

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4820257号
(P4820257)

(45) 発行日 平成23年11月24日(2011.11.24)

(24) 登録日 平成23年9月9日(2011.9.9)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/155 (2006.01) HO2M 3/155 B
 HO2M 3/155 U

請求項の数 6 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2006-264032 (P2006-264032)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成18年9月28日 (2006. 9. 28)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2008-86134 (P2008-86134A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成20年4月10日 (2008. 4. 10)	(74) 代理人	110000556
審査請求日	平成20年12月3日 (2008. 12. 3)		特許業務法人 有古特許事務所
		(72) 発明者	宮本 信次
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内
		(72) 発明者	石井 卓也
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内
		(72) 発明者	元森 幹夫
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 昇圧コンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直列接続したインダクタおよび主スイッチと、
 前記主スイッチの両端電圧を整流する整流手段と、
 前記整流手段の出力を平滑して出力電圧を生成する平滑手段と、
 前記出力電圧が第1の電圧より高いとき、前記出力電圧が目標電圧になるように前記主スイッチをオンオフ制御する制御回路と、
 前記インダクタへの入力電圧をオンオフする前記インダクタと直列に接続した入力トランジスタと、電流流出端子と制御端子を接続し、かつ前記入力トランジスタと電流流入端子を共有する補助トランジスタと、前記補助トランジスタの電流流出端子に接続した定電流の電流源回路とを含む起動回路とを備え、
 前記起動回路は、前記出力電圧が前記第1の電圧より高いとき、前記入力トランジスタをオン状態とし、前記出力電圧が前記第1の電圧より低いとき、前記出力電圧が前記第1の電圧となるまで前記入力トランジスタの電流を調整することを特徴とする昇圧コンバータ。

【請求項2】

前記制御回路は、前記補助トランジスタの電流流出端子と接続した電流調整回路を備え、前記電流調整回路が、経時的に上昇する基準電圧を生成する電圧源回路と、出力電圧に応じた出力検出電圧を生成する出力検出回路と、前記基準電圧と前記出力検出電圧との差電圧に応じた電流を出力するトランスコンダクタンス型の差動増幅回路からなることを特

徴とする請求項 1 記載の昇圧コンバータ。

【請求項 3】

前記電圧源回路の基準電圧が前記出力検出回路の出力電圧に応じた出力検出電圧を超えると、前記トランスコンダクタンス型の差動増幅回路の出力に基づいたオンオフ時間比で主スイッチをオンオフ動作させることを特徴とする請求項 2 記載の昇圧コンバータ。

【請求項 4】

前記起動回路は、出力電圧が第 1 の電圧を超えた時点から所定時間の経過後に主スイッチのオンオフ動作を開始する遅延手段を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の昇圧コンバータ。

【請求項 5】

前記インダクタと直列に接続した入力トランジスタをオフ状態に固定する保護回路を備え、前記保護回路は、出力端子の短絡状態または所定値以上の温度上昇または過電流状態または過電圧状態を検出する手段の出力に応じて動作することを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の昇圧コンバータ。

【請求項 6】

前記入力トランジスタとインダクタの接続点と接地点との間に接続した整流器を備え、前記入力トランジスタと前記インダクタの接続点の電位変化を接地電位でクランプすることを特徴とする請求項 5 記載の昇圧コンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、各種電子機器に直流電圧を供給する昇圧コンバータに係り、特に、スイッチング方式の昇圧コンバータに関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、スイッチング方式の昇圧コンバータは、高効率な電力変換特性から、電池を入力電源にした多くの電子機器において、昇圧コンバータとして用いられている。一般に昇圧コンバータは入力電源に一端が接続されるインダクタと、インダクタの他端に接続されるスイッチとダイオードを備え、出力コンデンサが接続されるダイオードの他端（カソード）が出力となる構成を有している。このスイッチのオンオフ動作によってインダクタにエネルギーの蓄積と放出が繰り返され、入力電源からの入力電圧より高い出力電圧を生成することができる。

【0003】

しかし、昇圧コンバータは入力電源と出力端子間にインダクタとダイオードが直列接続された構成であるため、出力が短絡された場合、昇圧のためのスイッチング動作を停止するなどしても、入力電源からインダクタとダイオードを介して短絡電流が流れる。このような短絡電流による部品の損傷を避けるため、例えば特許文献 1 のような昇圧コンバータが発明されている。

【0004】

図 5 は特許文献 1 に開示されている昇圧コンバータの回路構成図である。図 5 において、1 はバッテリーなどの入力電源であり、入力電圧 V_i を供給する。8 は入力スイッチであり、入力電源 1 に一端が接続される。2 はインダクタであり、入力スイッチ 8 の出力端に一端が接続される。3 はトランジスタなどの主スイッチであり、一端がインダクタ 2 の他端に接続され、他端は接地される。4 はダイオードであり、主スイッチ 3 とインダクタ 2 の接続点にアノードが接続される。ダイオード 4 のカソードには、出力コンデンサ 5 が接続され、出力電圧 V_o を出力する。9 は制御回路であり、出力電圧 V_o を検出する誤差増幅器 90 と、出力電圧 V_o を安定化するために誤差増幅器 90 の出力に応じたオンオフ時間比のパルス信号を出力する PWM コントローラ 91 と、誤差増幅器 90 の出力から出力短絡状態を検出する短絡検出回路 92 を有する。

【0005】

10

20

30

40

50

通常動作時においては、入力スイッチ 8 はオン状態であり、PWMコントローラ 9 1 のパルス信号を受けた主スイッチ 3 のスイッチング動作により、出力コンデンサ 5 には入力電源 1 からの入力電圧 V_i より高く安定化された出力電圧 V_o が発生している。しかし出力が短絡された場合、短絡検出回路 9 2 が作動して、入力スイッチ 8 は不導通となり、昇圧コンバータへの入力電源 1 からの電力供給は遮断される。

【0006】

なお、特許文献 1 には、時定数回路によって出力短絡検出から一定時間後に主スイッチ 3 および入力スイッチ 8 がオフ状態となる昇圧コンバータも開示されている。

【0007】

以上のような構成によって、出力短絡時には入力スイッチ 8 をオフ状態とすることによっての過大電流の発生を抑制し、また、時定数回路によって起動時や負荷急変による瞬間的な出力低下による短絡検出回路 9 2 の誤動作も防止している。

【特許文献 1】特開平 5 - 304766 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、このような従来構成の昇圧コンバータでは、起動時において入力スイッチがオンすると、入力電源から出力コンデンサを充電するために流れる電流が制限されず、突入電流が発生するという問題がある。

【0009】

本発明は、前記従来技術の問題を解決することに指向するものであり、出力短絡や過負荷に対して昇圧コンバータを保護する等のために設けられる入力スイッチに付加機能を設け、突入電流防止を可能とする昇圧コンバータ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】

【0010】

前記の目的を達成するために、本発明に係る請求項 1 に記載した発明は、直列接続したインダクタおよび主スイッチと、前記主スイッチの両端電圧を整流する整流手段と、前記整流手段の出力を平滑して出力電圧を生成する平滑手段と、前記出力電圧が第 1 の電圧より高いとき、前記出力電圧が目標電圧になるように前記主スイッチをオンオフ制御する制御回路と、前記インダクタへの入力電圧をオンオフする前記インダクタと直列に接続した入力トランジスタと、電流流出端子と制御端子を接続し、かつ前記入力トランジスタと電流流入端子を共有する補助トランジスタと、前記補助トランジスタの電流流出端子に接続した定電流の電流源回路とを含む起動回路とを備え、前記起動回路は、前記出力電圧が前記第 1 の電圧より高いとき、前記入力トランジスタをオン状態とし、前記出力電圧が前記第 1 の電圧より低いとき、前記出力電圧が前記第 1 の電圧となるまで前記入力トランジスタの電流を調整することによって、起動時において入力電源からの入力電流を入力トランジスタが調整するので、突入電流を防ぐことができる。

【0012】

また、請求項 2、3 に記載した発明は、請求項 1 の昇圧コンバータであって、制御回路は、補助トランジスタの電流流出端子に接続した電流調整回路を備え、電流調整回路が、経時的に上昇する基準電圧を生成する電圧源回路と、出力電圧に応じた出力検出電圧を生成する出力検出回路と、基準電圧と出力検出電圧との差電圧に応じた電流を出力するトランスコンダクタンス型の差動増幅回路からなること、さらに、電圧源回路の基準電圧が出力検出回路の出力電圧に応じた出力検出電圧を超えると、トランスコンダクタンス型の差動増幅回路の出力に基づいたオンオフ時間比で主スイッチをオンオフ動作させることによって、出力電圧の立ち上がり特性も制御することができる。

【0013】

また、請求項 4 に記載した発明は、請求項 1 の昇圧コンバータであって、起動回路は、出力電圧が第 1 の電圧を超えた時点から所定時間の経過後に主スイッチのオンオフ動作を開始する遅延手段を備えたことによって、起動回路から制御回路への動作の切り替わり時に

10

20

30

40

50

生じる誤作動を回避することができる。

【0014】

また、請求項5, 6に記載した発明は、請求項1~4の昇圧コンバータであって、インダクタと直列に接続した入力トランジスタをオフ状態に固定する保護回路を備え、保護回路は、出力端子の短絡状態または所定値以上の温度上昇または過電流状態または過電圧状態を検出する手段の出力に応じて動作すること、さらに、入力トランジスタとインダクタの接続点と接地点との間に接続した整流器を備え、入力トランジスタとインダクタの接続点の電位変化を接地電位でクランプすることによって、入力トランジスタを異常時の保護回路として兼用でき、また、入力トランジスタのターンオフ時におけるインダクタの逆起電圧の発生から入力トランジスタ自身を保護することもできる。

10

【発明の効果】

【0015】

本発明によれば、インダクタと直列に設けられた入力トランジスタが、出力短絡や過負荷等の異常状態に対して昇圧コンバータを保護するとともに、突入電流を防止すること、また、出力電圧の立ち上がり特性を制御すること、さらに、保護回路としても安全に動作させることもできるという効果を奏する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下、図面を参照して本発明における実施の形態を詳細に説明する。

【0017】

20

(実施形態1)

図1は本発明の実施形態1に係る昇圧コンバータを示す回路構成図であり、前記従来例を示す図5において説明した構成要素に対応し同等の機能を有するものには同一の符号を付して示す。

【0018】

図1に示すように、1はバッテリーなどの入力電源であり、直流の入力電圧 V_i を供給する。70はPMOSトランジスタからなる入力トランジスタであり、入力電源1に一端が接続される。2はインダクタであり、入力トランジスタ70の出力端に一端が接続される。3はトランジスタなどの主スイッチであり、一端がインダクタ2の他端に接続され、他端は接地される。4はダイオードであり、主スイッチ3とインダクタ2の接続点にアノードが接続される。ダイオード4のカソードには、出力コンデンサ5が接続され、出力電圧 V_o を出力する。

30

【0019】

6は制御回路であり、出力電圧 V_o を検出する誤差増幅器60と、出力電圧 V_o を安定化するために誤差増幅器60の出力に応じたオンオフ時間比のパルス信号を出力するPWMコントローラ61と、誤差増幅器60の出力から出力短絡状態を検出する短絡検出回路62を有する。短絡検出回路62は、通常時には「H」レベルを出力し、出力短絡あるいは過負荷による出力低下が所定時間続くと「L」レベルを出力する。PWMコントローラ61は短絡検出回路62からの「L」レベルの出力を受けると、出力するパルス信号を「L」レベルに固定して主スイッチ3をオフ状態に固定する。

40

【0020】

また、後述する起動回路7の比較回路72の出力を受け、比較回路72の出力の出力が「L」レベルの場合には、制御回路6は動作を停止して主スイッチ3はオフ状態に固定され、比較回路72の出力が「H」レベルの場合には、制御回路6は動作し、PWMコントローラ61からのパルス信号に従って主スイッチ3はスイッチング動作する。

【0021】

図1において、7は起動回路であり、前記の入力トランジスタ70を含み、第1の電圧 V_1 を生成する電圧源回路71と、第1の電圧 V_1 と出力電圧 V_o を比較する比較回路72と、入力トランジスタ70のゲートに一端が接続されたPMOSトランジスタからなるスイッチ73と、スイッチ73の他端にゲートとドレインが接続されたPMOSトランジ

50

スタからなる補助トランジスタ74と、前記補助トランジスタ74に定電流を流す電流源回路75と、入力トランジスタ70のゲートを接地するNMOSトランジスタからなるスイッチ76と、入力トランジスタ70のソース-ゲート間に接続されたPMOSトランジスタからなるスイッチ77を備える。

【0022】

スイッチ73はインバータ78を介して得られる比較回路72の反転出力と短絡検出回路62の出力とがNAND回路79を介して駆動され、スイッチ76は比較回路72の出力と短絡検出回路62の出力とがAND回路80を介して駆動され、スイッチ77は短絡検出回路62の出力によって駆動される。またダイオード81は、アノードを接地され、入力トランジスタ70とインダクタ2の接続点にカソードが接続される。

10

【0023】

以上のように構成された図1の本実施形態1に係る昇圧コンバータについて、まず、直流入力電圧が発生した起動時の動作について説明する。

【0024】

出力電圧 V_o は0Vであるので、第1の電圧 V_1 より低く、比較回路72は「L」レベルを出力している。したがって、スイッチ73はオン、スイッチ76はオフとなるので、入力トランジスタ70と補助トランジスタ74はカレントミラーを構成し、電流源回路75の定電流をミラー比倍した電流が入力電源1から入力トランジスタ70を介して出力コンデンサ5を充電する。このとき、制御回路6のPWMコントローラ61は動作を停止し、主スイッチ3はオフ状態に固定されている。

20

【0025】

入力トランジスタ70を介しての定電流動作によって出力コンデンサ5の充電が進み、出力電圧 V_o が第1の電圧 V_1 を超えると、比較回路72は出力を反転する。するとスイッチ73はオフ、スイッチ76はオンとなるので、入力トランジスタ70のゲートは「L」レベルに接地されるので、オン状態に固定される。そして制御回路6は動作を開始し、出力電圧 V_o を目標値に安定化するように、主スイッチ3のオンオフ制御を開始する。

【0026】

以上のように、本実施形態1によれば、起動時においては入力トランジスタ70が定電流動作して出力コンデンサ5を充電するので突入電流が流れることは無い。この定電流動作が終了して入力トランジスタ70がオン状態となり、制御回路6のPWMコントローラ61による通常の昇圧制御動作に切り換わるのは、出力電圧 V_o が第1の電圧 V_1 に至ったときである。したがって、第1の電圧 V_1 は入力電圧 V_i よりわずかに低い電圧に設定されることが望ましい。

30

【0027】

次に、通常時制御回路6によって出力電圧 V_o が安定化動作しているときに、過負荷または負荷短絡状態になった場合の保護動作について説明する。

【0028】

過負荷または負荷短絡状態になって出力電圧 V_o が所定時間以上低下すると、短絡検出回路62の出力が「L」レベルとなり、制御回路6のPWMコントローラ61は動作を停止して主スイッチ3がオフになる。同時に、スイッチ73とスイッチ76はともにオフし、スイッチ77がオンするので、入力トランジスタ70はオフ状態となり、入力電源1からの電力供給を遮断する。このことにより、出力短絡や過負荷状態から各回路素子を保護することができる。インダクタ2に電流が流れているときに入力トランジスタ70がオフすると、インダクタ2に逆起電力が発生して入力トランジスタ70とインダクタ2の接続点電位は急峻に低下するが、ダイオード81が導通することによって電位の低下はほぼ接地電位でクランプされる。インダクタ2に蓄えられていたエネルギーは、電流がダイオード81, インダクタ2, ダイオード4を介して出力へ流れることにより放出される。

40

【0029】

(実施形態2)

図2は本発明の実施形態2に係る昇圧コンバータの回路構成図であり、出力電圧 V_o の

50

起動時間などの立ち上がり特性を制御可能としたものである。図2において、図1に示した第1の実施形態に係る昇圧コンバータと同じ構成要素のものについては同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0030】

本実施形態2の昇圧コンバータが、図1の実施形態1で示した昇圧コンバータの構成と異なるのは、以下の点である。制御回路6において、誤差増幅器60をトランスコンダクタンス型の差動増幅器600と、抵抗601と抵抗602によって出力電圧 V_o を分圧し、この分圧された出力電圧を差動増幅器600の反転入力端子に印加し、起動時において所定の基準電圧に至るまで経時的に上昇する電圧源回路603の電圧 V_r を差動増幅器600の非反転入力端子に印加する構成とする。

10

【0031】

差動増幅器600は第1の出力端子aと第2の出力端子bを有し、第1の出力端子aは電流掃き出しが正方向であり、第2の出力端子bは電流吸い込みが正方向である。すなわち、非反転入力電圧が反転入力電圧より高いと第1の出力端子aは電流を掃き出し、第2の出力端子bは電流を吸い込む。逆に、非反転入力電圧が反転入力電圧より低いと第1の出力端子aは電流を吸い込み、第2の出力端子bは電流を掃き出す。差動増幅器600の第1の出力端子aは抵抗63とコンデンサ64の位相補償回路が接続され、PWMコントローラ61および短絡検出回路62に入力され、第2の出力端子bは補助トランジスタ74と電流源回路75との接続点に接続される。

【0032】

図3は電圧源回路603の電圧 V_r の変化の様子を示すタイミングチャートである。以下、図2に示した実施形態2に係る昇圧コンバータの動作について図3を用いて説明する。

20

【0033】

時刻 t_0 において、入力電圧 V_i が印加されるなどして本実施形態2に係る昇圧コンバータが起動したものとす。電圧源回路603の電圧 V_r はゼロから経時的に上昇を開始する。差動増幅器600は、出力電圧 V_o が抵抗601および抵抗602によって分圧された電圧と電圧源回路603の電圧 V_r との誤差に応じた出力検出電圧を出力する。出力電圧 V_o が低い起動時には比較回路72の出力は「L」レベルであるので、制御回路6のPWMコントローラ61は動作を停止し、主スイッチ3をオフ状態にする。起動回路7においてはスイッチ73がオン、スイッチ76とスイッチ77はオフであり、入力トランジスタ70と補助トランジスタ74はカレントミラーを構成し、補助トランジスタ74に流れる電流をミラー比倍した電流が、入力電源1から入力トランジスタ70を介して出力コンデンサ5を充電する。このとき、補助トランジスタ74に流れる電流は電流源回路75の定電流と差動増幅器600の第2の出力端子bの出力電流との和となる。

30

【0034】

前述のように差動増幅器600の第2の出力端子bの出力電流は分圧した出力電圧と電圧 V_r との誤差に応じており、例えば分圧出力電圧が電圧 V_r より高いと、第2の出力端子bは電流を掃き出す。すると補助トランジスタ74を流れる電流が減少し、入力トランジスタ70を介しての出力コンデンサ5への充電電流も減少するので出力電圧 V_o の上昇は鈍化する。逆に、分圧出力電圧が電圧 V_r より低いと、第2の出力端子bは電流を吸い込む。すると補助トランジスタ74を流れる電流が増加し、入力トランジスタ70を介しての出力コンデンサ5への充電電流も増加するので出力電圧 V_o の上昇は加速される。以上のような動作の結果、出力電圧 V_o が抵抗601および抵抗602によって分圧された電圧は、電圧源回路603の電圧 V_r の上昇に従って上昇するように、出力電圧 V_o が上昇する。

40

【0035】

時刻 t_1 において、電圧 V_r は電圧 E_{r1} に至る。ここで、電圧 E_{r1} は第1の電圧 V_1 が抵抗601および抵抗602によって分圧された電圧である。すなわち、時刻 t_1 において出力電圧 V_o が第1の電圧 V_1 を越えると、スイッチ73はオフ、スイッチ76は

50

オンとなるので、入力トランジスタ70のゲートは「L」レベルに接地されてオン状態に固定される。そして制御回路6のPWMコントローラ61は動作を開始し、出力電圧V_oを目標値に安定化するように、主スイッチ3のオンオフ制御を開始する。

【0036】

出力電圧V_oの目標値は電圧源回路603の電圧V_rに従って上昇を続け、時刻t₂以降は定電圧E_rとなる。出力電圧V_oもこれに従って上昇し、時刻t₂において安定化直流電圧となる。なお、出力短絡や過負荷時の動作は前述した実施形態1と同様なので説明は省略する。

【0037】

以上のように、本実施形態2によれば、起動時において出力電圧V_oが電圧源回路603の電圧V_rに従って上昇するように、起動回路7では入力トランジスタ70が出力コンデンサ5への充電電流が調整され、制御回路6ではPWMコントローラ61が主スイッチ3のオンオフ時間比を調整する。実施形態1と同様に突入電流が流れることは無く、出力電圧V_oの起動時間などの立ち上がり特性も制御することができる。

【0038】

(実施形態3)

図4は本発明の実施形態3に係る昇圧コンバータの回路構成図であり、起動回路7から制御回路6への動作切り換えの特性を改善したものである。図4において、図2に示した実施形態2に係る昇圧コンバータと同じ構成要素のものについては同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0039】

本実施形態3の昇圧コンバータが、図2の実施形態2で示した昇圧コンバータの構成と異なるのは、制御回路6において、PWMコントローラ61が比較回路72の出力を、遅延回路65を介して入力するようにした点である。

【0040】

以上の構成により、起動時において出力電圧V_oが第1の電圧V₁を越えたとき、起動回路7のスイッチ73がオフ、スイッチ76がオンし、入力トランジスタ70がオン状態となってから、制御回路6のPWMコントローラ61がパルス信号を出力して主スイッチ3がスイッチング動作を開始するまでに遅延時間が設定される。このことにより、起動回路7から制御回路6への動作の切り換え時において、入力トランジスタ70がまだ出力コンデンサ5への充電電流を調整しているときに主スイッチ3がスイッチング動作を開始するといった誤作動を回避することができる。

【0041】

なお、実施形態1～3に係る昇圧コンバータでは、短絡検出回路を用いた保護動作のみを図示してきたが、本発明はこれに限定されるものではない。例えば発熱部への感熱素子の設置による温度検出や、出力電圧の過電圧検出などを用いて、過熱保護や過電圧保護として入力トランジスタ70をオフする構成にしても構わない。

【産業上の利用可能性】

【0042】

本発明に係る昇圧コンバータは、インダクタと直列に設けられた入力トランジスタが、出力短絡や過負荷等の異常状態に対して昇圧コンバータを保護するとともに、突入電流を防止すること、また、出力電圧の立ち上がり特性を制御すること、さらに、保護回路としても安全に動作させることもでき、各種電子機器に直流電圧を供給する回路として有用である。

【図面の簡単な説明】

【0043】

【図1】本発明の実施形態1に係る昇圧コンバータを示す回路構成図

【図2】本発明の実施形態2に係る昇圧コンバータを示す回路構成図

【図3】電圧源回路の電圧V_rの変化を示すタイミングチャート

【図4】本発明の実施形態3に係る昇圧コンバータを示す回路構成図

10

20

30

40

50

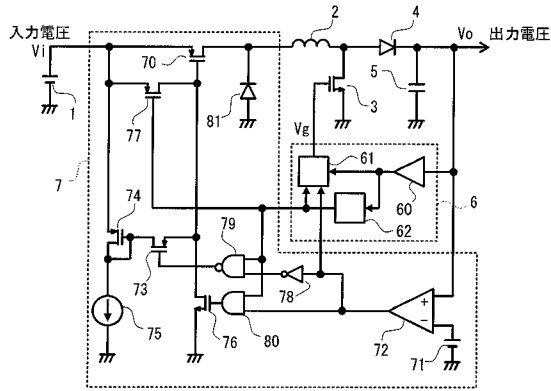
【図5】従来の昇圧コンバータを示す回路構成図

【符号の説明】

【0044】

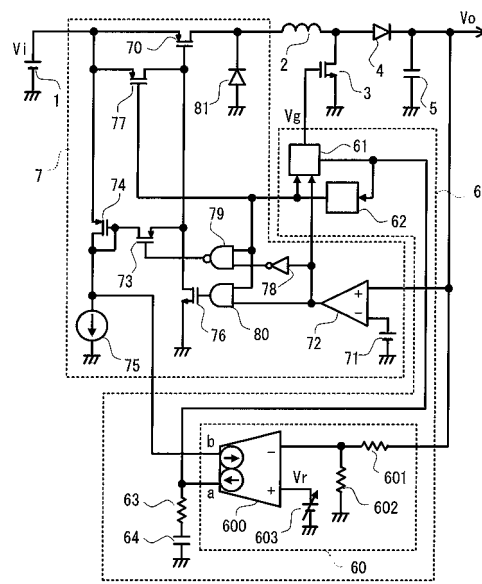
- 1 入力電源
- 2 インダクタ
- 3 主スイッチ
- 4 ダイオード
- 5 出力コンデンサ
- 6, 9 制御回路
- 7 起動回路 10
- 8 入力スイッチ
- 60, 90 誤差増幅器
- 61, 91 PWMコントローラ
- 62, 92 短絡検出回路
- 63, 601, 602 抵抗
- 64 コンデンサ
- 65 遅延回路
- 70 入力トランジスタ
- 71, 603 電圧源回路
- 72 比較回路 20
- 73, 76, 77 スイッチ
- 74 補助トランジスタ
- 75 電流源回路
- 78 インバータ
- 79 NAND回路
- 80 AND回路
- 81 ダイオード
- 600 差動増幅器

【図1】



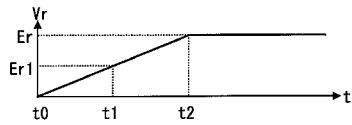
- | | |
|--------------|---------------|
| 1 入力電源 | 70 入力トランジスタ |
| 2 インダクタ | 71 電圧源回路 |
| 3 主スイッチ | 72 比較回路 |
| 4 ダイオード | 73、76、77 スイッチ |
| 5 出力コンデンサ | 74 補助トランジスタ |
| 6 制御回路 | 75 電流源回路 |
| 7 起動回路 | 78 インバータ |
| 60 誤差増幅器 | 79 NAND回路 |
| 61 PWMコントローラ | 80 AND回路 |
| 62 短絡検出回路 | 81 ダイオード |

【図2】

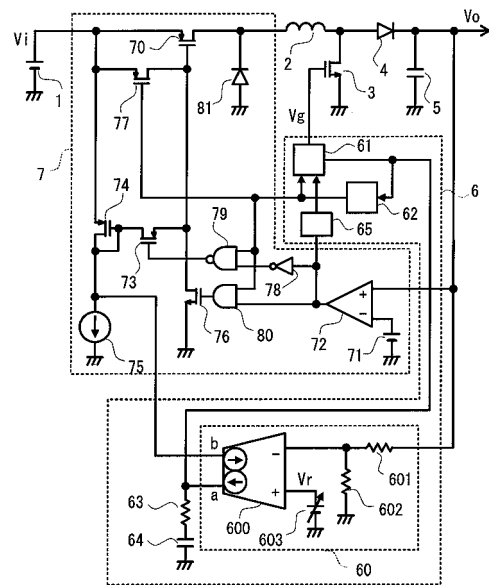


- | |
|------------|
| 63 抵抗 |
| 64 コンデンサ |
| 600 差動増幅器 |
| 601、602 抵抗 |
| 603 電圧源回路 |

【図3】

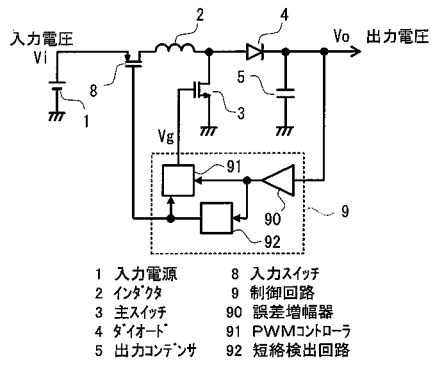


【図4】



- | |
|---------|
| 65 遅延回路 |
|---------|

【図5】



フロントページの続き

(72)発明者 木村 一人
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 牧 初

(56)参考文献 実開昭63-138879(JP,U)
特開2005-160155(JP,A)
特開平5-304766(JP,A)
特開2002-101647(JP,A)
特開2006-204082(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00-3/44