

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5652088号  
(P5652088)

(45) 発行日 平成27年1月14日(2015.1.14)

(24) 登録日 平成26年11月28日(2014.11.28)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 3/155 (2006.01)** HO2M 3/155 H

請求項の数 2 (全 11 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2010-220203 (P2010-220203)                  (22) 出願日 平成22年9月30日 (2010. 9. 30)                  (65) 公開番号 特開2012-75295 (P2012-75295A)                  (43) 公開日 平成24年4月12日 (2012. 4. 12)                  審査請求日 平成25年5月28日 (2013. 5. 28)</p>	<p>(73) 特許権者 308014341                  富士通セミコンダクター株式会社                  神奈川県横浜市港北区新横浜二丁目10番                  23                  (74) 代理人 110000992                  特許業務法人ネクスト                  (72) 発明者 福田 篤史                  愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番                  2 富士通VLSI株式会社内                  (72) 発明者 松山 俊幸                  愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番                  2 富士通VLSI株式会社内                  審査官 安良 泰秀</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源の制御回路及び電子機器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

出力トランジスタのスイッチングによってコイルに流れる電流を制御して入力電圧から負荷に供給する出力電圧を生成するスイッチング電源の制御回路であって、

前記出力電圧に応じた帰還電圧と基準電圧との差分を増幅して誤差電圧を生成する誤差増幅器と、

前記出力トランジスタの導通期間に前記コイルに流れるピーク電流を検出し、前記ピーク電流に応じた検出電圧を生成する電流検出回路と、

前記誤差電圧と前記検出電圧とを比較するコンパレータと、

前記誤差電圧と前記検出電圧とに基づいて、前記コイルの直流重畳特性に応じた補正電圧を生成する補正回路と、

前記補正電圧によって周波数を制御する電圧制御発振器と、

前記コンパレータの出力信号と前記電圧制御発振器の出力周波数とに基づいて、前記出力トランジスタの前記導通期間を制御するスイッチング制御部と、

を有し、

前記補正回路は、

前記誤差電圧をレベル変換するレベル変換回路と、

前記検出電圧から前記コイルのリップル電流の成分を検出し、検出した前記リップル電流に応じて前記レベル変換回路のゲインを制御する制御信号を出力するリップル電流検出回路と、

10

20

を有し、

前記レベル変換回路は、

前記誤差電圧のレベルを所定電圧分シフトするレベルシフト回路と、

前記制御信号に基づいて、前記ピーク電流の値より前記リップル電流の値が大きい場合には前記ゲインを上げ、前記ピーク電流の値より前記リップル電流の値が小さい場合には前記ゲインを下げて、前記レベルシフト回路から出力される出力電圧を制御するゲインコントロール回路と、

前記ゲインコントロール回路の出力電圧をクランプして、前記電圧制御発振器に前記補正電圧を出力するクランプ回路と、

を備えることを特徴とする制御回路。

10

【請求項2】

出力電圧を平滑化するコンデンサと、

前記コンデンサへの電流供給経路に設けられたコイルと、

前記コイルに入力電圧を印加する出力トランジスタと、

前記出力電圧に応じた帰還電圧と基準電圧との差分を増幅して誤差電圧を生成する誤差増幅器と、

前記出力トランジスタの導通期間に前記コイルに流れるピーク電流を検出し、前記ピーク電流に応じた検出電圧を生成する電流検出回路と、

前記誤差電圧と前記検出電圧とを比較するコンパレータと、

前記誤差電圧と前記検出電圧とに基づいて、前記コイルの直流重畳特性に応じた補正電圧を生成する補正回路と、

20

前記補正電圧によって周波数を制御する電圧制御発振器と、

前記コンパレータの出力信号と前記電圧制御発振器の出力周波数とに基づいて、前記出力トランジスタの前記導通期間を制御するスイッチング制御部と、

前記出力電圧が供給されるシステムと、

を有し、

前記補正回路は、

前記誤差電圧をレベル変換するレベル変換回路と、

前記検出電圧から前記コイルのリップル電流の成分を検出し、検出した前記リップル電流に応じて前記レベル変換回路のゲインを制御する制御信号を出力するリップル電流検出回路と、

30

を有し、

前記レベル変換回路は、

前記誤差電圧のレベルを所定電圧分シフトするレベルシフト回路と、

前記制御信号に基づいて、前記ピーク電流の値より前記リップル電流の値が大きい場合には前記ゲインを上げ、前記ピーク電流の値より前記リップル電流の値が小さい場合には前記ゲインを下げて、前記レベルシフト回路から出力される出力電圧を制御するゲインコントロール回路と、

前記ゲインコントロール回路の出力電圧をクランプして、前記電圧制御発振器に前記補正電圧を出力するクランプ回路と、

40

を備えることを特徴とする電子機器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本願は、負荷に電力を供給するスイッチング電源の制御回路及び電子機器に関する。

【背景技術】

【0002】

電子機器等において、負荷への電力供給にスイッチング電源が用いられており、例えば、直流電圧を別の直流電圧に変換するDCDCコンバータが用いられている。図1は、従来のDCDCコンバータの一例を示す。電源電圧VCCは入力電圧として制御回路1Aに

50

供給され、PチャネルMOSFETであるトランジスタFET1のソースに印加される。NチャネルMOSFETであるトランジスタFET2は、トランジスタFET1と直列に接続される。トランジスタFET2のソースは、制御回路1AのGND端子を介して接地される。トランジスタFET1とトランジスタFET2との接続点は、制御回路1AのLX端子を介してコイルLoの一端に接続される。

【0003】

コイルLoの他端に接続されたコンデンサCoに発生する出力電圧Voは、制御回路1AのIN端子にフィードバックされる。誤差増幅器2は、出力電圧Voを抵抗R11、R12で分圧した帰還電圧と、基準電圧Vrefとの差分を増幅して誤差電圧を生成する。誤差増幅器2の反転入力端子、出力端子間に接続された抵抗R13、コンデンサC11は、位相補償回路の一例である。誤差増幅器2が出力する誤差電圧は、コンパレータ3の非反転入力端子に入力される。

10

【0004】

トランジスタFET1とゲート及びソースが共通に接続されたPチャネルMOSFETであるトランジスタFET3は、トランジスタFET1がオン状態時にコイルLoに流れるピーク電流を検出する。検出されたピーク電流は、レベルコンバータ6を介して抵抗Rsに流れる。これにより、抵抗RsにはコイルLoのピーク電流に応じた検出電圧が発生する。検出電圧は、コンパレータ3の反転入力端子に入力され、誤差増幅器2が出力する誤差電圧と比較される。

【0005】

20

発振回路7Aは、電圧Vosc、抵抗Rosc、コンデンサCoscの値で決まる一定周波数のクロック信号を出力する。コンパレータ3の出力信号と発振回路7Aのクロック信号とがPWM制御回路4に入力され、PWM制御回路4からAST(Anti-Shoot-Through)回路5を介してトランジスタFET1、FET2のゲートに駆動信号が出力される。PWM制御回路4は、コンパレータ3の出力信号に基づいてトランジスタFET1のオン・デューティを制御し、発振回路7Aのクロック信号に基づいてトランジスタFET1のスイッチング周波数を制御することで、トランジスタFET1のオン時間を制御する。AST回路5は、同期整流動作を行うトランジスタFET2がトランジスタFET1と同時にオン状態になるのを防止する機能を有するドライバである。

【0006】

30

上記の構成により、トランジスタFET1、FET2が交互にオン状態とされ、コイルLoにトランジスタFET1、FET2を介して電流が流れる。また、コンデンサCoは、コイルLoと共に出力電圧Voを平滑化する。これにより、入力電圧が降圧され、負荷に供給する出力電圧Voが生成される。

【0007】

ところで、コイルは直流重畳特性と呼ばれる特性を有しており、コイルに直流バイアス電流を流すとインダクタンス値が低下する。そのため、DCDCコンバータでは、負荷電流が増加するとコイルのインダクタンス値が低下し、コイルのピーク電流が増加する結果、コイルのピーク電流と出力平均電流との差が大きくなる。図1のような電流モード制御のDCDCコンバータにおいては、過電流保護回路など、コイルのピーク電流で判断する回路が多く、コイルのピーク電流のみ増加してしまうと、正常動作時にDCDCコンバータの過電流保護機能が誤動作する等の影響を与える上、出力のリプル電圧も高電流側で悪化してしまう。

40

【0008】

DCDCコンバータに関して、コイル電流を見て負荷の軽重に応じてスイッチング周波数を制御する構成が知られている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】特開2008-263714号公報

50

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0010】

図2は、コイルの直流重畳特性の一例を示す。図2に示されるように、コイルの種類によって直流重畳特性は異なる。例えば、小型化のために採用が増えている積層コイルは、一般に従来からDCDCコンバータで採用されている巻線コイルと比較して直流重畳特性が悪い。直流重畳特性が悪いコイルでは直流バイアス電流Iの増加に伴うインダクタンス値Lの低下が大きく、直流重畳特性が良いコイルでは直流バイアス電流Iの増加に伴うインダクタンス値Lの低下が小さい。

## 【0011】

図3は、特許文献1のDCDCコンバータにおいて、直流重畳特性の異なるコイルを接続した場合のコイル電流ILの波形を示す。負荷電流Ioが十分に低い場合には、コイルの直流重畳特性によらずインダクタンス値の低下がほとんどないため、コイル電流ILの振幅は一定で、DCDCコンバータは安定して動作する。また、特許文献1の構成によれば、負荷電流Ioが増加するとスイッチング周波数を高くするため、コイルの直流重畳特性が設定通りの場合には、高負荷電流時にインダクタンス値が低下してもピーク電流が伸びず、ピーク電流と平均電流との差が大きくなることはない。したがって、図3(A)に示されるようにコイル電流ILの振幅が一定に制御され、DCDCコンバータは安定して動作する。

## 【0012】

しかしながら、図3(B)に示されるように、コイルの直流重畳特性が設定よりも良い場合、インダクタンス値の低下が小さいため、コイル電流ILの振幅が小さくなる。また、図3(C)に示されるように、コイルの直流重畳特性が設定よりも悪い場合、インダクタンス値の低下が大きいため、コイル電流ILの振幅が大きくなる。このように、コイルの直流重畳特性が設定と異なる場合には、コイル電流ILの振幅が増減するため、DCDCコンバータの動作が不安定になる他、使用するコイルの直流重畳特性に依存して出力のリップル電圧がばらつく。

## 【0013】

本願は、直流重畳特性の異なるコイルが接続された場合にも安定して動作することが可能なスイッチング電源の制御回路及び電子機器を提供することを目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0014】

本願に開示されているスイッチング電源の制御回路は、出力トランジスタのスイッチングによって出力コイルを駆動して入力電圧から負荷に供給する出力電圧を生成するスイッチング電源の制御回路であって、前記出力電圧に応じた帰還電圧と基準電圧との差分を増幅して誤差電圧を生成する誤差増幅器と、前記出力トランジスタの導通期間に前記出力コイルに流れるピーク電流を検出し、前記ピーク電流に応じた検出電圧を生成する電流検出回路と、前記誤差電圧と前記検出電圧とを比較するコンパレータと、前記誤差電圧と前記検出電圧とに基づいて、前記出力コイルの直流重畳特性に応じた補正電圧を生成する補正回路と、前記補正電圧によって周波数を制御する電圧制御発振器と、前記コンパレータの出力信号と前記電圧制御発振器の出力周波数とに基づいて、前記出力トランジスタの前記導通期間を制御するスイッチング制御部と、を有し、前記補正回路は、前記誤差電圧をレベル変換するレベル変換回路と、前記検出電圧から前記コイルのリップル電流の成分を検出し、検出した前記リップル電流に応じて前記レベル変換回路のゲインを制御する制御信号を出力するリップル電流検出回路と、を有し、前記レベル変換回路は、前記誤差電圧のレベルを所定電圧分シフトするレベルシフト回路と、前記制御信号に基づいて、前記ピーク電流の値より前記リップル電流の値が大きい場合には前記ゲインを上げ、前記ピーク電流の値より前記リップル電流の値が小さい場合には前記ゲインを下げて、前記レベルシフト回路から出力される出力電圧を制御するゲインコントロール回路と、前記ゲインコントロール回路の出力電圧をクランプして、前記電圧制御発振器に前記補正電圧を出力するク

10

20

30

40

50

ランプ回路と、を備える。

【発明の効果】

【0015】

開示のスイッチング電源の制御回路、電子機器によれば、負荷電流と、接続されたコイルの直流重畳特性とに応じてスイッチング周波数を制御することで、直流重畳特性の異なるコイルが接続された場合にも安定して動作することができる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】従来例を示す図である。

【図2】コイルの直流重畳特性の一例を示す図である。

【図3】特許文献1のDCDCコンバータにおいて、直流重畳特性の異なるコイルを接続した場合のコイル電流ILの波形を示す図である。

【図4】実施形態の一例を示す図である。

【図5】コイル直流重畳補正回路の変換特性を示す図である。

【図6】コイル直流重畳補正回路の実施例を示す図である。

【図7】コイルリップル電流検出部の実施例を示す図である。

【図8】本実施形態のDCDCコンバータにおいて、直流重畳特性の異なるコイルを接続した場合のコイル電流ILの波形を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

図4は、実施形態の一例を示す。図4では、図1と対応する部分には同一の符号を付して、説明を省略する。制御回路1Bは、レベル変換回路8とリップル電流検出回路9を含む補正回路10を備える。補正回路10は、誤差増幅器2が出力する誤差電圧と、抵抗Rsに発生するコイルLoのピーク電流に応じた検出電圧とに基づいて、コイルLoの直流重畳特性に応じた補正電圧を生成する。また、発振回路7Bは、補正回路10が出力する補正電圧と基準電圧Voscとのうち高い方の電圧によって周波数を制御する電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator)である。

【0018】

図5は、補正回路10の変換特性を示す。図5(A)において入力電圧とは、誤差増幅器2から補正回路10のレベル変換回路8へ入力される電圧を示す。すなわち、ここでの入力電圧とは、誤差増幅器2が出力する誤差電圧である。また、出力電圧とは、補正回路10のレベル変換回路8から発振回路7Bへ出力される電圧を示す。すなわち、ここでの出力電圧とは、補正回路10が出力する補正電圧である。

【0019】

レベル変換回路8は、コイルLoに流れるピーク電流と比例した直流電圧が出力される誤差増幅器2から入力される誤差電圧を、図5(A)に示されるようにレベル変換して発振回路7Bへ出力する。また、リップル電流検出回路9は、レベルコンバータ6を介して出力されるコイルLoのピーク電流に応じた検出電圧からリップル電流の成分を検出する(図5(B)参照)。リップル電流検出回路9は、検出したリップル電流に応じてレベル変換回路8のゲインを制御するゲインコントロール信号を出力する。レベル変換回路8は、リップル電流検出回路9のゲインコントロール信号に基づいて、図5に示されるように、リップル電流が大きい場合にはゲインを上げ、リップル電流が小さい場合にはゲインを下げる。

【0020】

本実施形態のDCDCコンバータは、上記の構成を有する補正回路10が出力する補正電圧で発振回路7Bによる周波数制御を行うことで、出力Voの負荷電流とコイルLoの直流重畳特性とに応じてスイッチング周波数を制御する。これにより、コイルの種類によって異なる直流重畳特性によるインダクタンス値の低下(図2参照)と反比例したスイッチング周波数でトランジスタFET1のオン時間が制御される。したがって、高負荷電流時に直流重畳特性にてコイルのインダクタンス値が低下してもコイルのピーク電流が伸び

10

20

30

40

50

ず、ピーク電流と平均電流との差が大きくなることはない。すなわち、コイル $L_o$ のリップル電流が常に一定になるように制御され、直流重畳特性の異なるコイルが接続された場合にも安定して動作することができる。

#### 【 0 0 2 1 】

図 6 は、補正回路 10 の実施例を示す。図 6 において、レベルシフト回路 8 1、ゲインコントロール回路 8 2、クランプ回路 8 3 を含む構成が図 4 のレベル変換回路 8 に相当し、コイルリップル電流検出部 9 1、増幅器 9 2 を含む構成が図 4 のリップル電流検出回路 9 に相当する。

#### 【 0 0 2 2 】

レベルシフト回路 8 1 は、DCDCコンバータの出力電流が 0 A のときに  $V_{osc}$  にて設定された周波数が発振回路 7 B から出力されるよう、図 5 ( A ) に示されるように誤差増幅器 2 が出力する誤差電圧のレベルを電圧  $V_{osc}$  分シフトする。ゲインコントロール回路 8 2 は、コイルリップル電流検出部 9 1 で検出されたリップル電流と電圧  $V_{rpp1}$  とを比較する増幅器 9 2 が出力するゲインコントロール信号に基づいて、図 5 ( A ) に示されるように発振回路 7 B への出力電圧に傾きを持たせることで、DCDCコンバータのスイッチング周波数制御を行う。これにより、直流重畳特性の異なるコイルが接続された場合においてもコイルのリップル電流が一定となる。クランプ回路 8 3 は、高電流側で所定値に収束するコイルの直流重畳特性 ( 図 2 参照 ) に近似させるために、図 5 ( A ) に示されるように発振回路 7 B への出力電圧をクランプする。

#### 【 0 0 2 3 】

図 7 は、コイルリップル電流検出部 9 1 の実施例を示す。コイルリップル電流検出部 9 1 は、スイッチ  $SW_1$ 、 $SW_2$ 、コンデンサ  $C_1$ 、 $C_2$ 、サンプル&ホールド回路 9 1 1、インバータ 9 1 2、バッファ 9 1 3 を含む。スイッチ  $SW_1$  は、トランジスタ  $FET_1$  をオン状態とする駆動信号によりトランジスタ  $FET_1$  がオン状態である期間にオン状態となり、他端がサンプル&ホールド回路 9 1 1 の入力と接続されたコンデンサ  $C_1$  の一端を、レベルコンバータ 6 へ接続する。スイッチ  $SW_2$  は、インバータ 9 1 2 によりスイッチ  $SW_1$  と逆相で制御され、トランジスタ  $FET_1$  がオフ状態である期間にオン状態となり、他端が接地されたコンデンサ  $C_2$  の一端を、サンプル&ホールド回路 9 1 1 の出力に接続する。また、コンデンサ  $C_2$  の一端は、バッファ 9 1 3 を介して増幅器 9 2 ( 図 6 参照 ) の反転入力端子へ接続される。

#### 【 0 0 2 4 】

上記の構成により、トランジスタ  $FET_1$  がオン状態である期間のみスイッチ  $SW_1$  がオン状態となり、コンデンサ  $C_1$  を介してリップル電流の成分がサンプル&ホールド回路 9 1 1 に取り込まれる。続いて、トランジスタ  $FET_1$  がオフ状態である期間にスイッチ  $SW_2$  がオン状態となり、サンプル&ホールド回路 9 1 1 からリップル電流の成分が出力され、コンデンサ  $C_2$  に電荷が蓄積される。コンデンサ  $C_2$  に発生する電圧は、バッファ 9 1 3 を介して増幅器 9 2 の反転入力端子へ出力されて電圧  $V_{rpp1}$  と比較され、ゲインコントロール信号が生成される ( 図 6 参照 )。このように、本実施例のコイルリップル電流検出部 9 1 によれば、発振回路 7 B で発生する周波数の 1 周期毎にコイルのリップル電流をモニターし、1 周期前のトランジスタ  $FET_1$  のオン状態時におけるリップル電流に応じてゲインをダイナミックに制御することができ、コイル電流の変化に対して即座にコイルのリップル電流を一定に制御することができる。

#### 【 0 0 2 5 】

図 8 は、本実施形態の DCDCコンバータにおいて、直流重畳特性の異なるコイルを接続した場合のコイル電流  $I_L$  の波形を示す。負荷電流  $I_o$  が十分に低い場合には、特許文献 1 の DCDCコンバータ ( 図 3 参照 ) と同様に、コイル電流  $I_L$  の振幅は一定で、DCDCコンバータは安定して動作する。高負荷電流時について、図 8 ( B ) に示されるように、コイルの直流重畳特性が良い場合、図 8 ( A ) の設定通りの場合と比較してスイッチング周波数が減少し、コイル電流  $I_L$  の振幅は一定となるように制御される。また、図 8 ( C ) に示されるように、コイルの直流重畳特性が悪い場合、図 8 ( A ) の設定通りの場

10

20

30

40

50

合と比較してスイッチング周波数が増加し、コイル電流  $I_L$  の振幅は一定となるように制御される。このように、本実施形態の DCDC コンバータによれば、コイルの直流重畳特性が設定と異なる場合にも、スイッチング周波数を自動で補正してコイル電流  $I_L$  の振幅を一定に制御し、安定して動作することができる。

【0026】

以上、詳細に説明したように、前記実施形態によれば、リップル電流をモニターしてスイッチング周波数を変更することで、コイル  $L_o$  のリップル電流が常に一定になるように制御され、直流重畳特性の異なるコイルが接続された場合にも安定して動作することができる。負荷電流  $I_o$  とコイル  $L_o$  の直流重畳特性とによりインダクタンス値が変化して過電流保護機能の誤動作や出力のリップル電圧がばらつく問題を、負荷電流とコイル  $L_o$  の直流重畳特性とに応じてスイッチング周波数を制御することで、解決することができる。

10

【0027】

尚、本発明は前記実施形態に限定されるものではなく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲内の種々の改良、変更が可能であることは言うまでもない。

【0028】

例えば、前記実施形態では、発振回路 7B (図4参照) は、補正回路 10 が出力する補正電圧と電圧  $V_{osc}$  とのうち高い方の電圧によって周波数を制御する電圧制御発振器である、とした。しかし、これに限らず、電圧  $V_{osc}$  を発生する電圧源を無くし、補正回路 10 が出力する補正電圧のみで周波数を制御する構成としてもよい。

20

【0029】

また、上述した DCDC コンバータと、入力電圧を供給するバッテリーと、出力電圧  $V_o$  を供給されて動作するシステムと、を備える電子機器を構成してもよい。

【0030】

尚、コンデンサ  $C_o$  は出力コンデンサの一例、トランジスタ  $FET_1$  は出力トランジスタの一例、コイル  $L_o$  は出力コイルの一例、電源電圧  $V_{CC}$  は入力電圧の一例、出力電圧  $V_o$  は出力電圧の一例、基準電圧  $V_{ref}$  は基準電圧の一例、誤差増幅器 2 は誤差増幅器の一例、トランジスタ  $FET_3$ 、レベルコンバータ 6、及び抵抗  $R_s$  は電流検出回路の一例、コンパレータ 3 はコンパレータの一例、補正回路 10 は補正回路の一例、発振回路 7B は電圧制御発振器の一例、PWM 制御回路 4、及び  $A_{ST}$  回路 5 はスイッチング制御部の一例、レベル変換回路 8 はレベル変換回路の一例、ゲインコントロール信号は制御信号の一例、リップル電流検出回路 9 はリップル電流検出回路の一例、電圧  $V_{osc}$  は所定電圧の一例、レベルシフト回路 81 はレベルシフト回路の一例、ゲインコントロール回路 82 はゲインコントロール回路の一例、クランプ回路 83 はクランプ回路の一例、スイッチ  $SW_1$  は第 1 スイッチの一例、スイッチ  $SW_2$  は第 2 スイッチの一例、コンデンサ  $C_1$  は第 1 コンデンサの一例、コンデンサ  $C_2$  は第 2 コンデンサの一例、である。

30

【符号の説明】

【0031】

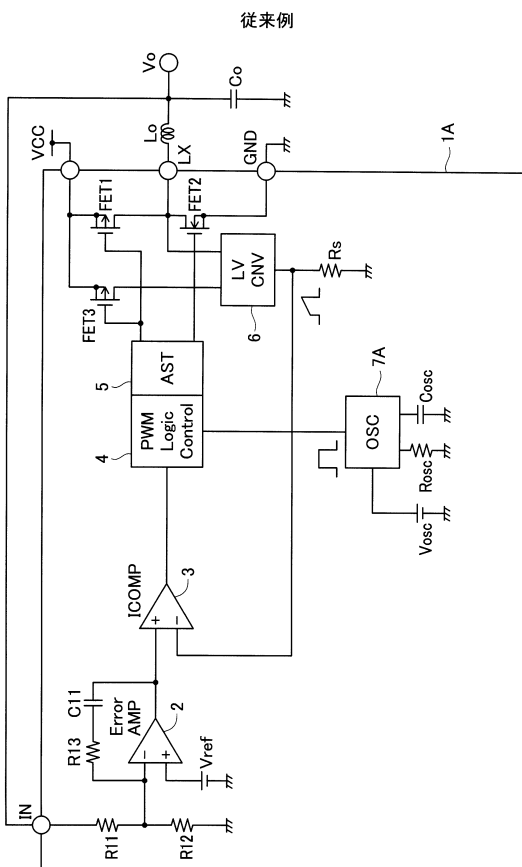
- 1 A、1 B スwitching 電源の制御回路
- 2 誤差増幅器
- 3 コンパレータ
- 4 PWM 制御回路
- 5  $A_{ST}$  回路
- 6 レベルコンバータ
- 7 A、7 B 発振回路
- 8 レベル変換回路
- 9 リップル電流検出回路
- 10 補正回路
- 81 レベルシフト回路
- 82 ゲインコントロール回路
- 83 クランプ回路

40

50

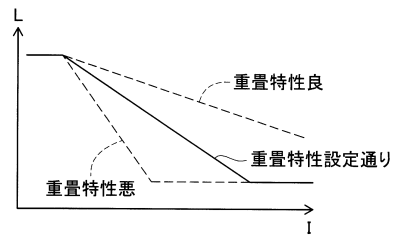
- 9 1 コイルリップル電流検出部
- 9 2 増幅器
- 9 1 1 サンプル&ホールド回路
- 9 1 2 インバータ
- 9 1 3 バッファ
- C 1、C 2、C 1 1、C o、C o s c コンデンサ
- F E T 1、F E T 2、F E T 3 トランジスタ
- L o コイル
- R 1 1、R 1 2、R 1 3、R o s c、R s 抵抗
- S W 1、S W 2 スイッチ

【 図 1 】



【 図 2 】

コイルの直流重置特性の一例

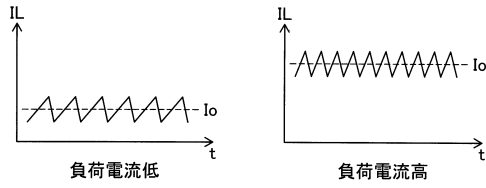




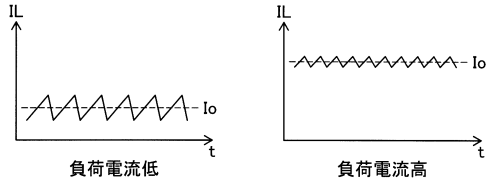
【図3】

特許文献1のDCDCコンバータにおいて、  
直流重畳特性の異なるコイルを接続した場合のコイル電流ILの波形

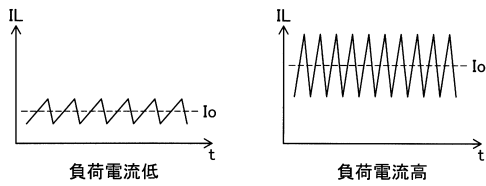
(A) コイルの直流重畳特性：設定通り



(B) コイルの直流重畳特性：重畳特性が良い

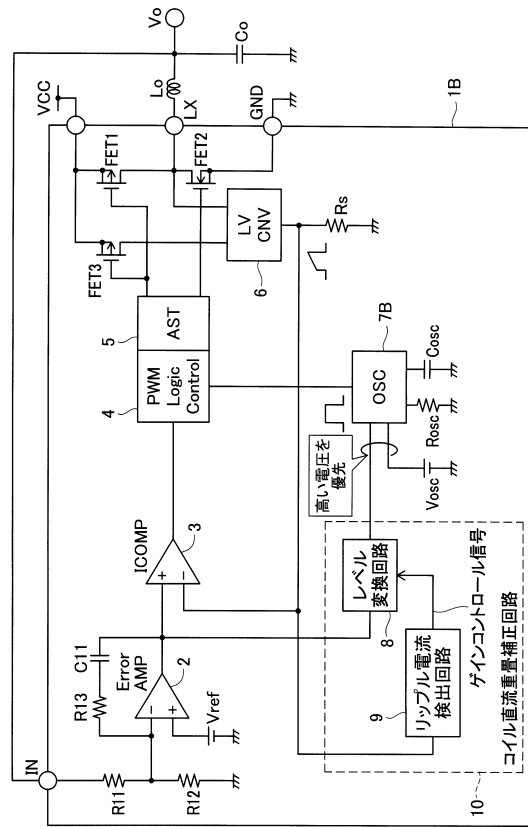


(C) コイルの直流重畳特性：重畳特性が悪い



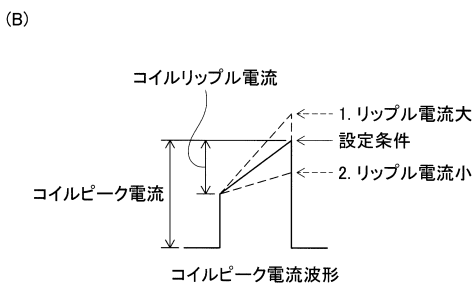
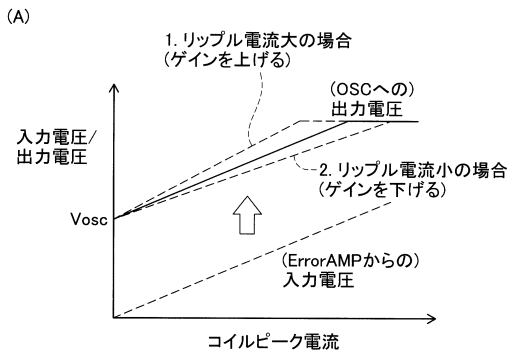
【図4】

実施形態の一例



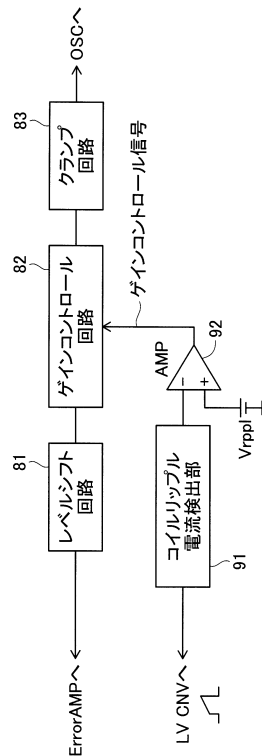
【図5】

コイル直流重畳補正回路の変換特性



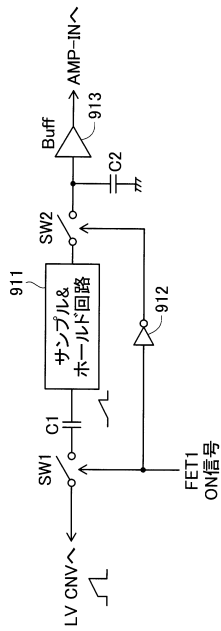
【図6】

コイル直流重畳補正回路の実施例



【図7】

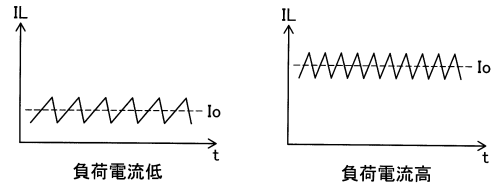
コイルリップル電流検出部の実施例



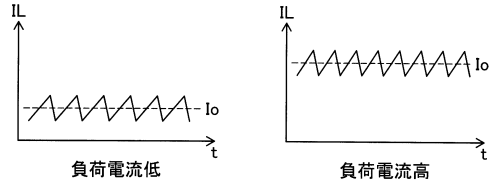
【図8】

本実施形態のDCDCコンバータにおいて、直流重畳特性の異なるコイルを接続した場合のコイル電流ILの波形

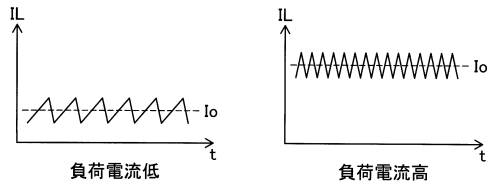
(A) コイルの直流重畳特性：設定通り



(B) コイルの直流重畳特性：重畳特性が良い



(C) コイルの直流重畳特性：重畳特性が悪い



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2001-218453(JP,A)  
特開2008-263714(JP,A)  
特開2009-100607(JP,A)  
特開平10-323016(JP,A)  
特開2006-280062(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155