

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4360833号  
(P4360833)

(45) 発行日 平成21年11月11日 (2009.11.11)

(24) 登録日 平成21年8月21日 (2009.8.21)

(51) Int. Cl.	F I
<b>HO 2M 3/155 (2006.01)</b>	HO 2M 3/155 H
<b>HO 2M 7/21 (2006.01)</b>	HO 2M 7/21 A

請求項の数 10 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2003-140950 (P2003-140950)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成15年5月19日 (2003.5.19)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2004-56992 (P2004-56992A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成16年2月19日 (2004.2.19)	(74) 代理人	100101454
審査請求日	平成18年2月28日 (2006.2.28)		弁理士 山田 卓二
(31) 優先権主張番号	特願2002-154617 (P2002-154617)	(74) 代理人	100081422
(32) 優先日	平成14年5月28日 (2002.5.28)		弁理士 田中 光雄
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100091524
			弁理士 和田 充夫
		(74) 代理人	100132241
			弁理士 岡部 博史
		(74) 代理人	100062926
			弁理士 東島 隆治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 DC-DCコンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力直流電圧を供給する入力直流電源と、  
 前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、  
 前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、  
 同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、  
 前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、  
 前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御するスイッチ制御回路と、  
 前記負荷が軽負荷状態であることを検出する軽負荷検出回路と、  
 出力電力の急減状態を検出する出力電力急減検出回路と、  
 前記スイッチ制御回路の出力と前記軽負荷検出回路の出力と前記出力電力急減検出回路の出力とが入力される同期スイッチ駆動回路と、を具備するDC-DCコンバータであって、  
 前記同期スイッチ駆動回路が、

(1) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出しないとき前記同期スイッチ回路をオフ状態とし、

10

20

(2) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出したとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

(3) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出しないとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

(4) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出したとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とするDC-DCコンバータ。

【請求項2】

10

出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、出力電力を低下させるように誤差信号を強制的に変更する第1の過渡応答動作回路を有する請求項1に記載のDC-DCコンバータ。

【請求項3】

スイッチ制御回路がオフセット信号を出力するオフセット信号源を有し、出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、出力電力を低下させるように前記オフセット信号を強制的に変更する第2の過渡応答動作回路を有する請求項1又は2に記載のDC-DCコンバータ。

【請求項4】

20

入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路を駆動する制御回路と、

出力電力の急減状態を検出する出力電力急減検出回路と、

30

前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記誤差信号を強制的に変更する第1の過渡応答動作回路と、

を具備し、

前記制御回路がオフセット信号を出力するオフセット信号源を有し、

出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記オフセット信号を強制的に変更する第2の過渡応答動作回路をさらに具備することを特徴とするDC-DCコンバータ。

【請求項5】

入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

40

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御する制御回路と、

出力電力の急減状態を検出する出力電力急減検出回路と、

入力直流電圧と出力直流電圧を比較する入出力比較回路と、

50

ＤＣ－ＤＣコンバータの入出力間に並列に接続された回生スイッチ回路を有し、前記出力直流電圧が前記入力直流電圧より高く、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、前記回生スイッチ回路をオン状態とする高速応答回路と、  
を具備することを特徴とするＤＣ－ＤＣコンバータ。

【請求項６】

出力電力急減検出回路が、出力直流電圧の制御目標となる出力目標電圧に対して所定の電圧だけ高い出力上限電圧を設定するよう構成されており、前記出力上限電圧と前記出力直流電圧とを比較する比較回路を有して、前記比較回路の出力に基づき、前記出力直流電圧が前記出力上限電圧より高い期間を前記過渡応答時として検出するよう構成された請求項１、４又は５のいずれかに記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

10

【請求項７】

ＤＣ－ＤＣコンバータに接続された負荷から、出力電力の急減状態を示す信号が入力されるよう構成された請求項１、４又は５のいずれかに記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

【請求項８】

入力直流電圧を供給する入力直流電源と、  
前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、  
前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、  
同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、  
前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、  
前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御するスイッチ制御回路と、  
前記負荷が軽負荷状態であることを検出する軽負荷検出回路と、  
前記スイッチ制御回路の出力と、前記軽負荷検出回路の出力と、出力電力の急減状態か否かを示す信号が入力される同期スイッチ駆動回路と、を具備するＤＣ－ＤＣコンバータであって、

20

（１）前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力が急減状態でないとき前記同期スイッチ回路をオフ状態とし、

30

（２）前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力が急減状態であるとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

（３）前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力が急減状態でないとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

（４）前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力が急減状態であるとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とするＤＣ－ＤＣコンバータ。

40

【請求項９】

入力直流電圧を供給する入力直流電源と、  
前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、  
前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、  
同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、  
前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、  
前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間

50

を調整し、前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路を駆動する制御回路と、

出力電力を急減させることを示す信号が負荷側から入力された過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記誤差信号を強制的に変更する第１の過渡応答動作回路と、  
を具備し、

前記制御回路がオフセット信号を出力するオフセット信号源を有し、

出力電力を急減させることを示す信号が負荷側から入力された過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記オフセット信号を強制的に変更する第２の過渡応答動作回路をさらに具備することを特徴とするＤＣ－ＤＣコンバータ。

【請求項１０】

入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御する制御回路と、

入力直流電圧と出力直流電圧を比較する入出力比較回路と、

ＤＣ－ＤＣコンバータの入出力間に並列に接続された回生スイッチ回路を有し、前記出力直流電圧が前記入力直流電圧より高く、且つ出力電力を急減させることを示す信号が負荷側から入力された過渡応答時に、前記回生スイッチ回路をオン状態とする高速応答回路と、

を具備することを特徴とするＤＣ－ＤＣコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は各種電子機器に用いられ、バッテリー等の直流電圧が入力されて負荷に制御された直流電圧を供給するＤＣ－ＤＣコンバータに関する。特に、本発明は出力電力（出力電圧及び／又は出力電流）の急減に対して高速に対応し得るＤＣ－ＤＣコンバータに関する。

【０００２】

【従来の技術】

入力直流電源であるバッテリー等から直流電圧が入力され、その直流電圧を降圧制御して負荷に供給するＤＣ－ＤＣコンバータにおいて、負荷の状態（軽負荷状態又は重負荷状態）に応じて動作モードを切り替えるよう構成されたものがある。ここで、軽負荷状態の動作モードとは例えば電子機器が待機動作状態のときの動作モードであり、重負荷状態の動作モードとは例えば電子機器が通常動作状態のときの動作モードである。このように、負荷の状態に応じて動作モードを切り替えるのは、待機時のような軽負荷時にＤＣ－ＤＣコンバータの消費電力を軽減するためである。このような構成のＤＣ－ＤＣコンバータとしては、日本の特開平１１－１４６６３７号公報に開示されたものがある。

【０００３】

図１７は特開平１１－１４６６３７号公報に開示された従来のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である。図１７に示すように、直流電圧 $V_i$ を出力する入力直流電源３０１が接続されたＤＣ－ＤＣコンバータは、入力側平滑コンデンサ３０２、同期整流回路３１０及び出力側平滑コンデンサ３０７を具備している。このＤＣ－ＤＣコンバータの出力端には負荷３０８が接続されている。

ＤＣ－ＤＣコンバータの同期整流回路３１０には、主スイッチ３０３、同期スイッチ３０４、転流ダイオード３０５、インダクタ３０６、及び主スイッチ３０３と同期スイッチ３０４のオンオフ制御を行う制御部３０９が設けられている。制御部３０９が主スイッチ３

10

20

30

40

50

03と同期スイッチ304を同期して切り替えることにより、DC-DCコンバータは負荷308に接続された出力端に所定の直流電圧を出力する。このDC-DCコンバータは、出力端に接続される負荷308の状態（軽負荷状態又は重負荷状態）に応じて軽負荷状態の動作モード（待機動作モード）又は重負荷状態の動作モード（通常動作モード）に切り替えるよう構成されている。

#### 【0004】

図17に示した従来のDC-DCコンバータにおいて、入力直流電源301の直流電圧 $V_i$ が入力側平滑コンデンサ302を介して同期整流回路310に入力されており、出力側平滑コンデンサ307の電圧 $V_o$ が出力直流電圧として負荷308に供給されている。制御部309は主スイッチ303がオン状態のとき同期スイッチ304をオフ状態とし、主スイッチ303がオフ状態のとき同期スイッチ304をオン状態とするよう制御している。

10

入力直流電源301の直流電圧 $V_i$ は、主スイッチ303がオン状態のとき、インダクタ306に印加される。このとき、入力直流電源301からインダクタ306を介して負荷側へ電流が流れ、インダクタ306に磁気エネルギーが蓄積される。次に、主スイッチ303がオフ状態となると、同期スイッチ304がオン状態となり導通して、インダクタ306から同期スイッチ304を介して出力側平滑コンデンサ307へ電流が流れ、蓄積された磁気エネルギーが放出される。

#### 【0005】

上記のように、同期整流回路310において、磁気エネルギーの蓄積と放出の動作が繰り返されることにより、出力側平滑コンデンサ307から負荷308へ電力が供給される。図17に示した従来のDC-DCコンバータの制御部309において、主スイッチ303と同期スイッチ304のオンオフ時間である時比率を制御することにより、出力直流電圧 $V_o$ は零から入力電圧 $V_i$ まで設定可能である。

20

#### 【0006】

次に、以上のように構成された従来のDC-DCコンバータにおける主スイッチ303と同期スイッチ304の時比率の制御動作について説明する。

図18は従来のDC-DCコンバータにおける各部における電圧波形図である。図18において、 $V_t$ は直線的に上昇して急峻に低下する基準三角波形を示す電圧波形であり、制御部309における発振回路で形成されている。 $V_e$ は制御部309に設けられた誤差増幅器から出力された誤差電圧であり、出力電圧 $V_o$ と基準電圧 $V_{ref}$ との差を示している。また、図18における第1の駆動信号 $V_{d1}$ は主スイッチ303をオンオフ駆動するための信号であり、第2の駆動信号 $V_{d2}$ は同期スイッチ304をオンオフ駆動するための信号である。主スイッチ303及び同期スイッチ304が第1の駆動信号 $V_{d1}$ 及び第2の駆動信号 $V_{d2}$ によりオンオフ動作することにより、制御目標となる出力直流電圧は所望の直流電圧となる。第1の駆動信号 $V_{d1}$ と第2の駆動信号 $V_{d2}$ は、制御部309の誤差増幅器において基準三角波電圧 $V_t$ と誤差電圧 $V_e$ との比較により形成される。

30

#### 【0007】

図18に示した誤差電圧 $V_e$ は、負荷308が軽くなって出力直流電圧 $V_o$ が上昇しようとするときと低下し、逆に、負荷308が重くなって出力直流電圧 $V_o$ が低下しようとするときと上昇するものである。

40

また、制御部309には、同期スイッチ304のオン状態時に流れる電流値を検出することにより、軽負荷状態を検出する逆電流防止回路が設けられている。逆電流防止回路は、同期スイッチ304に流れる電流が予め設定された値を超えたとき、軽負荷状態であると判断して、同期スイッチ304をオフ状態としている。

#### 【0008】

#### 【特許文献1】

特開平11-146637号公報

#### 【0009】

【発明が解決しようとする課題】

50

以上のように従来のＤＣ－ＤＣコンバータにおいては、負荷の状態に応じて出力直流電圧を適宜設定変更できるよう構成されている。ＤＣ－ＤＣコンバータにおいては、例えば、直流電圧源としてのＤＣ－ＤＣコンバータに対して出力直流電圧を変更するために、負荷側からの信号によってそのＤＣ－ＤＣコンバータの基準電圧が変更された場合等には、出力直流電圧が基準電圧の変化に伴って速やかに反応して所望の直流電圧になることが望ましい。

上記のように構成された従来のＤＣ－ＤＣコンバータにおいて、その応答速度は誤差増幅器から出力される誤差信号 $V_e$ の変化速度に依存する。一方、ＤＣ－ＤＣコンバータにおける制御系の安定性確保のため、誤差増幅器のカットオフ周波数は、位相補償コンデンサ等によって、数十～数百kHzに設定されるスイッチング周波数の数十分の１程度になるのが一般的である。このため、従来のＤＣ－ＤＣコンバータの応答時間は、ステップ的に変化した基準電圧に対して数百マイクロ秒を要してしまい、負荷の要求に対して満足できる応答速度を確保することは困難であった。待機動作モードを有するＤＣ－ＤＣコンバータにおいては、基準電圧を変化させて、出力直流電圧を低下させたい場合であっても、軽負荷状態においては待機動作モードのまま動作している。このため、このようなＤＣ－ＤＣコンバータにおいては、出力直流電圧の低下時間が出力側平滑コンデンサから負荷への放電時間に依存し、さらに応答時間が遅れるという問題を有していた。

本発明は、負荷からの出力直流電圧の低減要求等により、出力電力が急減状態となる過渡状態や起動時において、エネルギーを入力側に回生させてエネルギー効率を高くすることにより、優れた応答速度を有する汎用性の高いＤＣ－ＤＣコンバータを提供することを目的とする。

【００１０】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために本発明のＤＣ－ＤＣコンバータは、入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御するスイッチ制御回路と、

前記負荷が軽負荷状態であることを検出する軽負荷検出回路と、

出力電力の急減状態を検出する出力電力急減検出回路と、

前記スイッチ制御回路の出力と前記軽負荷検出回路の出力と前記出力電力急減検出回路の出力とが入力される同期スイッチ駆動回路と、を具備するＤＣ－ＤＣコンバータであって、

前記同期スイッチ駆動回路が、

(１) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出しないとき前記同期スイッチ回路をオフ状態とし、

(２) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出したとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

(３) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出しないとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

(４) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出したとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期ス

10

20

30

40

50

イチ回路をオンオフ動作状態とする。上記のように構成されたＤＣ－ＤＣコンバータは、出力電力の急減状態を認識したとき電力回生動作を行うよう構成されており、何らかの条件変化によって出力直流電圧が出力目標電圧から離れても、負荷の状況に依らず、出力目標電圧へ到達する応答速度を大幅に向上させる。

【００１１】

また、他の観点の発明によるＤＣ－ＤＣコンバータは、入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路を駆動制御する制御回路と、

出力電力の急減状態を検出する出力電力急減検出回路と、

前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記誤差信号を強制的に変更する第１の過渡応答動作回路と、を具備し、

制御回路がオフセット信号を出力するオフセット信号源を有し、

出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記オフセット信号を強制的に変更する第２の過渡応答動作回路をさらに具備するよう構成してもよい。上記のように構成されたＤＣ－ＤＣコンバータは、何らかの条件変化によって出力直流電圧が出力目標電圧より高くなっても、負荷の状況に依らず、出力直流電圧が出力目標電圧に到達する応答速度を大幅に向上することができる。

【００１３】

また、他の観点の発明によるＤＣ－ＤＣコンバータは、入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御する制御回路と、

出力電力の急減状態を検出する出力電力急減検出回路と、

入力直流電圧と出力直流電圧を比較する入出力比較回路と、

ＤＣ－ＤＣコンバータの入出力間に並列に接続された回生スイッチ回路を有し、前記出力直流電圧が前記入力直流電圧より高く、且つ前記出力電力急減検出回路が出力電力の急減状態を検出した過渡応答時に、前記回生スイッチ回路をオン状態とする高速応答回路と、を具備する。上記のように構成されたＤＣ－ＤＣコンバータは、何らかの条件変化によって出力直流電圧が出力目標電圧より高くなっても、負荷の状況に依らず、出力直流電圧が出力目標電圧に到達する応答速度を大幅に向上することができる。

【００１４】

さらに、他の観点の発明によるＤＣ－ＤＣコンバータは、入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主ス

10

20

30

40

50

ッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御するスイッチ制御回路と、

前記負荷が軽負荷状態であることを検出する軽負荷検出回路と、

前記スイッチ制御回路の出力と、前記軽負荷検出回路の出力と、出力電力の急減状態か否かを示す信号が入力される同期スイッチ駆動回路と、を具備するDC-DCコンバータであって、

(1) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力が急減状態でないとき前記同期スイッチ回路をオフ状態とし、

(2) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態であることを検出し、且つ前記出力電力が急減状態であるとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

(3) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力が急減状態でないとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とし、

(4) 前記軽負荷検出回路が軽負荷状態を検出せず、且つ前記出力電力が急減状態であるとき前記スイッチ制御回路からの出力に応じて前記同期スイッチ回路をオンオフ動作状態とする。上記のように構成されたDC-DCコンバータは、出力電力の急減を知らせる外部信号が入力されるよう構成されているため、外部信号が入力される期間中においては常に電力回生動作を行うよう構成することにより、応答時間を大幅に短縮することができる。且つ回路の簡素化を達成することができる。

【0015】

また、他の観点の発明によるDC-DCコンバータは、入力直流電圧を供給する入力直流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

同期スイッチ回路を有し、前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路及び前記同期スイッチ回路を駆動する制御回路と、

出力電力の急減状態を示す信号が負荷側から入力された過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記誤差信号を強制的に変更する第1の過渡応答動作回路と、を具備し

、

制御回路がオフセット信号を出力するオフセット信号源を有し、

出力電力の急減状態を示す信号が負荷側から入力された過渡応答時に、前記出力電力を低下させるように前記オフセット信号を強制的に変更する第2の過渡応答動作回路をさらに具備するよう構成してもよい。上記のように構成されたDC-DCコンバータは、出力電力の急減を知らせる外部信号が入力されるよう構成されているため、外部信号が入力される期間中においては常に電力回生動作を行うよう構成することにより、応答時間を大幅に短縮することができ、且つ回路の簡素化を達成することができる。

【0017】

また、他の観点の発明によるDC-DCコンバータは、入力直流電圧を供給する入力直

10

20

30

40

50



流電源と、

前記入力直流電圧が入力され所定のオン期間とオフ期間でスイッチング動作する主スイッチ回路と、

前記主スイッチ回路のスイッチング動作により磁気エネルギーの蓄積と放出を繰り返すインダクタと、

前記主スイッチ回路または前記インダクタの電圧を整流平滑して出力直流電圧を負荷に供給する整流平滑回路と、

前記出力直流電圧と基準電圧を比較して誤差信号を出力する誤差増幅回路と、

前記誤差信号に基づいて前記主スイッチ回路のオンオフ期間を調整し、前記主スイッチ回路を駆動制御する制御回路と、

入力直流電圧と出力直流電圧を比較する入出力比較回路と、

DC-DCコンバータの入出力間に並列に接続された回生スイッチ回路を有し、前記出力直流電圧が前記入力直流電圧より高く、且つ出力電力の急減状態を示す信号が負荷側から入力された過渡応答時に、前記回生スイッチ回路をオン状態とする高速応答回路と、を具備する。上記のように構成されたDC-DCコンバータは、出力電力の急減を知らせる外部信号が入力されるよう構成されているため、外部信号が入力される期間中においては常に電力回生動作を行うよう構成することにより、応答時間を大幅に短縮することができ、且つ回路の簡素化を達成することができる。

発明の新規な特徴は添付の請求の範囲に特に記載したものに他ならないが、構成及び内容の双方に関して本発明は、他の目的や特徴と合わせて図面と共に以下の詳細な説明を読むことにより、より良く理解され評価されるであろう。

【0018】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係るDC-DCコンバータに係る好ましい実施の形態について、図1から図16を用いて説明する。なお、以下に述べる実施の形態は、本発明の好ましい具体例であるから、技術的に好ましい種々の限定が付されているが、本発明の範囲は、以下の説明において特に本発明を限定する旨の記載がない限り、これらの実施の形態に限られるものではない。

【0019】

《実施の形態1》

図1は本発明に係る実施の形態1のDC-DCコンバータの構成を示す回路図である。図1に示すように、実施の形態1のDC-DCコンバータには、入力直流電圧 $V_i$ を出力する入力直流電源1が接続されており、入力直流電源1の一端には主スイッチ回路である第1のスイッチ2の一端が接続されている。第1のスイッチ2の他端には同期スイッチ回路である第2のスイッチ3の一端と、第1のダイオード4のカソードと、インダクタ5の一端が接続されている。第2のスイッチ3の他端と第1のダイオード4のアノードは、入力直流電源1の他端に接続されている。このように接続された第1のスイッチ2及び第2のスイッチ3は、後述する制御部11からの制御信号によりオンオフ動作が繰り返される。この制御部11には出力電力が急減した時を検出する出力電力急減検出回路15が接続されている。

【0020】

図1に示すように、インダクタ5と出力コンデンサ9は直列に接続されて直列回路が構成され、この直列回路が第1のダイオード4の両端に接続されて平滑回路が構成されている。この平滑回路は、第1のダイオード4の両端に発生する矩形波電圧を平均化して直流電圧を形成している。

上記のように構成されたDC-DCコンバータにおける出力側の出力コンデンサ9の両端である出力端には負荷10が接続されている。実施の形態1において、第2のスイッチ3、第1のダイオード4及び出力コンデンサ9により整流平滑回路が構成されている。

制御部11は誤差増幅回路12と発振回路13と制御回路14とにより構成されている。

制御部11は第1のスイッチ2と第2のスイッチ3とをオンオフ制御して、DC-DCコ

10

20

30

40

50

ンバータから出力される出力直流電圧 $V_o$ を制御している。制御回路14は同期スイッチ駆動回路20とスイッチ制御回路23と軽負荷検出回路142とを有している。

【0021】

誤差増幅回路12は、基準電圧源120、出力直流電圧 $V_o$ を検出する検出回路22、基準電圧源120の基準電圧 $E_r$ と検出回路22からの検出電圧が入力される誤差増幅器124、及び誤差増幅器124の入出力間に接続される位相補償コンデンサ125から構成されている。基準電圧源120の電圧 $E_r$ は、負荷10からの指令により可変される。検出回路22は抵抗121と抵抗122と抵抗123の3つの抵抗器の直列回路により構成されている。誤差増幅器124には抵抗121と抵抗122の接続点の電圧及び、基準電圧 $E_r$ が入力されている。このように構成された誤差増幅回路12は、誤差増幅器124から出力された誤差電圧 $V_e$ を制御回路14へ出力する。

10

【0022】

出力電力急減検出回路15は、抵抗122と抵抗123との接続点の電圧と基準電圧 $E_r$ とが入力され比較する比較器150により構成されている。誤差増幅回路12の誤差増幅器124には抵抗121と抵抗122の接続点の電圧と、基準電圧 $E_r$ とが入力され、これらの電圧が等しくなる場合が出力目標電圧 $E_0$ である。また、比較器150に入力された抵抗122と抵抗123との接続点の電圧と、基準電圧 $E_r$ とが等しくなる場合、出力目標電圧 $E_0$ より所定の電圧だけ高い出力上限電圧 $E_1$ である。ここで、出力直流電圧 $V_o$ が出力上限電圧 $E_1$ より高くなったときが出力電力急減状態である。この出力電力急減状態を比較器150により検出して、出力電力急減検出回路15は出力電力急減状態を示す信号を同期スイッチ駆動回路20に出力する。

20

【0023】

発振回路13は、所定の周期で増減を繰返す基準三角波電圧である鋸歯状電圧 $V_t$ を形成し、制御回路14へ出力する。この鋸歯状電圧 $V_t$ は、その周期が $T$ 、振幅が $V_t$ の三角波波形であり、直線的に上昇して急峻に低下するものである。

制御回路14のスイッチ制御回路23には、誤差電圧 $V_e$ と鋸歯状電圧 $V_t$ を比較する比較器140と、この比較器140からの信号を反転させるインバータ141とが設けられている。また、制御回路14の軽負荷検出回路142は、オン状態の第2のスイッチ3に流れる電流値を検出し、その検出結果を同期スイッチ駆動回路20へ出力する。同期スイッチ駆動回路20は、出力電力急減検出回路15の検出結果及び軽負荷検出回路142の検出結果に基づいて動作する。すなわち、同期スイッチ駆動回路20は、次のように動作する。

30

【0024】

同期スイッチ駆動回路20は、(1)軽負荷検出回路142から軽負荷状態を示す信号が入力され、且つ出力電力急減検出回路15から出力電力の急減状態を示す信号が入力されないとき同期スイッチ回路である第2のスイッチ3をオフ状態にする。また、同期スイッチ駆動回路20は、(2)軽負荷検出回路142から軽負荷状態を示す信号が入力され、且つ出力電力急減検出回路15から出力電力の急減状態を示す信号が入力されたときスイッチ制御回路23からの出力に応じて第2のスイッチ3をオンオフ動作状態とする。また、同期スイッチ駆動回路20は、(3)軽負荷検出回路142から軽負荷状態を示す信号が入力されず、且つ出力電力急減検出回路15から出力電力の急減状態を示す信号が入力されないときスイッチ制御回路23からの出力に応じて第2のスイッチ3をオンオフ動作状態とする。さらに、同期スイッチ駆動回路20は、(4)軽負荷検出回路142から軽負荷状態を示す信号が入力されず、且つ出力電力急減検出回路15から出力電力の急減状態を示す信号が入力されたときスイッチ制御回路23からの出力に応じて第2のスイッチ3をオンオフ動作状態とする。

40

【0025】

図1に示すように、比較器140の出力電圧 $V_{d1}$ が第1のスイッチ2をオンオフ駆動する第1の駆動信号となり、同期スイッチ駆動回路20の出力電圧 $V_{d2}$ が第2のスイッチ3をオンオフ駆動する第2の駆動信号となる。また、制御回路14の軽負荷検出回路14

50

2は、第2のスイッチ3のオン状態時の抵抗を用いて、オン状態の第2のスイッチ3に流れる電流値を検出することにより、軽負荷状態を判断している。すなわち、軽負荷検出回路142は、第2のスイッチ3のオン状態時の抵抗を用いて、第2のスイッチ3を流れる電流が予め設定された値を超えた時、軽負荷状態と判断する。このとき、出力電力急減検出回路15が出力電力の急減状態を検出しないとき、同期スイッチ駆動回路20は第2のスイッチ3をオフ状態とする。この動作が実施の形態1における待機動作モードの動作である不連続動作モード動作である。この待機動作モードにより、軽負荷状態においては逆電流を流さないように制御される。

#### 【0026】

上記のように、出力直流電圧 $V_o$ が出力上限電圧 $E_1$ より高い場合、本発明のDC-DCコンバータにおいては電力回生動作を行い（以後、このような過渡応答時の高速応答動作モードを過渡応答動作モードと称す）、出力直流電圧 $V_o$ を出力目標電圧 $E_0$ へ降圧している。

#### 【0027】

次に、以上のように構成された実施の形態1のDC-DCコンバータの動作を説明する。まず、実施の形態1のDC-DCコンバータにおける重負荷状態の動作モードである通常動作モードについて説明する。

通常動作モードにおいては、制御部11によって第1のスイッチ2及び第2のスイッチ3は同じスイッチング周期 $T$ を有してオンオフ動作を行う。このオンオフ動作において、第1のスイッチ2がオン状態のとき第2のスイッチ3はオフ状態となり、第1のスイッチ2がオフ状態のとき第2のスイッチ3はオン状態となる。

#### 【0028】

入力直流電源1の入力直流電圧 $V_i$ は、第1のスイッチ2がオン状態のとき、インダクタ5に印加される。このとき、入力直流電源1からインダクタ5を介して負荷側に電流が流れ、インダクタ5に磁気エネルギーが蓄積される。次に、第1のスイッチ2がオフ状態となると、第2のスイッチ3がオン状態となる。第2のスイッチ3がオン状態となると、インダクタ5から第2のスイッチ3を介して出力コンデンサ9へ電流が流れ、インダクタ5に蓄積された磁気エネルギーは放出される。

このようにインダクタ5において磁気エネルギーの蓄積と放出の動作が繰り返されることにより、出力コンデンサ9から負荷10へ電力が供給される。

上記のように、DC-DCコンバータの制御部11において、第1のスイッチ2と第2のスイッチ3のオンオフ時間である時比率を制御することにより、出力直流電圧 $V_o$ を零から入力電圧 $V_i$ まで設定することができる。

#### 【0029】

以上が本発明に係る実施の形態1のDC-DCコンバータにおける通常動作モードである。誤差増幅回路12における検出回路22の抵抗121、抵抗122及び抵抗123の各抵抗値をそれぞれ $R_{121}$ 、 $R_{122}$ 及び $R_{123}$ とすると、誤差増幅器124に入力される検出電圧 $V_{r23}$ は次式(1)で表される。なお、 $V_o$ は出力直流電圧である。

#### 【0030】

#### 【数1】

$$V_{r23} = \left[ (R_{122} + R_{123}) / (R_{121} + R_{122} + R_{123}) \right] \times V_o \quad \text{----- (1)}$$

#### 【0031】

実施の形態1のDC-DCコンバータにおいては、検出電圧 $V_{r23}$ が基準電圧 $E_r$ と等しくなるように制御される。したがって、通常動作状態において、出力直流電圧 $V_o$ は次式(2)で表される出力目標電圧 $E_0$ に制御される。

#### 【0032】

【数 2】

$$E_0 = \left[ (R_{121} + R_{122} + R_{123}) / (R_{122} + R_{123}) \right] \times E_r \quad \text{----- (2)}$$

【0033】

一方、出力電力急減検出回路 15 において比較している、抵抗 122 と抵抗 123 との接続点の電圧と、基準電圧  $E_r$  とが等しくなったとき、このときの出力直流電圧  $V_o$  である出力上限電圧  $E_1$  は次式 (3) で表される。

【0034】

10

【数 3】

$$E_1 = \left[ (R_{121} + R_{122} + R_{123}) / R_{123} \right] E_r \quad \text{----- (3)}$$

【0035】

次に、基準電圧源 120 の基準電圧  $E_r$  が負荷 10 等の外部からの信号によって急減した場合の動作について図 2 及び図 3 を用いて説明する。図 2 の (a) は基準電圧  $E_r$  が急減したときの状態を示す電圧波形である。図 2 の (b) は、図 2 の (a) のときの出力目標電圧  $E_0$  と出力上限電圧  $E_1$  と出力直流電圧  $V_o$  の関係を示す波形図である。図 2 の (c) は出力電力負荷急減検出回路 15 の比較器 150 から出力される信号  $V_{150}$  を示している。図 3 の (a) は基準電圧  $E_r$  が急減したときに比較器 150 から出力される電圧波形であり、図 3 の (b) は比較器 150 から図 3 の (a) に示す信号が出力されたときのインダクタ 5 に流れる電流波形である。図 3 の (b) に示す電流波形において、中央部分が連続動作モードであり、その左右部分が不連続動作モードを示している。

20

【0036】

実施の形態 1 の DC - DC コンバータにおいて、負荷 10 が同じような軽負荷状態を継続しているとき、軽負荷状態の動作モードである待機動作モードとなっている。この待機動作モードにおいては、軽負荷検出回路 142 が軽負荷状態を検出する。このとき、出力電力急減検出回路 15 が出力電力の急減状態を検出しているため、同期スイッチ駆動回路 20 は、第 2 のスイッチ 3 をオフ状態にする。すなわち、この待機動作モードでは DC - DC コンバータは、図 3 の (b) における左側部分の波形で示す不連続動作モードで動作している。

30

【0037】

上記のように待機動作モードで DC - DC コンバータが動作しているとき、例えば負荷 10 等からの信号に応じて基準電圧源 120 の基準電圧  $E_r$  が下げられると、出力目標電圧  $E_0$  及び出力上限電圧  $E_1$  も低下する。このとき、出力電力急減検出回路 15 の比較器 150 は、検出された電圧が低下した基準電圧  $E_r$  より高くなるため “L” を出力する。この “L” の信号は、同期スイッチ駆動回路 20 に入力される。今、出力電力急減検出回路 15 が出力電力の急減状態を検出し、且つ軽負荷検出回路 142 が軽負荷状態を検出しているため、同期スイッチ駆動回路 20 は、インバータ 141 の駆動電圧  $V_{141}$  をそのまま第 2 のスイッチ 3 の駆動電圧  $V_{d2}$  として出力する。これにより、第 2 のスイッチ 3 は第 1 のスイッチ 2 と同期してオンオフ動作を行うため、比較器 150 が “L” の信号を出力している期間、DC - DC コンバータは待機動作モードで動作せず、連続動作モードで動作する。この連続動作モードは、過渡応答動作モードである。この過渡応答動作モードにおいて電力回生が行われて、出力直流電圧  $V_o$  が急激に低下していく。この電力回生動作は、出力直流電圧  $V_o$  が出力上限電圧  $E_1$  に達して、出力電力急減検出回路 15 の比較器 150 が反転するまで継続する。

40

【0038】

比較器 150 が反転すると、出力電力急減検出回路 15 は出力電力の急減状態を検出しな

50

い状態となる。このとき、軽負荷検出回路 142 が軽負荷状態を検出しているため、DC - DC コンバータは不連続動作モードで動作する。しかし、このとき、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下していなければ、出力直流電圧  $V_o$  は上昇していき比較器 150 がさらに反転し、連続動作モードとなり電力回生を行う。そして、この電力回生動作により、出力直流電圧  $V_o$  が低下して比較器 150 がさらに反転して不連続動作モードとなる。このように、連続動作モードと不連続動作モードの動作を繰り返す。その結果、やがて誤差電圧  $V_e$  が十分に低下し、出力直流電圧  $V_o$  は出力目標電圧  $E_0$  に落ち着く。

#### 【0039】

従来の DC - DC コンバータにおいては、負荷が軽負荷状態の場合、出力目標電圧  $E_0$  が急減しても、常に待機動作モードで動作しているため、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に達するまで長時間を要していた。

10

一方、本発明に係る実施の形態 1 の DC - DC コンバータにおいては、負荷が軽負荷状態の場合、出力目標電圧  $E_0$  が急減したとき、待機動作モード（不連続動作モード）で動作せず、過渡応答動作モードで動作して電力回生を行うよう構成されている。したがって、実施の形態 1 の DC - DC コンバータにおいては、負荷が軽負荷状態において出力目標電圧  $E_0$  が急減したときでも、従来の装置に比べて大幅に短縮した応答時間で出力直流電圧を出力目標電圧  $E_0$  にすることが可能となる。

#### 【0040】

なお、実施の形態 1 においては、同期整流可能な降圧形コンバータを用いて説明したが、本発明の DC - DC コンバータはこのような構成に限定されるものではない。本発明は同期整流可能な降圧型、昇圧型及び昇降圧型の全ての DC - DC コンバータに適用可能である。

20

また、実施の形態 1 においては、待機動作モードにおける動作として、不連続動作モードの動作を用いて説明したが、本発明の DC - DC コンバータにおける待機動作モードの動作としてはこれだけに限定されるものではない。DC - DC コンバータの消費電力を低減する動作を行う待機動作モードの別の動作としては、例えばスイッチング損出等を低減するため、所定の期間、スイッチング動作を停止する期間を設けて間欠的に動作させる間欠動作モード、及びスイッチング周波数を低下させるスイッチング周波数可変動作モードにも本発明の構成が適用可能であることは言うまでもない。

#### 【0041】

30

#### 《実施の形態 2》

次に、本発明に係る実施の形態 2 の DC - DC コンバータを添付の図 4 と図 5 を用いて説明する。図 4 は本発明に係る実施の形態 2 の DC - DC コンバータの構成を示す回路図である。図 5 は実施の形態 2 の DC - DC コンバータにおいて、基準電圧  $E_r$  が急減したときの各部信号波形を示している。実施の形態 2 の DC - DC コンバータにおいて、前述の実施の形態 1 の DC - DC コンバータと実質的に同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。

#### 【0042】

実施の形態 2 の DC - DC コンバータにおいて、前述の実施の形態 1 の DC - DC コンバータの構成と異なるところは、誤差増幅回路 12 の出力である誤差信号  $V_e$  が誤差増幅器 124 の出力に抵抗 126 を介して形成されるよう構成している。また、実施の形態 2 の DC - DC コンバータには、指示電圧源 170、抵抗 171、スイッチ 172、スイッチ 173 及びインバータ 174 からなる第 1 の過渡応答動作回路 17 が設けられている。前述の実施の形態 1 においては、電力回生動作を行うことにより出力直流電圧を低下させるよう構成されている。しかし、出力直流電圧  $V_o$  の出力目標電圧  $E_0$  への応答速度をさらに向上させるために、実施の形態 2 の DC - DC コンバータにおいては、誤差電圧  $V_e$  を強制的に変更して電力回生動作によって回生される電力を、誤差電圧を強制的に変更しないときの電力回生動作によって回生される電力より大きくしている。

40

#### 【0043】

出力目標電圧  $E_0$  が負荷等からの指令等により急減した場合、出力直流電圧  $V_o$  は出力目

50

標電圧  $E_0$  より相対的に急激に高くなる過渡応答状態となる。以下、この過渡応答状態の動作について図 5 を用いて説明する。

図 5 は実施の形態 2 の DC - DC コンバータにおいて、基準電圧  $E_r$  が急減したときの各部信号波形を示している。図 5 において、( a ) は基準電圧  $E_r$  が急減したときの状態を示す電圧波形であり、( b ) は ( a ) のときの出力目標電圧  $E_0$  と出力上限電圧  $E_1$  と出力直流電圧  $V_o$  の関係を示す波形図である。図 5 の ( c ) は鋸歯状電圧  $V_t$  及び誤差電圧  $V_e$  の電圧波形を示している。

#### 【 0 0 4 4 】

出力直流電圧  $V_o$  が出力上限電圧  $E_1$  より高い期間は、出力電力急減検出回路 15 の比較器 150 から出力される駆動電圧  $V_{150}$  は “ L ” である。このため、スイッチ 173 は 10 オフ状態となる。スイッチ 173 がオフ状態となると、誤差増幅回路 12 の出力  $V_{12}$  は制御回路 14 に伝達されない。

また、比較器 150 から出力された駆動電圧  $V_{150}$  は、インバータ 174 によって反転されるため、スイッチ 172 をオン状態として、制御回路 14 に指示電圧源 170 の指示電圧が抵抗 171 を介して入力される。

#### 【 0 0 4 5 】

抵抗 171 を介して入力された指示電圧  $V_{171}$  は、鋸歯状電圧  $V_t$  の最小値より少し大きな値となるように設定されている。この動作において、1 スイッチング周期において、第 1 のスイッチ 2 は僅かな期間だけオン状態、第 2 のスイッチ 3 は僅かな期間だけオフ状態となる。この状態は、比較器 150 が反転して、スイッチ 172 がオフ状態、スイッチ 20 173 がオン状態となるまで継続する。その後は、通常動作モード又は待機動作モードに戻り、やがて出力直流電圧  $V_o$  は出力目標電圧  $E_0$  に落ち着く。誤差増幅回路 12 の抵抗 126 は、第 1 の過渡応答動作回路 17 のスイッチ 173 がオン状態となると、位相補償コンデンサ 125 に流れる電流を制限し、検出電圧の変動を抑制する機能を有する。

#### 【 0 0 4 6 】

以上のように、実施の形態 2 の DC - DC コンバータは、通常動作モードや待機動作モードで動作している場合において、過渡応答状態を検出したとき、出力上限電圧  $E_1$  に達するまでは、電力回生動作によって回生される電力が誤差電圧を強制的に変更しない電力回生動作によって回生される電力より大きくなるよう動作する。このため、実施の形態 2 の DC - DC コンバータは、応答時間を短縮することが可能となる。 30

なお、実施の形態 2 の DC - DC コンバータとして、同期整流可能な降圧型コンバータを用いて説明してきたが、本発明の DC - DC コンバータはこの構成に限定されるものではない。本発明は同期整流可能な降圧型、昇圧型及び昇降圧型の全ての DC - DC コンバータにも適用可能である。

#### 【 0 0 4 7 】

##### 《 実施の形態 3 》

次に、本発明に係る実施の形態 3 の DC - DC コンバータを添付の図 6 ~ 図 9 を用いて説明する。図 6 は本発明に係る実施の形態 3 の DC - DC コンバータの構成を示す回路図である。実施の形態 3 の DC - DC コンバータにおいて、前述の実施の形態 1 の DC - DC コンバータと実質的に同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。 40

#### 【 0 0 4 8 】

図 6 に示すように、実施の形態 3 の DC - DC コンバータは、入力直流電圧  $V_i$  を出力する入力直流電源 1 を有しており、入力直流電源 1 の一端には主スイッチである第 1 のスイッチ 2 の一端が接続されている。第 1 のスイッチ 2 の他端には第 2 のスイッチ 3 の一端と、第 1 のダイオード 4 のカソードと、インダクタ 5 の一端が接続されている。第 2 のスイッチ 3 の他端と第 1 のダイオード 4 のアノードは、入力直流電源 1 の他端に接続されている。このように接続された第 1 のスイッチ 2 及び第 2 のスイッチ 3 は、制御部 11 からの駆動制御信号によりオンオフ動作が繰り返される。この制御部 11 には出力電力が急減した時を検出する出力電力急減検出回路 15 が接続されている。 50

## 【 0 0 4 9 】

図 6 に示すように、実施の形態 3 の D C - D C コンバータには、インダクタ 5 の一端と接地側とを接続する第 3 のスイッチ 6 が設けられており、またインダクタ 5 の一端と出力コンデンサ 9 の一端とを接続する第 4 のスイッチ 7 が設けられている。この第 4 のスイッチ 7 の両端には第 2 のダイオード 8 が負荷側へ順方向となるよう並列に接続されている。第 3 のスイッチ 6 及び第 4 のスイッチ 7 は制御部 1 1 からの駆動制御信号によりオンオフ動作が繰り返される。

また、実施の形態 3 の D C - D C コンバータには、入出力比較回路 1 6 と第 2 の過渡応答動作回路 1 8 が設けられている。入出力比較回路 1 6 には入力直流電源 1 からの入力直流電圧  $V_i$  と、出力電力急減検出回路 1 5 に入力される検出信号と同じ検出信号が入力される。第 2 の過渡応答動作回路 1 8 には出力電力急減検出回路 1 5 からの出力信号と、誤差増幅回路 1 2 からの出力信号が入力されるよう構成されている。

10

## 【 0 0 5 0 】

実施の形態 3 の D C - D C コンバータにおいては、第 1 のスイッチ 2 とインダクタ 5 と第 3 のスイッチ 6 が直列に接続されており、第 1 のスイッチ 2 と第 3 のスイッチ 6 が共にオン状態となると、インダクタ 5 に入力直流電圧  $V_i$  が印加される。また、第 2 のスイッチ 3 とインダクタ 5 と第 4 のスイッチ 7 が直列に接続されており、第 2 のスイッチ 3 と第 4 のスイッチ 7 が共にオン状態となると、インダクタ 5 の電圧が出力コンデンサ 9 に印加されるように構成されている。

制御部 1 1 は、誤差増幅回路 1 2 と発振回路 1 3 と制御回路 2 1 4 と加算器 1 4 3 から構成されている。この制御部 1 1 は、出力直流電圧  $V_o$  を制御するため、第 1 のスイッチ 2 と第 2 のスイッチ 3 と第 3 のスイッチ 6 と第 4 のスイッチ 7 をそれぞれオンオフ制御する機能を有する。

20

上記のように構成された実施の形態 3 の D C - D C コンバータは、昇圧及び降圧コンバータ（昇降圧コンバータ）であり、入力直流電源 1 の入力直流電圧  $V_i$  を所望の直流電圧に形成して出力している。

## 【 0 0 5 1 】

図 7 は制御回路 2 1 4 の構成を示す回路図である。

図 7 に示すように、制御回路 2 1 4 に入力された誤差電圧  $V_e$  は、第 2 の比較器 1 4 5 に入力されており、また加算器 1 4 3 を介して第 1 の比較器 1 4 4 に入力されている。加算器 1 4 3 は誤差電圧  $V_e$  にオフセット電圧  $V_{os}$  を加算し、 $(V_e + V_{os})$  の信号を第 1 の比較器 1 4 4 へ出力する。第 1 の比較器 1 4 4 は加算器 1 4 3 の出力  $(V_e + V_{os})$  と鋸歯状電圧  $V_t$  とを比較する。第 2 の比較器 1 4 5 は誤差電圧  $V_e$  と鋸歯状電圧  $V_t$  とを比較する。

30

第 1 の比較器 1 4 4 の出力電圧  $V_{d1}$  は第 1 のスイッチ 2 をオンオフ制御する第 1 の駆動信号となる。また、第 1 の比較器 1 4 4 の出力は信号を反転させる第 1 のインバータ 1 4 6 を介して第 1 の同期スイッチ駆動回路 4 0 0 へ入力される。第 1 の同期スイッチ駆動回路 4 0 0 の出力電圧  $V_{d2}$  が第 2 のスイッチ 3 をオンオフ制御する第 2 の駆動信号となる。

第 2 の比較器 1 4 5 の出力電圧  $V_{d3}$  は第 3 のスイッチ 6 をオンオフ制御する第 3 の駆動信号となる。また、第 2 の比較器 1 4 5 の出力は信号を反転させる第 2 のインバータ 1 4 7 を介して第 2 の同期スイッチ駆動回路 4 0 1 へ入力される。第 2 の同期スイッチ駆動回路 4 0 1 の出力電圧  $V_{d4}$  が第 4 のスイッチ 7 をオンオフ制御する第 4 の駆動信号となる。

40

## 【 0 0 5 2 】

図 7 に示すように、第 1 の軽負荷検出回路 1 4 8 には第 2 のスイッチ 3 の両端に接続された信号線が入力されており、第 2 の軽負荷検出回路 1 4 9 には第 4 のスイッチ 7 の両端に接続された信号線が入力されている。第 1 の軽負荷検出回路 1 4 8 は第 2 のスイッチ 3 のオン状態時の抵抗を使用して電流値を検出し、第 2 の軽負荷検出回路 1 4 9 は第 4 のスイッチ 7 のオン状態時の抵抗を使用して電流値を検出することにより、これらの電流値に基

50

づいて第1の軽負荷検出回路148と第2の軽負荷検出回路149は軽負荷状態を検知する。すなわち、オン状態において第2のスイッチ3を流れる電流が予め設定された値を超えた時を、第1の軽負荷検出回路148は軽負荷状態と判断する。このとき、出力電力急減検出回路15が出力電力の急減状態を検出していないため、第1の同期スイッチ駆動回路400は第2のスイッチ3をオフ状態とする。この動作が待機動作モードの動作の1つである不連続動作モードの動作であり、逆電流を流さないよう制御している。また、第4のスイッチ7を流れる電流が予め設定された値を超えた時を、第2の軽負荷検出回路149は軽負荷状態と判断する。このとき、出力電力急減検出回路15が出力電力の急減状態を検出していないため、第2の同期スイッチ駆動回路401は第4のスイッチ7をオフ状態とする。この動作も待機動作モードの動作の1つである不連続動作モードの動作であり、逆電流を流さないよう制御している。

10

#### 【0053】

負荷急減検出回路15は比較器150により構成されている。入出力比較回路16は抵抗160、抵抗161及び比較器162により構成されている。第2の過渡応答動作回路18は、第1の指示電圧源180、抵抗181、スイッチ182、第2の指示電圧源183、抵抗184、スイッチ185、スイッチ186、インバータ187及びNOR回路188から構成されている。

#### 【0054】

次に、以上のように構成された実施の形態3のDC-DCコンバータの動作を説明する。まず、実施の形態3のDC-DCコンバータにおける重負荷状態の動作モードである通常動作モードについて説明する。

20

通常動作モードにおいては、制御部11によって第1のスイッチ2、第2のスイッチ3、第3のスイッチ6及び第4のスイッチ7は、同じスイッチング周期 $T$ を有してオンオフ動作を行う。第1のスイッチ2及び第3のスイッチ6の1スイッチング周期におけるオン時間の割合、即ち時比率を、それぞれ1及び2とする。また、第3のスイッチ6がオン状態となる期間は第1のスイッチ2も確実にオン状態となるよう、 $1 > 2$ とする。第1のスイッチ2がオン状態のとき第2のスイッチ3はオフ状態となり、第1のスイッチ2がオフ状態のとき第2のスイッチ3はオン状態となる。また、第3のスイッチ6がオン状態のとき第4のスイッチ7はオフ状態となり、第3のスイッチ6がオフ状態のとき第4のスイッチ7はオン状態となる。

30

#### 【0055】

まず、第1のスイッチ2と第3のスイッチ6が共にオン状態の時、入力直流電源1の入力直流電圧 $V_i$ はインダクタ5に印加される。この期間は $2 \cdot T$ である。このとき、入力直流電源1からインダクタ5に電流が流れ、インダクタ5に磁気エネルギーが蓄積される。次に、第3のスイッチ6がオフ状態となると、第4のスイッチ7がオン状態となり、インダクタ5には入力直流電圧 $V_i$ と出力直流電圧 $V_o$ の差 $V_i - V_o$ が印加される。この期間は $(1 - 2) \cdot T$ であり、インダクタ5を介して入力直流電源1から出力コンデンサ9へ電流が流れる。最後に、第1のスイッチ2と第3のスイッチ6が共にオフ状態の時、第2のスイッチ3及び第4のスイッチ7が共にオン状態となり、インダクタ5には出力直流電圧 $V_o$ が逆方向に印加される。この期間は $(1 - 1) \cdot T$ であり、インダクタ5から出力コンデンサ9へ電流が流れ、蓄積された磁気エネルギーは放出される。

40

#### 【0056】

このようにインダクタ5において磁気エネルギーの蓄積と放出の動作が繰り返されることにより、出力コンデンサ9から負荷10へ電力が供給される。インダクタ5の磁気エネルギーの蓄積と放出が均衡する安定動作状態においては、その電圧時間積の和はゼロであるから、下記式(4)が成り立ち、出力直流電圧 $V_o$ は入力直流電圧 $V_i$ に対して式(5)という変換特性が得られる。

$2 = 0$ の場合も同様に、出力直流電圧 $V_o$ は式(6)となり、降圧コンバータとして動作する。

また、 $1 = 1$ の場合も同様に、出力直流電圧 $V_o$ は式(7)となり、昇圧コンバータと

50



して動作する。また、各スイッチの時比率を制御することにより、 $1 / (1 - \delta_2)$  は 0 から無限大まで設定可能である。即ち、実施の形態 3 の DC - DC コンバータは、理論上は任意の入力直流電圧  $V_i$  から任意の出力直流電圧  $V_o$  を形成することができる昇降圧コンバータとして動作する。

【0057】

【数 4】

$$V_i \cdot \delta_2 \cdot T + (V_i - V_o) (\delta_1 - \delta_2) T = V_o (1 - \delta_1) T \quad \text{----- (4)}$$

10

【0058】

【数 5】

$$V_o = [\delta_1 / (1 - \delta_2)] V_i \quad \text{----- (5)}$$

【0059】

【数 6】

$$V_o = \delta_1 \cdot V_i \quad \text{----- (6)}$$

20

【0060】

【数 7】

$$V_o = [1 / (1 - \delta_2)] V_i \quad \text{----- (7)}$$

【0061】

30

誤差増幅回路 12 の出力する誤差電圧  $V_e$  は、出力直流電圧  $V_o$  から検出回路 22 による抵抗検出された電圧が、基準電圧源 120 の基準電圧より高くなると低下する。また、抵抗検出された電圧が基準電圧源 120 の基準電圧より低くなると、誤差電圧  $V_e$  は上昇する。即ち、入力直流電圧  $V_i$  が高くなったり、負荷 10 が軽くなって出力直流電圧  $V_o$  が上昇しようとする、誤差電圧  $V_e$  は低下する。逆に、入力直流電圧  $V_i$  が低くなったり、負荷 10 が重くなって出力直流電圧  $V_o$  が低下しようとする、誤差電圧  $V_e$  は上昇する。

図 8 は実施の形態 3 の DC - DC コンバータにおける制御部 11 の各部波形図である。図 8 において、(a) は鋸歯状電圧  $V_t$  と誤差電圧  $V_e$  と加算器 143 の出力電圧 ( $V_e + V_{os}$ )、(b) は第 1 の駆動信号  $V_{d1}$ 、(c) は第 2 の駆動信号  $V_{d2}$ 、(d) は第 3 の駆動信号  $V_{d3}$ 、(e) は第 4 の駆動信号  $V_{d4}$  を示す。図 8 において、左側部分が、(鋸歯状電圧  $V_t$ ) > (誤差電圧  $V_e$ ) の場合であり、中央部分が、鋸歯状電圧  $V_t$  と誤差電圧  $V_e$  と加算器 143 の出力 ( $V_e + V_{os}$ ) とが交差する場合であり、右側部分が、(鋸歯状電圧  $V_t$ ) < (加算器 143 の出力 ( $V_e + V_{os}$ )) の場合を示す。

40

【0062】

次に、実施の形態 3 の DC - DC コンバータにおける動作を図 8 を用いて説明する。まず、入力直流電圧  $V_i$  が高く、(鋸歯状電圧  $V_t$ ) > (誤差電圧  $V_e$ ) の場合 (図 8 の左側部分)、第 2 の比較器 145 の出力である第 3 の駆動信号  $V_{d3}$  は常時 “L” であり、第 3 のスイッチ 6 はオフ状態となる。したがって、第 3 のスイッチ 6 の時比率  $\delta_2$  は、 $\delta_2 = 0$  である。一方、第 1 のスイッチ 2 は、第 1 の比較器 144 の出力である第 1 の駆

50

動信号  $V_{d1}$  によってオンオフ駆動されている。そのときの比率 1 は誤差電圧  $V_e$  が低下するほど小さくなる。この場合、DC-DCコンバータは、その入出力電圧の関係が式(6)で表される降圧コンバータとして動作する。

#### 【0063】

次に、図8の中央部分に示すように、入力直流電圧  $V_i$  が出力直流電圧  $V_o$  の近くにあり、鋸歯状電圧  $V_t$  と誤差電圧  $V_e$  と加算器143の出力( $V_e + V_{os}$ )が交差する場合、第1のスイッチ2は第1の比較器144の出力である第1の駆動信号  $V_{d1}$  によってオンオフ駆動され、第3のスイッチ6は第2の比較器145の出力である第3の駆動信号  $V_{d3}$  によってオンオフ駆動される。このとき、時比率 1 及び時比率 2 は誤差電圧  $V_e$  が低下するほど小さくなる。この場合、DC-DCコンバータは、その入出力電圧の関係が式(5)で表される昇降圧コンバータとして動作する。

#### 【0064】

次に、図8の右側部分に示すように、入力直流電圧  $V_i$  が低く、( $V_t$ ) < (加算器143の出力( $V_e + V_{os}$ ))の場合(図8の右側部分)、第1の比較器144の出力である第1の駆動信号  $V_{d1}$  は常時“H”であり、第1のスイッチ2はオン状態となる。したがって、第1のスイッチ2の時比率 1 は、 $1 = 1$  である。一方、第3のスイッチ6は、第2の比較器145の出力である第3の駆動信号  $V_{d3}$  によってオンオフ駆動されている。そのときの比率 2 は誤差電圧  $V_e$  が上昇するほど大きくなる。この場合、DC-DCコンバータは、その入出力電圧の関係が、式(7)で表される昇圧コンバータとして動作する。

以上が本発明の実施の形態3のDC-DCコンバータにおける通常動作モードである。また、抵抗160と抵抗161の抵抗値を  $R_{160}$  と  $R_{161}$  とすると、比較器162は入力直流電圧  $V_i$  と出力直流電圧  $V_o$  とを比較するので、下記式(8)、(9)の条件を満たす。

#### 【0065】

##### 【数8】

$$R_{160} = R_{121} + R_{122} \quad \text{----- (8)}$$

#### 【0066】

##### 【数9】

$$R_{161} = R_{123} \quad \text{----- (9)}$$

#### 【0067】

このため、入力直流電圧  $V_i$  が出力直流電圧  $V_o$  より高いとき、比較器162は“H”を出力する。また、入力直流電圧  $V_i$  が出力直流電圧  $V_o$  より低いとき、比較器162は“L”を出力する。

#### 【0068】

次に、実施の形態3のDC-DCコンバータにおける過渡応答時の動作モード(過渡応答動作モード)について図9を用いて説明する。

図9は実施の形態3のDC-DCコンバータにおいて、基準電圧  $E_r$  が急減したときの各部信号波形を示している。図9において、(a)は基準電圧  $E_r$  が急減したときの状態を示す電圧波形であり、(b)は(a)のときの出力目標電圧  $E_0$  と出力上限電圧  $E_1$  と入力直流電圧  $V_i$  と出力直流電圧  $V_o$  の関係を示す波形図である。図9の(c)は鋸歯状電圧  $V_t$ 、誤差電圧  $V_e$  及び加算器143の出力( $V_e + V_{os}$ )を示している。

出力直流電圧  $V_o$  が出力上限電圧  $E_1$  より高い期間は、比較器150の駆動電圧  $V_{150}$  は“L”である。また、出力直流電圧  $V_o$  より入力直流電圧  $V_i$  の方が低いため、比較器

162の駆動電圧V162は“L”になる。

【0069】

比較器150の駆動電圧V150と比較器162の駆動電圧V162が入力されたNOR回路188は“H”となり、スイッチ182とスイッチ185はオン状態となる。NOR回路188の駆動電圧V188は、インバータ187によって反転されるため、スイッチ186はオフ状態となる。

スイッチ186がオフ状態となると、誤差増幅回路12の出力V12が制御回路214に伝達されない状態となる。また、スイッチ185がオン状態となると、制御回路214に第2の指示電圧源183の電圧が抵抗184を介して入力される(指示電圧V184)。さらに、スイッチ182がオン状態となると、第1の指示電圧源180の電圧が抵抗181を介して加算器143に入力される(指示電圧V181)。加算器143の出力は“ $V_{184} + V_{os} + V_{181}$ ”となる。ここで、指示電圧V184の電圧値は鋸歯状電圧Vtの最小値より少し大きな値となるように設定し、指示電圧V181の電圧値は電圧( $V_{184} + V_{os} + V_{181}$ )が鋸歯状電圧Vtの最大値より大きくなるよう設定する。

【0070】

上記の動作においては、1スイッチング周期において第1のスイッチ2は常にオン状態であり、第2のスイッチ3は常にオフ状態であり、第3のスイッチ6は僅かな期間だけオン状態であり、第4のスイッチ7は僅かな期間だけオフ状態となる。 $1 = 1$ 、 $2$ は小さな時比率で制御する昇圧形コンバータとして動作する。この状態は、比較器150が反転し、スイッチ186がオン状態となるまで継続する。その後は通常動作モードまたは待機動作モードに戻り、やがて出力直流電圧Voは出力目標電圧E0に落ち着く。抵抗126は、スイッチ186がオン状態となるときに、位相補償コンデンサ125に流れる電流を制限し、検出電圧の変動を抑制する。

【0071】

以上のように、実施の形態3のDC-DCコンバータは、出力直流電圧Voが入力直流電圧Viより高い場合において、出力上限電圧E1に達するまでは、電力回生動作による電力が誤差電圧を強制的に変更しない電力回生動作による電力より大きくなる動作を継続する。このため、実施の形態3のDC-DCコンバータは、応答時間を短縮することができる。

なお、実施の形態3においては、昇降圧可能なDC-DCコンバータとして4石式の昇降圧コンバータを用いて説明してきたが、本発明のDC-DCコンバータはこのような構成に限定されるものではない。昇降圧可能なDC-DCコンバータとしては、他に図19に回路図を示すSEPICや図20に回路図を示すZetaコンバータが知られている。また、本発明は昇圧コンバータと降圧コンバータとを直列あるいは並列に組み合わせることによっても構成することが可能であり、本発明はこれら全て同期整流可能な昇降圧型のDC-DCコンバータに適用可能である。

さらに、実施の形態3のDC-DCコンバータにおいては、昇降圧動作時には4つのスイッチを駆動制御するが、昇圧動作時には2つのスイッチのみの駆動制御でよいいため、スイッチング損失が大幅に減少し高効率なDC-DCコンバータとなる。

【0072】

《実施の形態4》

次に、本発明に係る実施の形態4のDC-DCコンバータを添付の図10、図11を用いて説明する。図10は本発明に係る実施の形態4のDC-DCコンバータの構成を示す回路図である。実施の形態4のDC-DCコンバータにおいて、前述の実施の形態3のDC-DCコンバータと実質的に同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。

実施の形態4のDC-DCコンバータにおいて、図6に示した実施の形態3のDC-DCコンバータの構成と異なるところは、回生スイッチ210、抵抗211及びNOR回路212からなる高速応答回路21が設けられていることと、第2の過渡応答動作回路18が削除されている点である。

## 【 0 0 7 3 】

上記のように構成された実施の形態 4 の D C - D C コンバータの過渡応答時の動作モード（過渡応答動作モード）について図 1 1 及び図 1 2 を用いて説明する。図 1 1 において、（ a ）は基準電圧  $E_r$  が急減したときの状態を示す電圧波形であり、（ b ）は（ a ）のときの出力目標電圧  $E_0$  と出力上限電圧  $E_1$  と入力直流電圧  $V_i$  と出力直流電圧  $V_o$  の関係を示す波形図である。図 1 1 の（ c ）は高速応答回路 2 1 における電圧波形（  $V_{212}$  ）を示している。

図 1 1 の（ a ）の基準電圧  $E_r$  の電圧波形は、負荷 1 0 からの指令等によって急激に基準電圧  $E_r$  が低下した状態を示している。このときの低下後の基準電圧  $E_r$  による出力上限電圧  $E_1$  は、入力直流電圧  $V_i$  より高いものとする。基準電圧  $E_r$  の変化に伴い、出力目標電圧  $E_0$  及び出力上限電圧  $E_1$  も変化するが、誤差増幅回路 1 2 の誤差増幅器 1 2 4 は即座に応答せず誤差電圧  $V_e$  及び誤差電圧  $V_e$  にオフセット電圧  $V_{os}$  を加算した電圧（  $V_e + V_{os}$  ）は緩やかに低下していく。なお、この電圧（  $V_e + V_{os}$  ）は、加算器 1 4 3 において形成され、第 1 の比較器 1 4 4 へ出力されている。

## 【 0 0 7 4 】

図 1 1 に示した状態において、出力電力急減検出回路 1 5 の比較器 1 5 0 は、検出された電圧が基準電圧  $E_r$  より高いため " L " を高速応答回路 2 1 へ出力する。また、入出力比較回路 1 6 の比較器 1 6 2 は、入力直流電圧  $V_i$  より出力直流電圧  $V_o$  の方が高いため、" L " を高速応答回路 2 1 の NOR 回路 2 1 2 へ出力する。したがって、NOR 回路 2 1 2 から出力される回生スイッチ 2 1 0 のための駆動信号  $V_{212}$  は " H " となり、回生スイッチ 2 1 0 はオン状態となる。この結果、出力コンデンサ 9 から入力直流電源 1 へ高速応答回路 2 1 を介して急速に電力回生動作が行われる。回生スイッチ 2 1 0 のオン状態は、出力直流電圧  $V_o$  が出力上限電圧  $E_1$  に達して、比較器 1 5 0 が反転するまで継続する。比較器 1 5 0 が反転して回生スイッチ 2 1 0 がオフ状態となった後において、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下していなければ出力直流電圧  $V_o$  は上昇し、再び回生スイッチ 2 1 0 がオン状態となる。そして、出力直流電圧  $V_o$  が低下して再び回生スイッチ 2 1 0 がオフ状態となる。このように、回生スイッチ 2 1 0 がオンオフ動作を繰り返すことにより、やがて誤差電圧  $V_e$  が十分に上昇し、出力直流電圧  $V_o$  は出力目標電圧  $E_0$  に落ち着く。

## 【 0 0 7 5 】

図 1 2 は、基準電圧  $E_r$  がさらに大きく低下して、基準電圧  $E_r$  の低下後の出力上限電圧  $E_1$  が入力直流電圧  $V_i$  より低いときの状態を示す波形図である。図 1 2 の（ a ）は基準電圧  $E_r$  が大きく急減したときの状態を示す電圧波形であり、図 1 2 の（ b ）は（ a ）のときの出力目標電圧  $E_0$  と出力上限電圧  $E_1$  と入力直流電圧  $V_i$  と出力直流電圧  $V_o$  の関係を示す波形図であり、図 1 2 の（ c ）は高速応答回路 2 1 における電圧波形（  $V_{212}$  ）を示している。

基準電圧  $E_r$  の変化に伴い、出力目標電圧  $E_0$  と出力上限電圧  $E_1$  も変化するが、誤差増幅器 1 2 4 は即座に応答せず誤差電圧  $V_e$  及び誤差電圧  $V_e$  にオフセット電圧  $V_{os}$  を加算した電圧（  $V_e + V_{os}$  ）は緩やかに低下していく。

## 【 0 0 7 6 】

図 1 2 に示した状態において、出力電力急減検出回路 1 5 の比較器 1 5 0 は、検出された電圧が基準電圧  $E_r$  より高いため " L " を高速応答回路 2 1 へ出力する。また、入出力比較回路 1 6 の比較器 1 6 2 は、入力直流電圧  $V_i$  より出力直流電圧  $V_o$  の方が高いため、" L " を高速応答回路 2 1 の NOR 回路 2 1 2 へ出力する。したがって、NOR 回路 2 1 2 から出力される回生スイッチ 2 1 0 ための駆動信号  $V_{212}$  は " H " となり、回生スイッチ 2 1 0 はオン状態となる。この結果、出力コンデンサ 9 から入力直流電源 1 へ高速応答回路 2 1 を介して急速に電力回生動作が行われる。回生スイッチ 2 1 0 のオン状態は、出力直流電圧  $V_o$  が入力直流電圧  $V_i$  に達して比較器 1 5 0 が反転するまで継続する。

比較器 1 5 0 が反転して回生スイッチ 2 1 0 のオフ状態となった後において、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下していなければ出力直流電圧  $V_o$  は上昇し、再び回生スイッチ 2 1 0 がオン状態となる。そして、出力直流電圧  $V_o$  が低下して再び回生スイッチ 2 1 0 がオフ状態

10

20

30

40

50

となる。このように、回生スイッチ 210 がオンオフ動作を繰り返すことにより、やがて誤差電圧  $V_e$  が十分に上昇し、出力直流電圧  $V_o$  は出力目標電圧  $E_0$  に落ち着く。

【0077】

なお、実施の形態 4 において、出力上限電圧  $E_1$  は出力直流電圧  $V_o$  の許容上限値以上で出力目標電圧  $E_0$  に近い値に設定するとよい。また、抵抗値  $R_{161}$  は回生スイッチ 210 と抵抗 211 での電圧降下を考慮して設定するとよい。

従来の DC - DC コンバータにおいては、誤差増幅器の応答速度で決まる誤差電圧  $V_e$  の緩やかな変化に従って出力直流電圧  $V_o$  が変化しており、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に達するまでの応答速度が非常に遅いものであった。

しかし、実施の形態 4 の DC - DC コンバータは、回生スイッチ 210 を有する高速応答回路 21 を設けて急速な電力回生動作を行うことにより、応答時間を大幅に短縮することができる。また、回生スイッチ 210 は、出力直流電圧  $V_o$  が出力上限電圧  $E_1$  と入力直流電圧  $V_i$  の高い方に達するまでがオン状態であり、その後は通常の応答動作に復帰するため、出力直流電圧  $V_o$  にはアンダーシュートが発生することがない。

【0078】

なお、実施の形態 4 の DC - DC コンバータにおける高速応答回路 21 の抵抗 211 は、回生スイッチ 210 による入力直流電源 1 から出力コンデンサ 9 への急速な電力回生動作中の回生電流を制限するためのものである。しかし、この抵抗 211 は回生スイッチ 210 自体のオン状態時のインピーダンスで代用することも可能である。また、実施の形態 4 においては、昇降圧可能な DC - DC コンバータとして 4 石式の昇降圧コンバータを用いて説明してきたが、本発明の DC - DC コンバータはこのような構成に限定されるものではない。昇降圧可能な DC - DC コンバータとしては、他に図 19 に回路図を示す SEPIC や図 20 に回路図を示す Zeta コンバータが知られている。また、本発明は昇圧コンバータと降圧コンバータとを直列あるいは並列に組み合わせることによっても構成することが可能である。本発明はこれら昇降圧型の DC - DC コンバータにも適用可能である。なお、実施の形態 4 の DC - DC コンバータは昇降圧型の DC - DC コンバータについて説明したが、実施の形態 4 の構成は昇圧型の DC - DC コンバータにも適用できる。

【0079】

《実施の形態 5》

次に、本発明に係る実施の形態 5 の DC - DC コンバータを添付の図 13 及び図 14 を用いて説明する。図 13 は本発明に係る実施の形態 5 の DC - DC コンバータの構成を示す回路図である。実施の形態 5 の DC - DC コンバータにおいて、前述の実施の形態 1 の DC - DC コンバータと実質的に同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。

【0080】

実施の形態 5 の DC - DC コンバータにおいて、図 1 に示した実施の形態 1 の DC - DC コンバータの構成と異なるところは、出力電力急減検出回路 (15) が削除されており、負荷 10 等の外部装置から出力電力の急減を知らせる外部信号 19 が入力されるよう構成されている点である。実施の形態 1 においては、出力電力急減検出回路 (15) を用いて出力電力の急減状態を検出する構成であったが、実施の形態 5 の DC - DC コンバータでは、出力電力の急減を知らせる外部装置からの外部信号 19 が制御部 11 に入力されて、制御部 11 の軽負荷検出回路 142 及び同期スイッチ駆動回路 20 において前述の実施の形態 1 と同じ動作が実施される。したがって、実施の形態 5 の DC - DC コンバータによれば、回路構成の簡素化が実現可能となる。

【0081】

また、前述の実施の形態 1 のように出力電力急減検出回路 (15) を用いることにより、軽負荷の場合、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下して、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に落ち着くまで、連続動作モード (電力回生動作) と不連続動作モードの動作を繰り返すよう構成されているため、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に落ち着くまで多少の時間を要した。実施の形態 5 の DC - DC コンバータにおいては、出力電力の急減を知らせる

外部信号 19 を用いているため、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下し、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に落ち着くまで、電力回生動作を行うように外部信号 19 の入力を継続すれば、応答時間を短縮することが可能となる。

#### 【0082】

次に、実施の形態 5 の DC - DC コンバータにおける過渡応答時の動作モード（過渡応答動作モード）について図 14 を用いて説明する。図 14 の（a）は基準電圧  $E_r$  が急減したときの状態を示す電圧波形であり、図 14 の（b）は（a）のときの出力目標電圧  $E_0$  と出力直流電圧  $V_o$  の関係を示す波形図であり、図 14 の（c）は外部信号 19 の電圧波形（ $V_{19}$ ）を示している。

まず、負荷 10 が常に軽負荷状態であるときについて説明する。

10

基準電圧  $E_r$  が低下する前においても、軽負荷状態であるため、外部信号 19 から出力電力の急減状態を知らせる信号が入力されず、且つ軽負荷検出回路 142 が軽負荷状態を検出しているので、同期スイッチ駆動回路 20 は第 2 のスイッチ 3 をオフ状態にする。このときの DC - DC コンバータは待機動作モードの 1 つである不連続動作モードで動作している。このとき、すなわち基準電圧  $E_r$  が低下する前までの軽負荷状態のとき、外部信号 19 は“H”を出力している。

そして、基準電圧  $E_r$  が急減すると、出力目標電圧  $E_0$  が低下し、外部信号 19 は“L”となり、出力電力急減を知らせる信号が入力され、且つ軽負荷検出回路 142 は軽負荷を検出している。この結果、同期スイッチ駆動回路 20 はインバータ 141 の駆動電圧  $V_{141}$  をそのまま第 2 のスイッチ 3 の駆動電圧  $V_{d2}$  として入力する。このように外部信号 19 の“L”が入力されている期間には待機時モードである不連続動作モードとはならず、連続動作モードで動作する。したがって、この期間は電力回生を行うため出力直流電圧  $V_o$  が急激に低下する。この電力回生動作は外部信号 19 が“H”になるまで継続する。

20

#### 【0083】

以上のように、実施の形態 5 の DC - DC コンバータにおいては、出力電力の急減を知らせる外部信号 19 が入力されるよう構成されているため、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下し、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に落ち着くまで、電力回生動作を行うように外部信号 19 の入力を継続するよう構成することにより、応答時間をさらに短縮することが可能となる。

なお、実施の形態 5 の DC - DC コンバータにおいては、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下し、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に落ち着くまで、外部信号を“L”に設定するとよい。

30

また、実施の形態 5 においては、同期整流可能な降圧形コンバータを用いて説明したが、本発明の DC - DC コンバータはこのような構成に限定されるものではない。本発明は同期整流可能な降圧型、昇圧型及び昇降圧型の全ての DC - DC コンバータに適用可能である。

#### 【0084】

##### 《実施の形態 6》

次に、本発明に係る実施の形態 6 の DC - DC コンバータを添付の図 15 及び図 16 を用いて説明する。図 15 は本発明に係る実施の形態 6 の DC - DC コンバータの構成を示す回路図である。前述の実施の形態 1 の DC - DC コンバータでは、電圧を検出して出力直流電圧を制御する電圧モードと呼ばれる制御方法を本発明に適用した例を用いて説明した。実施の形態 6 の DC - DC コンバータにおいては、電流を検出して出力直流電圧を制御する電流モードと呼ばれる制御方法を本発明に適用したものである。実施の形態 6 においては、前述の実施の形態 1 の DC - DC コンバータと実質的に同じ機能、構成を有するものには、同じ符号を付し、その説明は省略する。実施の形態 6 の DC - DC コンバータにおいて、図 1 に示した実施の形態 1 と異なる点は、誤差増幅回路 72 と制御回路 91 の構成である。

40

#### 【0085】

実施の形態 6 の DC - DC コンバータにおいて、誤差増幅回路 72 は、基準電圧源 720

50

、３つの抵抗 721, 722, 723、誤差増幅器 724、及び抵抗 725 とコンデンサ 726 との直列回路からなる積分回路を具備している。

誤差増幅回路 72 において、出力直流電圧  $V_o$  は３つの抵抗 721, 722, 723 とにより分圧されて検出される。このうち、抵抗 721 と抵抗 722 との接続点の電圧が誤差増幅器 724 によって基準電圧源 720 の基準電圧  $E_r$  と比較される。誤差増幅器 724 は誤差電圧  $V_e$  を出力する。誤差増幅器 724 の出力端子には抵抗 725 とコンデンサ 726 との直列回路からなる積分回路が接続され、高周波利得を低減している。抵抗 721 と抵抗 722 との接続点における電圧の分圧比を  $\alpha$  とすると、誤差増幅器 724 の反転入力端子に入力される第 1 の検出電圧は、 $\alpha \cdot V_o$  で表される。誤差電圧  $V_e$  は、第 1 の検出電圧  $\alpha \cdot V_o$  が基準電圧  $E_r$  より大きくなろうとすると低下し、逆に検出電圧  $\alpha \cdot V_o$  が基準電圧  $E_r$  より小さくなろうとすると上昇する。第 1 の検出電圧  $\alpha \cdot V_o$  と基準電圧  $E_r$  が等しい場合、出力直流電圧  $V_o$  が所望の電圧値となる。この所望の電圧値である出力目標電圧  $E_0$  は下記の式 (10) で表される。

【0086】

【数 10】

$$E_0 = E_r / \alpha \quad \text{----- (10)}$$

【0087】

また、抵抗 722 と抵抗 723 との接続点における電圧の分圧比を  $\beta$  とすると、第 2 の検出電圧は  $\beta \cdot V_o$  で表される。第 2 の検出電圧  $\beta \cdot V_o$  は、比較器 150 によって、基準電圧源 720 の基準電圧  $E_r$  と比較される。第 2 の検出電圧  $\beta \cdot V_o$  が基準電圧  $E_r$  に等しい場合の出力直流電圧を出力上限電圧  $E_1$  とすると、出力上限電圧  $E_1$  は下記の式 (11) で表される。出力上限電圧  $E_1$  は所望の電圧値である出力目標電圧  $E_0$  より大きくなる。

【0088】

【数 11】

$$E_1 = E_r / \beta (> E_0) \quad \text{----- (11)}$$

【0089】

比較器 150 の出力は制御回路 91 の同期スイッチ駆動回路 915 に入力される。この同期スイッチ駆動回路 915 の構成は前述の実施の形態 1 の DC - DC コンバータにおける同期スイッチ駆動回路 20 の構成と同様である。

制御回路 91 は、電流検出回路 910、パルス発振回路 911、比較器 912、フリップフロップ回路 913、インバータ 914、同期スイッチ駆動回路 915、軽負荷検出回路 916 から構成される。電流検出回路 910 は第 1 のスイッチ 2 に流れる電流（以下、スイッチ電流と称する）を検出し、このスイッチ電流に比例した電流検出信号  $V_{si}$  を出力する。パルス発振回路 911 はスイッチング周波数  $f$  のセットパルスを入力する。比較器 912 は誤差増幅回路 72 の出力である誤差電圧  $V_e$  と電流検出回路 910 からの電流検出信号  $V_{si}$  が入力される。比較器 912 は電流検出信号  $V_{si}$  が誤差電圧  $V_e$  より高くなると、リセットパルスをフリップフロップ回路 913 へ出力する。フリップフロップ回路 913 は、パルス発振回路 911 からのセットパルスが入力されるとハイレベルとなり、比較器 912 からの出力パルスが入力されるとローレベルとなる駆動信号  $V_{913}$  を出力する。

【0090】

図 16 に制御回路 91 における各部の電圧波形を示す。図 16 に示すように、誤差電圧  $V_e$  が低くなると、スイッチ電流のピーク値を低減させるため、駆動信号  $V_{913}$  のパルス

幅が小さくなる。即ち、時比率 が小さくなり、負荷 10 への電力供給が抑えられる。逆に、誤差電圧  $V_e$  が高くなると、スイッチ電流のピーク値を上昇させるため、駆動信号  $V_{913}$  のパルス幅が大きくなる。即ち、時比率 が大きくなり、負荷 10 への電力供給が大きくなる。

#### 【0091】

以上のように、実施の形態 6 の DC - DC コンバータにおいて、誤差増幅回路 72 は、出力直流電圧  $V_o$  と出力目標電圧  $E_0$  との偏差を増幅した誤差電圧  $V_e$  を出力する。実施の形態 6 の DC - DC コンバータにおいて、誤差電圧  $V_e$  を利用して、第 1 のスイッチ 2 に流れる電流（スイッチ電流）のピーク値を調整することにより、出力直流電圧  $V_o$  は出力目標電圧  $E_0$  になるよう制御される。

10

#### 【0092】

待機動作モードで DC - DC コンバータが動作しているとき、例えば負荷 10 等からの信号に応じて基準電圧源 720 の基準電圧  $E_r$  が下げられると、出力目標電圧  $E_0$  及び出力上限電圧  $E_1$  も低下する。このとき、出力電力急減検出回路 15 の比較器 150 は、検出された電圧が低下した基準電圧  $E_r$  より高くなるため “L” を出力する。この “L” の信号は、同期スイッチ駆動回路 915 に入力される。このとき、出力電力急減検出回路 15 が出力電力の急減状態を検出し、且つ軽負荷検出回路 916 が軽負荷状態を検出しているため、同期スイッチ駆動回路 915 はインバータ 914 の駆動電圧  $V_{914}$  をそのまま第 2 のスイッチ 3 の駆動電圧  $V_{d2}$  として出力する。これにより、第 2 のスイッチ 3 は第 1 のスイッチ 2 と同期してオンオフ動作を行うため、比較器 150 が “L” の信号を出力している期間、DC - DC コンバータは待機動作モードで動作せず、連続動作モードで動作する。この連続動作モードは、過渡応答動作モードである。

20

#### 【0093】

この過渡応答動作モードにおいて電力回生が行われて、出力直流電圧  $V_o$  が急激に低下していく。この電力回生動作は、出力直流電圧  $V_o$  が出力上限電圧  $E_1$  に達して、出力電力急減検出回路 15 の比較器 150 が反転するまで継続する。比較器 150 が反転すると、出力電力急減検出回路 15 は出力電力の急減状態を検出ししない状態となる。このとき、軽負荷検出回路 916 が軽負荷状態を検出しているため、DC - DC コンバータは不連続動作モードで動作する。しかし、このとき、誤差電圧  $V_e$  が十分に低下していなければ出力直流電圧  $V_o$  は上昇していく。そして、比較器 150 がさらに反転し、連続動作モードとなり電力回生を行う。この電力回生動作により、出力直流電圧  $V_o$  が低下して比較器 150 がさらに反転して不連続動作モードとなる。このように、連続動作モードと不連続動作モードの動作を繰り返して、やがて誤差電圧  $V_e$  が十分に低下し、出力直流電圧  $V_o$  は出力目標電圧  $E_0$  に落ち着く。

30

#### 【0094】

前述の実施の形態 1 においては電圧モードで制御する DC - DC コンバータについて説明したが、実施の形態 6 においては電流モードで制御する DC - DC コンバータについて説明した。実施の形態 6 における動作説明から明らかなように、電流モードの制御方法は本発明の DC - DC コンバータに適用可能であり、電圧モードの制御方法と同様の優れた効果を奏する。

40

実施の形態 1 から 6 において説明したように、本発明は出力直流電圧を急減させる場合における応答時間を短縮させるという効果を有する。さらに、本発明は出力目標電圧  $E_0$  に対して出力直流電圧  $V_o$  が高い場合、その出力直流電圧  $V_o$  を入力側へ電力を回生させることにより、出力直流電圧  $V_o$  の安定性を高めることができるという効果を有する。このため、本発明の DC - DC コンバータは、出力条件の急変等に伴うオーバーシュートの抑制に有効である。例えば、DC - DC コンバータの起動時、特に軽負荷時の起動時において、入力直流電圧が印加されて、DC - DC コンバータが動作を開始するとき、出力直流電圧  $V_o$  と基準電圧  $E_r$  との差が大きくなる。この結果、誤差電圧  $V_e$  は大きくなり、スイッチ電流のピーク値も大きくなり、出力直流電圧  $V_o$  は急激に上昇する。従来の DC - DC コンバータにおいては、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に達した後、供給電力

50



を抑制しようとする動作回路の遅延時間の間に、出力直流電圧にオーバーシュートが発生する。特に、軽負荷時の場合、このオーバーシュートが大きくなる。また、出力目標電圧  $E_0$  への安定性は負荷に依存するため、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  に応答するのに時間がかかる。本発明の DC - DC コンバータにおいては、出力直流電圧  $V_o$  が出力目標電圧  $E_0$  より大きくなり、出力上限電圧を超えたとき、第 2 のスイッチ 3 をオンオフ動作させて、電力を回生させるよう構成されている。本発明の DC - DC コンバータは、このように構成されているため出力直流電圧  $V_o$  を急減させることができるので、出力目標電圧  $E_0$  への応答時間を短縮することができる。

#### 【0095】

また、実施の形態 6 においては、同期整流可能な降圧型コンバータを用いて説明したが、本発明の DC - DC コンバータはこのような構成に限定されるものではない。本発明は同期整流可能な降圧型、昇圧型及び昇降圧型の全ての DC - DC コンバータに適用可能である。

また、実施の形態 1 ~ 6 の DC - DC コンバータにおける制御は、起動時においても適応可能であり、起動時における出力目標電圧  $E_0$  への応答時間を短縮することができる。

また、前述の実施の形態 1 ~ 6 で説明した DC - DC コンバータは、それぞれを組み合わせることで各機能を有するよう構成することが可能である。

さらに、前述の実施の形態 1 ~ 6 で説明した DC - DC コンバータにおける制御部等の各構成部は、それぞれ独立したユニットとして個別に構成して、他の実施の形態に使用することも可能である。

#### 【0096】

##### 【発明の効果】

以上、実施の形態において詳細に説明したところから明らかなように、本発明の DC - DC コンバータは以下の効果を有する。

本発明の DC - DC コンバータは、出力直流電圧の制御目標となる出力目標電圧に対して所定の電圧だけ高い出力上限電圧を設定し、出力上限電圧と出力直流電圧との比較結果を出力する出力電力急減検出回路を設けることにより、軽負荷状態において出力直流電圧が出力上限電圧より高い場合、待機動作モードを解除して、電力回生動作を行う過渡応答動作モードを実行するよう構成されている。これにより、本発明は、何らかの条件変化によって出力直流電圧が出力目標電圧より高くなっても、負荷の状況に依らず、出力直流電圧が出力目標電圧に効率良く到達する応答速度を大幅に向上させることができるという効果を有する。

#### 【0097】

また、本発明の DC - DC コンバータは、出力直流電圧の制御目標となる出力目標電圧に対して所定の電圧だけ高い出力上限電圧を設定し、出力上限電圧と出力直流電圧との比較結果を出力する出力電力急減検出回路を設け、出力直流電圧が出力上限電圧より高い場合、出力直流電圧を低下させるように誤差信号を強制的に変更して、電力回生動作によって回生される電力がより大きくなる過渡応答動作モードで動作するよう構成されている。このため、本発明の DC - DC コンバータは、応答時間を短縮することができるという優れた効果を奏する。

#### 【0098】

さらに、本発明の DC - DC コンバータは、出力直流電圧の制御目標となる出力目標電圧に対して所定の電圧だけ高い出力上限電圧を設定し、出力上限電圧と出力直流電圧との比較結果を出力する出力電力急減検出回路を設け、出力直流電圧が出力上限電圧より高く、入力直流電圧より出力直流電圧の方が高い場合、出力直流電圧が低下するように誤差信号及びオフセット信号を強制的に変更している。このため、本発明の DC - DC コンバータは、電力回生動作によって回生される電力がより大きくなる過渡応答動作モードで動作するため、応答時間を短縮することができる。また、本発明においては、昇降圧可能な DC - DC コンバータを過渡応答動作モードで昇圧動作させることによって、スイッチング損失が減少して高効率となるという効果を奏する。

## 【 0 0 9 9 】

また、本発明のＤＣ－ＤＣコンバータは、入出力間に回生スイッチを有する高速応答回路を設けて、出力直流電圧が出力上限電圧より高く、出力直流電圧が入力直流電圧より高い場合、回生スイッチをオン状態とすることにより、電力回生動作できないＤＣ－ＤＣコンバータでも適用が可能となり、何らかの条件変化によって出力直流電圧が出力目標電圧より高くなっても、負荷の状況に依らず、出力直流電圧が出力目標電圧に到達する応答速度を大幅に向上させることができる。また、同期整流可能なＤＣ－ＤＣコンバータに高速応答回路を有する本発明のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を適用することによって、さらに応答時間を短縮することが可能となる。

## 【 0 1 0 0 】

また、本発明のＤＣ－ＤＣコンバータは、出力電力の急減を知らせる外部信号が入力されるよう構成されているため、外部信号が入力される期間中においては常に電力回生動作を行うよう構成することにより、応答時間を大幅に短縮することができ、且つ回路の簡素化を達成することができる。

また、本発明は電圧モードで制御するＤＣ－ＤＣコンバータ及び電流モードで制御するＤＣ－ＤＣコンバータに適用可能であり、いずれのモードを適用しても本発明は出力直流電圧を急減させる場合における応答時間を短縮させるという優れた効果を有する。

また、本発明のＤＣ－ＤＣコンバータは、起動時においても適応可能であり、起動時における出力目標電圧への応答時間を短縮することができる。

発明をある程度の詳細さをもって好適な形態について説明したが、この好適形態の現開示内容は構成の細部において変化してしかるべきものであり、各要素の組合せや順序の変化は請求された発明の範囲及び思想を逸脱することなく実現し得るものである。

## 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明に係る実施の形態 1 のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である。

【図 2】実施の形態 1 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 3】実施の形態 1 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 4】本発明に係る実施の形態 2 のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である。

【図 5】実施の形態 2 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 6】本発明に係る実施の形態 3 のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である。

【図 7】実施の形態 3 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける制御部の構成を示す回路図である

。

【図 8】実施の形態 3 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける制御部の動作を示す波形図である

。

【図 9】実施の形態 3 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 10】本発明に係る実施の形態 4 のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である

。

【図 11】実施の形態 4 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 12】実施の形態 4 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 13】本発明に係る実施の形態 5 のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である

。

【図 14】実施の形態 5 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 15】本発明に係る実施の形態 6 のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である

。

【図 16】実施の形態 6 のＤＣ－ＤＣコンバータにおける各部動作を示す波形図である。

【図 17】従来のＤＣ－ＤＣコンバータの構成を示す回路図である。

【図 18】従来のＤＣ－ＤＣコンバータの制御部における各部動作を示す波形図である。

【図 19】昇降圧可能なＤＣ－ＤＣコンバータであるＳＥＰＩＣを示す回路図である。

【図 20】昇降圧可能なＤＣ－ＤＣコンバータであるＺｅｔａコンバータを示す回路図である。

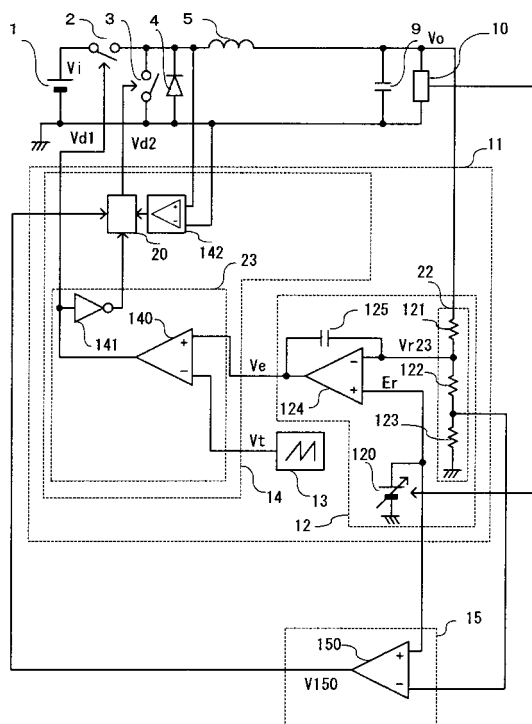
## 【符号の説明】

- 1 直流入力電源
- 2 第1のスイッチ
- 3 第2のスイッチ
- 4 整流ダイオード
- 5 インダクタ
- 6 第3のスイッチ
- 7 第4のスイッチ
- 8 第2のダイオード
- 9 出力コンデンサ
- 10 負荷
- 11 制御部
- 12 誤差増幅回路
- 13 発振回路
- 14 制御回路
- 15 出力電力急減検出回路
- 16 入出力比較回路
- 17 第1の過渡応答動作回路
- 18 第2の過渡応答動作回路
- 19 外部信号
- 20 同期スイッチ駆動回路
- 21 高速応答回路
- 22 検出回路
- 23 スイッチ制御回路

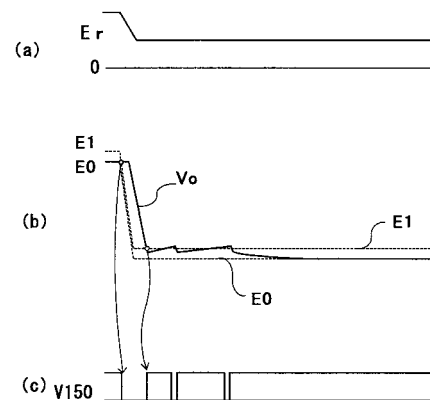
10

20

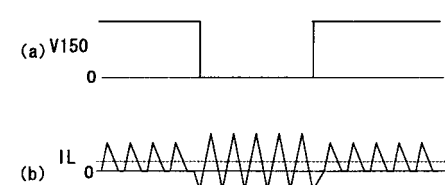
【図1】



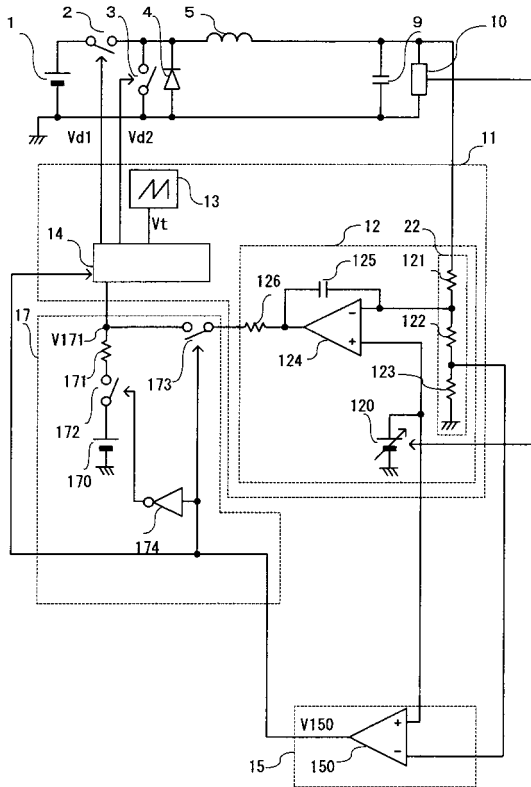
【図2】



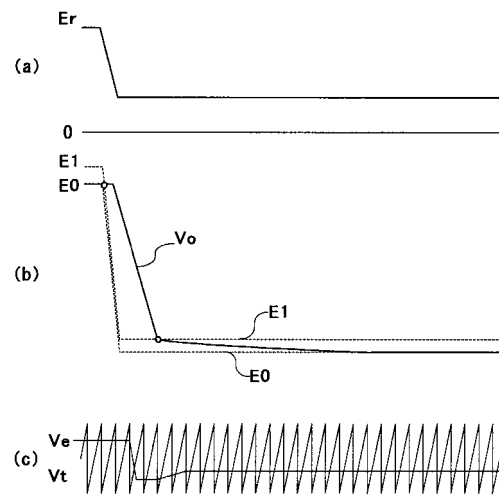
【図3】



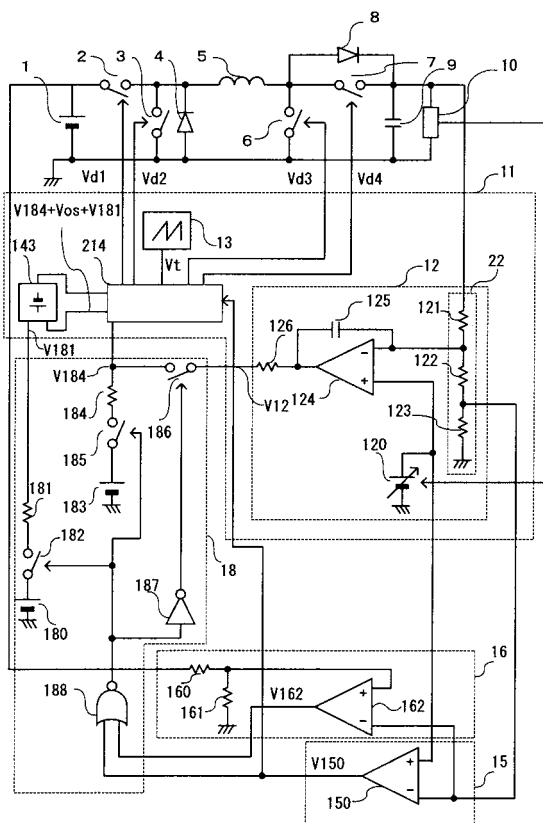
【図 4】



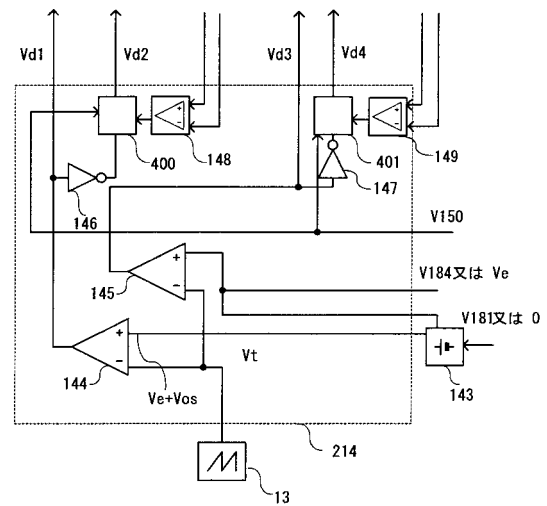
【図 5】



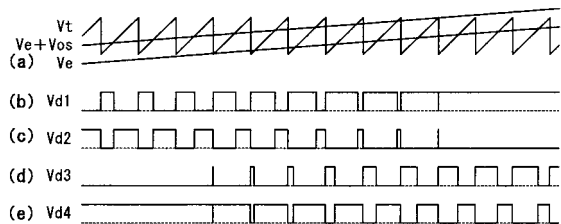
【図 6】



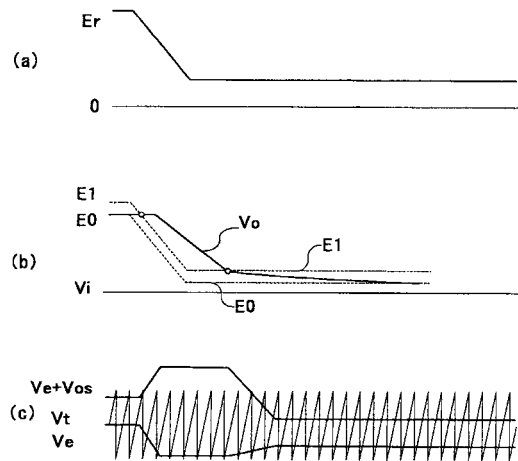
【図 7】



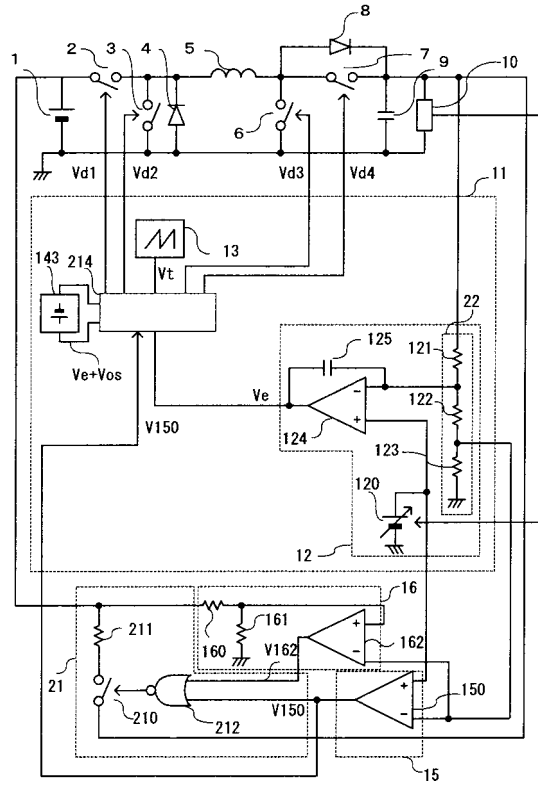
【図 8】



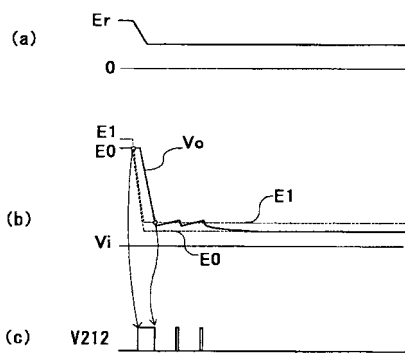
【図 9】



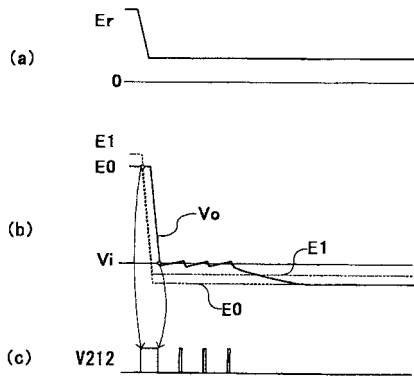
【図 10】



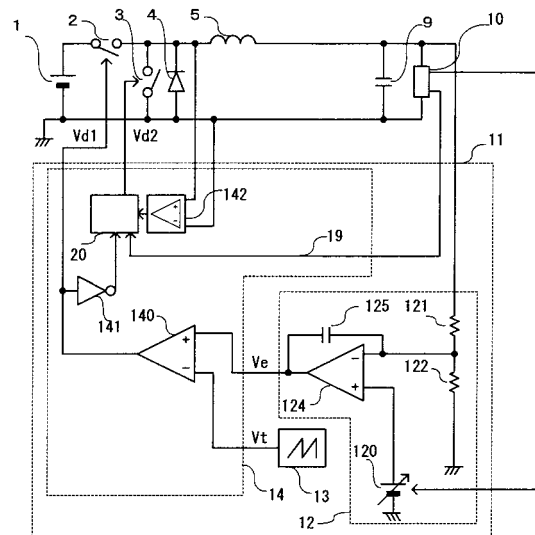
【図 11】



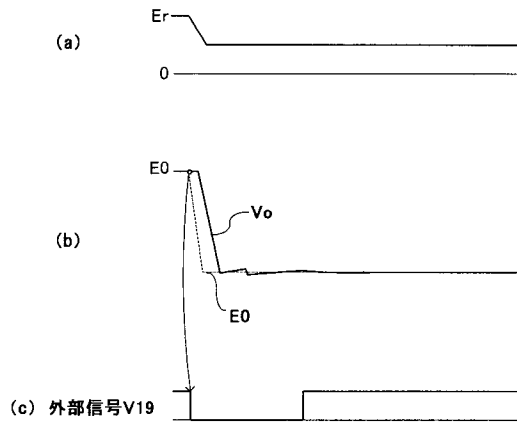
【図 12】



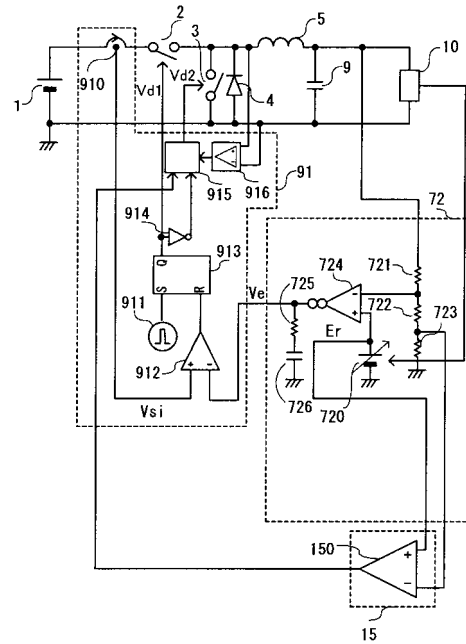
【図 13】



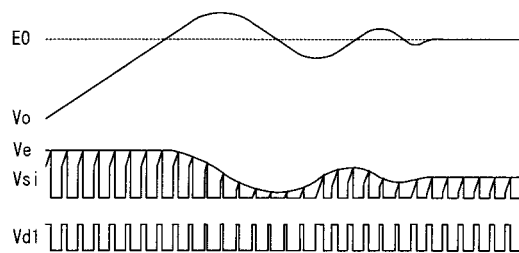
【図 14】



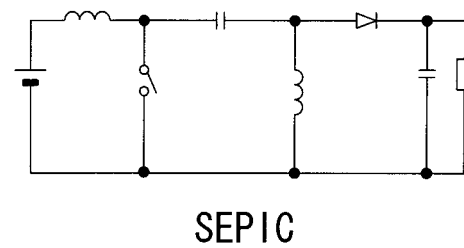
【図 15】



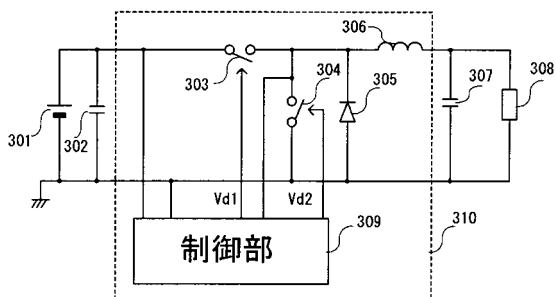
【図 16】



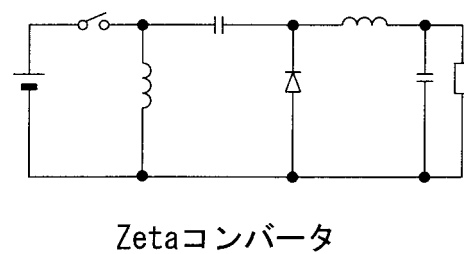
【図 19】



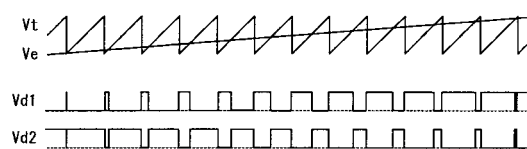
【図 17】



【図 20】



【図 18】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 井上 学  
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 半田 浩之  
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 東谷 比呂志  
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 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 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

審査官 安池 一貴

- (56)参考文献 特開平 1 1 - 1 8 7 6 5 1 ( J P , A )  
米国特許第 0 5 4 0 6 4 6 8 ( U S , A )  
特開平 1 0 - 0 9 7 3 2 8 ( J P , A )  
特開平 1 1 - 2 3 5 0 2 6 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02M 3/155

H02M 7/21