整流器及び太陽光発電システムのうちの１つから正の直流電流を生成するステップと、
ｃ．前記正の直流電流を反転させることによって負の直流電流を生成するステップと、
ｄ．負の歪みを改善するために補正信号に従って負荷に前記正の直流電流を選択的に流し込むステップと、
ｅ．正の歪みを改善するために補正信号に従って前記負荷に前記負の直流電流を選択的に流し込むステップと、
ｆ．前記太陽光発電システムから前記負荷および電力線の少なくとも１つに追加の有効電力を流し込みそれによって全電流を増加させるステップとを含む歪み低減方法。
【請求項１１】
前記直流整流器及び太陽光発電システムのうちの１つから正の直流電流を生成するステップは、
ａ．前記太陽光発電システムが電流を生成しているかどうかを決定するステップと、
ｂ．前記太陽光発電システムが電流を生成している場合に前記太陽光発電システムから電流を流し込むか、または前記太陽光発電システムが電流を生成していない場合に前記直流整流器から電流を流し込むステップを含むことを特徴とする請求項１０記載の歪み低減方法。
【発明の詳細な説明】

【技術分野】
【０００１】
（関連出願）
本出願は、２０１０年１月２５日に出願された米国仮特許出願番号61/298,112、発明の名称「METHODS AND APPARATUS FOR POWER FACTOR CORRECTION AND REDUCTION OF DISTORTION IN AND NOISE IN A POWER SUPPLY DELIVERY NETWORK」と、２０１１年１月１９日に出願された米国仮特許出願番号６１／４３４，２５０、発明の名称「POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS」と、２０１１年１月２５日に出願された米国仮特許出願番号６１／４３５，９２１、発明の名称「POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS」と、２０１１年１月２４日に出願された米国仮特許出願番号６１／４３５，６５８、発明の名称「AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCES」と、２０１０年１月２５日に出願された米国仮特許出願番号６１／２９８，１２７、発明の名称「AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCES」の優先権を米国特許法第１１９条に基づき主張する。また、本出願は、２０１０年１月２６日に出願された同時係属中の米国特許出願番号１２／６９４，１５３、発明の名称「POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS」の一部継続出願であり、この原出願は、２００９年１月２６日に出願された米国仮特許出願番号６１／２０６，０５１、発明の名称「POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS」の優先権を主張している。また、本出願は、２０１０年１月２６日に出願された同時係属中の米国特許出願番号１２／６９４，１７１、発明の名称「ENERGY USAGE MONITORING WITH REMOTE DISPLAY AND AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCE INCLUDING GRAPHICAL USER INTERFACE」の一部継続出願であり、この原出願は、２００９年１月２５日に出願された米国仮特許出願番号６１／２０６，０７２、発明の名称「ENERGY USAGE MONITORING WITH REMOTE DISPLAY AND AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCE INCLUDING GRAPHICAL USER INTERFACE」の優先権を主張しており、本出願はまた、２０１１年１月２５日に出願された米国特許出願番号１２／ＸＸＸ，ＸＸＸ、代理人番号 RADA-0040の優先権の利益を主張する。これらは全て、あらゆる目的のためにその全体が引用によって本願に援用される。
【０００２】
本願発明は、パワーエレクトロニクスに関するものである。より詳しくは、本願発明は、負荷へ供給する電力または負荷によって生成される電力のる歪み及びノイズを低減することならびに力率を改善することに関するものである。
【背景技術】
【０００３】
力率の改善は、現在の電源供給システムの効率を向上させる重要な要素である。電力を消費する負荷、例えばモータを有する家電機器の無効成分の影響によって、位相のズレが、電力信号を構成する電流成分と電圧成分との間で発生する。交流電源システムの力率は、皮相電力に対する負荷に流れる有効電力の比として定義され、その値は０と１との間である（０．５ｐｆ＝５０％ｐｆのように、よくパーセンテージで表される）。有効電力（Ｐ）は、特定の時間内に仕事を行う回路の容量である。皮相電力（Ｓ）は、回路の電流と電圧との積である。無効電力（Ｑ）は、Ｓの二乗とＰの二乗との差分の平方根として定義される。無効負荷が存在する、例えば、コンデンサ又はコイルを有する場合、負荷にエネルギーが蓄積されることによって、電流波形と電圧波形との間に時間差が生じる。交流電圧の各周期において、負荷で消費されるエネルギーに加えて、余分なエネルギーが、電界又は磁界において負荷に一時的に蓄積され、そして、交流電圧の周期の何分の1秒間か遅れて電力送電網に戻される。この非生産的電力の「満ち引き」によって、電力線の電流が増大する。したがって、低力率の回路は、所与の量の有効電力を伝えるために、高力率の回路よりも大きい電流を使用することになる。線形の負荷は、電流波形の形状を変化させないが、電圧と電流との間の相対的なタイミング（位相）を変化させる場合がある。通常、力率を改善する方法及び装置は、電力線に対して、既知の無効値を有する固定の補正用負荷を接続してきた。固定の容量の無効負荷は、インダクタンス特性を有する負荷の無効効果を打ち消し、また逆も成り立ち、これによって電力線の力率を向上させる。しかしな

がら、力率は、電力線に接続及び分離される負荷の性質の変化に起因して動的であり得るので、固定の無効負荷は、ある程度までのある固定量しか電力線の力率を改善することができない。このため、より最近の技術成果としては、力率を改善するため、電力線に対して選択的に接続する、いくつかの固定無効負荷を有している。しかしながら、このようなシステムは、絶えず変化する電力線の力率に対応するために、力率を絶えず監視して固定無効負荷を接続及び分離しなければならない操作者による監視が必要である。

【０００４】

電子機器の状況の変化に伴い、電力の配電に関して他の非効率性が発生している。個人の家電機器の更なる使用によって、機器に電力を供給し、ありふれたアイテム、例えばラップトップ、携帯電話機、カメラなどのバッテリを再充電する壁に取り付けられたＡＣ／ＤＣ変換器の使用が増大した。このようなアイテムが遍在することにより、ユーザは、「壁イボ（wall warts）」として知られているいくつものこのような変換器を電力系統に接続するようになった。２つの最も一般的なＡＣ／ＤＣ変換器は、線形変換器とスイッチング式変換器として知られている。線形変換器は、降圧器を用いて、アメリカ合衆国の住宅において利用可能な規格である１２０Ｖの電力を所望の電圧に降圧する。ブリッジ整流器はこの電圧を整流する。ブリッジ整流器は、通常、コンデンサに接続される。通常、このコンデンサは容量が大きい。

【０００５】

コンデンサは、逆起電力を形成する。コンデンサは、充電及び放電される際直流電圧に近い電圧を形成する。しかしながら、コンデンサは、充電しながら、交流電源の周期のうちの少しの間だけ、非線形ブリッジ整流器により電流を引き込む。結果として、電流波形は、電圧波形と一致せず、大きな高調波歪み成分を含む。全高調波歪み（ＴＨＤ）は、基本周波数の電力に対する全ての高調波成分の電力の合計である。このような高調波歪みは、電力網に影響を及ぼす。

【０００６】

スイッチング電源は、異なる原理で動作するが、これもまた電力配電網に高調波を送り込む。通常、スイッチモード電源は、アメリカ合衆国の住宅で利用可能な１２０Ｖの電圧を整流することによって動作する。大きな平滑コンデンサなどの逆起電力に対する整流もまた、高調波及び歪みを加える。また、多様な種類の線形又はスイッチモード集積回路が広範囲に亘って適応されると、システムは電気ノイズを生成することになる。更に、交流網の無効成分は力率を劣化させ、そして集積回路によって、高調波及びノイズが、電力線に影響を及ぼすことになる。これらの高調波は、電力信号の電流成分の高調波歪みとして現れる。電力網は０ではないインピーダンスを有するので、電流成分に沿った歪みは、また振幅歪みに変換し得る。振幅歪みとは、出力振幅が、特定の状態の下で入力振幅の線形関数ではないときに、システム、サブシステム又は機器で生じる歪みである。また、他の望ましくない影響、例えば力率歪み及びエネルギー伝送の全体的な低減が形成される。このような影響は、効率を減少させ、配電の品質を低下させる。このため、必要なことは、力率を改善するだけではなく、電力線の歪みを低減又は除去することが可能であり、それによって配電における最大効率及び品質を可能とする方法及び装置である。結果として、全体としての消費エネルギーを低減させることができる。

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【０００７】

ここで提供される本発明は、電力網から負荷に亘る電力供給の効率及び品質を向上することを可能にする。当業者にとって明らかなように、本願に記載する方法及び装置は、最適ではない力率の原因となり、歪み及びノイズが電力網に送り戻される原因となる無効非線形成分を有する多種多様な負荷に適用することができる。使用目的によっては、負荷は家庭の住宅である。負荷は、住宅内に電力を引き込む全家電機器からなる並列の組合せである。住宅内のユーザが家電機器を動作及び停止するので、電力計を介する送電網に対して、住宅は、無効非線形特性とが変化する１つの動的な負荷のようにみえる。都合が良い

ことに、本願が提供する発明は、従来技術の解決策の固有の欠点、例えば、高額なコスト、複数箇所における複雑な取り付け、上方又は下方に補償して力率を低下する固定力率改善補償、及び低性能を解決する。本願が提供する発明は、負荷の無効電力成分を動的に測定し、少なくとも１つの補正無効負荷を接続することによって、負荷に対して力率を改善することができる。無効電力が変化すると、例えば洗濯機が動作すると、本願が提供する発明は、負荷の特性が変化したことを認識することができ、低力率の原因となっている負荷に対して他の補正無効負荷を接続及び分離することができる。更に、本願が提供する発明は、網によって負荷に供給される電力の歪み及びノイズを補正し、これによって電力の品質を向上することができる。本願が提供する発明は、歪み又はノイズなどを有する電気信号を基準信号と比較する。電気信号は、網によって負荷に供給される電力の電流成分であってもよい。基準信号は、負荷に供給される電力の電圧成分から導出してもよいし、又は別途合成されるが電圧波形と同期するものであってもよい。補正信号は、歪みを有する電気信号から基準信号を比較又は減算することによって導出される。補正信号は歪みを有する。補正信号に応じて、歪みを有する電気信号から電流を流し出し又は流し込むことにより歪みを低減する。都合が良いことに、本発明は、ある一点において住宅の全ての非線形負荷によって生じる歪みを補正することができる。本発明は、事業者メーターと住宅との間に接続することができる。結果として、本発明は、住宅における家電機器の数、これら機器の配置、又はあらゆる他のパラメーターを選ばない。また、本発明は、力率又は歪みを悪化させることなく、所有地内網の範囲内であらゆる他の負荷を追加することなく、必要に応じて歪み及び力率を改善するのでエネルギー効率が良い。

【０００８】

本発明の一態様において、歪みを有する電気信号の歪みを低減させる歪み低減方法は、歪みを有する電気信号の歪みを検知するステップと、歪みの係数に歪みを有する電気信号を混合するステップとを有する。いくつかの実施の形態において、検知するステップは、歪みを有する電気信号を基準信号と比較して差分信号を得るステップと、差分信号をスケーリングして歪みの係数を生成するステップとを有する。混合するステップは、歪みの係数が正の場合、歪みを有する電気信号から歪みの係数を減算するステップと、歪みの係数が負の場合、歪みを有する電気信号を歪みの係数に加算するステップとを有する。いくつかの実施の形態において、減算するステップは、歪みを有する電気信号が供給される第１の制御電流源に歪みの係数を適用するステップであり、加算するステップは、歪みを有する電気信号が供給される第２の制御電流源に歪みの係数を適用するステップである。歪みの係数を第１の制御電流源に適用するステップは、力率が補正された正の電力信号を第１の制御電流源に適用するステップを更に有し、歪みの係数を第２の制御電流源に適用するステップは、力率が補正された負の電力信号を第２の制御電流源に適用するステップを更に有する。

【０００９】

いくつかの実施の形態において、混合するステップは、歪みの係数を変調するステップを有する。歪みの係数は、歪みの係数が負の場合に歪みを有する電気信号が加算され、歪みの係数が正の場合に歪みを有する電気信号から減算される。加算及び減算するステップは、歪みを有する電気信号が供給される第１のスイッチに歪みの係数を適用し、歪みを有する電気信号が供給される第２のスイッチに歪みの係数を適用することによって実現することができる。歪みの係数を変調するステップは、パルス幅変調、デルターシグマ変調、パルスコード変調、パルス密度変調又はパルス位置変調を含み得る。歪みの係数を第１のスイッチに適用するステップは、力率が補正された正の電力信号を第１の制御電流源に適用するステップを更に有し、歪みの係数を第２の制御電流源に適用するステップは、力率が補正された負の電力信号を第２の制御電流源に適用するステップを更に有する。都合が良いことに、変調技術を用いることによって、スイッチを非常に効率的に制御することができる。いくつかの実施の形態において、アナログフィルタ又はデジタルフィルタを設けることによって、変調信号をフィルタリングすることができる。

【００１０】

いくつかの用途においては、電力網のインピーダンスは、電力網が電力を供給している負荷のインピーダンスよりもずっと低い場合がある。このような状況では、流し込む電流又は流し出す電流の方向を反転させる必要がある場合があることが当業者によって明らかである。一例として、負の歪みは、電力線に電流を送り込む、すなわち流し込むことによって規則的に補正される。しかしながら、負荷のインピーダンスが電力網のインピーダンスより大きい場合、電流は負荷ではなくて電力網に送り込まれることになる。結果として、反対の機能が行われ得る。このような結果として、送電網から引き込まれる全電流波形の十分な歪み補正が実現される。

【００１１】

本発明の他の態様において、電力線の歪みを低減する歪み低減方法は、力率が実質的に１になるように電力線の力率を改善するステップと、電力線の電流部分を所望の基準信号と比較して補正信号を生成するステップと、補正信号に応じて、電力線に対して電流を選択的に流し出し流し込むステップとを有する。力率を改善するステップは、あらゆる公知の力率改善方法又は本明細書に記載のいかなる方法であってもよい。いくつかの実施の形態において、電流を選択的に流し出し流し込むステップは、補正信号を少なくとも１つの制御電流源に供給するステップを有し、制御電流源は、補正信号に応じて電流源を電力線に接続する。あるいは、電流を選択的に流し出し流し込むステップは、補正信号を変調するステップと、変調補正信号を少なくとも１つのスイッチに供給するステップとを有し、スイッチは電流源を電力線に接続し、変調ノイズをフィルタリングする。補正信号を変調するステップは、パルス幅変調、デルターシグマ変調、パルスコード変調、パルス密度変調又はパルス位置変調などいずれであってもよい。

【００１２】

いくつかの用途においては、電力網のインピーダンスは、電力網が電力を供給している負荷のインピーダンスよりもずっと低い場合がある。このような状況では、流し込む電流又は流し出す電流の方向を反転させる必要がある場合があることが当業者によって明らかである。一例として、負の歪みは、電力線に電流を送り込む、すなわち流し込むことによって規則的補正される。しかしながら、負荷のインピーダンスが電力網のインピーダンスより大きい場合、電流は負荷ではなく電力網に送り込まれる。結果として、反対の機能が行われることになる。このような結果として、送電網から引き込まれる全電流波形の十分な歪み補正が実現される。

【００１３】

動作中に、電気信号、例えば住宅に供給される電力の歪みを低減する。歪みは、高調波歪み、振幅歪み、ノイズ、高スペクトルノイズなどである。住宅に供給される電力は、電圧及び電流から構成される。通常、負荷に供給される電力の電流成分には、負荷の非線形性に起因した歪みが表れる。電力の電圧成分などの完全な正弦波と電流を比較することによって、歪みを確かめることができる。完全な正弦波は、基準信号としての役割を果たすことができる。電圧の正弦波が完全ではない場合、例えば振幅歪みが電圧の正弦波を歪めているとき、完全に近い正弦波を、電圧の正弦波に同期することによって局所的に生成することができる。例えば、ゼロ交差変換をマーカーとして用いることで、完全に近い正弦波を生成することができる。基準信号を歪みを有する電気信号から減算することによって、補正信号を生成する。補正信号は歪みの係数を有する。歪みの正の部分を、住宅に電力を供給する電力線に供給される電流シンクに加える。電流シンクは、歪みに応じて電力線の外に電流を流し出す。同様に、歪みの負の部分を、住宅に電力を供給する電力線に供給される電流源に加える。歪みが負のとき、電流源は、歪みに応じて、電力線の中に電流を流し込む。結果として、送電網から引き込まれる電流から歪みが除去される。

【００１４】

いくつかの実施の形態において、効率を高めるため、補正信号を変調してもよい。変調する方法は、例えばパルス幅変調、デルターシグマ変調、パルスコード変調、パルス密度変調又はパルス位置変調である。変調補正信号は、歪みに応じて住宅に電力を供給する電力線の中に又は外に電流を導く能動スイッチ、例えばＭＯＳＦＦＴに供給される。

【００１５】
いくつかの実施の形態において、歪み低減方法は、力率を補正するステップを更に有する。ダイナミック力率改善方法は、第１の負荷の無効電力を測定するステップと、無効電力から得られる力率を測定するステップと、第１の負荷に接続して力率の比を実施的に１にする最適な補正無効負荷を決定するステップと、該最適な補正無効負荷を第１の負荷に接続するステップとを有する。
【００１６】
いくつかの実施の形態において、最適な補正無効負荷を第１の負荷に接続するステップは、ＭＳＢ及びＬＳＢを有する所望の精度の量子化レベルを選択するステップと、ＭＳＢ無効負荷を決定するステップと、ＬＳＢ無効負荷を決定するステップと、ＭＳＢ無効負荷とＬＳＢ無効負荷のうちのいずれかを第１の負荷と電気的に接続するスイッチであって、所望の精度を達成するのに要求されるビットに対応するスイッチをオンにするステップとを有する。通常、所望の精度は、力率の比の許容値を決定することを含む。量子化レベルは、ＭＳＢとＬＳＢとの間に少なくとも１ビットをさらに含むことができる。ＬＳＢ無効負荷、ＭＳＢ無効負荷と、および該少なくとも１ビットから構成されるビット無効負荷の値を決定するステップは、第１の負荷の最大の無効成分を決定するステップを有する。ＭＳＢ無効負荷とＬＳＢ無効負荷と少なくとも１ビットから構成されるビット無効負荷とは、通常、コンデンサであり、スイッチ、能動スイッチ、ＭＯＳＦＦＴ、ＩＧＢＴトランジスタ、一対のＭＯＳＦＦＴ、一対のＩＧＢＴトランジスタ、ＴＲＩＡＣ、リレー、サイリスタ、及び一対のサイリスタなどのいずれかを介して無効負荷と接続され得る。いくつかの実施の形態において、無効電力は絶えず監視され、第１の負荷に接続されて無効電力を実質的に０にするとともに、力率を実質的に１にする新たな最適な補正無効負荷がダイナミックに決定される。
【００１７】
本発明の他の態様において、歪みを有する電気信号の歪みを低減させるシステムは、歪みを有する電気信号の力率を実質的１にする力率改善モジュールと、電力線の電流の部分を所望の基準信号と比較して補正信号を生成する減算器と、補正信号に応じて、電力線に対して電流を選択的に流し出し流し込む電気回路とを備える。力率改善モジュールは、電力線に接続された第１の負荷の無効電力を測定するセンサと、第１の負荷に接続され第１の負荷の無効成分を打ち消す複数ビット無効負荷とを有する。いくつかの実施の形態において、電流を選択的に流し出し流し込む電気回路は、補正信号を、少なくとも１つの制御電流源に供給し、制御電流源は、補正信号に応じて、電流供給源を電力線に接続する。あるいは、電流を選択的に流し出し流し込む電気回路は、補正信号を変調し、変調補正信号を、電流供給源を電力線に接続する少なくとも１つのスイッチに供給する変調器と、変調ノイズをフィルタリングするフィルタとを有する。変調器は、パルス幅変調器、デルターシグマ変調器、パルスコード変調器、パルス密度変調器又はパルス位置変調器などいずれであってもよい。
【００１８】
動作中において、歪みを有する電気信号の歪みを低減させる電気回路は、歪みを有する電流信号が入力される第１の入力と、基準信号が入力される第２の入力と、第１の入力及び第２の入力に接続され、歪みを有する電流信号を基準信号から減算して、第１の補正信号を生成する減算器と、第１の補正信号の正の部分と第１の補正信号の負の部分とを、歪みを有する電気信号に選択的に混合する回路とを備える。減算器は、アナログ回路、例えば一方の入力を他方の入力から減算するオペアンプとすることができる。あるいは、減算器は、デジタルシステム、例えば一方の変換ビットストリーム入力を他方の変換ビットストリーム入力からデジタルで減算することが可能なＡ／Ｄ変換器と、その結果を補正信号を含むアナログ信号に変換するＤ／Ａ変換器とすることができる。
【００１９】
いくつかの実施の形態において、選択的に混合する回路は、補正信号の正の部分を判定する減算器の出力と第１の制御電流源とに接続された正の整流器と、補正信号の負の部分

を判定する減算器の出力と第２の制御電流源とに接続された負の整流器とを有する。歪みを補正するため電流を選択的に主要の電力線へ流し出し又は主要の電力線から流し込むために、両方の制御電流源は、正の電源と負の電源とそれぞれ接続されている。動作中に、歪みが負のとき、補償する歪みに応じて電流を電力線に流し込む。同様に、歪みが正のとき、電流を流し出すことで歪みを補償する。

【００２０】

あるいは、選択的に混合する回路は、補正信号の正の部分を判定する減算器の出力に接続された正のトリガ比較器と、補正信号の負の部分を判定する減算器の出力に接続された負のトリガ比較器と、変調器とすることができる。変調器は、パルス幅変調器、デルタ－シグマ変調器、パルスコード変調器、パルス密度変調器又はパルス位置変調器を含む、あらゆる有効な種類の変調器である。変調器は、補正信号の正の部分と補正信号の負の部分のうちのいずれかを変調する正のトリガ比較器の出力と負のトリガ比較器の出力とに接続することができる。いくつかの実施の形態において、第１のスイッチは、正のトリガ比較器に接続される。第１のスイッチは、補正信号の正の部分に応じて負の直流電源から選択的に電流を供給させ、それによって歪みを低減する。同様に、第２のスイッチは、補正信号の正の部分に応じて正の直流電源から選択的に電流を供給させ、それによって歪みを低減する。

【００２１】

いくつかの用途において、電力網のインピーダンスは、電力網によって電力が供給される負荷のインピーダンスよりもはるかに低い。このような状況では、流し込む電流又は流し出す電流の方向を反転させることが必要な場合があることが当業者によって明らかである。一例として、負の歪みは、電力線に電流を送り込む、すなわち流し込むことによって規則的に補正される。しかしながら、負荷のインピーダンスが電力網のインピーダンスより大きい場合、電流は負荷ではなく電力網に送り込まれる。結果として、反対の機能が行われることになる。電力線から電流を流し出すことによって、電流が反対方向に送り出される。

【００２２】

いくつかの実施の形態において、歪みを低減する電気回路は、供給される電流と電圧との間の力率を実質的に１にする力率改善回路を更に備える。力率改善システムは、負荷の無効電力を決定する手段と、第１の負荷に接続して力率を実質的に１にするとともに無効電力を実質的に０にする最適な補正無効負荷を決定する手段と、最適な無効負荷を第１の負荷に接続する手段とを備える。いくつかの実施の形態において、最適な無効負荷を第１の負荷に接続する手段は、ＭＳＢ及びＬＳＢを有する所望の精度の量子化レベルを選択する手段と、ＭＳＢ無効負荷を決定する手段と、ＬＳＢ無効負荷を決定する手段と、ＭＳＢ無効負荷とＬＳＢ無効負荷のうちのいずれかを第１の負荷と電気的に接続するスイッチであって、該所望の精度を達成するのに要求されるビットに対応するスイッチをオンにする手段とを備える。量子化レベルは、さらにＭＳＢとＬＳＢとの間に少なくとも１ビットを含む。ＭＳＢとＬＳＢとの間のビットを多くすると、力率改善の精度が高くなる、すなわち、実質的に１に近づくことになる。ビット無効負荷は、通常、コンデンサであり、スイッチ、能動スイッチ、ＭＯＳＦＦＴ、ＩＧＢＴトランジスタ、一対のＭＯＳＦＦＴ、一対のＩＧＢＴトランジスタ、ＴＲＩＡＣ、リレー、サイリスタ、及び一対のサイリスタを介して無効負荷と接続され得る。

【００２３】

本発明の別の実施の形態において、歪みを有する電気信号の歪みを低減させるシステムは、電力線の歪みを有する電気信号のうちの少なくとも一部を所望の基準信号と比較して、補正信号を生成する電気回路と、歪みを改善する補正信号に従って、歪みを有する電気信号に対して直流整流器及び太陽光パネルのうちの1つから電流を選択的に流し出し流し込む電気回路と、太陽光パネルから負荷または電力網の少なくとも1つに追加の電流を選択的に流し込む電気回路とを備える。システムは、太陽光発電がいつ電流を生成しているかを決定するプロセッサと、電流を流し出し流し込むために、直流整流器と太陽光パネル

とを切り替えるプロセッサとを更に備えることが好ましく、このプロセッサは同一のプロセッサユニットであってもよい。また、システムは、第1の巻き線及び第２の巻き線を有する変圧器であって、選択的に流し出し流し込む電気回路を前記電力線からガルバニック絶縁し、第２の巻き線が直列接続または並列接続であってもよい変圧器を備える。電流を選択的に流し出し流し込む電気回路は、直流整流器及び太陽光パネルのうちの1つに選択的に接続される正の直流電流を供給するための正の直流電源と、直流整流器及び太陽光パネルのうちの1つに選択的に接続される負の直流電流を供給するための負の直流電源と、負の歪みに応じて正の直流電源の１つから電力線に電流を選択的に流し込むプロセッサと、または正の歪みに応じて電力線から負の直流電源に電流を選択的に流し出すプロセッサとを備えることが好ましく、これらプロセッサはまた、上記したものと同一のプロセッサであってもよい。

【００２４】

同様に、電力線の高調波歪みを改善する方法は、上述したとおり補正信号を生成するステップと、整流器及び太陽光発電システムのうちの１つから正の直流電流を生成するステップと、正の直流電流を反転させることによって負の直流電流を生成するステップと、負の歪みを改善するために補正信号に従って負荷に正の直流電流を選択的に流し込むステップと、正の歪みを改善するために補正信号に従って負荷に負の直流電流を選択的に流し込むステップと、太陽発電システムから負荷および電力線の少なくとも1つに追加の有効電力を流し込みそれによって全電流を増加させるステップとを含む。その方法はまた、負荷を正の直流電源及び負の直流電源からガルバニック絶縁するステップを含むことが好ましい。いくつかの実施の形態において、整流器及び太陽光発電システムのうちの１つから正の直流電流を生成するステップは、太陽光発電システムが電流を生成しているかどうかを決定するステップと、太陽光発電システムが電流を生成している場合に太陽光発電システムから電流を流し込むステップまたは太陽光発電システムが電流を生成していない場合に整流器から電流を流し込むステップとを含む。都合が良いことに、上記方法及び装置は、以下で説明するように、高価で非効率なインバータを用いることなく太陽光発電システムから電流を流し込むことを可能にする。

【００２５】

本発明の別の態様において、高調波歪みを改善するシステムは、電力線の高調波エネルギーを決定する手段と、高調波エネルギーを蓄える手段と、反対の大きさである高調波エネルギーを打ち消すために高調波エネルギーを選択的に放出する手段とを備える。電力線の高調波エネルギーを決定する手段は上述したとおりであり、電力線の電流成分を測定するセンサと、基準信号を生成する発振器と、補正信号を生成することによって電流成分と基準信号とを比較する比較器とを備えることが好ましく、ここで補正信号は電力線の高調波エネルギーを表している。エネルギーを蓄える手段はコンデンサまたはインダクタであってもよい。エネルギーは、高調波エネルギーを蓄える手段を、正の電源、負の電源及び負荷のどの間にも選択的に接続するスイッチによって放出される。システムは、エネルギーを蓄える手段を選択的に充電するトランジスタを駆動させるための補正信号を変調させる変調器を更に備えることが好ましい。

【００２６】

同様に、高調波歪みを有する信号における高調波歪みを改善する方法は、電力線の高調波エネルギーを決定するステップと、高調波エネルギーを蓄えるステップと、反対の大きさである高調波エネルギーを打ち消すために高調波エネルギーを選択的に放出するステップを含む。補正信号は上述のように生成され、エネルギーは上述のように蓄えられ、放出される。将来の高調波エラーを改善するために高調波エネルギーを用いると、エネルギーを改善するために外部電源を用いること、つまり電力線からより多くの電流を引き込む必要がなくなる。

【００２７】

別の実施の形態において、電源の変調が考えられる。そのような実施の形態は、電力線の歪みを有する電気信号のうちの少なくとも一部を所望の基準信号と比較して、補正信号

を生成する手段と、歪みを有する電気信号に対して、負の電源及び正の電源から電流を選択的にそれぞれ流し出し流し込む手段と、補正信号に従って正の電源を変調する手段と、補正信号に従って負の電源を変調する手段とを備える。アナログ回路においては、そのような電源はＨ級アンプと呼ばれる。電源がアンプの電流段を密接に追従するので、Ｈ級アンプは非常に効率が良い。この実施例では、電源は補正信号を追従する。比較のための手段は、歪みを有する信号を検知するセンサと、基準信号を生成する発振器と、歪みを有する信号と基準信号とを比較して補正信号を生成する比較器とを備えることが好ましい。電流を選択的に流し出し流し込む手段は、補正信号に従って、負の高調波を改善するために、電流を流し込むための正の電源に接続された第１のトランジスタと、補正信号に従って、正の高調波を改善するために、電流を流し出すための負の電源に第２のトランジスタとを備える。電源を変調する手段は、補正信号を受信する第1のトランジスタと、補正信号の正及び負の平均を導出するためのＬＣフライホイール網とを備える。

【００２８】

上記実施の形態に対応する方法は、先に述べたように補正信号を形成するステップと、歪みを有する電気信号に対して負の電源及び正の電源から電流を選択的にそれぞれ流し出し流し込むステップと、補正信号に従って電源を変調するステップとを含む。

【００２９】

都合が良いことに、上述した実施の形態は、家庭の住宅の規模で実行することができる。上述したシステム及び回路は、安価に製造することができ、平均的な住宅所有者がこれらの装置を入手することができる。先行技術の解決策は、通常、何れも産業上の用途を対象とした機器を含んでおり、したがって、より大きな電流容量の網の力率を改善するよう構成されている。結果として、これらは非常に大きく、何千ドルものコストがかかり、住宅用途には適さない。他の解決手段は、単に力率を改善するだけで、住宅内の個々の機器に適用しなければならない。更にまた、これらは、通常、十分に力率を補正しない固定コンデンサ力率改善ユニットであり、いくつかの例において力率を低下させてしまう。なお、他の解決手段は、中央制御ユニットによって個々の家電機器に接続しなければならない力率及び高調波改善ユニットが駆動され、各接続が１つの取り付けステップとなるようなシステムである。また、このようなシステムは、純粋な抵抗性を有する負荷、例えば個々の家電機器の電流を引き込み及び浪費することで電流波形を補正しようとする。反対に、本願で実行されるシステムおよび回路ならびに方法は、通常、主要事業者メーターと住宅との間に接続され、簡単に１つのステップでの取り付けを可能とする。

【図面の簡単な説明】

【００３０】

【図１】図１は、本発明の実施の形態による力率改善回路のブロック図である。

【図２】図２は、本発明の実施の形態による力率改善回路のブロック図である。

【図３Ａ】図３Ａは、力率が改善された歪みを有する信号の時間対振幅のグラフである。

【図３Ｂ】図３Ｂは、力率が改善された歪みを有する信号の時間対振幅のグラフである。

【図３Ｃ】図３Ｃは、力率が改善された歪みを有する信号の時間対振幅のグラフである。

【図３Ｄ】図３Ｄは、低力率と歪みとを有する電力信号の時間対振幅のグラフ、及び歪み補正方法である。

【図４】図４は、本発明の実施の形態による歪み低減回路のブロック図である。

【図５】図５は、本発明の実施の形態による変調回路を有する歪み低減回路のブロック図である。

【図６】図６は、本発明の実施の形態による変調回路を有する歪み低減回路のブロック図である。

【図７】図７は、本発明の実施の形態による変調回路と強調フィルタとを有する歪み低減回路のブロック図である。

【図８】図８は、本発明の実施の形態による変調回路と強調フィルタとを有する歪み低減回路のブロック図である。

【図９】図９は、本発明の実施の形態による変調回路と強調フィルタとを有する歪み低減

回路の別のブロック図である。
【図１０】図１０は、本発明の実施の形態による変調回路、強調フィルタ、およびガルバニック絶縁を有する歪み低減回路のブロック図である。
【図１１】図１１は、本発明の実施の形態による、負荷に直列接続された変調回路、強調フィルタ、およびガルバニック絶縁を有する歪み低減回路の別のブロック図である。
【図１２Ａ】図１２Ａは、Ｇ級電源の波形の例である。
【図１２Ｂ】図１２Ｂは、Ｈ級電源の波形の例である。
【図１２Ｃ】図１２Ｃは、Ｈ級電源を有する歪み低減回路のブロック図である。
【図１２Ｄ】図１２Ｄは、Ｈ級電源を有する歪み低減回路のさらなるブロック図である。
【図１３Ａ】図１３Ａは、太陽光発電システムを有する歪み低減回路のブロック図である。
【図１３Ｂ】図１３Ｂは、従来技術の太陽光発電システムのブロック図である。
【図１３Ｃ】図１３Ｃは、太陽光発電によって生成され、住居内負荷または交流電力網に流し込まれる電流のグラフ表示である。
【図１４Ａ】図１４Ａは、高調波エネルギーを再利用でき、後の高調波歪みを改善するために用いることができる歪み低減回路のブロック図である。
【図１４Ｂ】図１４Ｂは、高調波歪みを改善するために後に用いるため、再利用できる歪んだ電流信号のエネルギーのグラフ表示である。
【図１４Ｃ】図１４Ｃは、高調波エネルギーを再利用でき、後の高調波歪みを改善するために用いることができる歪み低減回路のブロック図である。
【図１４Ｄ】図１４Ｄは、高調波エネルギーを再利用でき、後の高調波歪みを改善するために用いることができる歪み低減回路のブロック図である。
【発明を実施するための形態】
【００３１】
図の詳細な説明
以下の説明では、多数の詳細と変形を、説明の目的として記載する。しかしながら、当業者にとって明らかなように、本願発明は、これらの特定の詳細を用いることなく実施可能である。他の具体例において、不必要な詳細により発明の説明を不明確にしないため、周知の構造及び装置をブロック図に示す。
力率改善方法及び装置
図１は、本願発明のある実施の形態当たりの力率改善回路１００（以下、ＰＦＣともいう。）のブロック図である。力率（以下、ＰＦともいう。）は、皮相電力に対する負荷に流れる有効電力の比として定義され、０から１の間の値である。また、力率は、例えば０．５の力率が５０％であるといったように、パーセントで表現してもよい。有効電力は、特定の時間に仕事を行う回路の仕事量である。皮相電力は、回路における電流と電圧との積である。実質的に０に近い力率を有する負荷は、有効な電力伝送量が同量である場合、１に近い力率を有する負荷よりも多くの電流を引き込む。値が０に近い力率が低力率とみなされ、値が１に近い力率が高力率とみなされると、通常理解されている。特に、事業者積算電力計が、有効電力ではなく、時間とともに消費される皮相電力だけを記録する場合は、力率を最適化し、力率を１の近くに導くことは非常に好ましい。基幹設備を最適化し、電力事業会社が消費者に伝送可能な有効エネルギーを最大化するために、送電網ネットワークにおいて力率が良好であることが電力事業会社にとって好ましい。力率が良くない、例えば力率が０．９以下であると、電力線において過度の皮相電流損失が生じ、電流量がより高くなるのに起因して送電線網にストレスを与えてしまう。
【００３２】
図１の実施例において、力率改善回路１００は、負荷１２０によって表される住居又は住宅へ伝送される電力の力率を改善する。力率改善回路１００は、通常、１１０Ｖ交流電力線１０１Ａと中性電力線（以下、中性線ともいう。）１０１Ｂとに接続される。力率改善回路１００は、標準的な電力メーター１０１と負荷１２０との間に接続されている。多くの住宅には、全てが電力を消費する負荷に相当するいくつかの電子機器がある。通常、

各負荷には、無効成分（ｒｅａｃｔｉｖｅ　ｃｏｍｐｏｎｅｎｔ）がある。無効成分は、通常、家庭で見られる非常に一般的な負荷、例えば洗濯機のモータ、乾燥機ＨＶＡＣユニット又は食器洗い器などのインダクタンス特性から生じる。これら全ての負荷の組合せは、事業者の電力メーター１０１にとっての単一の負荷１２０のように見える。しかしながら、異なる電子機器が動作したり停止したりするので、電力メーター１０１で確認される負荷１２０の実際の無効成分は、ダイナミックに変化する。このため、ダイナミックな力率改善回路１００は、負荷１２０の力率をダイナミックに改善することができる。いくつかの実施の形態において、無効電力測定モジュール１０５は、絶縁されたダクト１０２の第１のセットと絶縁されたダクト１０３の第２のセットとにより、１１０Ｖ交流電力線（位相線ともいう。）１０１Ａと中性線１０１Ｂと電気的に接続されている。実施例に示すように、ダクト１０２からなる第１のセットは、１１０Ｖ交流電力線１０１Ａと接続された電線とすることができる。ダクト１０２の第１のセットは、負荷に伝送される電力の相電流成分を測定する。ダクト１０３の第２のセットは、１１０Ｖ交流電力線１０１Ａと中性線１０１Ｂとに亘って接続されており、相電圧を測定する。より低電圧の電子機器がコスト効率が良く、容易に設計することができるので、降圧変圧器１０３Ａを力率改善回路１００内に設けて、電圧の振幅を低下させて、その回路構成を簡単にしてもよい。無効電力測定モジュール１０５は、ダクト１０２及びダクト１０３によって負荷の無効電力を判定することができる。一例として、無効電力測定モジュール１０５は、プロセッサユニット、例えばアナログデバイスＡＤＥ７８７８とすることができる。更に、無効電力測定モジュール１０５は、外部プロセッサ１０７（以下、コントローラ１０７という。）と通信することができる。

【００３３】

いくつかの実施の形態において、負荷１２０の無効成分を補償するため、コントローラ１０７は、多数の異なる値を有する無効負荷（ｒｅａｃｔｉｖｅ　ｌｏａｄｓ）、例えば負荷１２０と並列接続されたコンデンサ１１０Ａ～１１０Ｃ（以下、無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃともいう。）を選択的に接続する。二値処理回路（ｂｉｎａｒｙ　ｉｍｐｌｅｍｅｎｔａｔｉｏｎ）を用いて、無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃを負荷１２０に接続する。無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃの値を決定するためには、最初に、最小及び最大の無効電力補償範囲を確認することが有利である。二値処理回路において、力率改善回路１００の精度は、ビット又は量子化レベルにそれぞれ対応する無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃのうちの最低値の無効電力の半値と同程度とすることができる。無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃのうちの最低値は、最低ビットの無効負荷及び所望の量子化レベルの最小構成要素である。力率改善回路１００の例示的な実施例は、量子化レベルが３であるものを示す。換言すると、最も小さい無効負荷がＬＳＢ、すなわち最下位ビットの無効負荷であり、最も大きい無効負荷がＭＳＢ、すなわち最上位ビットの無効負荷である３ビットの無効負荷がある。力率改善回路１００の精度は、以下のように表すことができる。

$$ErrMAX = LSB / 2$$

ここで、ＬＳＢが下記式によって最適な値が選択される。

$$LSB = VARMAX / (2N - 0.5)$$

ここで、ＶＡＲＭＡＸは補償すべき負荷１２０の最大無効電力値であり、Ｎは量子化のレベルである。量子化のレベルは、負荷１２０の無効部分の補償の精度に正比例していると評価することができる。コスト及び複雑度と所望の精度とのバランスがとれるように、所望の量子化レベルを決定してもよい。補償すべき負荷１２０の最小及び最大の無効電力の約５０サンプルのシミュレーションを表１に示す。

【００３４】

【表１】

	N＝1	N＝2	N＝3	N＝4
精度対１ＬＳＢ	４９．１%ＬＳＢ	４７．９%ＬＳＢ	４５．５%ＬＳＢ	４６．８%ＬＳＢ
誤り対ＶＡＲｍａｘ	３２．７%	１３．７%	６．１%	３．０%

【００３５】
補正無効電力値ＱＣＯＲＲは、以下のアルゴリズムにより決定される。
【００３６】
IF （round（Ｑ／ＬＳＢ））＞（２Ｎ－１）
Then ＱＣＯＲＲ＝ＬＳＢ×（２Ｎ－１）
Else ＱＣＯＲＲ＝ＬＳＢ×Round（Ｑ／ＬＳＢ）、ＶＡＲの全ての値
ここで、Ｑは、補償すべき負荷１２０の無効電力値である。家庭電子機器が動作したり停止したりし、これら個々の無効負荷が負荷１２０内部に接続されているので、上記のように、負荷１２０の無効電力値はダイナミックに変化している。このため、無効電力測定モジュール１０５は、負荷１２０の無効電力を測定して無効電力をコントローラ１０７に送信することが有利である。あるいは、無効電力を即座に決定するためコントローラ１０７は負荷１２０と直接接続してもよい。Ｑがゼロ又は正である場合、負荷１２０の無効部分はインダクタンスである。あまり一般的ではないが、Ｑが負であれば、負荷１２０の無効部分がキャパシタンスであるということを示す。表２は、力率改善回路１００の精度に関する量子化の効果の具体例を示している。
【００３７】

【表２】

	Ｎ＝１	Ｎ＝２	Ｎ＝３	Ｎ＝４
最大誤差を有する最大補正可能な無効電力、ＭＡＥＦＳ	２０００ＶＡＲ	２０００ＶＡＲ	２０００ＶＡＲ	２０００ＶＡＲ
１／２ＬＳＢの無効電力	６６６．７ＶＡＲ	２８５．７ＶＡＲ	１３３．３ＶＡＲ	６４．５ＶＡＲ
ビット１＝ＬＳＢの無効電力	１３３３．３ＶＡＲ	５７１．４ＶＡＲ	２６６．７ＶＡＲ	１２９．０ＶＡＲ
ビット２の無効電力	ＮＡ	１１４２．９ＶＡＲ	５３３．３ＶＡＲ	２５８．１ＶＡＲ
ビット３の無効電力	ＮＡ	ＮＡ	１０６６．７ＶＡＲ	５１６．１ＶＡＲ
ビット４の無効電力	ＮＡ	ＮＡ	ＮＡ	１０３２．３ＶＡＲ
合計有効負荷電力Ｐ	１０～３０００Ｗ	１０～３０００Ｗ	１０～３０００Ｗ	１０～３０００Ｗ
合計無効負荷電力Ｑ	８～２０００ＶＡＲ	８～２０００ＶＡＲ	８～２０００ＶＡＲ	８～２０００ＶＡＲ
ＱＭＩＮ～ＱＭＡＸに対するＭＡＥＦＳ、最大シミュレーション絶対誤差	６５５ＶＡＲ	２７４ＶＡＲ	１２１ＶＡＲ	６０ＶＡＲ
力率	０．６６７	０．６６７	０．６６７	０．６６７
補償後の最小シミュレーション力率	０．７８２	０．９０９	０．９６	０．９８
補償後の平均シミュレーション力率	０．８９	０．９５３	０．９７８	０．９８９

【００３８】

一例として、単相２線配線構成において、消費される有効電力を、１０～３０００Ｗとし、負荷１２０の無効電力は、８～２０００バールとする。この実施例では、説明のために、力率を０．６７に固定する。表２から分かるように、コスト及び複雑度を最小にするのに対して、２又は３ビット（すなわち、Ｎ＝２又はＮ＝３）における実施では、通常、力率を最適化して、実質的に１に近づける。例えば、１１０Ｖ系統、例えば米国において、例えば表２で示された具体例には、２つの無効ビットＱＬＳＢ、ＱＭＳＢと、その中間ビットＱとからなるリアクタンスは、以下のように計算される。

【００３９】

ＺＱＬＳＢ＝Ｕ２／ＱＬＳＢ＝１１０Ｖ２／２６６．７ＶＡＲ＝４５．３７Ω（全てキャパシタンス）

ＺＱ＝Ｕ２／Ｑ＝１１０Ｖ２／５３３．３ＶＡＲ＝２２．６８Ω（全てキャパシタンス）

ＺＱＭＳＢ＝Ｕ２／Ｑ＝１１０Ｖ２／１０６６．７ＶＡＲ＝１１．３４Ω（全てキャパシタンス）

図１に戻ると、コンデンサ１１０ＡがＬＳＢビット無効負荷であり、コンデンサ１１０ＣがＭＳＢビット無効負荷であるコンデンサ１１０Ａ～１１０Ｃの各値は、以下のように計算される。

【００４０】

ＣＬＳＢ＝１／（２πＦＺＱＬＳＢ）＝１／（２π×６０Ｈｚ×４５．３７Ω）＝５８μＦ

Ｃ＝１／（２πＦＺＱ）＝１／（２π×６０Ｈｚ×２２．６８Ω）＝１１７μＦ

ＣＭＳＢ＝１／（２πＦＺＱＭＳＢ）＝１／（２π×６０Ｈｚ×１１．３４Ω）＝２３４μＦ

その結果、この実施例において、ＬＳＢビット無効負荷１１０Ａは５８μＦであり、ビ

ット無効負荷１１０Ｂは１１７μＦであり、ＭＳＢビット無効負荷１１０Ｃは２３４μＦである。各ビット無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃは、スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃを介して、負荷１２０と並列接続される。各スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃは、スイッチドライバ１０８Ａ～１０８Ｃによって操作可能である。各スイッチドライバ１０８Ａ～１０８Ｃは、コントローラ１０７によって順々に制御される。上記のように、コントローラ１０７は、補償すべき負荷１２０の無効電力を測定することができるか、無効電力測定モジュール１０５により測定情報を送信してもらうことができる。コントローラ１０７は、メモリ１０６と接続することができる。あるいは、メモリ１０６は、コントローラ１０７と一体化してもよい。メモリ１０６は、補償すべき負荷１２０の最大無効電力の値と、ビット無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃの無効ビット値とを記憶することができる。これに加えて、ユーザ、例えば住宅所有者に住居の電力消費特性に関する有効なデータを与えるため、メモリ１０６は、力率改善履歴を記憶することができる。したがって、コントローラ１０７は、スイッチドライバ１０８Ａ～１０８Ｃを選択的に動作させて、スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃをオン又はオフにすることができ、それによって、ビット無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃを選択的に負荷１２０に並列接続でき、それによって負荷１２０の無効電力がダイナミックに補償される。

【００４１】

いくつかの実施の形態において、コントローラ１０７は、通信モジュール１１４に接続される。通信モジュール１１４は、他の力率改善回路１００のユニットと通信することができる。また、ユーザ、例えば住居所有者に、力率改善回路１００の状態及び力率改善回路１００が行っている補正量を通知するため、通信モジュール１１４は、ユーザ装置、例えばラップトップコンピュータ又は携帯電話機と通信することができる。通信モジュール１１４は、無線モジュール１１４Ａによって無線で通信することができる。無線モジュール１１４Ａは、ローカルＷｉＦｉネットワーク、例えばＩＥＥＥ８０２．１１を使用するためのアンテナ１１４Ｂを備える。いくつかの実施の形態において、無線モジュール１１４Ａは、標準的な技術、例えばＣＤＭＡ又はＧＳＭ（登録商標）によって携帯電話回線網で通信することができる。エネルギー使用に関する情報に基づいた決定をするために、ユーザ、例えば住居の所有者は、彼らの住宅のダイナミックな電力消費を追跡することができる。あるいは、通信モジュール１１４は、ＬＡＮ、シリアル、パラレル、ＩＥＥＥ１３９４Ｆｉｒｅｗｉｒｅ、又はあらゆる他の公知の規格又は特定用途有線通信規格に接続することができるポート１１５により、有線ネットワークを介して通信することができる。更に、力率改善回路１００は、降圧変圧器１０４Ａを介して、１１０Ｖ交流電力線１０１Ａと中性線１０１Ｂとに接続された直流電源１０４を備える。直流電源１０４は、１１０Ｖ交流電力線１０１Ａから所望の直流電圧に電力を変換して、変換した電力を電気部品、例えば無効電力測定モジュール１０５、コントローラ１０７及び力率改善回路１００の中の残りのモジュールに供給することができる。

【００４２】

いくつかの実施の形態において、スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃは、１つ以上のトランジスタとすることができる。トランジスタは、バイポーラトランジスタ、ＭＯＳトランジスタ、ＩＧＢＴトランジスタ、ＦＥＴトランジスタ、ＢＪＴトランジスタ、ＪＦＥＴトランジスタ、ＩＧＦＥＴトランジスタ、ＭＯＳＦＥＴトランジスタ及び、他のあらゆる種類又はサブセットのトランジスタのうちのどのような組合せを含んでもよい。バイポーラトランジスタ及びＩＧＢＴトランジスタに関して、バイポーラトランジスタ又はＩＧＢＴトランジスタを選択する上で考慮すべき点は、オン状態及び駆動条件において、コレクターエミッタ間電圧がほぼ０であることである。更にまた、トランジスタは、通常、電流がドレインからソースに又はコレクタからエミッタに流れるという意味で一方向である。このため、負荷１２０に接続されるそれ自体のビット無効負荷を有する２つのトランジスタを、電流の流れる方向毎に１つずつ配置することは有利である。スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃとしてトランジスタを用いるときに他の実施上考慮すべき点は、トランジスタが更なる逆方向電圧に対する保護ダイオードを必要とすることである。例えば、トランジスタの定格

が、１１０以上、すなわち２２０Ｖ交流である場合、最大エミッターベース間電圧は約５～１０Ｖである。結果として、エミッタと直列接続され、正弦波電圧が逆方向に印加される半分の期間中にトランジスタを保護するために、保護ダイオードを実装することが有利であるといえる。熱損失として失われるエネルギーに起因して、トランジスタは１つ以上のヒートシンクが必要であるといえる。正弦波の半分の期間で導通状態のトランジスタによって浪費される電力が、以下のように近似される。

【００４３】

Ｐｏｗｅｒ＝ＵＣＥ×ＩＣＥ／２＝ＵＣＥ×（ＵＡＣ－ＵＣＥ）／（２×Ｚ）

例えば、半導体２Ｎ３７７３を用いる場合、オン状態において１０Ａのとき、ＵＣＥＳＡＴ＝２Ｖり、米国の一般的な住宅用電力線は、ＵＡＣ＝１１０Ｖ、Ｚ＝１０．５９Ωとすれば、トランジスタ毎の熱として浪費される電力は、以下のように近似することができる。

【００４４】

Ｐｏｗｅｒ＝２Ｖ×（１１０ＶＡＣ－２Ｖ）／（２×１０．５９）＝１０．２Ｗ　トランジスタ当たり

２ビットの無効電力改善システムでは、４つのトランジスタと、４つのコンデンサと、４つのパワーダイオードとを必要とする。スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃの熱として浪費する全電力は、以下のように近似することができる。

【００４５】

Ｐｏｗｅｒ＝２×１０．２Ｗ（ｂｉｔ２）＋２×５．１Ｗ（ｂｉｔ２＝ＬＳＢ）＝３０．６Ｗ

結果として、力率改善回路１００にコスト及び複雑さを加えることになるが、スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃをヒートシンクに接続させることが有利である。

【００４６】

ＭＯＳトランジスタ及びＭＯＳＦＦＴトランジスタは、一般的に、低消費電力素子である。しかしながら、ＭＯＳトランジスタ及びＭＯＳＦＦＴトランジスタもまた、電流の向きが一方向であり、過大な逆電圧ＶＧＳからの保護を必要とする。正弦波の半分の期間で導通状態のＭＯＳ又はＭＯＳＦＦＴスイッチによって浪費される電力を、以下のように近似することができる。

【００４７】

Ｐｏｗｅｒ＝ＲＤＳ＿ＯＮ×ＩＤＳ／２＝（ＲＤＳ＿ＯＮ／２）×（ＵＡＣ／Ｚ）２

例えば、ＳＴマイクロエレクトロニクスＳＴＦ２０Ｎ２０を用いる場合、１０ＡのときＲＤＳ＿ＯＮ＝０．１３Ω、米国の一般的な住宅用電力線はＵＡＣ＝１１０、Ｚ＝１０．５９Ωとすれば、ＭＯＳ又はＭＯＳＦＦＴスイッチの熱として浪費される電力は、以下のように近似することができる。

【００４８】

Ｐｏｗｅｒ＝０．１３Ω／２×（１１０ＶＡＣ／１０．５９Ω）２＝７．０１Ｗ

２ビットの無効電力改善システムでは、４つのトランジスタと、４つのコンデンサと、４つのパワーダイオードとを必要とする。ＭＯＳ又はＭＯＳＦＦＴスイッチの熱として浪費される全電力は、以下のように近似することができる。

【００４９】

Ｐｏｗｅｒ＝２×７．０１Ｗ（ｂｉｔ２）＋２×３．５Ｗ（ｂｉｔ２＝ＬＳＢ）＝２１．０Ｗ

スイッチ１０９Ａ～１０９ＣにＭＯＳ又はＭＯＳＦＦＴ素子を用いると、熱として浪費される電力が約１／３低減されるが、更に廃熱を分散させるためにヒートシンクを必要としてもよい。ＲＤＳ＿ＯＮが非常に低いＭＯＳ又はＭＯＳＦＦＴ素子は市販されているが、通常、これらの素子はコストが高い。

【００５０】

図２は、本発明のある実施の形態当たりの力率改善回路２００を示す。図１の力率改善回路１００と同様に、力率改善回路２００は、負荷２２０によって表される住居又は住宅

へ伝送される電力の力率を改善するよう構成される。力率改善回路２００は、通常、１１０Ｖ交流電力線２０１Ａと中性線２０１Ｂとに接続される。力率改善回路２００は、標準的な電力メーター２０１と負荷２２０との間に接続されている。いくつかの実施の形態において、無効電力測定モジュール２０５は、絶縁された接点２０２の第１の絶縁セットと絶縁された接点２０３の第２の絶縁セットとにより、１１０Ｖ交流電力線２０１Ａと中性線２０１Ｂと電気的に接続されている。実施例に示すように、接点２０２の第１のセットは、１１０Ｖ交流電力線２０１Ａと接続された電線とすることができる。接点２０２の第１のセットは、負荷に伝送される電力の相電流成分を測定する。接点２０３の第２のセットは、１１０Ｖ交流電力線２０１Ａと中性線２０１Ｂとに亘って接続されており、相電圧を測定する。より低電圧の電子機器がコスト効率が良く、容易に設計することができるので、降圧変圧器２０３Ａを、力率改善回路２００内に設けて、電圧の振幅を低下させて、その回路構成を簡単にしてもよい。一例として、無効電力測定モジュール２０５は、プロセッサユニット、例えばアナログデバイスＡＤＥ７７５３とすることができる。更に、無効電力測定モジュール２０５は、弛み又は過電圧状態をマイクロコントローラ２０７に送信することができる。

【００５１】

マイクロコントローラ２０７は、無効電力測定モジュール２０５に接続されている。マイクロコントローラ２０７は、複数のトライアックドライバ２０８Ａ、２０８Ｂに接続されている。トライアックドライバ２０８Ａ、２０８Ｂは、順々にそれぞれ複数のトライアック２０９Ａ、２０９Ｂを選択的に動作又は停止させる。本具体例では、１０ｍＡを用いて、トライアック２０９Ａ、２０９Ｂを動かす。しかしながら、他の駆動信号を用いて、その仕様に応じてトライアック２０９Ａ、２０９Ｂを動かしてもよい。トライアック、すなわち交流用の三極管は、ゲートを互いに接続することにより逆平行に接続された２つのシリコン制御整流器にほぼ相当する電子部品である。この結果、２方向に電流を導通することができ、これによって、極性がない電子スイッチとなる。電子スイッチは、ゲート電極に印加される正又は負の電圧のどちらかによって動作することができる。動作すると、電子スイッチ素子は、電流が、保持電流として知られている特定の閾値以下に下がるまで、導通状態を維持する。結果として、トライアック２０９Ａ及び２０９Ｂは、非常に便利な交流回路用のスイッチであり、ミリアンペアスケールの制御電流によって、非常に大きな電力の流れを制御することができる。トライアックは、サイリスタとして知られている、より大きく分類された部品に属していると通常理解されている。サイリスタは、シリコン制御整流器（ＳＣＲ）、ゲートターンオフサイリスタ（ＧＴＯ）、静電誘導サイリスタ（ＳＩＴ）、ＭＯＳ制御サイリスタ（ＭＣＴ）、分散バッファーゲートターンオフサイリスタ（ＤＢ－ＧＴＯ）、集積ゲート整流サイリスタ（ＩＧＣＴ）、ＭＯＳ合成静電誘導サイリスタ（ＣＳＭＴ）、逆導通サイリスタ（ＲＣＴ）、非対称ＳＣＲ（ＡＳＣＲ）、光動作ＳＣＲ（ＬＡＳＣＲ）、光トリガサイリスタ（ＬＴＴ）、ブレークオーバーダイオード（ＢＯＤ）、モディファイド陽極ゲートターンオフサイリスタ（ＭＡ－ＧＴＯ）、分散バッファゲートターンオフサイリスタ（ＤＢ－ＧＴＯ）、ベース抵抗制御サイリスタ（ＢＲＴ）、磁界制御サイリスタ（ＦＣＴｈ）及び光動作半電導性スイッチ（ＬＡＳＳ）を含むがこれに限定されない。当業者にとって明らかなように、図２の力率改善回路２００の実施の形態は、あらゆる公知又は特定用途のサイリスタを用いて、力率改善回路２００を実装するのに要求される特定の設計又は用途を実現するため、容易に改変することができる。

【００５２】

マイクロコントローラ２０７は、トライアックドライバ２０８Ａ、２０８Ｂによって、トライアック２０９Ａ、２０９Ｂをオン又はオフにする上記図１に記載されたアルゴリズムを実行することができる。都合が良いこととして、トライアックは低論理閾値を得ると、当該トライアックを有効とする。結果として、より小さく、よりコスト効率の良い部品を用いて、トライアックドライバ２０８Ａ、２０８Ｂとすることができる。オンのとき、低力率を補償するため、トライアック２０９Ａ、２０９Ｂは、ビット無効負荷２１０Ａ、

２１０Ｂを、負荷２２０と並列接続する。状況に応じて、フィルタ２１２、２１３を実装して、トライアック２０９Ａ、２０９Ｂにより取り入れられるスイッチングノイズ又はハムを減らすようにしてもよい。

【００５３】

いくつかの実施の形態において、マイクロコントローラ２０７は、通信モジュール２１４と接続される。通信モジュール２１４は、いずれの力率改善回路２００とも通信することができる。また、ユーザ、例えば住居所有者に、力率改善回路２００の状態と力率改善回路２００が行っている補正量を通知するため、通信モジュール２１４は、ユーザ装置、例えばラップトップコンピュータ又は携帯電話機と通信することができる。通信モジュール２１４は、ローカルＷｉＦｉネットワーク、例えばＩＥＥＥ８０２．１１を使用するためのアンテナ２１４Ｂを有する無線モジュール２１４Ａによって無線で通信することができる。また、ユーザが、彼らの住宅の消費エネルギーを追跡し、知識に基づいた決定を行うために、携帯電話機を用いることができるように、無線モジュール２１４Ａは、携帯電話網、例えばＣＤＭＡ又はＧＳＭ（登録商標）によって通信することができる。あるいは、通信モジュール２１４は、ＬＡＮ、シリアル、パラレル、ＩＥＥＥ１３９４Ｆｉｒｅｗｉｒｅ、又はあらゆる他の公知の規格又は特定用途有線通信規格に接続することができるポート２１５により、有線ネットワークを介して通信することができる。マイクロコントローラ２０７には、メモリモジュール２０６が接続されている。メモリモジュール２０６は、情報、例えば負荷１２０から予想可能な最大予想無効成分、力率改善回路２００の改善動作履歴又は力率改善回路２００によって収集又は使用されるあらゆる他の有効なデータを記憶することができる。更に、力率改善回路２００は、降圧変圧器２０４Ａを介して、１１０Ｖ交流電力線２０１Ａと中性線２０１Ｂとに接続された直流電源２０４を備える。直流電源２０４は、１１０Ｖ交流電力線２０１Ａから所望の直流電圧に電力を変換して、変換した電力を電気部品、例えば無効電力測定モジュール２０５、マイクロコントローラ２０７及び力率改善回路２００の中の残りのモジュールに供給することができる。

【００５４】

当業者にとって明らかなように、図１及び図２それぞれの力率改善回路１００及び力率改善回路２００は、二相二線方式を示している。三相三線または三相四線網構成による力率改善回路１００及び力率改善回路２００は、ビット無効負荷１１０Ａ～１１０Ｃ、２１０Ａ～２１０Ｂ、スイッチ１０９Ａ～１０９Ｃ、トライアック２０９Ａ、２０９Ｂ、フィルタ１１２、１１３、２１２、２１３及び対応するドライバ回路の数を３倍にし、第１の位相線を第２の位相線に、第２の位相線を第３の位相線に、第３の位相線を第１の位相線に接続することを除いて、図１及び図２の実施例に従って実現される。中性線が利用可能な場合、スター結線を実装してもよい。すなわち、第１の位相線を中性線に、第２の位相線を中性線に、第３の位相線を中性線に接続してもよい。力率改善回路１００及び力率改善回路２００は、あらゆる無効負荷により、全最大改善可能値まで独立して補償することができる。一例として、３つの位相線の間に接続された３００～６００ＶＡＲの空気圧調整ユニットと、第２の位相線と中性線の間に接続された１００～４００ＶＡＲの洗濯機と、第３の位相と中性線の間に接続された１００～２５０ＶＡＲの乾燥機を有する住居内を全て、最大の改善可能な無効電力値まで完全に改善する。

歪み改善方法及び装置

完全ではない力率が、電気回路網において改善すべき最も共通した弱点である。また別のより共通した欠点及び問題の原因は、非線形負荷と、入手可能であるが完全ではない電源アダプタを有する電子機器が広範囲に配置されることに起因した電力線の歪みである。通常、電源アダプタの設計において特別な労力が全く払われないとき、交流電力信号は、通常、まず正弦波の全周期に亘って全波整流され、そして、大容量のコンデンサによって粗くフィルタリングされ、絶縁されたＤＣ／ＤＣ電源の電子回路によって、例えば集積回路に供給される。このような入手可能な非エナジースターの電子機器は、網に戻る高調波電流を発生する。この結果により、電流波形が、正弦波というよりはむしろ先端を切り取ったような形の放物形状に近づく。歪みは、電力、ノイズ又は他の形態のいかなる歪みを

吸収及び反射する負荷における種々の特性の結果として生じる高調波歪みから構成することができる。

【００５５】

図３Ａは、歪みを有する電力信号を改善する力率の、時間に対する振幅のグラフ３００を示している。第１の軸３２０はミリ秒単位での時間を示し、第２の軸３１０は、電流と電圧との両方の振幅を示す一般的な振幅スケールである。電圧Ｕ（ｔ）３３０は、正確な６０Ｈｚの正弦波として現れる。しかしながら、電流ｉＴＯＴ（ｔ）は、もはや対応する正弦波に類似していないという点において非常に歪んでいる。図３Ｂは、同様に、時間軸４２０と振幅軸４１０とを有するグラフ４００を示している。電圧波形４３０は、正確な正弦波に近い波形を描いている。しかしながら、電流波形４４０は非常に歪んでいる。住宅では、標準的な抵抗型負荷に加えて広範囲に分布した低品質電源アダプタの頻繁な使用によって、電流波形４４０には、正弦波といくらか類似しているがそれでも大きな歪みが表れる。図３Ｃは、同様に、時間軸５２０と振幅軸５１０とを有するグラフ５００を示している。図３Ｃでは、１つ以上の大きい無効負荷、例えば空調ユニット又は乾燥機ユニットの導入によって、電流波形５３０は、更により大きく電圧波形５４０に対して歪む。最後に、一般的な電流波形６３０に対する電圧波形６４０のグラフ６００を図３Ｄに示す。大きい無効負荷、抵抗型負荷及びＡＣ／ＤＣ電源アダプタが、電流波形６３０での重大な歪みの原因になるだけでなく、更に、電流波形６３０と電圧波形６４０との間に位相ズレ６７０が生じる。この例では、歪みは、歪んだ電流波形６３０のピーク６６０として示される。この例では、０．６７の力率に対応した位相ズレ６７０が、約３０度である。歪みを改善するため、まず力率を改善することが有利である。力率の改善は、図１及び図２において上述した方法又は装置あるいはあらゆる他の便利な方法によって達成することができる。補正信号６５０は、歪んだ電流波形６３０とほとんど正確な正弦波の近似電圧波形（図示せず）とを比較することによって導かれる。補正信号６５０は、電流波形６３０の範囲内で歪みの係数を有する。係数は１でよいが、係数は、電流波形６３０の所望の振幅比を達成するあらゆる必要な被乗数であってもよい。一例として、被乗数は、電圧を電流に又は電流を電圧に変換する係数であってもよい。補正信号６５０は、選択的に電流信号６３０に供給され、この結果として、非常に低減又は除去された歪みを有する補正電流信号の電圧波形６４０となる。

【００５６】

図４は、図３Ｄに記載された抑制又は除去回路８００を示すブロック図である。回路８００は、事業者の電力メーター８０１と負荷８４０との間に接続される。負荷８４０は、あらゆる負荷であってよいが、この応用例及び例においては、居住用の住宅である。負荷８４０は、事業者の電力メーター８０１にとって１つの負荷８４０のように見える住宅の範囲内の全ての電子機器から構成される。電子機器が住宅の範囲内で起動したり停止したりし、それによってこれらの個々の負荷が負荷８４０と接続及び分離されるので、負荷８４０の特性がダイナミックに変化する。力率改善回路８７５は、電力線８３３の力率を実質的に１に改善する。プロセッサ８１０は、電力線８３３を検知することによって電流を検出することができる。この例示的な実施の形態において、プロセッサ８１０はアナログ素子である。しかしながら、当業者にとって明らかなように、デジタル処理に代えてもよい。また、プロセッサ８１０は、電力線８３３と中性線８３４との間を検知することによって電圧を検出することができる。また、電力線８３３は、位相線ともいう。この例示的な実施において、プロセッサ８１０は２つの差動入力を有する。各入力は、乗算器Ｇｌ　８１２及び乗算器Ｇ２　８１３と接続されている。乗算器Ｇｌ　８１２及び乗算器Ｇ２　８１３は、回路８００における特定用途又は実施に対して望まれる又は要求されるあらゆる係数によって、電流又は電圧をスケーリングすることができる。Ｇｌは、電力線８３３から電流を入力する。この実施の形態において、乗算器Ｇ２は、検知電圧を電流信号に変換する。電圧と電流との両方は、それぞれのＲＭＳ値によってスケーリングされる。乗算器８１２及び８１３は、標準的なアナログオペアンプ又は他のあらゆる有効な回路とすることができる。乗算器８１２及び８１３の出力は、減算器８１４に接続される。いくつか

の実施の形態において、減算器８１４は、Ｇｌ　８１２及びＧ２　８１３のスケーリングされた２つの出力を比較し、それによって補正信号、例えば図３Ｄの補正信号６５０を導出する。都合が良いことに、単一の減算器８１４を用いることによって、両方の入力を１つの電流に変換することができる。しかしながら、同様にして、両方の入力を１つの電圧に変換してもよい。いくつかの実施の形態において、処理を制御し、システム制御、例えば動的挙動、安定性、ゲイン余裕、位相余裕などを最適化するループゲイン及びループフィルタブロック８２１を有することが好ましい。減算器８１４は、歪みを有する全電流を基準信号から減算するか、基準信号を歪みを有する全電流から減算することによって、全電流を基準信号と比較することができる点に留意する必要がある。特定の実施又は用途の要求に適合するような構成としてもよい。結果として、補正信号は、全電流の歪みに対して正比例又は反比例してもよい。

【００５７】

補正信号は、歪みを有する全電流に混合されて、歪みが大きく低減又は除去された補正電流信号、例えば図３Ｄの電圧波形６４０が形成される。図４に示す実施の形態において、ループフィルタ８２１の出力は、負の整流器８１５と正の整流器８２２に供給される。負の整流器８１５は、第１の制御電流源８３１に接続され、正の整流器８２２は、第２の制御電流源８３２に接続される。特定の用途、例えば図４の例において、電力メーター８０１から下流の配線網のインピーダンスは、負荷８４０と比較して非常に小さいインピーダンスとしてもよい。結果として、負の歪みを補正するため電流を引き込むと、この電流が、負荷８４０よりもむしろ送電網の方に供給される。結果として、歪みが増幅される。このため、図４の実施の形態では、負の歪みに応じて電力線８３３からの電流を流し出し、正の歪みに応じて電力線８３３からの電流を流し込む。送電網及び負荷８４０のインピーダンスの不平衡によって、選択的に電流を流し込み流し出すことで、歪みを補正する。歪み成分が全電流に対する減算であることを意味する補正信号が負のとき、正の整流器８２２は、第２の制御電流源８３２をオンにする。第２の制御電流源８３２は、負の直流電源８５２に接続されている。第２の制御電流源８３２がオンになると、電流が電力線８３３から流し出される。送電線網のインピーダンスが負荷８４０のインピーダンスより低い実施の形態において、電流が負荷８４０よりも送電線網から流し出されることで、負荷８４０に対して加算作用を起こす。歪み成分が全電流に対する加算であることを意味する補正信号が正のとき、負の整流器８１５は、第１の制御電流源８３１をオンにする。第１の制御電流源８３１は、正の直流電源８５１に接続されている。第１の制御電流源８３１がオンであるとき、電流が正の直流電源８５１から電力線８３３に流し込まれる。更にまた、送電線網のインピーダンスが負荷８４０より低い適用例では、電流が負荷８４０ではなく送電網に流し込まれることによって、負荷８４０に対して減算作用を起こす。動作中において、電力線８３３内への補正信号に基づいて選択的に電流を流し出すまたは流し込むことによって、補正信号、例えば補正信号６５０を、歪みを有する電流信号、例えば図３Ｃの電流波形６３０に混合する。補正信号の正の部分および補正信号の負の部分のうちのどちらかが、第１及び第２の制御電流源８３１及び８３２のうちの1つに選択的に供給される。プロセッサ８１０が電圧を電流と継続的に比較し、補正信号を継続的に導出するので、このような補正信号の供給が、負荷８４０の変化とともに変化する電力線８３３の歪み成分のようにダイナミックに行われる。あるいは、プロセッサ８１０は、プロセッサ８１０自身の基準信号を生成して、歪み電流信号を比較してもよい。例えば、アメリカ合衆国における電力は、６０Ｈｚで供給される。したがって、プロセッサ８１０内部の６０Ｈｚのファンクションジェネレータは、正確な正弦波を発生させて歪んだ電気信号と比較し、これによって、補正信号を導出することができる。あるいは、ほぼ正確な基準信号を導出するために、フェーズロックループを実装して、電圧のゼロ交差時間を追跡してもよい。上述したように、減算器８１４が、全電流の歪みに正比例又は反比例する補正信号を生成してもよい。減算器８１４が歪みに正比例する補正信号を生成する場合、歪みが正の部分であると、これに応じて電力線８３３から電流を流し出さなければならない。同様にして、歪みが負の部分である、電力線８３３の中に電流を流し込まなければならない。また

、逆も当てはまる。補正信号が全電流における歪みに逆比例している実施の形態では、補正信号が負の部分であると、電力線８３３から電流を流し出さなければならない。同様に、補正信号が正の部分であると、電力線８３３の中に電流を流し込まなければならない。

【００５８】

図４に示す実施の形態が、広く利用可能でコスト効率の良い構成部品を用いているとはいえ、制御電流源８３１、８３２は非常にエネルギー効率が良くないことが理解される。正の直流電源８５１が２５０Ｖ、電力線８３３の瞬時電圧が１５０Ｖ、補正信号の電流が１０Ａならば、浪費され、熱で無駄に失われる電力が数百Ｗになる可能性がある。

【００５９】

このため、図５にモジュレータ９２０を備える歪み低減回路９００を示す。図４に示す回路８００と同様、回路９００は、事業者の電力メーター９０１と負荷９４０との間に接続される。負荷９４０は、あらゆる負荷であってよいが、この応用例及び実施例においては、居住用の住宅である。負荷９４０は、事業者の電力メーター９０１にとって１つの負荷９４０のように見える住宅の範囲内の全ての電子機器から構成される。力率改善回路９７５は、電力線９３３の力率を実質的に１に改善する。力率改善回路９７５は、図１又は図２あるいは他の有効な力率改善回路と一致してもよい。上述したように、負荷９４０の特性は、ダイナミックに変化する。プロセッサ９１０は、電力線９３３を検知することによって電流を検出することができる。この例示的な実施の形態において、プロセッサ９１０はアナログ素子である。しかしながら、当業者にとって明らかなように、 以下に述べるような機能を実行することができる既製品のデジタルプロセッサが多く存在する。また、プロセッサ９１０は、電力線９３３と中性線９３４の両方を検知することによって電圧を検出することができる。この例示的な実施において、プロセッサ９１０は２つの差動入力を有する。各入力は、乗算器Ｇｌ　９１２及び乗算器Ｇ２　９１３と接続されている。Ｇ２　９１３は、図４のＧ２　８１３と同じように、電圧を電流信号に変換することができ、Ｇ２　９１３を簡略化した方法で示す。乗算器９１２及び乗算器９１３は、標準的なアナログオペアンプ又は他のあらゆる有効な回路とすることができる。乗算器９１２及び乗算器９１３の出力は、減算器９１４に接続される。いくつかの実施の形態において、減算器９１４は、Ｇ２　９１３の出力からＧｌ　９１２の出力を減算し、それによって補正信号、例えば図３Ｄの補正信号６５０を導出する。いくつかの実施の形態において、この補正信号を換算係数と乗算することが望ましい場合がある。一例として、ループゲインフィルタには、図４に示すような同様の処理の制御が含まれ、いくつかの実施の形態において、ループゲインフィルタは、補正信号を電流８１１のＲＭＳ値に混合する。

【００６０】

ループフィルタの出力は、モジュレータ９２０に接続される。この例示的な実施の形態において、モジュレータ９２０は、パルス幅変調器（ＰＷＭ）である。しかしながら、ＰＷＭ、デルタシグマ変調、パルスコード変調、パルス密度変調、パルス位置変調、あるいははあらゆる他の公知又は特定用途変調方式を含むが、これに限定されるものではなく、特定の実施及び設計制約要求の通りに、あらゆる方法又は方式の変調を実行してもよい。モジュレータ９２０は、乗算器９１５から生成された補正信号が正のとき論理レベルがＨｉｇｈの信号を送り、この補正信号が負のとき論理レベルがＬｏｗの信号を送る、正のトリガ比較器９２２と負のトリガ比較器９２３とを有する。いくつかの実施の形態において、Ｌｏｗの論理レベルは、負の値とすることができる。パルスジェネレータ９２１は、三角波を発生し、三角波は、組合せ論理回路９２５によって、正のトリガ比較器９２２から出力された補正信号の正の部分に合成され、また、負のトリガ比較器９２３から出力された負の部分に合成される。結果として、正の部分と負の部分とが分離されたＰＷＭ補正信号が生成される。組合せ論理回路９２５は、ＰＷＭ補正信号の正の部分を第１の制御スイッチ９３２に選択的に供給する。第１の制御スイッチ９３２は、負の直流電源９５２に接続されている。また、組合せ論理回路９２５は、ＰＷＭ補正信号の負の部分を第２の制御スイッチ９３１に選択的に供給する。第２の制御スイッチ９３１は、正の直流電源９５１に接続されている。

【００６１】
動作中に、スイッチ９３１及び９３２は、ＰＷＭ補正信号が正または負のどちらであるかによって決定されるＰＷＭ補正信号によって選択的に制御される。いくつかの実施の形態において、正のＰＷＭ補正信号は、電力線９３３で補正すべき歪みが負であることを示し、反対も同様である。電力線９３３で負の歪みを補正するため、第２の制御スイッチ９３１は、ＰＷＭ補正信号の負の部分に基づいてオンとなる。第２の制御スイッチ９３１がオンのとき、第２の制御スイッチ９３１は、ＰＷＭ補正信号に基づいて、正の直流電源９５１を電力線９３３に接続する。
【００６２】
図５の実施の形態では、事業者の電力メーター９０１（及び下流の送電網）のインピーダンスが負荷９４０より低いインピーダンスを有する実施の形態を示す。結果として、正の歪みを負のＰＷＭ補正信号によって補正しようとする場合、電力線９３３から流し出される電流は、負荷９４０よりもむしろ送電網から流れ出すことになる。結果として、歪みが増大することになる。このため、負荷９４０のインピーダンスが、電力メーター９０１の下流の送電網のインピーダンスよりも大きい用途では、正のＰＷＭ補正信号を用いて正の歪みを改善し、負のＰＷＭ補正信号を用いて負の歪みを補正する。
【００６３】
いくつかの実施の形態において、変調信号をフィルタリングすることは有利である。このため、フィルタ９３３を含む。同様に、電力線９３３の正の歪みを補正するため、第１の制御スイッチ９３２は、ＰＷＭ補正信号の負の部分に基づいてオンとなる。第１の制御スイッチがオンのとき、第１の制御スイッチ９３２は、ＰＷＭ補正信号に基づいて、電力線９３３から負の直流電源９５２に電流を流し出す。結果として、歪みが、電力線９３３の電流から十分に減少する。また、第２のフィルタ９３８は、電力線９３３からＰＷＭノイズをフィルタリングするため有利であろう。正の直流電源９５１と負の直流電源９５２とのそれぞれは、あらゆる過電流又は低電流状態をプロセッサ９１０に送信するため、電流制限及びセンサモジュール９３５及び９３６を有する。
【００６４】
図６は、他の実施の形態の歪み補正回路１０００を示す。また、回路１０００は、事業者の電力メーター１００１と負荷１０４０との間に、単相二線の配電方式での電力線１０３３及び中性線１０３４と接続されている。負荷１０４０は、無効特性を有する１つの負荷１０４０のように見える住宅の範囲内の、全ての家電機器と他の電子機器とから構成される。この実施の形態では、電流は、プロセッサユニット１２００により測定される。力率改善回路１２７５は、上述したように、電力線１０３２の力率を改善することができる。プロセッサユニット１２００は、電流及び電圧測定モジュール１２０２を有する。また、モジュール１２０２は、ＲＭＳ及び歪みの計算を実行する。モジュール１２０２は、デジタル処理モジュールとすることができる。いくつかの実施の形態において、モジュール１２０２は、データ、例えば振幅、位相及び歪みを、数値演算をデジタルで実行可能なデジタルビット列に変換する１つ以上のアナログ／デジタル変換器を有する。また、プロセッサ１２００は、メモリモジュール１２０１を有してもよい。メモリモジュール１２０１は、ダイナミックな高調波補正に関する情報、例えば補正が最も有効な時刻を記憶することができる。ユーザが使用エネルギーに関する情報に基づいた決定をできるようにするため、メモリモジュール１２０１は、取り外して、機器、例えばコンピュータに差し込むことができる。あるいは、プロセッサ１２００は、通信モジュール（図示せず）を有する。通信モジュールは、有線により、例えばＬＡＮケーブルによりインターネットと接続されるか、又は便利な標準規格、例えばＩＥＥＥ８０２．１１又はブルートゥースによる無線で接続されている。更にまた、通信モジュールは、携帯電話の標準規格、例えばＧＳＭ（登録商標）又はＣＤＭＡによって通信することができる。プロセッサユニット１２００と一体の保護モジュール１２０３は、あらゆる故障状態、例えば過電圧、過電流及び過温度において、回路１０００の電源を切ることができる。このような故障状態をメモリ１２０１に記憶することができる。

【００６５】
プロセッサ１２００は、電力線１０３２内の歪みを有する全電流を計算し、基準信号を発生することができる。デジタル／アナログ変換器は、全電流を示すデジタルビット列及び基準信号をアナログ波形に変換することができる。図４及び図５の実施の形態と同様に、減算器により、全電流信号を基準信号から減算することができる。あるいは、プロセッサ１２００は、全電流を基準信号からデジタルで減算し、これによってデジタル補正信号を生成することができる。また、プロセッサ１２００は、あらゆる便利な公知又は特定用途手段の変調により、デジタル補正信号を変調することができる。そして、変調補正信号を、全電流内の歪みを補正するために、電力線１０３２に対して電流が流し込まれなければならない又は流し出されなければならないかどうかによって、第１のトランジスタ１０３１又は第２のトランジスタ１０３２に選択的に供給する。第１及び第２のトランジスタ１０３１及び１０３２は、変調補正信号によってオンになったときに、正の直流電源１０５１から電力線１０３２に電流を流し込むか、負の直流電源１０５２により電力線１０３２から電流を流し出すスイッチとして動作する。いくつかの実施の形態において、第１のトランジスタ１０３１及び第２のトランジスタ１０３２からそれぞれＰＷＭノイズをフィルタリングするため、第１のフィルタ１０３３と第２のフィルタ１０３４とを有することは有利である。

【００６６】
図７は、図４、図５及び図６の発明における更なる詳細な実施の形態を示す。力率改善及び歪み補正モジュール１３００は、事業者の電力メーター１３０１と等価住居内負荷１３４０との間に接続されている。負荷１３４０は、起動及び停止する住宅の中の家電機器として変化するダイナミックな負荷を表現したものである。正の直流電源１３５１は、位相線１３３３及び中性線１３３４全体に亘って存在するあらゆるノイズ及び高調波をフィルタリングする任意の低域通過フィルタ１３０３を有する。送電網１３０２からの交流電流は、ブリッジ整流器１３０４によって整流され、平滑コンデンサ１３０５に供給される。力率改善回路モジュール１３０６は、より小さい理想的な力率に補正する。力率改善回路モジュール１３０６は、図１、図２及び付随的な説明で説明される方法又は装置のうちのいずれも用いることができる。第１のスイッチング回路１３３１は、プロセッサユニット１３１０に接続された第１のトランジスタ１３０８Ａを有する。プロセッサユニット１３１０は、変調信号を用いることにより、トランジスタ１３０８Ａを駆動する。トランジスタ１３０８Ａは、図５及び図６の前の実施の形態に記載されているように、補正信号に応じて、正の直流電源１３５１から位相線１３３３に電流を供給する。任意の低域通過フィルタ１３０９Ａは、変調信号をフィルタリングするために設けられる。電流制限及びセンサ１３１０Ａは、過電流状態をプロセッサ１３１０に通知することができる。電流制限及びセンサ１３１０Ａは、抵抗器に相当するが、過電流状態を検知するいかなる有益なセンサモジュールであってもよい。更に、正の直流電源は、反転電源コンデンサ１３０７を介して負の力率改善回路モジュール１３５２に接続される。反転平滑コンデンサ１３０７は、正の直流電源１３５１により供給される電力に比例した負の直流電力を供給する。負の力率改善回路モジュール１３５２は、図１及び図２に記載された方法及び装置に基づいて、位相線１３３３における力率を改善することができる。負の力率改善回路モジュール１３５２は、第２のスイッチング回路１３３２と接続されている。第２のスイッチング回路１３３２は、図５及び図６の実施の形態に記載されているように、プロセッサユニット１３１０から、変調補正信号を受信する第２のスイッチングトランジスタ１３０８Ｂを有する。プロセッサユニット１３１０は、スケーリング乗算器Ｇ１及びＧ２を有する。この実施の形態では、Ｇ２は、電圧電流変換器に接続されている。減算器は、前の実施の形態に記載されているように、一方の電圧信号をもう一方の電圧信号と比較して補正信号を導出する。変調器は、減算器の出力に接続されており、補正信号を変調する。この実施の形態において、ＰＷＭが示されている。しかしながら、あらゆる公知の又は特定用途の変調スキームを用いるようにしてもよい。いくつかの実施の形態において、ループフィルタは、処理及び最適化システム制御、例えば動的挙動、安定性、ゲイン余裕、位相余裕などを

制御するため、減算器と変調器との間に接続されている。更にまた、外部のプロセッサユニットが、電流測定、電圧測定、ＲＭＳ及び歪みの計算を分担し、メモリ、例えばＲＡＭ又はＲＯＭを有してもよい。

【００６７】

図８は、電流を流し込み、流し出す経路に、それぞれ、電圧及び電流のスパイクによって発生した変化を滑らかにしフィルタリングするコイル１３６１及び１３６２を含む他の実施の形態を示す。第１及び第２のスイッチングトランジスタ１３０８Ａ及び１３０８Ｂは、コイル１３６１及び１３６２を準線形ランプでそれぞれ充電し、どちらか一方のトランジスタ１３０８Ａ及び１３０８Ｂがオフになったとき、充電電流が準線形で０に向かって減少する。フリーホイールダイオード１３６３は、急激に遮断する電流を回避して、コイルの影響によって破壊を伴う高電圧スパークを回避するのに必要である。第２のフリーホイールダイオード１３６４は、第２のコイル１３６２と並列接続される。形成された電流波形は、交互に上下動するような形に類似し、より簡単なフィルタ１３０９Ａ及び１３０９Ｂを可能にする。いくつかの実施の形態において、コイル１３６１及び１３６２は、フィルタ１３０９Ａ及び１３０９Ｂの中に一体化される。都合の良いことに、電流が流し込み、流し出す経路の損失が減少する。いくつかの実施の形態において、コンデンサは、フリーホイールダイオード１３６３及び１３６４によって、あらゆる損失エネルギーを再利用するために、並列接続となるように含まれるようにしてもよい。図８の実施の形態において、コイル１３６１及び１３６２は、スイッチングトランジスタ１３０８Ａ及び１３０８Ｂと低域通過フィルタ１３０９Ａ及び１３０９Ｂとの間にそれぞれ接続されている。

【００６８】

使用目的によっては、コイル１３６１及び１３６２を負荷１３４０に直接接続させないようにし、送電網１３０２から測定されるインピーダンスが向上するようにするため、コイル１３６１及び１３６２を、力率改善回路モジュール１３５１及び１３５２とトランジスタ１３０８Ａ及び１３０８Ｂとの間に接続させることは有利である。図９は、このような実施例を示す。図９は、正の力率改善回路モジュール１３５１と第１のトランジスタ１３０８Ａとの間に接続されている第１の電流充電コイル１３６３Ａを示す。また、そこには負の力率改善回路モジュール１３６２と第２のトランジスタ１３０８Ｂとの間に接続されている第２の電流充電コイル１３６３Ｂも備えられている。都合の良いことに、送電網等価インピーダンス１３０２から測定される時には、第１および第２の充電コイル１３６３Ａおよび１３６３Ｂは等価住居内負荷１３４０に対して加算インダクタンスまたはリアクタンスを生成することはなく、それによって力率改善の要求が緩和される。図８と同様に、第１および第２の充電コイル１３６３Ａおよび１３６３Ｂは、フリーホイールダイオード１３６４Ａおよび１３６４Ｂに対してそれぞれ並列接続される。上述したように、フライホイールダイオードとは、直流電源で動くインダクタンス特性を有する負荷（リレーやモータなど）を切り替えるときトランジスタ、スイッチ、リレー接点などを保護するダイオードであって、フライホイールダイオード（またはフライバックダイオード）と呼ばれる。インダクタンス特性を有する負荷に流れる電流が突然遮断される例があるので、フライホイールダイオードがしばしば望ましい。そのような例では、磁界が破壊されるとともに逆起電力（ＥＭＦ）が発生し、電流が流れる経路がない場合は、高電圧が発生する。高電圧はトランジスタに損傷を与えるか、またはトランジスタを横切るアーク放電の原因となりうる。フライホイールダイオードはインダクタンス特性を有する負荷に逆向きに接続され、磁界と電流が安全に減弱できるように電流の経路を供給する。

【００６９】

図１０は、また別の実施の形態の電力線における歪み補正回路を示す。ある必要な場所においては、電子機器と電力線にガルバニック絶縁を施すことが望ましい。ガルバニック絶縁は、ある部位から別の部位への電流の直接的な伝導を避ける、電気システムの機能部位を絶縁する原理である。エネルギーおよび／または情報は、他の手段、例えば静電容量、誘導、電磁波、光学的、音響的、または機械的な手段によって、それでもなお部位間で交換することができる。ガルバニック絶縁は２つ以上の電子回路あるいは１つのシステム

の２ヶ所が通信またはエネルギーの伝送を行わなければならないが、それらの接地は異なる電位であり得る場合、または部位によって電流スパイクへの脆弱さが異なるような状況あるいは他の多くの保護的な理由により用いられる。ガルバニック絶縁は、不要な電流が接地線を共有する２つのユニット間に流れないようにすることにより接地ループを断絶する効果的な方法である。ガルバニック絶縁はまた、偶発的な電流が人体を通って地面（建物の床）に到達することを防ぐという安全性を考慮して用いられる。

【００７０】

図１０は、等価住居内負荷１３４０の出力側で電子機器がガルバニック絶縁を施されている高調波歪み補正システム１３００を示す。図１０において、第１のスイッチングトランジスタ１３０８Ａ及び第２のトランジスタ１３０８Ｂの出力は、変圧器１３７０の第１の巻線１３７１に接続されている。変圧器１３７０は高周波、高出力変圧器であることが好ましい。変圧器１３７０の第２の巻線１３７２は等価住居内負荷に並列接続されている。状況に応じて、スイッチング後に存在するアーチファクトもフィルタリングするために、第２の巻線１３７２と等価住居内負荷１３４０との間に低域通過フィルタ１３７５が配置されてもよい。高調波歪み補正システム１３００が負の高調波を補正しているとき、つまり等価住居内負荷１３４０に電流が流し込まれているときには、プロセッサユニット１３１０によってトランジスタ１３０８Ａに供給されるスイッチング信号に応じてセンタータップ１３７４（これは接地されている）から電流が流し込まれている。したがって、第１の巻線１３７１に亘って生成する電圧は第２の巻線１３７２に反映し、相当する電流が等価住居内負荷１３４０に流し込まれる。同様に、正の高調波が補正されるとき、つまり等価住居内負荷１３４０から電流が流し出されるときには、プロセッサユニット１３１０からトランジスタ１３０８Ｂにスイッチング信号が供給される。負の電圧が、第１の巻線１３７１に亘って生成し、これが第２の巻線１３７２に反映する。都合が良いことに、電子機器、例えばプロセッサユニット１３１０、電流電圧測定モジュールとプロセッサおよびメモリ１３０５、力率改善モジュール１３５１と１３５２のうちのどれもが、等価住居内負荷１３４０に直接接続していない。状況に応じて、任意の低域通過フィルタ１３０３と整流器１３０４との間に絶縁変圧器を挿入し、計算ユニット１３１１に供給する相電圧測定のための変圧器を加えることによって、高調波歪み補正システム１３００に対する完全なガルバニック絶縁を施すことができる。しかしながら、理解できる通り、流し込みまたは流し出されている電流は、抵抗が最も低い経路を流れる。その結果、正または負の高調波を補正するためにそれぞれ等価住居内負荷１３４０に流し込まれる電流または等価住居内負荷１３４０から流し出される電流は、必ずしも等価住居内負荷に与えられるとは限らない。ノード１３８０Ａおよびノード１３８０Ｂは、等価住居内負荷と送電網等価インピーダンス１３０２との間に電流分割器を形成する。通常、送電網等価インピーダンスは、およそ等価住居内負荷１３４０程度またはそれよりもさらに低い程度に、かなり低いことがあり得る。その結果、等価住居内負荷１３４０に流し込まれる電流が、その代わりに送電網等価インピーダンス１３０２に流れ込み、通常、電力送電網へ戻る。同様に、等価住居内負荷１３４０から流し出すことを意図された電流は、その代わりに送電網等価インピーダンス１３０２から引き出される。結果として、電力線において高調波歪みの補正は不完全となる。

【００７１】

このために、図１１は、電流が等価住居内負荷１５４０に直列構成で選択的に流し出されるまたは流し込まれ、図１０のノード１３８０Ａおよびノード１３８０Ｂに形成されていた電流分割器が取りのぞかれた全高調波歪み補正システム１５００を示す。図１０にあるように、トランジスタ１５０８Ａおよび１５０８Ｂは、接地されたセンタータップ１５７４を有する変圧器１５７０の一次コイルに接続される。しかしながら、図１１の構成において、第２の巻線１５７３は等価住居内負荷１５４０に直列接続される。スイッチングによって生じるアーチファクトもフィルタリングする、または送電網１５０１から生じる他のアーチファクトもフィルタリングするために、任意の低域通過フィルタ１５７２及び１５７５は、それぞれ第２の巻線１５７３と送電網等価抵抗１５０２との間、および第２

の巻線と等価住居内負荷１５４０との間に接続される。この例示的な実施例において、正の高調波を補正するために、プロセッサユニットは負の力率補正モジュール１５３５に接続されたトランジスタ１５０８ＢにＰＷＭ信号を送る。対応する電圧信号が第１の巻線１５７１に亘って生成されると、第２の巻線１５７３に反映される。第２の巻線１５７３は等価住居内負荷１５４０と直列になっており、抵抗の低い経路を提供する電流分割器がないので、電流は等価住居内負荷１５４０以外から流し出されることはない。同様に、負の高調波が補正されるとき、つまり等価住居内負荷１５４０に電流を流し込むときは、電流はただ一方向にのみ流れる。結果としてより完全に高調波が補正される。

【００７２】

使用目的によっては、スイッチング出力（例えばトランジスタ１５０８Ａおよびトランジスタ１５０８Ｂ）によって起こる電磁干渉は望ましいものではないか、または許容できるものではない。このために、電流を流し出し流し込む正および負の電源は、変調されるか、または変調の必要性を除去するためによりもっと注意深く処理されるかしてもよい。このために、Ｇ級およびＨ級の電源を図６から図１１に記述されたシステムと一体化してもよい。電力消費を減らし効率を上げるために、Ｇ級の電源は「レール切り替え」を用いる。利用できる母線は複数あり、瞬時電力消費要求にしたがって異なる母線が用いられる。結果として、駆動すべき信号と母線との間にある領域はより小さくなる。このように、増幅器は、出力トランジスタで浪費される電力を減少することによって効率を上げる。Ｇ級の電源はＡＢ級の電源よりも効率的だが、切り替え方法に比べると効率的ではないが、切り替えの負の電磁干渉効果はない。図１２Ａは、電圧軸１２０１と時間軸１２０２とを有する出力グラフ１２００を示し、これは変調信号１２０３と複数の電圧レール１２０４Ａから１２０４Ｆを表す。時間ｔ＝０からｔ＝１まで、変調信号１２０３の振幅はＶ１より小さい。結果として、Ｇ級の電源は電圧レールＶ１　１２０４Ｃに一致する。スイッチングトランジスタがオンになり、そのために上向きの傾きがｔ＝１近くで開始しているように見えると、ドライバ（例えば図４の電流電源８３１および８３２）は電力を熱として浪費し、それによって効率性を失う。レールＶ１　１２０４Ｃは、時間ｔ＝１における変調信号１２０３の振幅に比較すると低いので、全体の非効率性は大きく減少する。変調信号１２０３の振幅は時間ｔ＝１とｔ＝２との間で増加するので、変調信号を駆動させるにはより大きい電圧レールが必要となる。このため、レールＶ２　１２０４Ｂへ切り替える。同様に、時間ｔ＝３の後は、変調信号１２０３の振幅が再び増加するのでレールＶ３　１２０４Ａが用いられる。同様に、負の周期では、時間ｔ＝４から時間ｔ＝６まで変調信号１２０３の振幅は負に増加するので、負のレール１２０４Ｄから１２０４Ｆへ順番に切り替えられる。

【００７３】

図１２ＢはＨ級の電源の出力１２５０を示す。Ｈ級の増幅器は、Ｇ級の電源の場合のように電源レール軸を変調するが、電源レールを連続的に変調することでもう一歩先へ進み、無限に可変である電源レールを形成する。これは、電源レールが所与の時間において出力信号よりも絶対量で比較的わずかにだけ大きくなるように電源レールを変調することによってなされる。結果として、出力段はいつでもその最大効率で動作する。グラフ１２５０は電圧軸１２５１および時間軸１２５２を有する。簡単化のため、図１２Ａに示したものと同じ変調信号１２５３を用いる。Ｈ級の増幅器では、電源軸電圧１２５４は変調信号１２５３に近い線を描く。したがって、変調信号１２５３と軸電圧１２５４との間のデルタは連続的に最小となる。結果として、駆動素子（例えば図４の電流電源８３１および８３２）は効率的に駆動される。

【００７４】

図１２Ｃは、高調波歪み補正システム１６００におけるＨ級の電源の実施例を示す。Ｈ級の電源は、正のスイッチング電源１６２０および負のスイッチング電源１６３０に直流電圧を供給する整流器１６１０を有する。整流器１６１０は、位相線１６０３および中性線１６０４に電気的に接続され、それらから交流電源を受ける。任意の低域通過フィルタ１６１１は、交流電力における不要なノイズまたはアーチファクトをフィルタリングする

ことができる。整流器１６１２はフィルタリングされた交流電力を直流電力に整流する。いかなる公知の便利なまたは特定用途の整流回路、例えばブリッジ整流器で十分である。ある実施の形態において、供給される電力の力率をほぼ１にする力率改善モジュール１６１５が設けられる。一例として、図１および図２ならびに対応するテキストに記述されるような力率改善回路を用いることができる。正のスイッチング電源１６１０はスイッチングトランジスタ１６１１を有する。スイッチングトランジスタ１６１１は、基準信号から位相線１６０３のサンプルを減算することによって補正信号を形成するために図６から図１１に記述されたように動作するプロセッサユニット１６５０から制御信号を受けとる。制御信号にしたがって、スイッチングトランジスタ１６１１は、ＰＷＭ信号の正の平均をとるＬＣフライホイール網１６２２を通るＰＷＭ信号を形成する。アーチファクトまたはノイズは任意の低域通過フィルタ１６２３によってフィルタリングされる。過電流センサ１６２４が、電流サージの状況を制御あるいは制限するために設けられる。同様に、負のスイッチング電源１６３０はスイッチングトランジスタ１６３１を有する。また、スイッチングトランジスタ１６３１はプロセッサユニット１６５０から制御信号を受けとる。負のスイッチング電源１６３０の場合、上述のいくつかの図および対応するテキストで説明しているように、補正される正の高調波がある場合のみ、プロセッサユニット１６５０は制御信号を送る。制御信号にしたがって、スイッチングトランジスタ１６３１は、ＰＷＭ信号の負の平均をとる別のＬＣフライホイール網１６３２を通るＰＷＭ信号を形成する。アーチファクトまたはノイズは任意の低域通過フィルタ１６３３によってフィルタリングされる。過電流センサ１６３４が電流サージの状況を制御あるいは制限するために設けられる。

【００７５】

図１２Ｄは、別の実施の形態のＨ級の電源を有する高調波歪み減少システム１７００を示す。図１６の実施の形態と同様に、整流器１７１０は、位相線１７０３および中性線１７０４に電気的に接続され、それらから交流電源を受ける。低域通過フィルタ１７１１が、交流電力における不要なアーチファクトをフィルタリングするために設けられる。ブリッジ整流器１７１２はフィルタリングされた交流電力を直流電力に整流する。ブリッジ整流器について述べているが、いかなる公知の便利なまたは特定用途の回路が、そのようなブリッジ整流器として十分である。ある実施の形態において、供給される電力の力率をほぼ１にするために力率改善モジュール１７１５が設けられる。一例として、図１および図２対応するテキストに記述されるように、力率改善回路を用いることができる。正のスイッチング電源１７１０はスイッチングトランジスタ１７２１を有する。スイッチングトランジスタ１７２１は、基準信号から位相線１７０３のサンプルを減算することによって補正信号を形成するために図６から図１１に記述されたように動作するプロセッサユニット１７５０から制御信号を受けとる。制御信号にしたがって、スイッチングトランジスタ１７２１は、ＰＷＭ信号の正の平均をとるＬＣフライホイール網１７２２を通るＰＷＭ信号を形成する。アーチファクトまたはノイズは任意の低域通過フィルタ１７２３によってフィルタリングされる。過電流センサ１７２４が電流サージの状況を制御あるいは制限するために設けられる。正のスイッチング電源１７１０によって供給される変調された正の電力は、第２の正のスイッチングトランジスタ１７２５に流れる。第２の正のスイッチングトランジスタ１７２５もプロセッサユニット１７５０によって制御される。都合が良いことに、正のスイッチング電源１７１０によって供給される変調された電力は、第２の正のスイッチングトランジスタ１７２５によって受けとられるＰＷＭ信号に近い線を描く。結果として、図１２Ｂの出力グラフで説明されたように、電力供給と電力需要との間のあき高は非常に小さい。負のスイッチングトランジスタ１７３１も、プロセッサユニット１７５０から制御信号を受けとる。負のスイッチングトランジスタ１７３１は、正の高調波が検出されたとき、つまり電流が等価住居内負荷１７４０から流し出されねばならないときのみ、プロセッサユニット１７５０によって起動される。制御信号にしたがって、負のスイッチングトランジスタ１７３１は、ＬＣフライホイール網１７３２を通るＰＷＭ信号を形成し、それによってＰＷＭ信号の負の平均をとる。任意の低域通過フィルタ１７２３は

アーチファクトまたはノイズをフィルタリングする。過電流センサ１７３４が電流サージの状況を制御または制限するために設けられる。負のスイッチング電源１７３０によって供給される変調された正の電力は、第２のスイッチングトランジスタ１７３５に流れる。第２の負のスイッチングトランジスタ１７３５もプロセッサユニット１７５０によって制御される。都合が良いことに、負のスイッチング電源１７２０によって供給される変調された電力は、第２の正のスイッチングトランジスタ１７２５によって受けとられるＰＷＭ信号に近い線を描く。結果として、図１２Ｂの出力グラフで説明されたように、電力供給と電力需要との間のあき高は非常に小さい。

【００７６】

図１３Ａは、別の実施例の、セレクタ１８７０を通して太陽光発電システム（図示していない）と一体化している高調波歪み減少システム１８００を示す。図１３Ａに示したシステムの利点と価値を議論する前に、従来技術の太陽光発電送信システムを理解することは有益である。図１３Ｂは標準的な従来技術の太陽光発電送信システム１８９０を示す。太陽光パネル１８９１は、最大限の太陽光を受けるように設置される。太陽光パネル１８９１は、逆電流から太陽光パネル１８９１を保護するダイオード１８９２を通してレギュレータ１８９３に電気的に接続される。レギュレータ１８９２は太陽光パネル１８９１から有効電流を分離し、その一方でバッテリ１８９４およびインバータ１８９５に対しＤＣ１２Ｖ（または他の所望の電圧）を維持する。万一太陽光パネル１８９１が太陽光不足のために電流を生成するのを止メーター場合に、バッテリ１８９４はインバータ１８９５に電流を流し続けるための緩衝材として機能する。太陽光パネル１８９１は直流電流のみを生成するため、インバータは、電力が住宅等価性負荷に対応するように直流電流を交流電流に変換せねばならない。インバータは図１２Ｃの１６０３および１６０４のような電力線（または位相線）および中性線に接続される。また、インバータ１８９５は、インバータ１８９５とレギュレータ１８９３との間に接続されるフューズ１８９７によっても保護される。レギュレータ１８９３、インバータ１８９５およびバッテリ１８９４はまた、太陽光発電送信システム１８９０が設置されている住宅の下の地面に挿入される、通常は長い金属棒であるアーススパイクを通して接地している。しかしながら、ＤＣ／ＡＣインバータは非効率的であることがよく知られている。最も効率的に設計してもおよそ８５％の効率にしか届かない、つまり太陽光パネル１８９１によって生成するエネルギーの１５％が熱または機械振動として浪費されている。

【００７７】

このため、図１３Ａは、非効率的で扱いにくいインバータを用いることなく太陽エネルギーを等価住居内負荷１８５０に注入するか、または電力送電網１８０１に戻すかのどちらかを行う能力を有する高調波歪み減少システム１８００を示す。高調波歪み減少システム１８００は直流電源１８１０を有する。直流電源１８１０は位相線１８０３および中性線１８０４に接続されており、そこから交流電力を受け取る。任意の低域通過フィルタ１８１１は位相線１８０３における高調波またはアーチファクトをフィルタリングする。絶縁変圧器１８１２が、太陽光発電システムに対して位相線１８０３および中性線１８０４にガルバニック絶縁を施すため備えられることは好ましい（後述する）。したがって、ブリッジ整流器１８１３コンバータは交流電力を直流電力に整流する。ブリッジ整流器１８１３が示されているが、いかなる整流回路または手段を用いることができる。状況に応じて、力率改善回路モジュール１８１４および１８１５は電源１８１４および１８１５における電流の歪みを改善することができ、電流の高調波歪みをほぼ０にできる。直流電源１８１０はスイッチ１８７０に接続される。スイッチ１８７０は、直流電源１８１０または外部直流電源としての太陽光発電システム（図示していない）のどちらかを選択的に接続する。スイッチ１８７０は、測定、プロセッサおよびメモリユニット１８２０によって制御できる。ユニット１８２０は、時刻およびあらかじめプログラムされた日の出および日没の予定に基づいて、直流電源１８１０と太陽光発電システムとを自動的に切り替えるようにプログラムすることができる。あるいは、ユニット１８２０は、太陽光発電システムの瞬間発電力に応じて直流電源１８１０または太陽光発電システムのどちらに切り替える

かを命令することができる。太陽光発電システムが、測定された高調波エラーを改善するために十分な電力を生成している場合、太陽光発電システムを高調波歪み減少システム１８００に切り替えることができる。太陽光発電システムによって供給される過剰電力は、等価住居内負荷１８５０によって用いることができる。スイッチ１８７０は、正のスイッチング回路１８３０および、直流電源または太陽光発電システムのどちらかによって供給される正の直流電力を反転する負の電源１８１５に接続される。負のスイッチング回路１８４０は負の電源１８１５によって供給される負の直流電力を変調させる。正のスイッチング回路１８３０および負のスイッチング回路１８４０は、いくつかの実施の形態において上述したように、プロセッサユニット１８２５によって制御され、負の高調波エラーを改善するために正のＰＷＭ信号を生成し、正の高調波エラーを改善するために負のＰＷＭ信号を生成する。高周波変圧器１８８０によってガルバニック絶縁が施されるのは好ましい。高周波変圧器は、太陽光発電システムによって起こる電位スパイクから、等価住居内負荷１８５０および電力送電網１８０１を絶縁する。実際、そのような絶縁は太陽光発電システムに関する規制によって要求され得る。任意の低域通過フィルタ１８８１はアーチファクトまたはノイズをフィルタリングする。都合が良いことに、インバータ１８９５のことを考える必要のない図１３Ｂに示す太陽光発電システムは、非常に高い効率で、高調波歪み減少システム１８００とともに動作することができる。さらに、第２の低域通過フィルタ１８８２および高周波変圧器１８８０は等価住居内負荷１８５０と並列接続しているように示されている。当業者にとって容易に明らかである

図１３Ａに記述されているシステムの利点の１つが図１３Ｃに図示されている。図１３Ｃは、電流軸Ｉおよび時間軸ｔを有するグラフ１８７５を示す。第１の出力曲線１８７６は非常に歪んだ電流の波形を表す。いくつかの図および対応するテキストに記述される手段と方法を通して、正および負の高調波エラー改善するためにそれぞれ電流を選択的に流し出すことおよび流し込むことによって、1本斜線が描かれた領域で表される高調波歪み１８７２を改善することができることが示されている。形成されるのは改善された電流の波形１８７７である。しかしながら、図１３Ｃのシステム１８００を動作させることで、太陽光発電システムから追加エネルギーを注入することが可能になる。結果として、新しい電流の波形１８７８は、二本十字斜線が描かれた領域で表される追加注入された電流１８７３によって形成される。上述したように、ＰＷＭ変調は、例えば図８のトランジスタ１３０８Ａおよびトランジスタ１３０８Ｂのように、電源を制御する非常に効率の良い方法である。動作中に、太陽光発電システムによって生成する直流電流は、従来技術の太陽光発電システムに見られるインバータによって等価住居内負荷に損失なく用いられる交流電力に変換される。

【００７８】

図１３Ａは、単相二線または単相三線の電力網の構成を有する、太陽光自家発電および高調波補正歪みの好ましい実施例である。別の実施の形態において、太陽光自家発電および高調波補正歪みは、分相三線または分相四線の電力網の構成（位相線、分相線、中性線および任意のアース）で実行することができる。このような場合、変圧器１８９０は、入力および出力側に同じ二重の巻線を有する変圧器で置換される。入力構成は図１３Ａと同じである。２つの出力巻線は中間点で中性線に接続され、巻線の互いのアクセスは単相線および分相線に接続される。単相線につながる電線および分相線につながる電線でのＰＷＭ変調をフィルタリングするため、１８９１と同様な２つの低域通過フィルタを用いることができる。

【００７９】

さらにその代わりとして、三相四線または三相五線の電力網の構成（３つの単相線、中性線および任意のアース）を有する、太陽光自家発電および高調波補正歪みの構成とするのは好ましい。この場合、変圧器１８９０は、入力側に同じ二重の巻線を有するが出力側に３つの巻線を有する変圧器で置換される。入力構成は図１３Ａと同じである。出力巻線の構成はデルタまたはスター型であってもよい。スター型の構成においては、共通ノードが中間点で中性線に接続され、巻線の互いのアクセスは３つの位相線それぞれに接続され

る。共通出力ノードが中性線に接続され、各位相線につながる電線でのＰＷＭ変調をフィルタリングするため、１８９１と同様な３つの任意の低域通過フィルタを用いることができる。複相／複線システムおよび複相／複線回路に関するいくつかの追加の詳細および図は、２０１１年１月２５日に出願された米国仮特許出願番号６１／４３５、９２１に挙げられ、その全体が組み込まれる。

【００８０】

図１４Ａは高調波歪み補正システム１９００の別の実施例を示す。この実施の形態において、高調波歪み補正システム１９００は、高調波歪みにおけるエネルギーを取り込み、それを用いて後の歪みを改善することができる。歪みは浪費の過程ではない、すなわち歪みにおけるエネルギーは熱として浪費されないので、電力網が平均的なまたはほぼ０である直流電力値を有するときは、それ自身の歪みエネルギーによって電流の波形を作り直すことが可能である。通常、高調波歪み補正システム１９００は、無効成分に歪みエネルギーを蓄え、同じまたはより小さい値であるが正負が反対の大きさである歪みを改善するために後で解放する。無効成分はコンデンサまたはコイルであってもよい。ここではコンデンサについて述べているが、当業者にとって明らかなように、コンデンサの代わりにコイルを用いるなどの同様の実施が可能である。まず、後の周期で歪みを改善するために集められ再利用されるエネルギーのグラフ表示の、歪んだ電流の波形を見ておくことは有益である。このために、図１４Ｂは電流に対する時間出力のグラフ１９８０を示す。グラフ１９８０は電流の大きさを示す軸１９８１および時間軸１９８２を有する。高調波歪みを有する電流の波形１９８１、基準電流の波形１９８７および差分信号の波形１９８８という３つの波形が示されている。信号の波形１９８８の曲線での３つの領域は、正負が反対の大きさである同じまたはより小さい歪みを改善するために集め、蓄え、後で用いることができる歪みエネルギーを表しているので、特に興味深い。第１のＥ１領域１９８３は負の合計歪みエネルギーであり、第２のＥ２領域１９８４は正の合計歪みエネルギーであり、第３のＥ３領域１９８５はまた負の合計エネルギーである。波形のこの部分は改善周期Ｔの半周期を表しているので、同一かつ、正負が反対の高調波エネルギーが改善周期Ｔの第２半周期に現れる。結果として、Ｅ４　１９８３’、Ｅ５　１９８４’およびＥ６　１９８５’は、それぞれＥ１　１９８３、Ｅ２　１９８４およびＥ３　１９８５と正負が反対で等しい大きさであり、Ｅ１　１９８３、Ｅ２　１９８４およびＥ３　１９８５の蓄えられたエネルギーを注入することによって改善することができる。

【００８１】

図１４Ａに戻ると、蓄積素子Ｃ１　１９１０、蓄積素子Ｃ２　１９１５および蓄積素子Ｃ３　１９２０は、高調波エネルギーを蓄え、解放する。先の実施の形態にあるように、高調波歪み補正システム１９００は等価住居内負荷１９４０と事業者の電力メーター１９０１との間に接続される。プロセッサユニット１９２０は、正または負の高調波エネルギーがいつ集められるのかということに従い、コンデンサＣ１　１９１０、コンデンサＣ２　１９１５およびコンデンサＣ３　１９２０を高調波歪み補正システム１９００に接続するかどうかを制御する。プロセッサユニット１９２０は、詳細を上述したいくつかの実施の形態とほぼ同様である平均化および減算部１９２１を有する。例えば、平均化および減算部１９２１は位相線１９０２における電流を基準信号と比較し、それにしたがって補正信号を生成する。蓄積素子Ｃ２　１９１５または蓄積素子Ｃ３　１９２０がエネルギーを充電または放電し、次の半周期からは対応する逆エネルギーを同時に充電または放電すると、追加のプロセッサ回路素子１９２２はそれら蓄積素子のどちらかを起動する。各コンデンサはスイッチ１９１２、１９１７および１９２２によって充電または放電される。スイッチ１９１２、１９１７および１９２２は、図１４Ｂのエラー信号１９８６にしたがってＰＷＭ信号を生成するプロセッサユニット１９２０によって制御される。コンデンサＣ１　１９１０およびコンデンサＣ２　１９１５は、それぞれスイッチ１９１３およびスイッチ１９１８によって、正の直流電源１９０５によって生成される直流電流を運ぶ正の電圧線Ｖ＋１９０７と位相線１９０２との間に、または位相線１９０２と中性線１９０３との間に、選択的に接続することができる。コンデンサＣ２は等価住居内負荷１９４０と並

列接続されたままである。表３は、図１４Ｂのエラー１９８６に関して、コンデンサＣ１　１９１０、Ｃ２　１９１５およびＣ３　１９２０を充電および放電する例示的な接続様式を示す。表３は、どのコンデンサが充電または放電されているか、コンデンサがどこに接続しているか、その状態、充電または放電されているエネルギー、そして放電の結果といった事柄を順に表示している。さらに、もう１つの原理を心に留めておかなくてはならない。すなわち、コンデンサは電位差によってのみ充電することができ、したがって正の半周期の間にコンデンサを充電するためには、一方の電極をつなぐ正の直流高電圧、例えば正の電圧線Ｖ＋１９０７と、もう一方の電極をつなぐ中性線Ｎ１９０３、位相線Ｐ、または負の直流高電圧Ｖ－との間にコンデンサを接続するとよい。コンデンサを負に充電するために同じ原理が適用される。すなわち、コンデンサは、一方の電極を負の電圧線Ｖ－に、もう一方の電極を中性線Ｎ、位相線Ｐ、または正の電圧線Ｖ＋に接続するとよい。図１４Ａの実施例において、負の電源は明瞭化のために図示されていない。しかしながら、当業者にとって明らかなように、負の直流電圧は、例えば図４から図１２Ｄおよび対応するテキストに記述されるように生成される。

【００８２】

【表３】

順序	コンデンサ	接続	状態	エネルギー	結果
1	Ｃ１	ＰおよびＶ－	Ｖ－によって充電	Ｅ１	歪みＥ１を解消し、Ｅ４を解消するためのエネルギーを蓄える。
2	Ｃ２	ＰおよびＮ	Ｐによって充電	Ｅ２	歪みＥ２を解消し、Ｅ５を解消するためのエネルギーを蓄える。
3	Ｃ３	ＰおよびＶ－	Ｖ－によって充電	Ｅ３	歪みＥ３を解消し、Ｅ６を解消するためのエネルギーを蓄える。
4	Ｃ１	ＰおよびＮまたはＰおよびＶ＋	Ｎに放電またはＰに放電	Ｅ４	Ｅ１エネルギーが歪みＥ４を解消し、コンデンサはエネルギーを０まで使い切る。
5	Ｃ２	ＰおよびＮ	Ｎに放電	Ｅ５	Ｅ２エネルギーが歪みＥ５を解消し、コンデンサはエネルギーを０まで使い切る。
6	Ｃ３	ＰおよびＮまたはＰおよびＶ＋	Ｎに放電またはＰに放電	Ｅ６	Ｅ３エネルギーが歪みＥ６を解消し、コンデンサはエネルギーを０まで使い切る。

【００８３】

コンデンサＣ１　１９１０、コンデンサＣ２　１９１５およびコンデンサＣ３　１９２０を流れる電流は、いかなる方向にも流れることができる。それぞれのパルス幅変調器に制御されるスイッチ１９１２、スイッチ１９１７およびスイッチ１９２２は二方向性のスイッチで、例えば並列および逆方向（すなわち、ドレインからソースおよびソースからドレイン）に接続される２つのトランジスタとともに実施されることが好ましい。いかなるあらゆるトランジスタをも用いることができ、それにはバイポーラトランジスタ、ＭＯＳトランジスタ、ＩＧＢＴトランジスタ、またはＪＦＥＴトランジスタを含むことができるがこれに限定されない。状況に応じて、コンデンサＣ１　１９１０、コンデンサＣ２　１

９１５およびコンデンサＣ３　１９２０は、プロセッサユニット１９２０によって生成される変調信号をフィルタリングするために、それぞれＰＷＭフィルタ１９１１、１９１６および１９２１に接続される。

【００８４】

使用目的によっては、より単純なトポロジーを有し、将来起こる高調波の容量を改善するために高調波エネルギーを用いる能力を同時に有することは望ましい。このために、図１４Ｃは単純化された高調波歪み補正システム１９９０を示す。高調波歪み補正システム１９９０は電力線における全ての歪みのうちの一部を改善する。図示した実施の形態において、歪みの改善はエラーＥ２　１９８４およびエラーＥ５　１９８４’が生成される期間中に効率的である。つまり、電力線の電流が、絶対値で基準電流よりも大きいときである。歪みが他の方法で、例えば図４から図１３のシステムとは違う方法で説明されるようなある用途では、図１４Ｃの実施の形態のようなより単純な実施の形態で十分である。高調波歪み補正システム１９９０はまた、事業者の電力メーター１９０１と等価住居内負荷１９４０との間で、位相線１９０２および中性線１９０３に接続される。１つのコンデンサ１９９１はスイッチ１９９２によって等価住居内負荷１９４０と選択的に並列接続される。スイッチ１９９２はプロセッサユニット１９９５によって制御される。位相線１９０２の電流が歪み、基準信号よりも大きくなる正の半周期（例えば、図１４ＢのエラーＥ２　１９８４が形成される）の間に、コンデンサ１９９１は、歪みの容量である過剰なエネルギーを充電し蓄える。負の半周期の間には、同じことが起こるが逆電流の兆候を有し、コンデンサ１９９１は放電し、負の高調波エネルギーを打ち消す正の供給源としてふるまう。都合が良いことに、コンデンサ１９９１は位相線１９０２と中性線１９０３との間に接続され、他のいかなる電位あるいはノードに他の電流は流れ込まず、それによって効率性は減少する。通常、図１４Ａおよび図１４Ｃにおいて、単コンデンサが参照されるが、コンデンサ列を用いることができることも理解される。

【００８５】

図１４Ｄは、別の実施の形態の、後で起こる高調波歪みを改善するために高調波エネルギーを再利用する能力を有する高調波歪み減少システム２０００を示す。高調波歪み減少システム２０００は、事業者の電力メーター２００１と等価住居内負荷との間に接続される。高調波歪み減少システム２０００は、それぞれが位相線２００２および中性線２００３に接続されている負の直流電源２０１５および正の直流電源２０１０を有する。第１のコンデンサ２０３０は、三位スイッチ２０３２によって、正の直流電源２０１０、負の直流電源２０１５，または中性線２００３に選択的に接続される。第１のコンデンサ２０３０はまた、位相線２００２に接続される。第１のコンデンサ２０３０の充電および放電は、プロセッサユニット２０２０によって生成されるＰＷＭ信号によって制御されるスイッチ２０３３によって制御される。状況に応じて、ＰＷＭフィルタ２０３１は、プロセッサユニット２０２０によって生成されるＰＷＭ変調信号をフィルタリングする。第２のコンデンサ２０４０は等価住居内負荷２０４０に選択的に並列接続される。同様に、第２のコンデンサ２０４０の充電および放電は、プロセッサユニット２０２０によって供給されるＰＷＭ信号によって順に制御されるスイッチ２０４３によって制御される。ここでは、周知であり高効率であると理解されているのでＰＷＭ制御信号について述べているが、スイッチ２０３３およびスイッチ２０４３を制御するいかなる方法または手段をも用いることができる。ＰＷＭフィルタ２０４１は、プロセッサユニット２０２０によって生成されるＰＷＭ変調信号をフィルタリングする。都合が良いことに、高調波歪み減少システム２０００は、この例では第１のコンデンサ２０３０である少なくとも１つのエネルギー蓄積素子から中性線２００３に経路を供給するので、素子は中間線２００３に放電することができ、よりよい効率性を遂行する。なぜなら、エネルギー蓄積素子は、中間線２０２０に放電している間は、正の直流電源２０１０にも負の直流電源２０２０にも接続されていないからである。追加の実施の形態および高調波歪み補正システムならびに回路は、２０１１年１月１９日に出願された米国仮特許出願番号６１／４３５、６５８に挙げられ、その全体が組み込まれる。

処理の別の方法
上述したいくつかの実施の形態において、補正信号に到達するためのアナログ処理が広く議論されてきた。つまり、全ての実施の形態において、アナログ構成要素が比較し、減算し、変調して、選択的に電流を流し出すまたは流し込むか、あるいは高調波エネルギーを蓄え、用いるためのコンデンサの充電を制御するかのどちらかを行うためにスイッチを制御する補正信号に到達する。しかしながら、フーリエ変換を用いることで、デジタル領域でも処理を行うことができるようになった。アナログ信号、例えば電流、電圧、有効電力、無効電力、位相（電流を電圧に）、ゼロ交差イベント、有効電力ＴＨＤ、無効電力ＴＨＤ、電圧ＴＨＤ、電流ＴＨＤ、Ｉ＿ＲＭＳ、Ｕ＿ＲＭＳ、力率、あるいは他のいかなる有益な信号の構成要素が、１つ以上のアナログ／デジタル変換器（ＡＤＣ）によってデジタル化される。当業者にとって明らかであるように、デジタル処理はＤＳＰプロセッサまたはＡＳＩＣ、あるいはＦＰＧＡ、およびメモリによって実行される。いくつかの既製のプロセッサまたはアレイは、Ｘｉｌｉｎｘ、Ａｎａｌｏｇ　Ｄｅｖｉｃｅｓ、および他の供給者から入手できる。都合の良いことに、そのようなプロセッサはフレキシブルで、最も効率的に、一部をデジタル処理し一部をアナログ処理することができる。したがって、出力アナログ信号は１つ以上のデジタル／アナログ変換器（ＤＡＣ）によって生成するか、またはＰＷＭ信号または別の変調されたアナログ信号のようなデジタル信号または偽デジタル信号から内部的に得られる。そのような実施例はまた、過電圧、過電流、過電力、温度過上昇、および他の関連の入力／出力パラメーターの値に対して保護回路を有してもよい。周知の通り、アナログ信号はデジタル信号へデジタル化し、デジタルで処理することができる。

【００８６】
例示的な実施例において、力率および全高調波歪みの減失を有する位相線における全電流は、周波数領域においてＦＦＴまたは他の変圧器、例えばＤＦＴによっていくつかの周期を測定され、定量化され、変圧される。ＦＦＴは、１つの信号期間（例えば１／６０Ｈｚ）あたりに一度、またはその期間中の一部の期間に複数回、測定された全電流のいくつかのポイントで処理できる。実数および虚数のベクトルの両方を得ることができる。周期的でないＦＦＴのサンプリングの影響によってＦＦＴで生成されるアーチファクトを減少させるために、窓関数を用いることができる。いかなる公知の窓、例えばハン窓、ハミング窓、ブラックマン窓、コサイン窓、矩形型窓を用いることができる。ＦＦＴに入力される多くのサンプル値は電流信号期間の整数時間に合わせることは好ましい。そうすることでＦＦＴに生じるアーチファクトを低下および抑制し、窓関数の必要性が減少するが、あったとしても、容易な処理およびより高いFFTの周波数または振幅選別のために望ましい。あるいは、サンプルの数値はいくつかの電流入力信号に等しく、例えば２から５０である。理想的な電流周波数レスポンスＩｒｅｆ（ｆ）を用いることができ、それは入力電流のＲＭＳ値でスケールを変えることができる。サイズｎのＩｒｅｆ（ｆ）およびＩｔｏｔ（ｆ）の複合ベクトルの両方が指数（ｊ＝１、…、ｎ）毎に比較され、それによってＣｏｒｒ＿Ｉ（ｆ）＝Ｒｅａｌ｛Ｃｏｒｒ＿Ｉ（ｆ）｝＋Ｉｍ｛Ｃｏｒｒ＿Ｉ（ｆ）｝で示される複合エラーベクトルを生成する。また、ループフィルタおよびその他の処理はその後実行される。エラーベクトル信号Ｃｏｒｒ＿Ｉ（ｆ）はそれから時間領域に再変換され、エイリアシングを避けるために低域通過フィルタでフィルタリングされる。フィルタリングされたエラー信号は補正信号を変調するための変調信号として用いることができる。同時に、正の値のエラー信号によって、変調されたエラー信号が、流し出す／流し込む電力トランジスタをオン状態に切り替える。同様に、負の値のエラー信号によって、変調されたエラー信号が、流し込む／流し出す電力トランジスタをオン状態に切り替える。流し込む、および流し出す電力トランジスタ（反対符号）は、電力線の歪みを打ち消し、理想的な力率よりも小さくするように、和回路網電力ノードに追加される。

【００８７】
デジタル処理の別の方法は、Ｉｔｏｔ（ｔ）で表される入力信号、全電流が、周期的で決定論的な信号として扱うように、本質的に周期的で十分に決定論的であるという事実を

用いる。我々は３つの事例を区別することができる。第１に、電力網が静止状態であって、どの電気器具の状態も変化しないとき。この場合、電流（および電圧）が、無効負荷の力率または全高調波歪みによる位相の遅延を有してもよい。電流のエラー信号は周期的である。第２に、電力網がゆっくりと変化するとき（変化の速度は交流電力網の周波数よりもかなり遅い）。この場合、１つ以上の電気器具が、例えば５秒でフルレートに達するモータのように、その状態を変化させてもよい。この場合、ゼロ交差期間および期間から期間の間のほぼ一定の波形の振幅については信号は周期的である。第３に、電力網の状態が中間または速い速度で変化するとき（変化の速度は交流電力の周波数よりもかなり速い）。この場合、１つ以上の電気器具が、スイッチのオンまたはオフのように、その状態を変化させてもよく、信号はゼロ交差期間については周期的であるが、変化が継続しているときの波形の形および振幅については周期的ではない。

【００８８】

最初の２つの範疇に属するいかなる効果をも改善することが望ましい。第３の範疇の効果はフィードバックループ反応時間の範囲で改善することができる。一例として、ループフィードバック反応時間ＲＴが０．２秒であれば、ＲＴ秒よりも短いあらゆるイベントが範疇２となり改善される。しかしながら、ＲＴよりも速い場合は、ＲＴよりも短い期間でイベントを改善することはできない。電流エラー信号は、理想的な電流波形と移相し得る、かつ／または様々な高調波歪みを含む完全ではない測定された電流波形とを比較することで得られる。実際、入力信号または入力信号エラーが常に経時的に変化し、定常性および収束性のどちらもない場合は、標準的な比例、積分、微分ＰＩＤコントローラではループを制御できない。このために、入力電流の周波数／相、例えば６０Ｈｚおよび同相にプロセスを同調させるため、ＰＬＬまたは他のゼロ交差検出器が実行される。また、電流信号はｎビットに量子化される。そして、入力電流信号と電流の基準信号との間の差であるエラー信号が生成される。電流の基準信号は、入力電流信号と同調し、そのＲＭＳ値で正規化されねばならない。電流の基準信号（単純なサイン波）は電圧入力波形から生成され、入力電圧波形で固定されたＰＬＬによってスケールを変えるかまたは内部的に作られる。エラー入力値は、入力電流の１サイクルに正確に等しい１つの電力線を有するような電力線によって、メモリ線に記憶される。論理同期信号は、列ゼロに書き込むメモリをリセットするための各ゼロ交差イベントで生成することができる。同期論理信号はＰＬＬまたはゼロ交差検出器によって生成することができる。完全な周期を保存するため、負から正への（または正から負への）移行のみが用いられてもよい。

【００８９】

現実的な周波数は、電流入力周波数よりも１０から５０，０００倍速い範囲であるので、６０Ｈｚ周期では、０．６ＫＳａｍｐｌｅ／ｓｅｃと3ＭＳａｍｐｌｅ／ｓｅｃとの間の値である。次式を満足させるような値が好ましい。

【００９０】

Ｎ×１／ｆｓ＝Ｔ＿ｉ（ｔ）

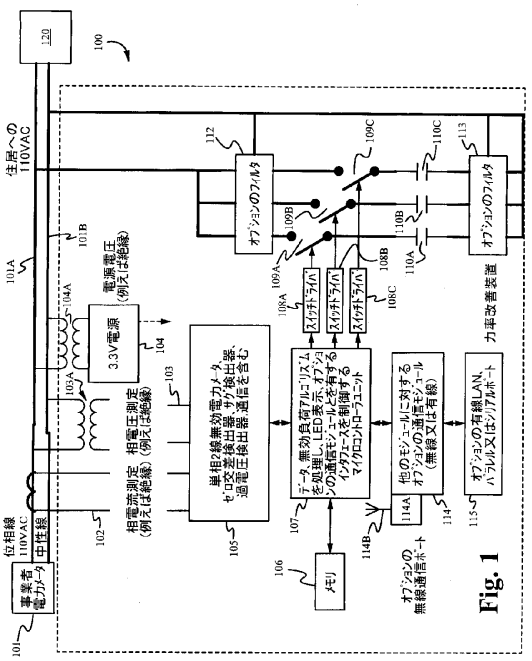
ここでＮはある期間Ｔ＿ｉ（ｔ）におけるサンプル数、ｆｓはサンプリングの頻度、そしてＴ＿ｉ（ｔ）は入力信号ｉ（ｔ）の期間である。例として、Ｔ＿ｉ（ｔ）＝１／６０Ｈｚ、Ｎ＝１００とすると、サンプリング頻度はｆｓ＝６．０ＫＳａｍｐｌｅ／ｓｅｃとなる。この方法の鍵は、例えば制御ループフィードバック機構（コントローラ）がポイント単位で各列の信号を制御するために用いられるように、列単位でメモリを読み込むことである。デジタル処理が実行されるので、列あたり１つのコントローラを用いることができるが、そうでなければ、フィードバック制御の高度な方法（マルチコントローラ）を用いるか、またはある列に対するマスターコントローラが、別のデータ列に対するｎ－１スレーブコントローラと連動して用いられる。コントローラは、ＰＩＤまたはそのあらゆるバリエーション（Ｐ、Ｉ、Ｄ、ＰＤ、ＰＩ）、線形制御、カルマンフィルタ、ファジー論理、ニューロン、遺伝的アルゴリズム、適応制御、人工知能、機械学習、最適制御、ＭＰＣ、ＬＱＧ、粗制御、Ｈ無限ループ形成および確率制御であるか、またはこれらを含むことができる。その後、出力値は電力線単位で読み込まれ、コントローラで処理され、一時

レジスタに保存され、そしてサンプル単位で出力され、アナログ値に再変換される。アンチエイリアシングフィルタがそれに続く。一旦補正信号が生成されれば、詳細に上述したように、その補正信号は電流を流し出すまたは流し込むのに用いることができる。いくつかの追加の詳細およびＦＦＴまたはＤＦＴなどを用いる信号のデジタル処理を表す図は、２０１１年１月１９日に出願された米国仮特許出願番号６１／４３５、６５８に挙げられ、その全体が組み込まれる。

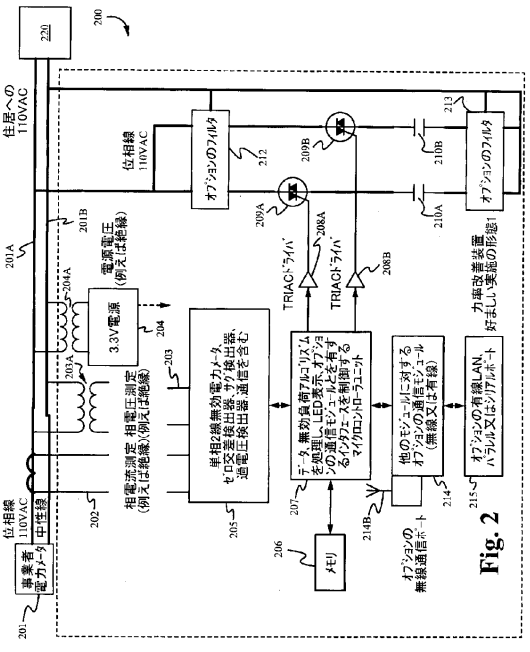
【００９１】

本願発明は、当該発明の構成及び作用の原理の理解を容易にするため、詳細を具体化した特定の実施の形態によって説明した。特定の実施の形態及びその詳細において、この中で引用することは、本文書に添付される特許請求の範囲を制限することを意図するものではない。当業者にとって容易に明らかであるように、特許請求の範囲によって定義される発明の精神と範囲から逸脱することなく、他の多様な変形例を、説明するのに選択された実施の形態から構成することができる。

【図１】



【図２】



【図３Ａ】

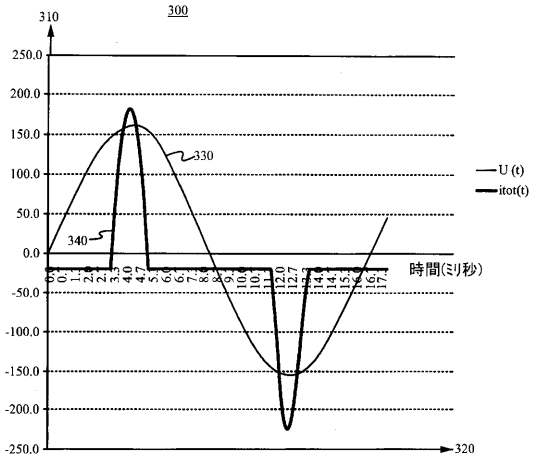


Fig. 3A

【図３Ｂ】

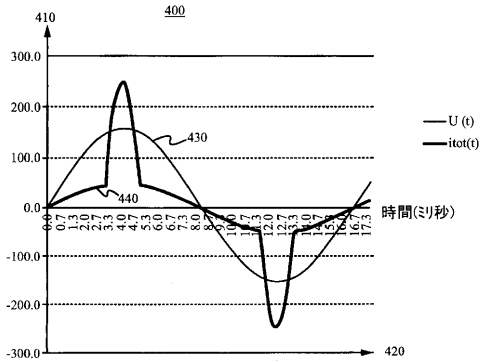


Fig. 3B

【図３Ｃ】

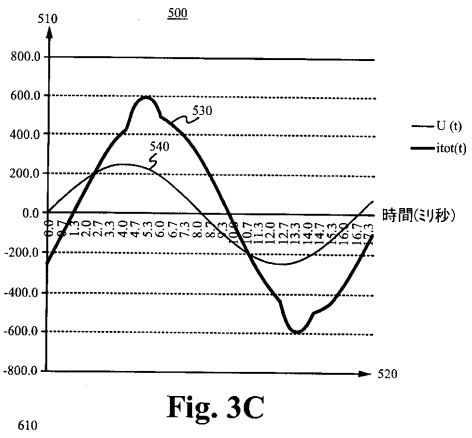


Fig. 3C

【図３Ｄ】

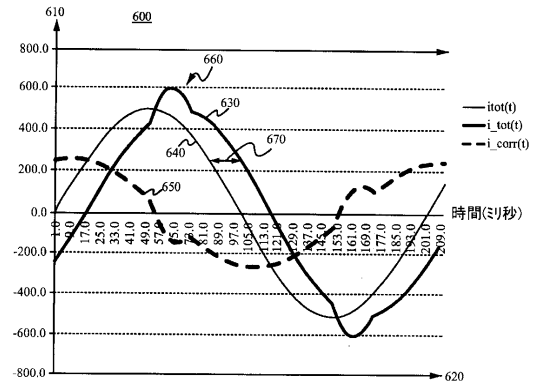


Fig. 3D

【図４】

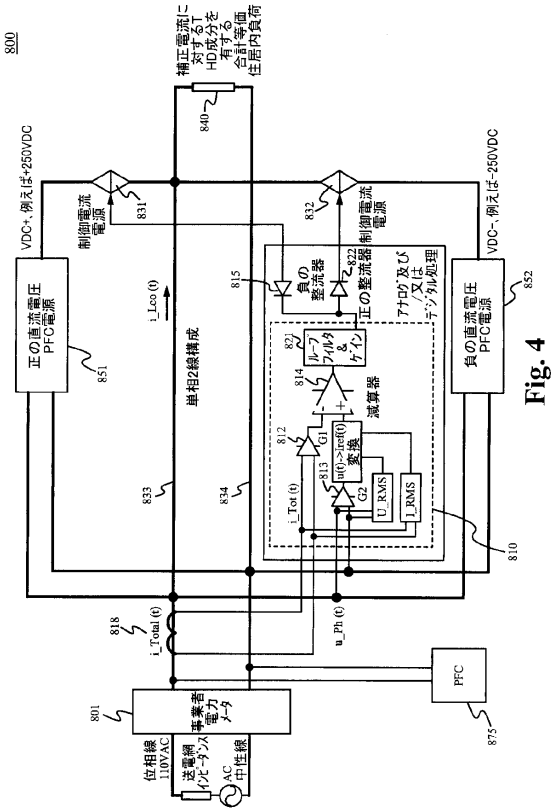


Fig. 4

【図５】

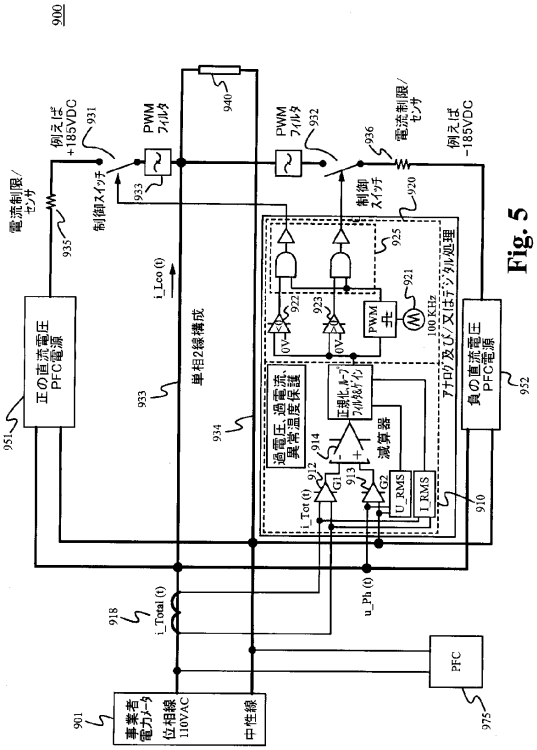


Fig. 5

【図６】

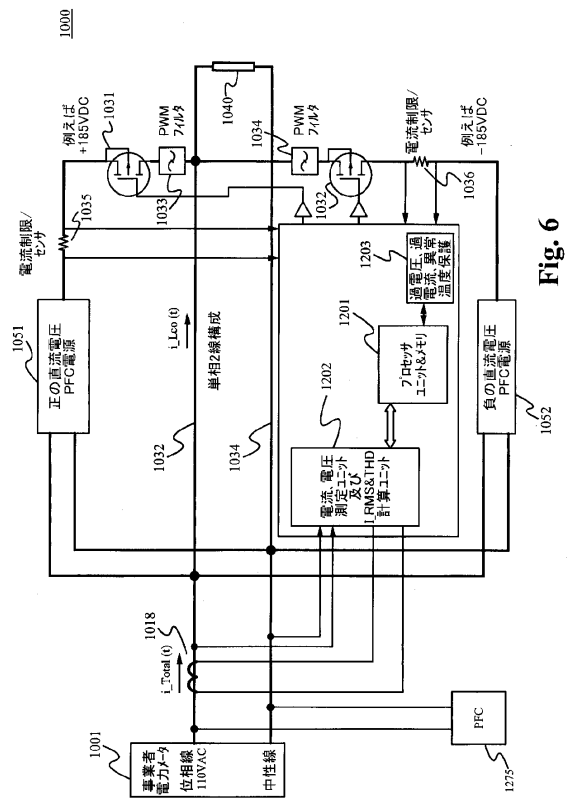


Fig. 6

【図７】

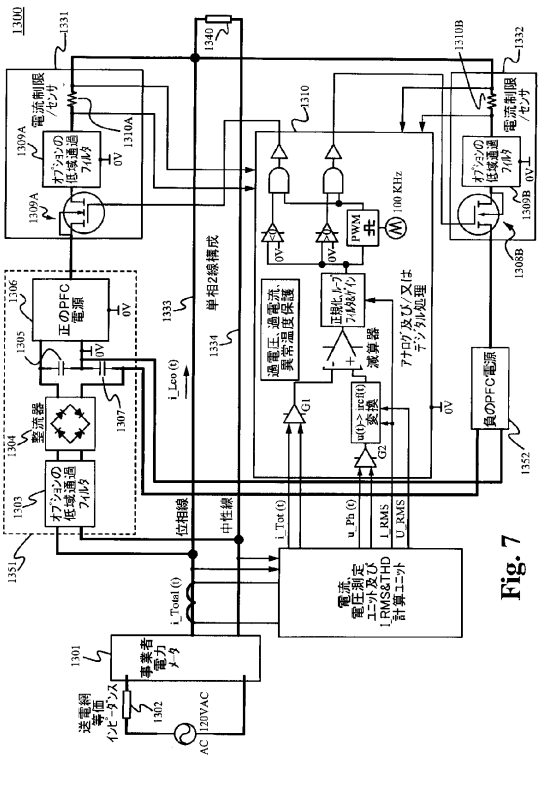


Fig. 7

【図８】

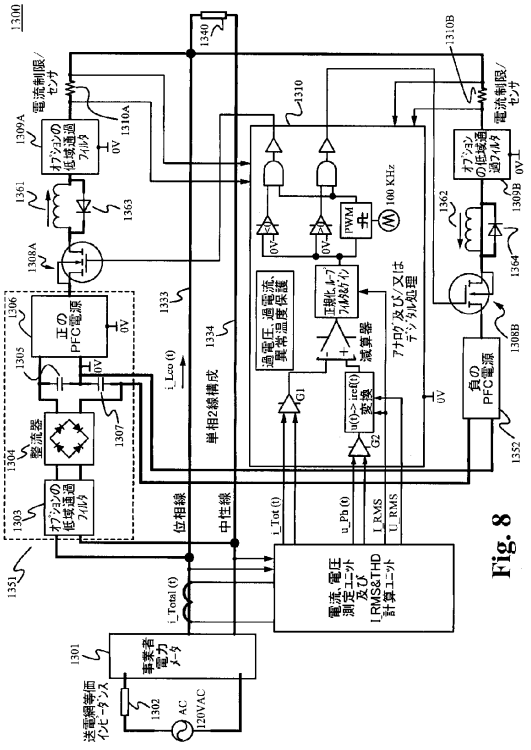


Fig. 8

【図９】

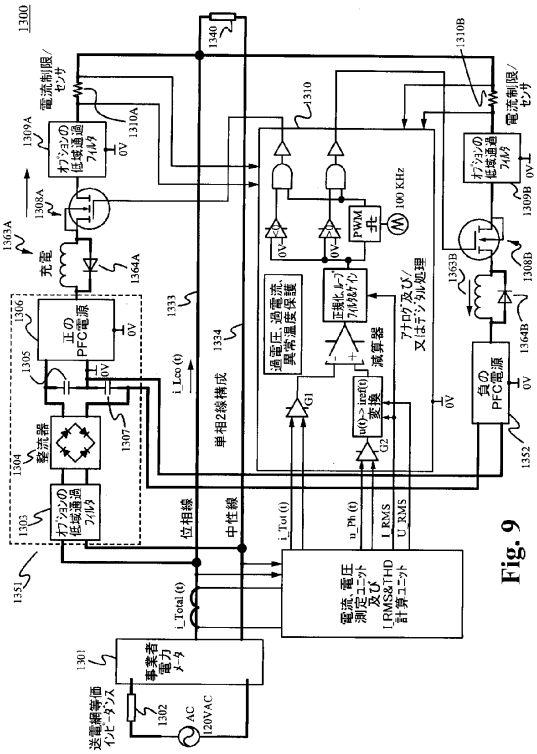


Fig. 9

【図１０】

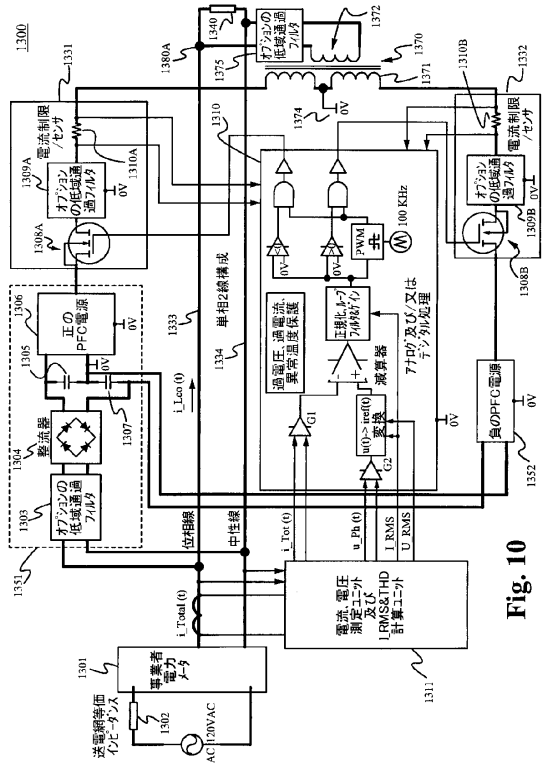


Fig. 10

【図１１】

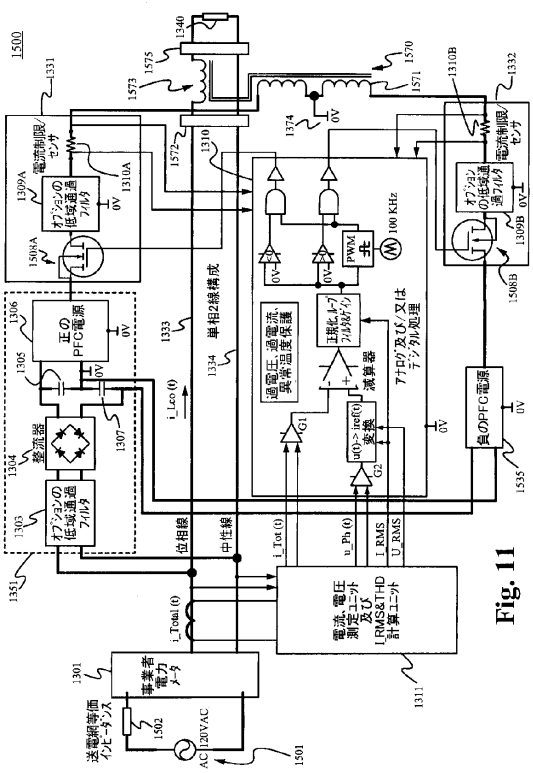


Fig. 11

【図１２Ａ】

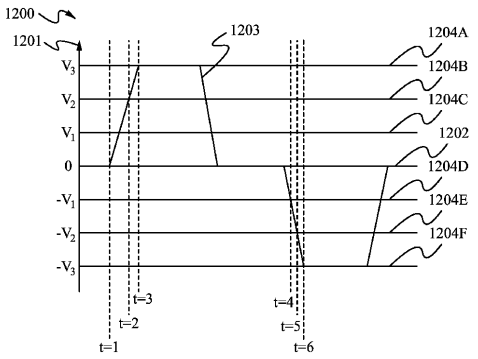


Fig. 12A

【図１２Ｂ】

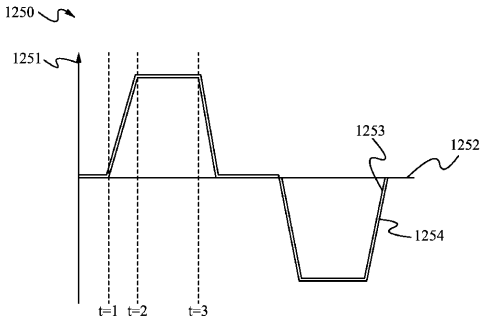


Fig. 12B

【図１２Ｃ】

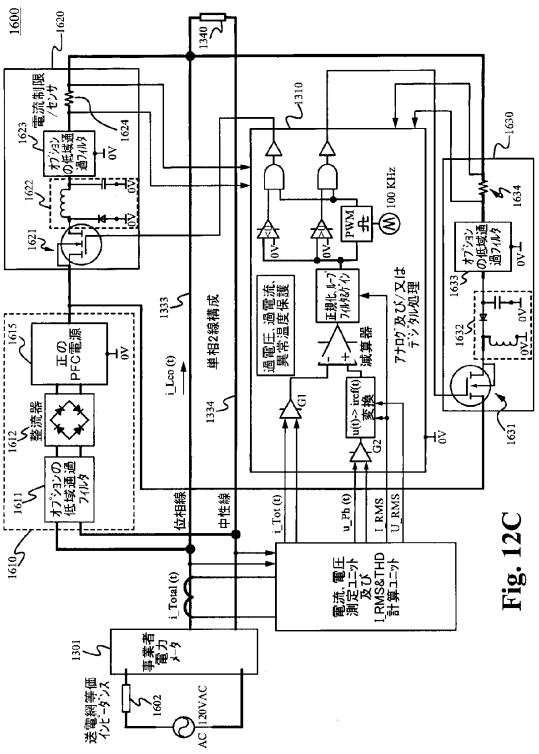


Fig. 12C

【図１２Ｄ】

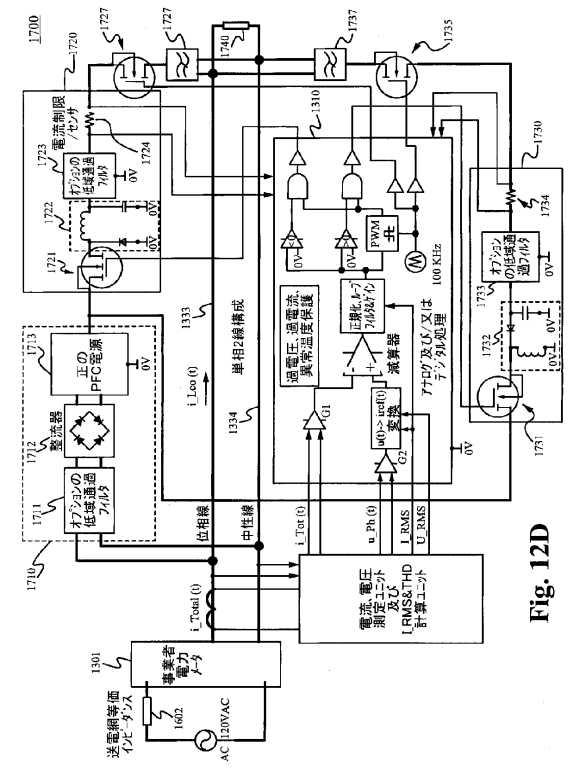


Fig. 12D

【図１３Ａ】

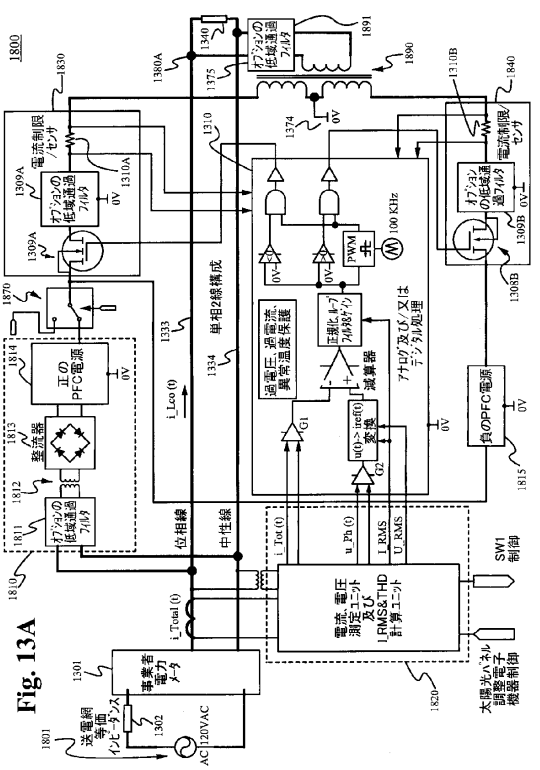


Fig. 13A

【図１３Ｂ】

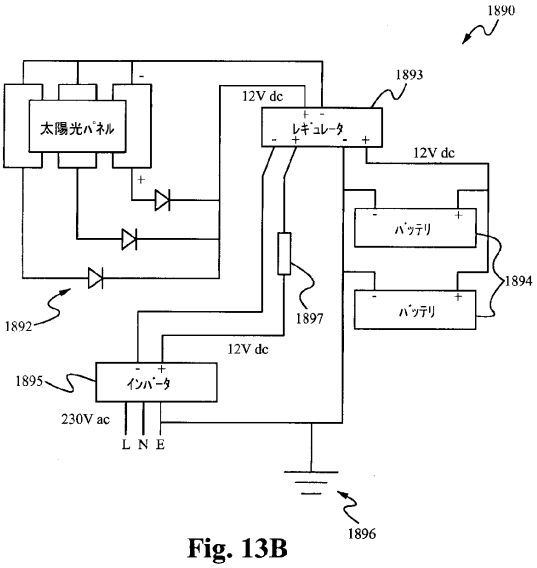


Fig. 13B

【図１３Ｃ】

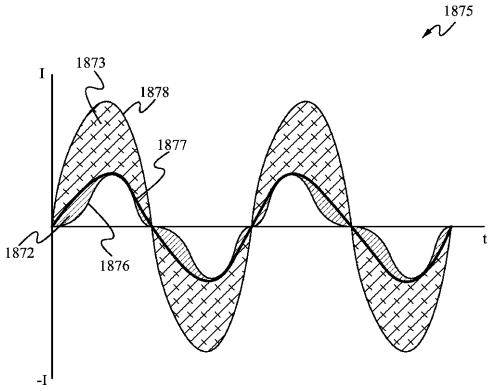


Fig. 13C

【図１４Ａ】

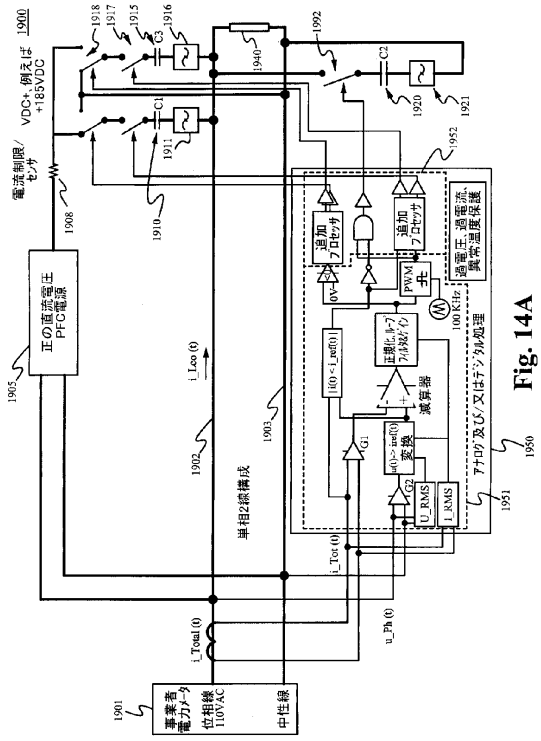


Fig. 14A

【図１４Ｂ】

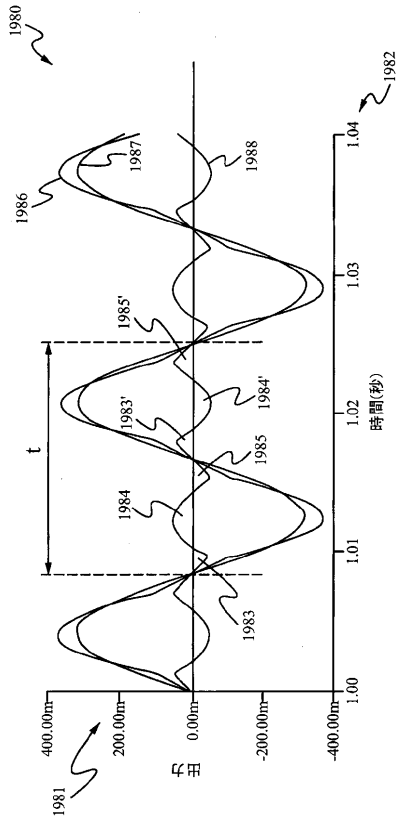


Fig. 14B

【図１４Ｃ】

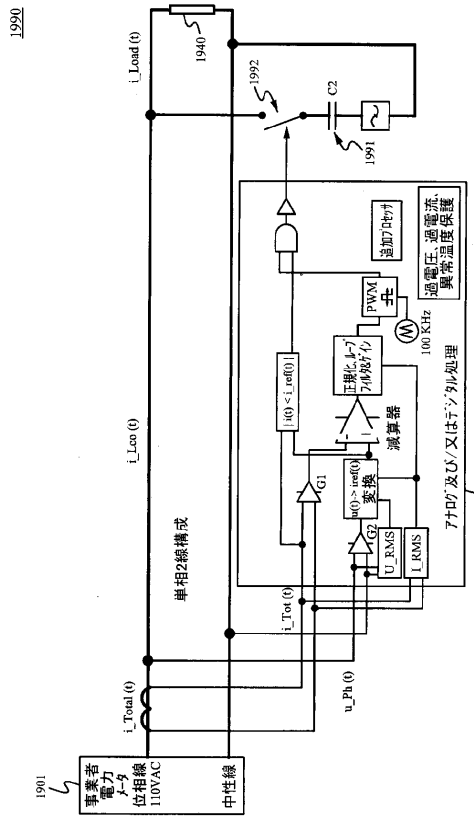


Fig. 14C

【図１４Ｄ】

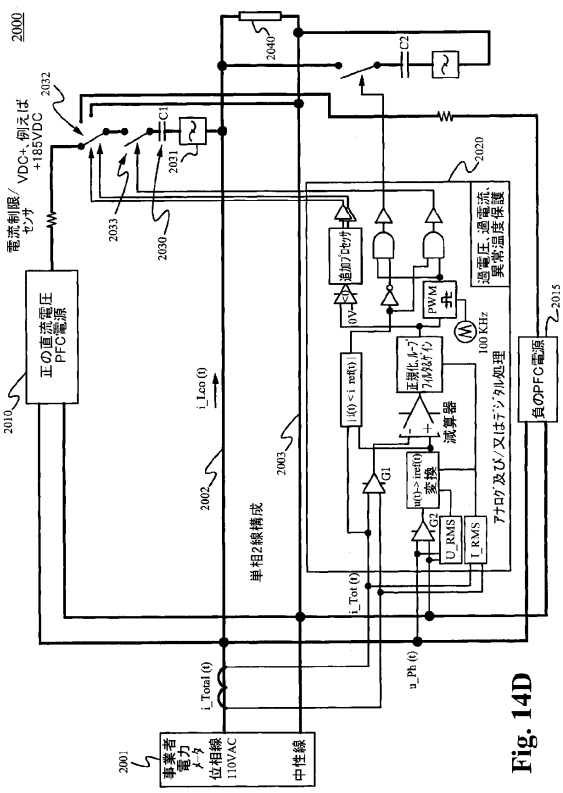


Fig. 14D

フロントページの続き

(31)優先権主張番号 61/435,921
(32)優先日 平成23年1月25日(2011.1.25)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 61/435,658
(32)優先日 平成23年1月24日(2011.1.24)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 61/434,250
(32)優先日 平成23年1月19日(2011.1.19)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 12/694,153
(32)優先日 平成22年1月26日(2010.1.26)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 12/694,171
(32)優先日 平成22年1月26日(2010.1.26)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 61/298,112
(32)優先日 平成22年1月25日(2010.1.25)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 61/298,127
(32)優先日 平成22年1月25日(2010.1.25)
(33)優先権主張国 米国(US)

(74)代理人 100109070
弁理士 須田 洋之
(74)代理人 100109335
弁理士 上杉 浩
(72)発明者 ラダ パトリック エイ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 ９５１２３ サン ホセ ヴァレー グレン ドライブ ６１７０
(72)発明者 マグナスコ ジョン エイチ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 ９５１２５ サン ホセ マクベイン アヴェニュー １８５１

審査官 鈴木 重幸

(56)参考文献 特開平１０－３０４５６８（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－２８２８７２（ＪＰ，Ａ）
特開２００６－１５８１７９（ＪＰ，Ａ）
特開平０７－２１２９７７（ＪＰ，Ａ）
特開２００８－０４８５３６（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－０７３４５９（ＪＰ，Ａ）
米国特許出願公開第２００８／０３１５６８５（ＵＳ，Ａ１）
特開２００１－０４２９５７（ＪＰ，Ａ）
特開２００３－１４３７６０（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｇ０５Ｆ１／１２－７／００
Ｈ０２Ｍ１／００－１／４４

H02J3／00－5／00
H02J7／00－7／12
H02J7／34－7／36