

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6513215号
(P6513215)

(45) 発行日 令和1年5月15日(2019.5.15)

(24) 登録日 平成31年4月19日(2019.4.19)

(51) Int.Cl. F I
H O 2 M 3/155 (2006.01) H O 2 M 3/155 H

請求項の数 11 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2017-552158 (P2017-552158)	(73) 特許権者	508097870
(86) (22) 出願日	平成28年3月30日 (2016.3.30)		コンチネンタル オートモーティブ ゲゼ
(65) 公表番号	特表2018-511296 (P2018-511296A)		ルシャフト ミット ベシュレンクテル
(43) 公表日	平成30年4月19日 (2018.4.19)		ハフツング
(86) 国際出願番号	PCT/EP2016/056857		Cont inental Aut omot
(87) 国際公開番号	W02016/162243		i ve GmbH
(87) 国際公開日	平成28年10月13日 (2016.10.13)		ドイツ連邦共和国 ハノーファー ファー
審査請求日	平成29年10月4日 (2017.10.4)		レンヴァルダー シュトラッセ 9
(31) 優先権主張番号	102015206243.0		Vahrenwalder Strass
(32) 優先日	平成27年4月8日 (2015.4.8)		e 9, D-30165 Hannov
(33) 優先権主張国	ドイツ (DE)		er, Germany
		(74) 代理人	100114890
			弁理士 アインゼル・フェリックス＝ライ
			ンハルト

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 DC/DCコンバータのヒステリシス制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ヒステリシス領域 (11) 内で、DC/DCコンバータ (3) の出力電流 (6) を、平均出力電流のための設定値 (19) に、ヒステリシス制御するための方法であって、

前記出力電流 (6) が測定されて、前記ヒステリシス領域 (11) の下方のまたは上方の限界値 (9, 10) に一致する第 1 の基準値、および、前記出力電流の前記設定値 (19) に一致する第 2 の基準値と比較され、

前記 DC/DCコンバータ (3) のスイッチ (7) は、前記出力電流 (6) が前記第 1 の基準値に達する第 1 の基準時点 (20) と、前記出力電流が前記第 2 の基準値に達する第 2 の基準時点 (24) とに依存して、前記ヒステリシス領域 (11) の限界において切り換えられ、

当該切り換えの際、前記スイッチ (7) は、前記第 2 の基準時点 (24) の後で遅延時間を伴って切り換えられ、

前記遅延時間は、前記第 1 の基準時点 (20) と前記第 2 の基準時点 (24) との間の時間差分に依存して、前記出力電流 (6) が前記設定値 (19) よりも大きい間の期間と、前記出力電流 (6) が前記設定値 (19) よりも小さい間の期間とが均等化されるように選択される方法。

【請求項 2】

前記遅延時間は、測定された前記時間差分と実質的に同じものとして求められ、前記出力電流 (6) が前記設定値 (19) よりも大きい間の前記期間と、前記出力電流 (6) が

10

20

前記設定値（１９）よりも小さい間の前記期間との均等化のために変更される、請求項１記載の方法。

【請求項３】

前記遅延時間は、前記第２の基準時点（２４）からの前記出力電流（６）の電流変化の線形外挿により、測定された前記時間差分、前記出力電流（６）の２つの前記基準値、および前記ヒステリシス領域（１１）の所定の限界値に依存して求められ、前記出力電流（６）が前記設定値（１９）よりも大きい間の前記期間と、前記出力電流（６）が前記設定値（１９）よりも小さい間の前記期間との均等化のために変更される、請求項１記載の方法。

【請求項４】

前記ＤＣ／ＤＣコンバータ（３）の１つの完全な周期の間に前記出力電流（６）がそれぞれの前記基準値に達するすべての前記基準時点（２２，２３，２０，２４）の間の時間差分が測定され、測定された前記時間差分、２つの前記基準値および平均出力電流のための前記設定値（１９）から、前記出力電流（６）が前記設定値（１９）よりも大きかった間の第１の期間と、前記出力電流（６）が前記設定値（１９）よりも小さかった間の第２の期間とが求められ、前記遅延時間は、後続の周期において、前記第１および前記第２の期間の間の差分が均等化されるように変更される、請求項１から３までのいずれか１項記載の方法。

【請求項５】

前記第１の基準値は、前記ヒステリシス領域（１１）の前記下方の限界値（９）に一致し、前記ヒステリシス領域（１１）の下方限界との交差は前記第１の基準時点（２０）に一致し、前記ヒステリシス領域（１１）の上方限界における切り換え時点は、前記第２の基準時点（２４）と前記第１の基準時点（２０）との間の時間差分、ならびに前記第２の基準値と前記ヒステリシス領域（１１）の前記下方の限界値（９）との間の電流差分から求められる、請求項１から４までのいずれか１項記載の方法。

【請求項６】

前記第１の基準値は、前記ヒステリシス領域（１１）の前記上方の限界値（１０）に一致し、前記ヒステリシス領域（１１）の上方限界との交差は前記第１の基準時点に一致し、前記ヒステリシス領域（１１）の下方限界における切り換え時点は、前記第２の基準時点と前記第１の基準時点との間の時間差分、ならびに前記ヒステリシス領域（１１）の前記上方の限界値と前記第２の基準値との間の電流差分から求められる、請求項１から４までのいずれか１項記載の方法。

【請求項７】

請求項１から６までのいずれか１項記載の方法を実施するための装置であって、
ＤＣ／ＤＣコンバータ（３）の出力電流（６）を監視するための測定手段と、
前記ＤＣ／ＤＣコンバータ（３）のスイッチ（７）を切り換えるためのスイッチング手段と、を備え、

前記測定手段は、測定された出力電流を、ヒステリシス領域（１１）の下方のまたは上方の限界値（９，１０）に一致する第１の基準値、および、前記出力電流（６）の前記設定値（１９）に一致する第２の基準値と比較するための比較手段に接続されており、

前記比較手段は、前記第１または前記第２の基準値への到達をシグナリングするように構成されており、

前記比較手段は、当該比較手段の信号間の時間差分を求めるように構成されているタイマーと接続されており、

前記タイマーは、求められた前記時間差分に依存して遅延時間を算出するように構成されている計算手段と接続されており、前記遅延時間の経過後に前記スイッチ（７）は、切り換えられ、それによって、前記出力電流が設定値（１９）よりも大きい間の期間と、前記出力電流が前記設定値（１９）よりも小さい間の期間とが均等化され、

前記計算手段は、前記スイッチング手段と接続されており、それによって、前記ＤＣ／ＤＣコンバータ（３）の前記スイッチ（７）は、算出された前記遅延時間の経過後に切り

10

20

30

40

50

換え可能である装置。

【請求項 8】

前記計算手段は、前記出力電流（6）の電流変化を線形外挿するように構成されている、請求項 7 記載の装置。

【請求項 9】

前記計算手段は、前記 DC/DC コンバータ（3）の 1 つの完全な周期の間に求められた、前記比較手段の信号間のすべての前記時間差分を記憶するように構成されており、さらに前記計算手段は、求められた前記時間差分、2 つの前記基準値および平均出力電流のための前記設定値から、前記出力電流（6）が前記設定値（19）よりも大きかった間の第 1 の期間と、前記出力電流（6）が前記設定値（19）よりも小さかった間の第 2 の期間とを求め、前記遅延時間を、後続の周期において、前記第 1 および第 2 の期間の間の差分が均等化されるように変更するように構成されている、請求項 7 または 8 記載の装置。

10

【請求項 10】

前記第 1 の基準値は、前記ヒステリシス領域（11）の前記下方の限界値（9）に一致している、請求項 7 から 9 までのいずれか 1 項記載の装置。

【請求項 11】

前記第 1 の基準値は、前記ヒステリシス領域（11）の前記上方の限界値（10）に一致している、請求項 7 から 9 までのいずれか 1 項記載の装置。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

本発明は、ヒステリシス領域内で、DC/DC コンバータの出力電流を、平均出力電流のための設定値にヒステリシス制御するための方法、ならびに該方法を実施するための装置に関し、出力電流が測定されて、第 1 および第 2 の基準値と比較され、DC/DC コンバータのスイッチは、出力電流が第 1 の基準値に達する第 1 の基準時点と、出力電流が第 2 の基準値に達する第 2 の基準時点とに依存して、ヒステリシス領域の限界において切り換わる。相応にこの装置は、DC/DC コンバータの出力電流を監視するための測定手段と、DC/DC コンバータのスイッチを切り換えるためのスイッチング手段とを有し、測定手段は、測定された出力電流を第 1 および第 2 の基準値と比較するための比較手段に接続されており、比較手段は、第 1 または第 2 の基準値の達成をシグナリングするように構成されている。

30

【0002】

可変の負荷の定電流供給のために DC/DC コンバータを使用する場合は、コンバータの出力電圧を、変化する負荷インピーダンスに適合化可能にするために、制御が不可欠である。典型的な電流制御器、例えば PI 制御器は、温度依存性または経年劣化依存性の効果のように緩慢な効果、場合によっては緩慢に変動する入力電圧を補償することはできるが、しかしながら例えば LED グループの場合に現れるような迅速に変化する負荷は、積分ループの緩慢な反応のために処理することができず、例えば点滅光を引き起こしかねない過電流または不足電流を生じさせる可能性がある。

40

【0003】

この場合において、上述したようなコンバータのスイッチング特性に影響を与えるヒステリシス制御は、変化する負荷に対応する出力電圧を、ひいては所望の電流を提供するために、はるかに有望である。コンバータの 2 つのスイッチング過程の間の時間は、この場合出力電圧に依存し、周期ごとに変化する可能性がある。それにより、動的でかつ非常に迅速に変化する負荷を有する消費部品にも実質的に一定の電流を供給することができる。

【0004】

この種の制御の欠点は、切り換え時点が、電流だけに依存するのではなく、出力電圧および他のパラメータ、例えばコンパレータの遅延、コンバータの FET スwitch のゲート電圧、ゲートドライバの強度等にも依存することにある。この理由から、ほとんど常に電

50

流のオーバーシュートおよびアンダーシュートが発生しており、この場合のオーバーシュートおよびアンダーシュートの振幅は、スイッチング時点に依存し、電流の立ち上がりもしくは立ち下がりにも依存する。しかしながら、電流の立ち上がりも立ち下がりも、入力電圧と出力電圧との差にも依存しており、これらのどちらも変動する。それゆえ、平均電流と設定値との偏差は、ほぼ避けられない。

【0005】

独国特許出願公開第102012223452号明細書（DE102012223452A1）には、限界値のシフトにより、偏差を非常に迅速に、すなわち周期ごとに補償し、それによって、平均電流の補正を達成することが示されている。この場合の欠点は、増幅した場合にダイオード電圧よりも大きくなるオーバーシュートもしくはアンダーシュートのみが補償されることにある。その他に、全部で4つの増幅回路が使用され、このことは、補償なしの回路（2つの増幅器／比較器を有する）に比べて製造コストを増加させる。

10

【0006】

欧州特許出願公開第2741578号明細書（EP2741578A1）には、所定の平均値を通る電流の通過の記録、および上方と下方のスイッチング閾値の補償によるオーバーシュートもしくはアンダーシュートのデジタル補償が示されている。この回路は、補償なしの回路に比べて付加的なコンパレータ1つだけで十分である。

【0007】

それに対して本発明の課題は、設定値からの平均電流（すなわちDC／DCコンバータの1つ以上の周期にわたる電流の平均値）の偏差を補正し、これにより既知の方法および回路に比べて、さらにより低コストな製造が可能な手段を提案することにある。

20

【0008】

本発明の一態様は、ヒステリシス領域内で、DC／DCコンバータの出力電流を、平均出力電流のための設定値に、ヒステリシス制御するための方法に関しており、出力電流が測定されて、第1および第2の基準値と比較され、DC／DCコンバータのスイッチは、出力電流が第1の基準値に達する第1の基準時点と、出力電流が第2の基準値に達する第2の基準時点とに依存して、ヒステリシス領域の限界において切り換えられる。スイッチは、第2の基準時点の後で遅延時間を伴って切り換えられ、遅延時間は、第1の基準時点と第2の基準時点との間の時間差分に依存して、出力電流が設定値よりも大きい間の期間と、出力電流が設定値よりも小さい間の期間とが均等化されるように選択される。

30

【0009】

遅延時間の持続時間は、所定の方法に従って決定され、すなわちこの持続時間は、任意に選択可能である。ここで、遅延時間とは、第2の基準時点と、該第2の基準時点に割り当てられた第2の切り換え時点、すなわち通常は、再び第1の基準時点に達する前の、第2の基準時点に時系列で続く切り換え時点との間の時間間隔を表す。第1もしくは第2の基準時点とは、それぞれ、出力電流がそれぞれの基準値に達した時点、もしくは（上方または下方から）それぞれの基準値を超えた時点を表し、もちろん各周期は、少なくとも1つの第1および第2の基準時点を含む。本発明による遅延時間の算出に対しては、これらの（理論的には無限の）数の第1および第2の基準時点のうちの、遅延時間によって定められる切り換え時点前の、それぞれ最後の（最新の）第1もしくは第2の基準時点が意図される。したがって、スイッチの切り換えのために、第2の基準時点に対して、先行する第1の基準時点との差分が求められ、かつ、これに依存して所要の遅延時間が求められる。引き続き第2の基準時点から開始されて、求められた遅延時間だけ待機され、当該遅延時間の経過直後にスイッチが切り換わり、そのため出力電流の変化の極性が逆になる。出力電流が設定値よりも大きいもしくは小さい間の全期間は、それにより、時間的に平均して相互に近似する。それらの期間は、DC／DCコンバータの1つ以上の周期にわたって、好ましくは各周期にわたって、すなわち周期ごとに、均等化される。

40

【0010】

本発明の別の態様は、上述した実施形態および以下で説明する実施形態のうちの1つに

50

よる方法を実施するための装置に関しており、この装置は、DC/DCコンバータの出力電流を監視するための測定手段と、DC/DCコンバータのスイッチを切り換えるためのスイッチング手段と、を備え、測定手段は、測定された出力電流を第1および第2の基準値と比較するための比較手段に接続されており、比較手段は、第1または第2の基準値への到達をシグナリングするように構成されている。この比較手段は、当該比較手段の信号間の時間差分を求めるように構成されているタイマーと接続されており、このタイマーは、求められた時間差分に依存して遅延時間を算出するように構成されている計算手段と接続されている。遅延時間の経過後にはスイッチが切り換えられ、それによって、出力電流が設定値よりも大きい間の期間と、出力電流が設定値よりも小さい間の期間とが均等化され、計算手段が、スイッチング手段と接続されており、それによって、DC/DCコンバータのスイッチは、算出された遅延時間の経過後に切り換え可能である。

10

【0011】

本発明の装置では、2つの基準値のみが出力電流と比較される。したがって、2つのコンパレータのみが必要とされる。すなわちこれは、補償のない制御に比べて、さらなるコンパレータもしくは付加的な電力コンポーネントを必要としない。この方法を実施するための付加的な機能性は、それ自体が複雑なタスク用であって最小の空間（少なくとも付加的な電力コンポーネントよりも小さな空間）に収容することができ、かつ著しく安価に入手もしくは生産が可能である、デジタルコンポーネントのみによって実現可能である。

【0012】

この方法の好ましい簡単な変化形態によれば、遅延時間が、測定された時間差分と実質的に同じものとして求められ、出力電流が設定値よりも大きい間の期間と、出力電流が設定値よりも小さい間の期間との均等化のために変更される。この場合は、遅延時間の計算の中で、基準値または電流の変化率を明示的に考慮する必要はなく、このことは計算を簡単にさせる。

20

【0013】

好ましくは、遅延時間は、第2の基準時点からの出力電流の電流変化の線形外挿により、測定された時間差分、出力電流の2つの基準値、およびヒステリシス領域の所定の限界値に依存して求められ、出力電流が設定値よりも大きい間の期間と、出力電流が設定値よりも小さい間の期間との均等化のために変更される。それに応じて装置の計算手段は、好ましくは、出力電流の電流変化の線形外挿用に構成されている。線形外挿は、特に簡単に実現できる。これは、ヒステリシス制御の切り換え点の間の電流変化が実質的に線形に経過し、そのためロバストでかつ少なくとも平均的に適正な近似であるという事実に基づいている。つまりヒステリシス領域の限界における切り換え点の間の出力電流の変化率（すなわち数学的には時間微分）は、実質的に一定であるとみなされ、第2の基準値と第1の基準値との間の差分と、第2の基準時点と第1の基準時点との間の時間差分との比によって推定される。ヒステリシス領域の所定の限界値と、第2の基準値との差分から、遅延時間が求められ、この遅延時間の経過後に出力電流は、第2の基準時点から見込みとして限界値に達する。基準値の選択に応じて、遅延時間の算出のために、前述の差分を、求められた変化率で除算することを行うことができる。そのようにして求められた補正なしの遅延時間は、引き続きさらに、出力電流が設定値の上方もしくは下方にある間の期間の均等化のために変更され、すなわち場合によっては延長または短縮される。

30

40

【0014】

さらに、好ましくは、DC/DCコンバータの1つの完全な周期の間に、出力電流がそれぞれの基準値に達するすべての基準時点の間の時間差分が測定され、測定された時間差分、2つの基準値および平均出力電流のための設定値から、出力電流が設定値よりも大きかった間の第1の期間と、出力電流が設定値よりも小さかった間の第2の期間とが求められ、この場合遅延時間は、後続の周期において、第1および第2の期間の間の差分が均等化されるように変更される。

【0015】

相応に、好ましくは、計算手段は、DC/DCコンバータの1つの完全な周期の間に求

50

められた、比較手段の信号間のすべての時間差分を記憶するように構成されており、さらにこの計算手段は、求められた時間差分、2つの基準値および平均出力電流のための設定値から、出力電流が設定値よりも大きかった間の第1の期間と、出力電流が設定値よりも小さかった間の第2の期間とを求め、遅延時間を、後続の周期において、第1および第2の期間の間の差分が均等化されるように変更するのに適している。出力電流が設定値に達する時点は、この場合、複数の切り換え時点のうちの少なくとも1つと同様に、2つの基準値および基準時点の間の内挿または外挿によって、求めることが可能である。そのようにして求められた、設定値を通る出力電流の通過点の間の切り換え時点の情報から、これらの通過点の間の期間を、設定値の「上方」もしくは「下方」として対応付けすることが可能になり、それによって、これらの期間の差分から、出力電流が、比較的長期にわたって平均的に、設定値よりも大きかったか、または設定値よりも小さかったか、を導出することが可能になる。線形の電流変化に基づいて、そのような時間的非対称性は、相応の偏差を引き起こし、すなわち設定値からの平均電流の上昇または下降を引き起こす。遅延時間の相応の補正、したがって少なくとも1つの切り換え時点の相応の補正により、これらの非対称性の補償が、設定値の上方および下方への出力電流の時間的に均等化された分散を目標としてもたらされることにより、平均出力電流も補正することができ、したがってこの平均出力電流は、設定値に一致する。

10

【0016】

第2の基準値が、出力電流の設定値に一致すると有利であることが判明している。この場合は、設定値を通る通過の時点²⁰を直接測定することができ、これらの時点を、第1および第2の基準時点に基づく推定によって求める必要は無い。出力電流が設定値の上方または下方にある間の期間は、それにより測定値から正確に知られ、そのためそれに基づく遅延時間の補正も正確に行うことができる。したがって、出力電流は、平均的に、特に設定値に正確に近似することが可能である。

【0017】

さらに好ましくは、第1の基準値は、ヒステリシス領域の下方の限界値に一致し、ヒステリシス領域の下方限界との交差は第1の基準時点に一致し、ヒステリシス領域の上方限界における切り換え時点は、第2の基準時点と第1の基準時点との間の時間差分、ならびに第2の基準値とヒステリシス領域の下方の限界値との間の電流差分から求められ、または代替的に、第1の基準値は、ヒステリシス領域の上方の限界値に一致し、ヒステリシス領域の上方限界との交差は第1の基準時点に一致し、ヒステリシス領域の下方限界における切り換え時点は、第2の基準時点と第1の基準時点との間の時間差分、ならびにヒステリシス領域の上方の限界値と第2の基準値との間の電流差分から求められる。これらの2つの代替案のそれぞれにおいて、遅延時間は、ヒステリシス領域の2つの限界のうちの一方においてのみ使用される。すなわち、設定値の一方の側でのみ、期間の補正が可能である。それにもかかわらず、補償が、双方向で、すなわち近くの限界値に達する前でも、達した後でも、可能とされ、この場合、第2の基準値は、ヒステリシス領域のある程度内側に³⁰あるべきであり、すなわち、限界値の1つと一致すべきではなく、例えばヒステリシス領域の幅に対して中心から95%以内にあるべきである。理想的には、第2の基準値もしくは設定値は、平均値を形成するよう、ヒステリシス領域の正確に中央におかれる。これらの2つの変化形態の利点は、簡単な実施にある。なぜなら、第1の基準時点から開始して遅延時間を待つ必要がなく、スイッチはこの時点ですぐに切り換えられるからである。

40

【0018】

以下では本発明を、特に好ましいが、これに対する限定は意図されるべきでない実施例に基づき、図面を参照して、より詳細に説明する。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1】LEDグループの供給のためのそれ自体従来のDC/DCコンバータチェーンの概略的ブロック回路図

【図2】従来技術によるヒステリシス制御器における電流経過線図

50

【図 3】図 2 からの当該図中の領域 I I I に係る部分図

【図 4】本発明による方法に従ったヒステリシス制御器における電流経過線図

【図 5】図 4 に示す方法を実施するための好ましい装置の概略的ブロック回路図

【図 6】本発明による方法の経過のフローチャート

【0020】

図 1 は、本発明による方法または本発明による装置の典型的な適用場面での基本構造を示す。チェーン 1 は、昇圧コンバータ（ブーストコンバータ）2 と、降圧コンバータ（バックコンバータ）3 とを備えた DC / DC コンバータ 2, 3 である。昇圧コンバータ 2 は、（供給）電源網電圧 4 に接続されており、この電源網電圧は、より高い中間回路電圧 5 に変換される。降圧コンバータ 3 または一般的に複数の降圧コンバータは、設けられた中間回路電圧 5 に接続され、この中間回路電圧 5 から出発して所定の出力電流 6 が生成される。したがって、降圧コンバータ 3 の出力電圧は、接続されている負荷（図示されていない）に応じて、所定の出力電流 6 が生じるように制御される。

10

【0021】

DC / DC 変換器 2, 3 は、（それ自体公知であるため詳細には図示もしくは説明しない）、実質的に周期的に動作するスイッチ（図 5 のスイッチ 7 参照）と、1 つ以上のエネルギー蓄積器とを有する。降圧コンバータ 3 の所望の出力電圧または所望の出力電流 6 は、エネルギー蓄積器の充放電周期の相応の設定または制御によって得られる。対応する従来技術で公知のヒステリシス制御器の出力電流 6 の経過 8 は、図 2 に示されている。横軸 t は時間軸であり、そのスケールは、エネルギー蓄積器のほぼ 2 回の充 / 放電周期全体が見られるように選択されている。縦軸 I には、制御されたコンバータ 3 の出力電流 6 がプロットされており、2 つの水平破線 9, 10 が、出力電流 6 の下方の限界値 9 と上方の限界値 10 とを表している。これらの 2 つの限界値 9, 10 の間の領域は、ヒステリシス領域 11 である。出力電流 6 の所定の値は、2 つの限界値 9, 10 の間のヒステリシス領域 11 の中央にある。

20

【0022】

図示の電流経過 8 は、充電区間 12 によって開始される。出力電流 6 が上方の限界値 10 を超えると直ちにこのことが電流測定によって識別され、それに基づいて当該充電区間 12 が終了され、放電区間 13 が開始される。ここではスイッチング遅延 Δt に基づき（図 3 参照）、測定の際に上方の限界値 10 のオーバーシュートが生じる。同じことは、下方の限界値 9 のアンダーシュートに対しても同様に当て嵌まる。ここでは、出力電流 6 が下方の限界値 9 に達すると直ちに、放電区間 13 が終了され、新たな充電区間 14 が開始される。1 つ以上の周期にわたる出力電流 6 の平均値は、所定の値に一致すべきである。この目標は、この場合、1 つの周期における 2 つの限界値 10, 9 のオーバーシュートおよびアンダーシュートが偶発的に同一となった場合にのみ達成することができる。しかしながらこのことは、実際にはそうはならない。なぜならば、例えば供給電圧 5 および負荷の変動は、絶え間なく急速に変化する条件にかかわるからである。

30

【0023】

第 2 の充電区間 14 から第 2 の放電区間 15 への移行は、図 2 中では矩形領域 I I I によって表されており、さらに図 3 に詳細に示されている。それに応じてこの図 3 の線図の軸 t , I は、図 2 と同一である。水平破線は、出力電流 6 の上方の限界値 10 を表す。ここでは、充電区間 14 から放電区間 15 への切り換えが、限界値 10 への到達の際に直ちに起こるのではなく、スイッチング遅延 Δt の後で初めて起こることが明らかに見て取れる。降圧コンバータ 3 のエネルギー蓄積器は、時間 Δt の間、さらに充電されるので、出力電流 6 も引き続き上昇する。充電区間 14 と放電区間 15 との間の反転ポイント 16 において、出力電流 6 は、上方の限界値 10 から差分 ΔI だけ上方にある値に達する。反転ポイント 16 の後では、放電区間 15 の間に、出力電流 6 が再び上方の限界値 10 の内部に、すなわちこの場合は下方に存在する前に、オーバーシュートの量 ΔI だけ放電されなければならない。

40

【0024】

50

図2および図3から認識できるように、充電区間14および放電区間15の勾配は、一般的に異なっている。それにより、一定のスイッチング遅延 Δt は、異なる電流差 ΔI に結び付く。差分 ΔI が大きければ大きいほど、遅延区間14, 15の勾配は大きくなる（このことはもちろん負の符号を伴っていても、すなわち下方の限界値9の領域においても当てはまる）。変化する供給電圧5および変化する負荷の他に、この作用は、差分 ΔI の変動にもかかわる。その他にも、例えば温度の影響または経年劣化に基づく、より緩慢な変化も考慮しなければならない。付加的な制御または補償なしでは、降圧コンバータ3によって生成される電流6の平均値は、上記の影響下では所定の値から頻繁に大きく偏差する。

【0025】

図4は、本発明による方法に従った電流制御における電流経過17もしくはシャント抵抗18（図5参照）における電圧経過を示す。横軸 t は時間軸であり、そのスケールは、エネルギー蓄積器のほぼ2回の充／放電周期全体が見られるように選択されている。縦軸 I には、制御されたコンバータ3の出力電流6がプロットされており、2つの水平線9もしくは10が、出力電流6の下方の限界値9もしくは上方の限界値10を表している。これらの2つの限界値9, 10の間の領域は、ヒステリシス領域11である。平均出力電流6の設定値19は、2つの限界値9, 10の間のヒステリシス領域11の中央にある。

【0026】

この実施例では、下方の限界値9が、第1の基準値として使用され、設定値19が、第2の基準値として使用される。したがって、図4には、出力電流6が下方の限界値9に達する第1の基準時点20, 21と、出力電流6が設定値19に達する第2の基準時点22～26とが示されている。スイッチング過程の遅延時間によって電流変化率の評価が誤ったものにならないようにするために、第1の基準時点20, 21に対しては、出力電流の立ち上がりエッジにおける通過点のみが考慮される。このことは有利ではあるが必須ではない。第2の基準時点22～26に対しては、出力電流の立ち下がりエッジにおける通過点も立ち上がりエッジにおける通過点も考慮される。ここではスイッチングは行われないので、電圧依存性の遅延成分も存在しない。残留誤差（コンパレータ遅延）は、すべての正（22, 24, 26）および負（23, 25）の遷移に対して等しいので、平均的にゼロになる。

【0027】

以下の説明での参照を容易にするために、一般性を限定することなしで、基準時点22と24との間の周期を第1の周期と称し、基準時点24と26との間の周期を第2の周期と称する。

【0028】

ヒステリシス領域11の下方の限界値9における切り換え時点は、それ自体公知の方法で求められ、すなわち下方の限界値9に達した際にスイッチ7が切り換えられ、それによって、避けられない遅延時間の後に、出力電流が再び上昇する（図2および関連する説明参照）。

【0029】

しかしながら、ヒステリシス領域11の上方の限界値10における切り換え時点は、このような方法では求められない。その代わりに、既に充電区間14の開始時点で、第1の基準値に達した際に、すなわち基準時点20において、切り換えカウンタがリセットされて開始される。その後、出力電流が上昇している間、切り換えカウンタは、固定の周波数で増分される。第2の基準値に達すると直ちに、すなわち、図4の基準時点24において、切り換えカウンタの計数方向が反転する。すなわち、切り換えカウンタはこの時点から減分される。切り換えカウンタが、ゼロで初期化された補正值（ゆえにこの補正值は最初はゼロとみなすことが可能）に達すると、スイッチ7が切り換えられ、充電区間14が終了し、放電区間15が開始する。したがって、ヒステリシス領域11の上方の限界値10における切り換え時点は、遅延時間の測定と、充電区間14における出力電流6の直前に

10

20

30

40

50

暗に求められた上昇とから求めることができる。測定される遅延時間は、第2の基準時点24と計数方向の反転とによって開始される。遅延時間の終了により、スイッチ7の切り換えがトリガされる。これの特に簡単なケースでは、第1および第2の基準値の選択に基づいて、第2の基準時点24からそれに続く切り換え時点までの遅延時間は、第1の基準時点20と第2の基準時点24との間の期間と同じであるとみなすことができる。この場合、電流差分と求められた電流変化率とに基づく遅延時間の計算は不要である。一般的には、すなわち、別に選択される基準値の場合には、充電区間14における単位時間当たりの電流上昇は、既知の基準値と、第1の基準時点と第2の基準時点との間で測定された期間とから計算することができる。待機すべき遅延時間は、上方の限界値10と第2の基準値との間の差分から、求められた電流増加分の除算により、求めることができる。それにより、スイッチ7は上方の限界値10に達した際に切り換わる。

10

【0030】

ヒステリシス領域11の限界の一方における切り換え時点の説明してきた推定は、それ自体のみでは、まだ出力電流の変動の補償には結び付かない。しかしながら、それは、遅延時間の変更のための補正值の導入という既に示唆した選択肢を提供する。すなわち、この補正值を用いることで、切り換え時点を経時的に前方にまたは後方にシフトさせることが可能である。このことは、結果として、割り当てられた限界値の一時的なシフトに対応し、すなわち、本願の実施例では、上方の限界値の一時的なシフトに対応するが、しかし、負荷成分の操作は必要ではない。遅延時間は、スイッチ7がデジタル制御される場合には、純粹にデジタルで計算され、測定される。

20

【0031】

当該の例では、補正值は、出力電流6が設定値19の上方または下方にある間の期間を比較することによって求められる。これらの期間を説明するために、図4では、対応する領域27、28が異なって陰影付けされている。電流経過17と設定値19との間の領域27、28は、一般的に異なるエッジ長を有する三角形を形成する。比較の視覚的な描写のために、図4では、領域27が、領域28の上方に再現されており、これは、設定値19の上方または下方の期間に対応する、水平方向のエッジ（辺）の長さの直接比較を可能にする。図示の例では、上方の領域27の期間は、下方の領域28の期間よりも長い。このことは、出力電流6が第1の周期では、比較的長い期間の間、設定値19よりも大きかったことを意味する。この偏差（ずれ）の原因は、第1の周期におけるヒステリシス領域11の切り換えの遅延にあり、このことは、例えば負荷変動（突然の負荷の低下）に起因する可能性がある。それにより、第1の周期における平均出力電流は、設定値19に比べて高まることとなる。補正なしでは、（これ以上の負荷変動がないものと仮定して）出力電流6は、図4の補正なしの電流経過29に追従するであろう。この場合、平均出力電流は、確かに第2の周期では設定値19に一致するであろうが、2つの周期にわたって平均すると設定値19よりも高いものとなる。それゆえ、効果的な補正值が、補償のために考慮されるべきであり、それによって2つの周期にわたる平均出力電流は、第2の周期の後で、再び設定値19に一致する。

30

【0032】

補正值は、期間の間の差分の測定から求めることが可能である。この場合、補償カウンタは、充電区間における第1の基準時点、すなわち第1の周期における基準時点22に達すると直ちにリセットされ、開始される。この基準時点22から、補償カウンタは、固定の周波数で増分される。放電区間における第1の基準時点、すなわち基準時点23に達すると直ちに、補償カウンタの計数方向が反転され、すなわち、補償カウンタはこの時点から減分される。ここにおいて、後続の充電区間14の第1の基準時点に達した場合、補償カウンタの値は、設定値19より上方または下方の期間の差分30に比例している。しかしながらこの差分30は、直接補正值として使用されるべきではなく、比例係数が乗算される。この比例係数は、充電区間14または放電区間15において費やされた時間の割合に対応しており、すなわち充電区間14は、より大きな電流変化率に基づき、比較的僅かな電流変化率を有する放電区間15よりも僅かに短くなる。したがって、そのように求め

40

50

られた遅延の補正值は、充電区間 1 4 において過度に長く費やされた時間に比例する。図 4 からは、ヒステリシス領域 1 1 の上方の限界値における補正された電流経過 1 7 と補正されていない電流経過 2 9 の切り換え時点の間の差分が、領域 2 7 および 2 8 の期間の差分よりも小さいことが直接見て取れる。

【0033】

説明された方法に従ってそのようなヒステリシス制御を実施するように構成された装置 3 1 は、図 5 において、概略的なブロック回路図に基づいて示されている。ここでは、降圧コンバータ 3 (図 1 参照) のスイッチ 7、ならびに出力側 (V_{OUT}) で降圧コンバータ 3 に接続されているシャント抵抗 1 8 が、概略的に示されている。このスイッチ 7 は、好ましくは半導体スイッチであり、特に、FET (電界効果トランジスタ) である。負荷回路 (図示しない) に属するシャント抵抗 1 8 は、第 1 のコンパレータ 3 2 の「+」入力側に接続されている。このコンパレータ 3 2 は、シャント抵抗 1 8 における電圧降下を、第 1 の基準値に対応する第 1 の基準電圧と比較する。当該コンパレータは、第 1 の基準値 (当該コンパレータ 3 2 の「-」の入力側) に達したときまたはそれを下回ったときに、出力側の電圧をアクティブにする。第 1 の基準電圧は、第 1 の基準電流源 3 3 によって、降圧コンバータ 3 の出力電圧 V_{OUT} に対向する第 1 の基準抵抗 3 4 に印加される。さらに、シャント抵抗 1 8 には、第 2 のコンパレータ 3 5 (の「-」入力側) が接続されている。この第 2 のコンパレータ 3 5 は、シャント抵抗 1 8 における電圧降下を、第 2 の基準値に対応する (当該コンパレータの「+」入力側に印加される) 第 2 の基準電圧と比較する。この第 2 のコンパレータ 3 5 は、第 2 の基準値に達したときまたはそれを上回ったときに出力側の電圧をアクティブにする。第 2 の基準電圧は、第 2 の基準電流源 3 6 によって、降圧コンバータ 3 の出力電圧 V_{OUT} に対向する第 2 の基準抵抗 3 7 に印加される。高い電力損失を回避するために、2 つの基準電流源 3 3, 3 6 の電流は、 μA の範囲にすべきであろう。基準抵抗 3 4, 3 7 の仕様は、それらに基づいて例えば 100 k Ω の範囲にすることが可能である。

【0034】

第 1 のコンパレータ 3 2 の出力側は、フリップフロップ 3 8 のセット入力側およびデジタル制御器 3 9 の第 1 の入力側 IN-1 に接続されている。第 2 のコンパレータ 3 5 の出力側は、デジタル制御器 3 9 の第 2 の入力 IN-2 に接続されている。デジタル制御器 3 9 の出力側 OUT は、フリップフロップ 3 8 のリセット入力側に接続されている。デジタル制御器 3 9 は、計算手段と、高周波クロックの形態のタイマーとを含んでいる。このクロックの周波数は、降圧コンバータ 3 の最大スイッチング周波数に比べて高くなければならない。例えば、コンバータ 3 が 2 MHz までの周波数でスイッチング可能な場合、時間測定において重大な誤差を導入しないためには、クロックの周波数は 200 MHz 以上にすべきであろう。デジタル制御器 3 9 の計算手段は、上述したカウンタ、すなわち切り換えカウンタと、補償カウンタとを備え、上述した方法を実施するように構成されている。コンパレータ 3 2, 3 5 からデジタル制御器の入力側で受信された信号に依存して、これらの信号は、カウンタを増分し、カウント方向を切り換え、減分およびリセットし、さらにカウント状態に依存して、信号を出力側からフリップフロップ 3 8 のために出力することができる。フリップフロップ 3 8 の出力側 Q は、ゲートドライバ 4 0 を介してスイッチ 7 に、例えば FET の場合にはそのゲートに接続されている。これによりスイッチ 7 は、フリップフロップ 3 8 の出力側 Q の信号に応じて、スイッチオンまたはスイッチオフされる。

【0035】

図 6 は、図 5 による回路で可能な方法の経過をフローチャートで示しており、ここではこれについて詳細に説明される。

【0036】

図 6 によるフローチャートでは、開始フィールド 4 1 の後で、図 5 によるデジタル制御器 3 9 内で実現されているスイッチカウンタ SC (Switch Counter) ならびにトライアングルカウンタ TC (Triangle Counter) のリセット、さらに補正值 CV (Correction Val

ue) のリセットが行われる。このリセットブロック 42 の後では、問合せフィールド 43 に従って、電流が既に第 1 の閾値もしくは基準値以上であるかどうか問合せされ ($(IN-1)=0?$)、この条件が満たされていない場合には、当該問合せフィールド 43 の入力側にフィードバックされ、当該の問合せ結果がイエスになるまでこの問合せが繰り返される。その後、それにより、電流が第 1 の閾値の上方にあることが検出された場合には、ブロック 44 に従って、図 5 によるフリップフロップ 38 が「オン」に切り換えられ、SC が 0 にセットされる。次のブロック 45 では、SC の値が「1」だけ高められ、問合せフィールド 46 に従って、ここでの電流が既に第 2 の閾値もしくは基準値の上方にあるかどうか、すなわち $(IN-2)=1?$ が問合せされる。それが「ノー」の場合、すなわち、電流が第 1 の閾値と第 2 の閾値との間にある場合には、スイッチカウンタ SC を新たに「1」だけ増分するために、ブロック 45 の入力側にフィードバックされる。しかしながら、その他の場合には、ブロック 47 に従って、補正值 CV が、 TC/DF だけ高められ、この場合 DF は、固定の減衰率であり、これはデジタル制御器 39 に記憶されている。その後で、ブロック 48 に従って、トライアングルカウンタ TC が「0」にセットされ、さらにブロック 49 に従って、当該カウンタ TC が「1」だけ増分される。その後で、ブロック 50 に従って、スイッチカウンタ SC が「1」だけ減分される。その後で問合せフィールド 51 に従って、値 SC および CV が等しいかどうか、すなわち既に遮断時間に達しているかどうか問合せされ、そして「ノー」の場合には、ブロック 49 にフィードバックされ、しかしながらその他の場合には、ブロック 52 に従って、図 5 によるデジタル制御器 39 の出力側「Out」が「1」にセットされる。このことは、その時点からスイッチング技術による遅延が生じる遮断時間に達していることを意味している。それにより、出力側「Out」に接続されているフリップフロップ 38 のリセット入力側 R には、信号が印加され、それにより、フリップフロップ 38 の出力側 Q は「0」（すなわち「オフ」）にセットされ、スイッチ 7 が、フリップフロップ 38 の出力側 Q に接続されたゲートドライバ 40 を介して開かれるもしくはスイッチオフされる。

【0037】

それに関連して、ブロック 53 に従って、カウンタ値 TC が「1」だけ増分され、問合せフィールド 54 において、デジタル制御器 39 の入力側における値 $(IN-2)$ が「0」であるかどうか問合せされる。このことは、電流が既に第 2 の閾値の下方にあるかどうかを問合せすることを意味する。「ノー」の場合には、ブロック 53 にフィードバックされる。その他の場合には、ブロック 55 に従って、ここではデジタル制御器 39 の出力側「Out」が「0」にセットされる。このことは、フリップフロップ 38 のリセット入力側 R が「0」（すなわち「オフ」）にセットされるかまたは「0」（「オフ」）のままであることを意味する。その後で、図 6 によるフローチャートのブロック 56 に従って、値 TC が「1」だけ減分され、問合せフィールド 57 に従って、ここでは入力側の値 $(IN-1)=1$ であるかどうか、すなわち電流が既に第 1 の閾値の下方にあるかどうか問合せされる。「ノー」の場合には、ブロック 56 にフィードバックされ、それ以外は、ブロック 58 に従って、スイッチカウンタのための値 SC が「0」にセットされ、これは、電流が第 1 の閾値の下方にあり、かつフリップフロップ 38 が「オン」に切り換えられることに相当する。その後で、ブロック 59 に従って、値 TC は「1」だけ減分され、ブロック 60 に従って値 SC が「1」だけ増分される。その後、問合せフィールド 61 に従って、入力側 $(IN-2)=1$ であるかどうか、すなわち、電流が既に第 2 の閾値の上方にあるかどうか問合せされる。「ノー」の場合には、ブロック 59 の入力側に移行され、それ以外（「イエス」の出力）の場合は、電流が第 2 の閾値の上方にあることが検出され、場合によっては、次のループを実行するためにブロック 47 の入力側にフィードバックされる。

【0038】

上記の例から出発して、当業者であれば、もちろん、第 1 の基準値が、ヒステリシス領域 11 の上方の限界値 10 に一致する（図 4 参照）、等価的な回路を想定することも可能である。その場合には、図 5 において、第 1 の基準電流源 33 および／または第 1 の基準

10

20

30

40

50

抵抗 34 のみが適合化されなければならない。その他に、そのような等価的な解決手段の場合には、好ましくは常に（第 1 の周期から）上方の限界値 10 のオーバーシュート（条件 $I_{N-1}' = 0$ ）が待機され、アンダーシュートは待機されず、一方で、上述した経過の際、第 1 の周期において、下方の限界値 9 のオーバーシュート（条件 $I_{N-1} = 0$ ）が待機され、そこからは、好ましくは常に下方の限界値 9 のアンダーシュートのみ（条件 $I_{N-1} = 1$ ）が待機される。第 2 の基準値に関しては、両方の状況において、オーバーシュート（条件 $I_{N-2} = 1$ ）もアンダーシュート（条件 $I_{N-2} = 0$ ）も監視される。その他にも、当業者であれば、発明のステップを踏むことなく、デジタル制御器 39 を、本発明の範囲から逸脱することなく任意の基準値が使用できるように適合化させることも可能である。両者は、特に、降圧コンバータ 3 を DCM モード（不連続導通モード）で動作させるべき場合に有利であるが、詳細な実施形態では、暗示的にこれを防止する降圧コンバータ 3 が記載されている。

10

【0039】

また、当業者であるならば、発明のステップを踏む必要性なしで、デジタル制御器 39 の経過を、平均値補正のための、つまり第 2 の基準時点後の遅延時間の変更のための別の制御特性を達成するために、適合化することも可能である。

【符号の説明】

【0040】

- 1 DC / DC コンバータチェーン
- 2 昇圧コンバータ（ブーストコンバータ）
- 3 降圧コンバータ（バックコンバータ）
- 4 電源網電圧
- 5 供給電圧
- 6 出力電流
- 7 降圧コンバータスイッチ
- 8 出力電流の時間経過
- 9 下方の限界値（定数）
- 10 上方の限界値（定数）
- 11 ヒステリシス領域（定数）
- 12 充電区間
- 13 放電区間
- 14 第 2 の充電区間
- 15 第 2 の放電区間
- 16 反転ポイント
- 17 電流経過
- 18 シャント抵抗
- 19 設定値
- 20, 21 第 1 の基準時点
- 22 ~ 26 第 2 の基準時点
- 27 設定値上方の電流経過領域
- 28 設定値下方の電流経過領域
- 29 補正なしの電流経過
- 30 設定値上方もしくは下方の期間の差分
- 31 装置
- 32 第 1 のコンパレータ
- 33 第 1 の基準電流源
- 34 第 1 の基準抵抗
- 35 第 2 のコンパレータ
- 36 第 2 の基準電流源
- 37 第 2 の基準抵抗

20

30

40

50

- 38 フリップフロップ
 39 デジタル制御器
 40 ゲートドライバ
 41～61 フローチャート内のインストラクションと分岐

【図 1】

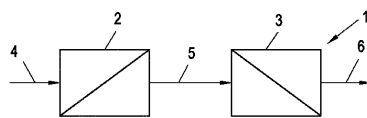


Fig. 1

【図 2】

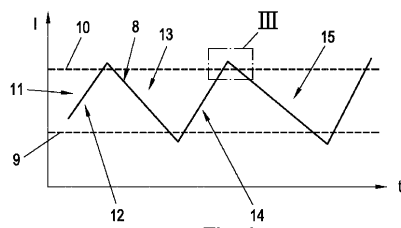


Fig. 2

【図 3】

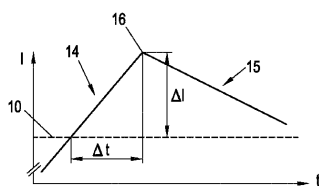


Fig. 3

【図 4】

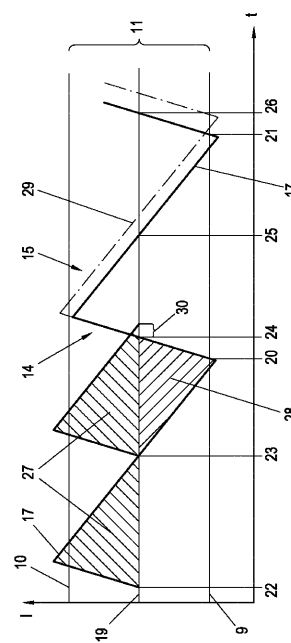


Fig. 4

【図 6】

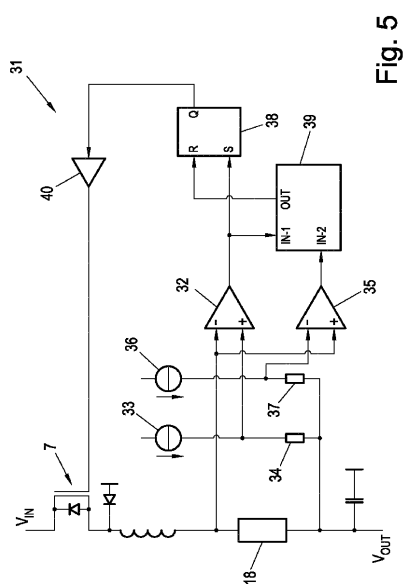
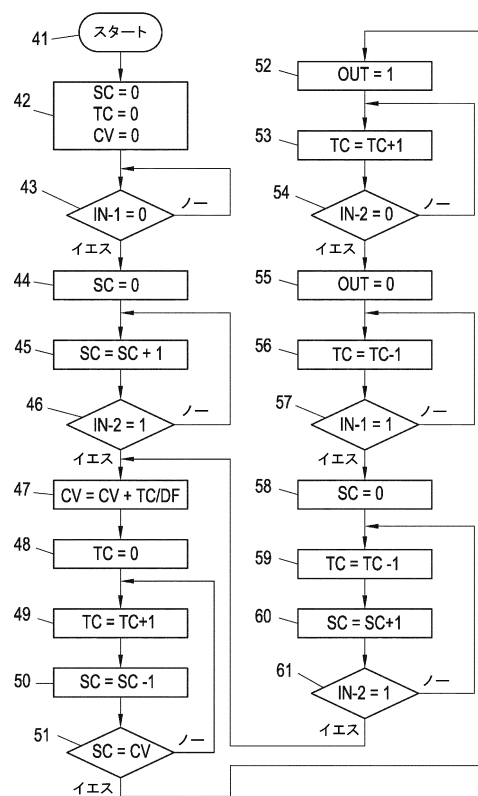


Fig. 5



フロントページの続き

- (74)代理人 100098501
弁理士 森田 拓
- (74)代理人 100116403
弁理士 前川 純一
- (74)代理人 100135633
弁理士 二宮 浩康
- (74)代理人 100162880
弁理士 上島 類
- (72)発明者 クリスティアン シュテーター
オーストリア国 ウィーン シューマンガッセ 92/3

審査官 小林 秀和

- (56)参考文献 特開2011-087442 (JP, A)
米国特許第7548047 (US, B1)
特開2013-150424 (JP, A)
特開2007-049889 (JP, A)
特開平08-340670 (JP, A)
特開2013-165537 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/155