

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6988839号  
(P6988839)

(45) 発行日 令和4年1月5日 (2022.1.5)

(24) 登録日 令和3年12月6日 (2021.12.6)

(51) Int.Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

F 1

H02M 3/28  
H02M 3/28H  
Q

請求項の数 11 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2019-17333 (P2019-17333)  
 (22) 出願日 平成31年2月1日 (2019.2.1)  
 (65) 公開番号 特開2020-127268 (P2020-127268A)  
 (43) 公開日 令和2年8月20日 (2020.8.20)  
 審査請求日 令和2年12月15日 (2020.12.15)

(73) 特許権者 000002945  
 オムロン株式会社  
 京都府京都市下京区塙小路通堀川東入南不  
 動堂町801番地  
 (74) 代理人 100101454  
 弁理士 山田 卓二  
 (74) 代理人 100091524  
 弁理士 和田 充夫  
 (74) 代理人 100172236  
 弁理士 岩木 宣憲  
 (72) 発明者 上松 武  
 京都府京都市下京区塙小路通堀川東入南不  
 動堂町801番地 オムロン株式会社内

審査官 佐藤 匡

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】共振型コンバータ制御回路とその制御方法及び共振型コンバータ

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

入力された直流電圧を交流電圧に変換し、前記変換された交流電圧を共振回路を介して共振させた後、直流電圧に変換して出力する共振型コンバータを、前記出力される直流電圧が所定の目標電圧になるように制御するための共振型コンバータ制御回路であって、

前記共振型コンバータの駆動制御における各周期は、前記共振型コンバータを駆動する駆動期間と、前記共振型コンバータを休止させる休止期間とを有し、

前記共振型コンバータ制御回路は、

所定の基本周波数を有するクロック信号を発生する第1の発振手段と、

前記クロック信号に同期する鋸波信号を発生する第2の発振手段と、

所定のデューティ及び前記鋸波信号の周波数よりも高い所定の周波数を有する矩形波信号を発生する第3の発振手段と、

前記鋸波信号を所定のしきい値信号と比較することで、前記駆動期間を示す比較信号を出力する比較手段であって、前記しきい値信号は、前記共振型コンバータの出力電圧と前記出力電圧の目標値である目標電圧との間の差電圧に基づいて発生されかつ前記駆動期間と前記休止期間との比率を示す、比較手段と、

前記比較信号と、前記矩形波信号との間の論理積を計算し、計算結果を示す駆動制御信号を発生して前記共振型コンバータを駆動制御する論理演算手段とを備える共振型コンバータ制御回路。

## 【請求項 2】

10

20

前記差電圧は、目標電圧波形の補償及び安定化を行う補償器を通過した電圧である  
請求項 1 に記載の共振型コンバータ制御回路。

【請求項 3】

前記矩形波信号は、50%のデューティを有する  
請求項 1 又は 2 に記載の共振型コンバータ制御回路。

【請求項 4】

前記第 3 の発振手段は、前記クロック信号を遅倍して前記矩形波信号を発生する  
請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 つに記載の共振型コンバータ制御回路。

【請求項 5】

入力された直流電圧を交流電圧に変換し、前記変換された交流電圧を共振回路を介して  
共振させた後、直流電圧に変換して出力する共振型コンバータを、前記出力される直流電  
圧が所定の目標電圧になるように制御するための共振型コンバータ制御回路の制御方法で  
あって、10

前記共振型コンバータの駆動制御における各周期は、前記共振型コンバータを駆動する  
駆動期間と、前記共振型コンバータを休止させる休止期間とを有し、

前記制御方法は、

所定の基本周波数を有するクロック信号を発生するステップと、

前記クロック信号に同期する鋸波信号を発生するステップと、

所定のデューティ及び前記鋸波信号の周波数よりも高い所定の周波数を有する矩形波信  
号を発生するステップと、20

前記鋸波信号を所定のしきい値信号と比較することで、前記駆動期間を示す比較信号を  
出力するステップであって、前記しきい値信号は、前記共振型コンバータの出力電圧と、  
前記出力電圧の目標値である目標電圧との間の差電圧に基づいて発生されかつ前記駆動期  
間と前記休止期間との比率を示す、ステップと、

前記比較信号と、前記矩形波信号との間の論理積を計算し、計算結果の駆動制御信号を  
発生して前記共振型コンバータを駆動制御するステップと  
を含む共振型コンバータ制御回路の制御方法。

【請求項 6】

目標電圧波形の補償及び安定化を行う補償器を通過した電圧である差電圧を発生するス  
テップを30

さらに含む請求項 5 に記載の共振型コンバータ制御回路の制御方法。

【請求項 7】

前記矩形波信号は、50%のデューティを有する  
請求項 5 又は 6 に記載の共振型コンバータ制御回路の制御方法。

【請求項 8】

前記矩形波信号を発生するステップは、前記クロック信号を遅倍して矩形波信号を発生  
することを  
含む請求項 5 ~ 7 のいずれか 1 つに記載の共振型コンバータ制御回路の制御方法。40

【請求項 9】

請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 つに記載の共振型コンバータ制御回路を備える共振型コンバ  
ータであって、

入力された直流電圧を交流電圧に変換し、前記変換された交流電圧を共振回路を介して  
共振させた後、直流電圧に変換して出力する主回路を備える  
共振型コンバータ。

【請求項 10】

前記共振型コンバータは、  
並列に接続された複数 N 個の前記主回路と、  
前記 N 個の主回路をそれぞれ制御する N 個の前記共振型コンバータ制御回路とを備え、  
前記 N 個の共振型コンバータ制御回路はそれぞれ互いに 360 / N 度の位相差を有する  
鋸波信号を発生する50

請求項 9 に記載の共振型コンバータ。

【請求項 11】

前記 N 個の共振型コンバータ制御回路において、1 個の前記第 1 の発振手段と、1 個の前記第 2 の発振手段とを備え、

前記 N 個の共振型コンバータ制御回路のうちの少なくとも一部は、前記第 1 及び第 2 の発振手段を共有する

請求項 10 に記載の共振型コンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

10

本発明は、共振型コンバータの制御回路とその制御方法及び共振型コンバータに関する。

【背景技術】

【0002】

現在、共振型 D C D C コンバータの出力電圧を制御する方法として、ヒステリシス制御が一般に知られている（例えば、非特許文献 1 及び 2 参照）。ヒステリシス制御では、出力電圧  $V_o$  を検出し、検出された出力電圧  $V_o$  が目標電圧  $V_d$  を含む所定の許容幅の間に収まるようスイッチング回路を制御する。これにより共振型コンバータを、出力電圧  $V_o$  と目標電圧  $V_d$  との間の誤差を所定の値以下に抑えながら制御することができる。

【先行技術文献】

20

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2013 - 78228 号公報

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献 1】Helen Ding、"Application Note AN-1160"、[online]、平成 22 年 10 月 9 日、Infineon Technologies、[平成 30 年 10 月 30 日検索]、インターネット URL : <https://www.infineon.com/dgdl/an-1160.pdf?fileId=5546d462533600a40153559a85df1115>

【非特許文献 2】平地克也、"LLC 方式 D C / D C コンバータの回路構成と動作原理"、[online]、平成 26 年 5 月 29 日、舞鶴高等工業専門学校、[平成 30 年 10 月 30 日検索]、インターネット URL : <http://hirachi.cocolog-nifty.com/kh/files/20140529-3.pdf>

30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

非特許文献 1 及び 2 に係る共振型コンバータの制御では、出力電圧に所定の許容幅が存在するため制御の精度に限界がある。さらに、入力電圧の大きさ又は負荷の大きさなどの要因により、共振型コンバータを制御するドライブ信号のデューティ及び周期が変化し得るため、共振型コンバータの動作及び出力電圧の推移といった挙動の予測が難しく、これも制御を困難にしている。

40

【0006】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、共振型コンバータの出力電圧を、従来技術に比較して精密かつ容易に制御することができる共振型コンバータ制御回路とその制御方法、並びに共振型コンバータを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

第 1 の発明に係る共振型コンバータ制御回路は、入力された直流電圧を交流電圧に変換し、変換された交流電圧を共振回路を介して共振させた後、直流電圧に変換して出力する共振型コンバータを、出力される直流電圧が所定の目標電圧になるように制御するための

50

共振型コンバータ制御回路であって、共振型コンバータの駆動制御における各周期は、共振型コンバータを駆動する駆動期間と、共振型コンバータを休止させる休止期間とを有し、共振型コンバータ制御回路は、所定の基本周波数を有するクロック信号を発生する第1の発振手段と、クロック信号に同期する鋸波信号を発生する第2の発振手段と、所定のデューティ及び鋸波信号の周波数よりも高い所定の周波数を有する矩形波信号を発生する第3の発振手段と、共振型コンバータの出力電圧と、出力電圧の目標値である目標電圧との間の差電圧に基づいて発生されかつ、鋸波信号を、駆動期間と休止期間との比率を示すしきい値信号と比較することで、駆動期間を示す比較信号を出力する比較手段と、比較信号と、矩形波信号との間の論理積を計算し、計算結果を示す駆動制御信号を発生して共振型コンバータを駆動制御する論理演算手段とを備える。

10

#### 【0008】

上記の共振型コンバータ制御回路において、上記の差電圧は、目標電圧波形の補償及び安定化を行う補償器を通過した電圧である。

#### 【0009】

また、上記の共振型コンバータ制御回路において、上記の矩形波信号は、50%のデューティを有する。

#### 【0010】

さらに、上記の共振型コンバータ制御回路において、上記の第3の発振手段は、クロック信号を遙倍して上記の矩形波信号を発生する。

#### 【0011】

第2の発明に係る共振型コンバータ制御回路の制御方法は、入力された直流電圧を交流電圧に変換し、変換された交流電圧を共振回路を介して共振させた後、直流電圧に変換して出力する共振型コンバータを、出力される直流電圧が所定の目標電圧になるように制御するための共振型コンバータ制御回路の制御方法であって、共振型コンバータの駆動制御における各周期は、共振型コンバータを駆動する駆動期間と、共振型コンバータを休止させる休止期間とを有し、制御方法は、所定の基本周波数を有するクロック信号を発生するステップと、クロック信号に同期する鋸波信号を発生するステップと、所定のデューティ及び鋸波信号の周波数よりも高い所定の周波数を有する矩形波信号を発生するステップと、共振型コンバータの出力電圧と、出力電圧の目標値である目標電圧との間の差電圧に基づいて発生されかつ、鋸波信号を、駆動期間と休止期間との比率を示すしきい値信号と比較することで、駆動期間を示す比較信号を出力するステップと、比較信号と、矩形波信号との間の論理積を計算し、計算結果の駆動制御信号を発生して共振型コンバータを駆動制御するステップとを含む。

20

#### 【0012】

上記の共振型コンバータ制御回路の制御方法において、目標電圧波形の補償及び安定化を行う補償器を通過した電圧である差電圧を発生するステップをさらに含んでいる。

#### 【0013】

また、上記の共振型コンバータ制御回路の制御方法において、上記の矩形波信号は、50%のデューティを有している。

#### 【0014】

40

さらに、上記の共振型コンバータ制御回路の制御方法において、上記の矩形波信号を発生するステップは、上記のクロック信号を遙倍して矩形波信号を発生することを含んでいる。

#### 【0015】

第3の発明に係る共振型コンバータは、上記の共振型コンバータ制御回路のいずれか1つを備え、入力された直流電圧を交流電圧に変換し、前記変換された交流電圧を共振回路を介して共振させた後、直流電圧に変換して出力する主回路を備える。

#### 【0016】

上記の共振型コンバータにおいて、共振型コンバータは、並列に接続された複数N個の前記主回路と、N個の主回路をそれぞれ制御するN個の共振型コンバータ制御回路とを備

50

え、N個の共振型コンバータ制御回路はそれぞれ互いに360/N度の位相差を有する鋸波信号を発生する。

【0017】

また、上記の共振型コンバータにおいて、上記のN個の共振型コンバータ制御回路は、1個の第1の発振手段と、1個の第2の発振手段とを備え、N個の共振型コンバータ制御回路のうちの少なくとも一部は、第1及び第2の発振手段を共有している。

【発明の効果】

【0018】

本発明によれば、共振型コンバータの出力電圧を、従来技術に比較して精密かつ容易に制御することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1】実施の形態1に係る共振型コンバータ10の構成例を示すブロック図である。

【図2】図1の主回路100の構成例を示す回路図である。

【図3】図1の共振型コンバータ制御回路140の構成例を示すブロック図である。

【図4】図1の共振型コンバータ制御回路140の各部における信号等の動作波形の例を示すタイミングチャートである。

【図5】実施の形態2に係る共振型コンバータ10Lの構成例を示すブロック図である。

【図6】図5の共振型コンバータ10Lの各部における信号等の動作波形の例を示すタイミングチャートである。

20

【発明を実施するための形態】

【0020】

以下、本発明に係る実施の形態を、図面に基づいて説明する。ただし、以下で説明する各実施の形態は、あらゆる点において本発明の例示に過ぎない。本発明の範囲を逸脱することなく種々の改良や変形を行うことは言うまでもない。つまり、本発明の実施にあたって、実施の形態に応じた具体的構成が適宜採用されてもよい。

【0021】

(実施の形態1)

図1は、実施の形態1に係る共振型コンバータ10の構成例を示すブロック図である。図1において、共振型コンバータ10は、入力された直流電圧を交流電圧に変換し、当該交流電圧を共振回路120を介して共振させた後、直流電圧に変換して出力する、共振型DCDCコンバータである。共振型コンバータ10は、主回路100と、共振型コンバータ制御回路140とを備える。主回路100は、スイッチング回路110と、共振回路120と、及び整流平滑回路130とを備える。また、共振型コンバータ10には、直流電圧源5、負荷15及びコントローラ20が接続されている。

30

【0022】

図1において、外部の直流電圧源5は直流電圧Viを発生し、共振型コンバータ10のスイッチング回路110に出力する。また、コントローラ20は、共振型コンバータ10の出力電圧の目標値である目標電圧Vdを示す信号Svdを、共振型コンバータ10に出力する。共振型コンバータ10は、目標電圧を示す信号Svdに基づいて、入力された直流電圧Viを直流の出力電圧Voに変換して外部の負荷15に供給する。

40

【0023】

共振型コンバータ制御回路140は、主回路100の出力電圧Vo及び目標電圧Vdを示す信号Svdに基づいて、主回路100を制御するためのドライブ信号Sdrvを発生して主回路100に出力することで、主回路100をフィードバック制御する。これにより主回路100は、共振型コンバータ制御回路140からのドライブ信号Sdrvに基づいて、入力電圧Viを出力電圧Voに変換して負荷15に供給する。ドライブ信号Sdrvは、本発明の「駆動制御信号」の一例である。

【0024】

スイッチング回路110は、共振型コンバータ制御回路140からのドライブ信号Sd

50

$r_v$  に従って直流の入力電圧  $V_i$  をスイッチングし、スイッチングにより発生された交流電圧を、共振回路 120 を介して整流平滑回路 130 に出力する。整流平滑回路 130 は、入力された交流電圧を整流した後平滑化し、直流の出力電圧  $V_o$  を発生して負荷 15 に出力する。

【0025】

図 2 は、図 1 の主回路 100 の構成例を示す回路ブロック図である。図 2 において、主回路 100 は非対称ハーフブリッジ型の LCL コンバータである。主回路 100 は、MOSFET 111, 112 と、トランジスタ  $T_r$  と、共振コンデンサ C1 と、ダイオード D1, D2 と、平滑化コンデンサ C2 を有する。

【0026】

図 2 において、MOSFET 111, 112 は  $n$  チャネル型の MOSFET である。MOSFET 111, 112 はドライブ信号  $S_{drv}$  によって各々駆動され、導通のオンオフを切り替える。MOSFET 111 がオンの間 MOSFET 112 はオフに制御され、逆に MOSFET 111 がオフの間 MOSFET 112 はオンに制御される。こうすることでスイッチング回路 110 は、ドライブ信号  $S_{drv}$  に従って入力電圧  $V_i$  をスイッチングし、スイッチングにより発生された交流電圧を、共振回路 120 を介して整流平滑回路 130 に出力する。整流平滑回路 130 のダイオード D1, D2 及び平滑化コンデンサ C2 は、共振回路 120 からの交流電圧を全波整流して平滑化した後、出力電圧  $V_o$  を負荷 15 に供給する。

【0027】

図 3 は、図 1 の共振型コンバータ制御回路 140 の構成例を示すブロック図である。図 3 において、共振型コンバータ制御回路 140 は、制御信号発生部 150 及び駆動信号発生部 160 を備える。制御信号発生部 150 は、出力電圧検出回路 151、比較器 152、補償器 153、クロック発振器 154、及び共振型コンバータ用発振器 155 を含む。また、駆動信号発生部 160 は、バースト制御用発振器 161、コンパレータ 162、アンドゲート 163、及びドライブ回路 164 を含む。

【0028】

図 3 において、出力電圧検出回路 151 は、主回路 100 の出力電圧  $V_o$  に対応する出力電圧信号  $S_{vo}$  を発生して比較器 152 に出力する。比較器 152 は、出力電圧信号  $S_{vo}$  と、コントローラ 20 からの目標電圧信号  $S_{vd}$  とを比較して出力電圧  $V_o$  及び目標電圧  $V_d$  の間の差に基づいて、例えばローパスフィルタであり目標電圧波形の補償及び安定化を行う補償器 153 を介して、目標電圧  $V_d$  を達成するための制御量を示すしきい値信号  $S_{th}$  を発生してコンパレータ 162 に出力する。

【0029】

クロック発振器 154 は、所定の基本周波数を有するパルス信号であるクロック信号  $S_{clk}$  を発生して共振型コンバータ用発振器 155 及びバースト制御用発振器 161 に出力する。バースト制御用発振器 161 は、クロック信号  $S_{clk}$  に同期し、かつ所定の周期  $T_{saw}$  と、所定の最大値  $A_{saw}$  と、0 である最小値とを持つ鋸波信号  $S_{saw}$  を発生してコンパレータ 162 に出力する。鋸波信号  $S_{saw}$  の最大値  $A_{saw}$  については後述する。

【0030】

コンパレータ 162 は、鋸波信号  $S_{saw}$  をしきい値信号  $S_{th}$  と比較し、鋸波信号  $S_{saw}$  の値がしきい値信号  $S_{th}$  の値以下である期間ではハイレベルを有し、鋸波信号  $S_{saw}$  の値がしきい値信号  $S_{th}$  の値よりも大きい期間ではローレベルを有する比較信号  $S_{cmp}$  を生成してアンドゲート 163 に出力する。本明細書では、比較信号  $S_{cmp}$  がハイレベルを有する期間を駆動期間  $P_{bst}$ 、ローレベルを有する期間を休止期間  $P_{s1p}$  という。

【0031】

上記バースト制御用発振器 161 が出力する鋸波信号  $S_{saw}$  の最大値  $A_{saw}$  は、目標電圧信号  $S_{vd}$  が示す電圧と、共振型コンバータ 10 を最大出力となるよう制御した場

10

20

30

40

50

合の出力電圧  $V_o$  とが等しい場合に、補償器 153 から出力されるしきい値信号  $S_{th}$  の値と等しく設定される。これにより、比較信号  $S_{cmp}$  のデューティは、鋸波信号  $S_{saw}$  の最大値  $A_{saw}$  に対するしきい値信号  $S_{th}$  の値の比と等しくなる。

【0032】

共振型コンバータ用発振器 155 は、クロック信号  $S_{clk}$  を遅倍し、デューティが 50 % のパルス信号である矩形波信号  $S_{rec}$  を発生してアンドゲート 163 に出力する。矩形波信号  $S_{rec}$  の周波数は、鋸波信号  $S_{saw}$  の周波数の整数倍（たとえば 5 倍、8 倍又は 10 倍など）となるように設定される。つまり、矩形波信号  $S_{rec}$  の周期  $T_{rec}$  は、鋸波信号  $S_{saw}$  の周期  $T_{saw}$  の整数分の 1 倍（たとえば 5 分の 1 倍、8 分の 1 倍又は 10 分の 1 倍など）となるように設定される。例えば、鋸波信号  $S_{saw}$  の周波数は 10 キロヘルツに設定され、矩形波信号  $S_{rec}$  の周波数は 80 キロヘルツに設定されてよい。共振型コンバータ発振器 155 は、本発明の「第 1 の発振手段」の一例である。

【0033】

アンドゲート 163 は、比較信号  $S_{cmp}$  及び矩形波信号  $S_{rec}$  の論理積をとってゲート信号  $S_g$  を発生し、当該ゲート信号  $S_g$  をドライブ回路 164 に出力する。ドライブ回路 164 はゲート信号  $S_g$  に基づいて、ドライブ信号  $S_{drv}$  を発生してスイッチング回路 110 を駆動制御する。

【0034】

以上のように構成された共振型コンバータ 10 について、その動作を以下説明する。

【0035】

図 4 は、図 1 の共振型コンバータ制御回路 140 の各部における信号等の動作波形の例を示すタイミングチャートである。コンバータ 162 は、バースト制御用発振器 161 からの鋸波信号  $S_{saw}$  と、補償器 153 からのしきい値信号  $S_{th}$  とを比較して、図 4 に示す比較信号  $S_{cmp}$  を発生する。比較信号  $S_{cmp}$  がハイレベルを有する期間は駆動期間  $P_{bst}$  であり、比較信号  $S_{cmp}$  がローレベルを有する期間は休止期間  $P_{slp}$  である。

【0036】

また、共振型コンバータ用発振器 155 は図 4 に示すように、所定の周期  $T_{rec}$  と、50 % のデューティとを有するパルス信号である矩形波信号  $S_{rec}$  を発生してアンドゲート 163 に出力している。共振型コンバータ用発振器 155 は、本発明の「第 3 の発振手段」の一例である。

【0037】

図 4 において、アンドゲート 163 のゲート信号  $S_g$  は、比較信号  $S_{cmp}$  と矩形波信号  $S_{rec}$  の論理積を計算した結果の信号である。従って、アンドゲート 163 のゲート信号  $S_g$  は、駆動期間  $P_{bst}$  では矩形波信号  $S_{rec}$  を有し、休止期間  $P_{slp}$  では常にローレベルを有する信号となる。ドライブ回路 164 は、ゲート信号  $S_g$  に基づいてドライブ信号  $S_{drv}$  を発生して主回路 100 に出力することで、主回路 100 のスイッチング回路 110 を駆動制御する。これにより共振型コンバータは、駆動期間  $P_{bst}$  においては矩形波信号  $S_{rec}$  で制御され、休止期間  $P_{slp}$  においては駆動されずに休止する。

【0038】

比較信号  $S_{cmp}$  のデューティは、鋸波信号  $S_{saw}$  の周期  $T_{saw}$  に占める駆動期間  $P_{bst}$  の比率を示す。また、出力電圧  $V_o$  及び目標電圧  $V_d$  の間の差によってしきい値信号  $S_{th}$  の値は変化し、それに従い比較信号  $S_{cmp}$  のデューティも変化する。これによりドライブ回路 164 は、現在の出力電圧  $V_o$  と目標電圧  $V_d$  との差を補正するよう制御するドライブ信号  $S_{drv}$  を発生することができる。

【0039】

例えば、出力電圧  $V_o$  が目標電圧  $V_d$  よりも大きい場合、しきい値信号  $S_{th}$  の値は直前の値よりも小さくなり、比較信号  $S_{cmp}$  のデューティは減少する。従ってゲート信号  $S_g$  における駆動期間  $P_{bst}$  は直前の周期よりも短くなり、ドライブ信号  $S_{drv}$  に含

10

20

30

40

50

まれるパルス波の数は減少する。従って、主回路 100 の出力電圧  $V_o$  は、低下して目標電圧  $V_d$  に近づくよう制御される。

#### 【0040】

以上のように、本実施の形態では、共振型コンバータ 10 の駆動制御における各周期は、共振型コンバータ 10 を駆動する駆動期間  $P_{bst}$  と、共振型コンバータ 10 を休止させる休止期間  $P_{slp}$  とを有する。駆動期間  $P_{bst}$  において共振型コンバータ 10 は、所定のデューティを有する周期的なパルス信号である矩形波信号  $S_{rec}$  で制御される。駆動期間  $P_{bst}$  と休止期間  $P_{slp}$  との比率を示すしきい値信号  $S_{th}$  の値は、出力電圧  $V_o$  及び目標電圧  $V_d$  の間の差電圧に基づいて変化する。これにより共振型コンバータ 10 の出力電圧  $V_o$  は目標電圧  $V_d$  になるように制御される。

10

#### 【0041】

このように制御することで、出力電圧  $V_o$  における目標電圧  $V_d$  からの誤差は常にフィードバック制御に反映されるため、共振型コンバータ 10 の出力電圧  $V_o$  を目標電圧  $V_d$  になるように、従来技術に比較して高い精度で制御できる。また、共振型コンバータ 10 の駆動制御における周期は、入力電圧  $V_i$  の大きさ又は負荷 15 の大きさなどの要因によらず常に一定である。従って、主回路 100 の出力電圧  $V_o$  におけるリップルは周期的なものとなるため、容易に予測が可能である。以上のように、本実施の形態によれば、共振型コンバータ 10 の出力電圧  $V_o$  を目標電圧  $V_d$  になるように、従来技術に比較して精密かつ容易に制御することができる。

#### 【0042】

20

##### (実施の形態 2)

図 5 は、実施の形態 2 に係る共振型コンバータ 10L の構成例を示すブロック図である。図 5 において、共振型コンバータ 10L は、図 1 の共振型コンバータ 10 と比較して以下の点が異なる。

- (1) 共振型コンバータ 10L は、さらに主回路 100A を備える。
- (2) 共振型コンバータ 10L は、さらに主回路 100A を駆動制御する共振型コンバータ制御回路 140A (図示なし) を備える。
- (3) 共振型コンバータ制御回路 140A のバースト制御用発振器 161A は、共振型コンバータ制御回路 140 のバースト制御用発振器 161 と比較して 180 度ずれた位相を伴って動作する。

30

#### 【0043】

図 5において、主回路 100A は主回路 100 と同様の構成及び動作を有する。共振型コンバータ制御回路 140A は共振型コンバータ制御回路 140 と同様に構成され、制御信号発生部 150 と、駆動信号発生部 160A とを備える。制御信号発生部 150 は共振型コンバータ制御回路 140 と共有されている。

#### 【0044】

図 6 は、図 5 の共振型コンバータ 10L における信号等の動作波形の例を示すタイミングチャートである。

#### 【0045】

図 6において、バースト制御用発振器 161A は、バースト制御用発振器 161 と比較して 180 度ずれた位相を伴って動作する。従って、鋸波信号  $S_{saw}$  及び  $S_{sawA}$  は  $T_{saw}/2$  ずれて動作する。これにより、ゲート信号  $S_g$  及び  $S_{gA}$  の間にも、 $T_{saw}/2$  のずれが生じる。従って、主回路 100A における駆動期間は主回路 100 における駆動期間  $P_{bst}$  (図示なし) に対して  $T_{saw}/2$  だけタイミングがずれる。こうすることで、2つの主回路 100, 100A の出力電圧におけるリップル同士に 180 度の位相差が生じる。合成の出力電圧  $V_o$  ではこれらのリップルが互いに打ち消し合うため、リップルに起因する誤差が低減されて、実施の形態 1 よりもさらに精度の高い制御が可能となる。

40

#### 【0046】

なお、実施の形態 2 では、共振型コンバータ制御回路 140 及び 140A は、制御信号

50

発生部 150 を共有するが、本発明はこれに限らず、これらは共有されなくてもよい。例えば共振型コンバータ制御回路 140A は、制御信号発生部 150 と同一の動作をする制御信号発生部 150A を新たに備えていてもよい。

【0047】

また、共振型コンバータ 10L は 2 個の主回路を備える。しかしながら、本発明はこれに限らず、共振型コンバータ 10L が備える主回路の数は 3 つ又はそれ以上であってもよい。例えば、共振型コンバータ 10L は、並列に接続された 2 以上の中個の主回路と、N 個の主回路をそれぞれ制御する N 個の共振型コンバータ制御回路とを備えていてよい。その場合、N 個の共振型コンバータ制御回路は、それぞれ互いに 360 / N 度ずつの位相差を伴っていてよい。また、N 個の共振型コンバータ制御回路のうちの少なくとも一部は、互いにその構成要素を少なくとも部分的に共有していてよい。

10

【0048】

(変形例)

以上、本発明の実施の形態を詳細に説明してきたが、前述までの説明はあらゆる点において本発明の例示に過ぎない。本発明の範囲を逸脱することなく種々の改良や変形を行うことができるることは言うまでもない。例えば、以下のような変更が可能である。なお、以下では、上記実施の形態と同様の構成要素に関しては同様の符号を用い、上記実施の形態と同様の点については、適宜説明を省略した。以下の変形例は適宜組み合わせ可能である。

【0049】

20

例えば、実施の形態 1 では、矩形波信号 Srec 及び鋸波信号 Ssaw は、クロック信号 Sclk に同期されている。しかしながら、本発明はこれに限らず、矩形波信号 Srec の周波数が鋸波信号 Ssaw の周波数の整数倍である限り、矩形波信号 Srec 及び鋸波信号 Ssaw はクロック信号 Sclk と同期されなくてもよい。

【0050】

同様に、実施の形態 2 でも、矩形波信号 Srec は各鋸波信号 Ssaw, SsawA と同期されなくてもよい。この場合、矩形波信号 Srec はクロック信号 Sclk に同期せずに発生させる。なお、リップルが互いに打ち消し合う効果を得るために、バースト制御用発振器 161, 161A の間で位相のずれを保つため、鋸波信号 Ssaw 及び鋸波信号 SsawA は互いに同期させる。

30

【0051】

また、実施の形態 1 では、鋸波信号 Ssaw をしきい値信号 Sth と比較するコンバレータ 162 を用いて比較信号 Scmp を発生する。同様に、実施の形態 2 では、鋸波信号 Ssaw, SsawA をしきい値信号 Sth と比較するコンバレータ 162, 162A を用いて比較信号 Scmp, ScmpA を発生する。これらの比較信号 Scmp, ScmpA は、「駆動期間を示す信号」の一例に過ぎない。また、これらのコンバレータ 162, 162A は、駆動期間を示す信号を発生するための「比較手段」の一例に過ぎない。従つて、本発明はこれに限らず、駆動期間を示す信号は駆動期間 Pbst と休止期間 Pslp とを区別することができればどのようなものでもよい。

【0052】

40

また、実施の形態 1 及び 2 では、主回路 100, 100A として LLC コンバータを用いている。しかしながら、本発明はこれに限らず、共振型コンバータ制御回路により制御する主回路には、例えば E2 級コンバータ、2 級コンバータ、直列共振型コンバータ、並列共振型コンバータなどの主回路を用いることができる。

【0053】

このように、当業者は、本発明の範囲内で、実施される形態に合わせて様々な変更を行うことができる。

【符号の説明】

【0054】

10、10L 共振型コンバータ

15 負荷

20 コントローラ

100、100A 主回路

110、110A スイッチング回路

120、120A 共振回路

130、130A 整流平滑回路

140、140A 共振型コンバータ制御回路

150 制御信号発生部

151 出力電圧検出回路

10

152 比較器

153 補償器

154 クロック発振器

155 共振型コンバータ用発振器

160、160A 駆動信号発生部

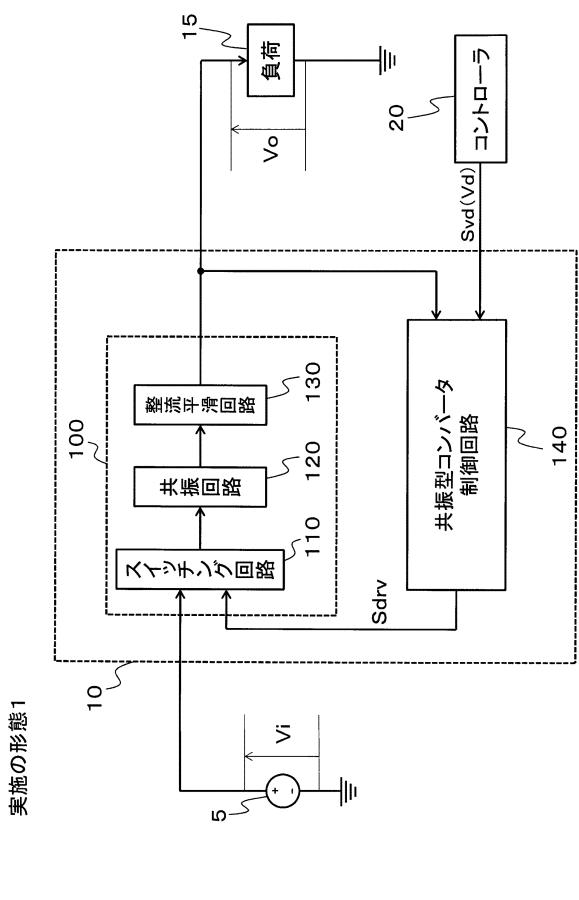
161、161A バースト制御用発振器

162、162A コンパレータ

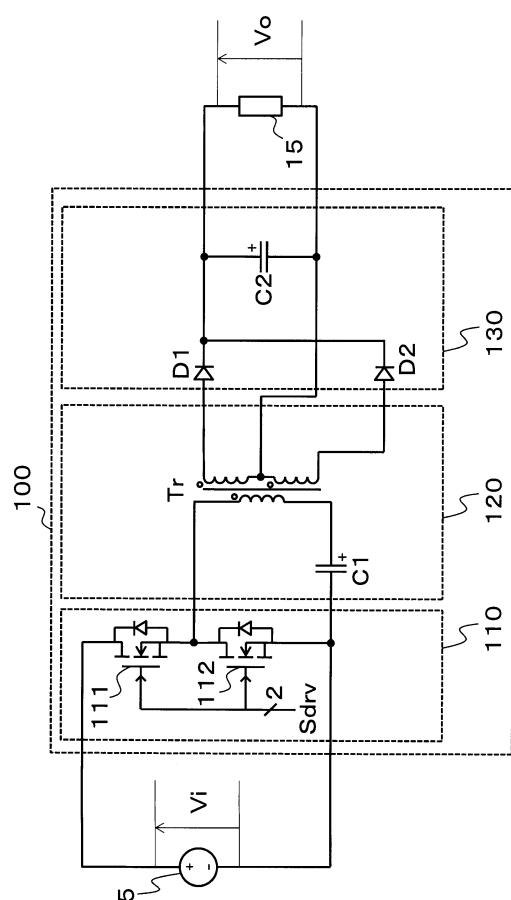
163、163A アンドゲート

164、164A ドライブ回路

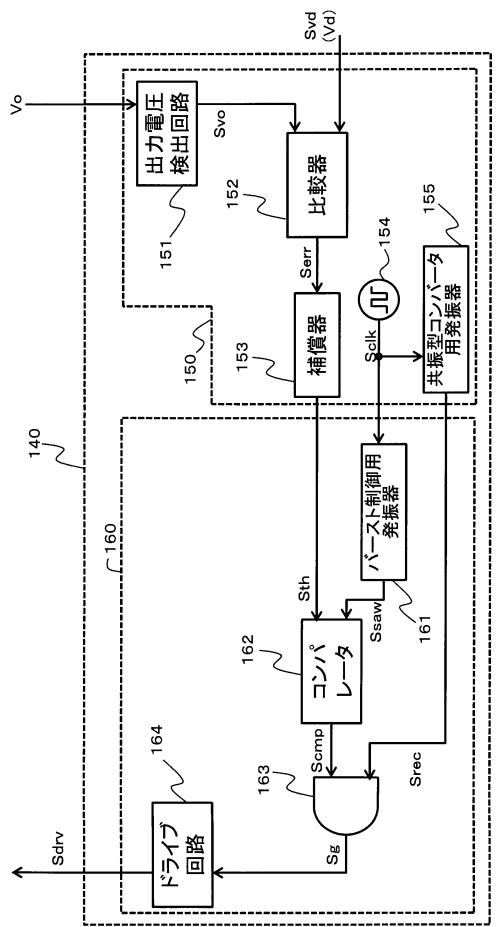
【図1】



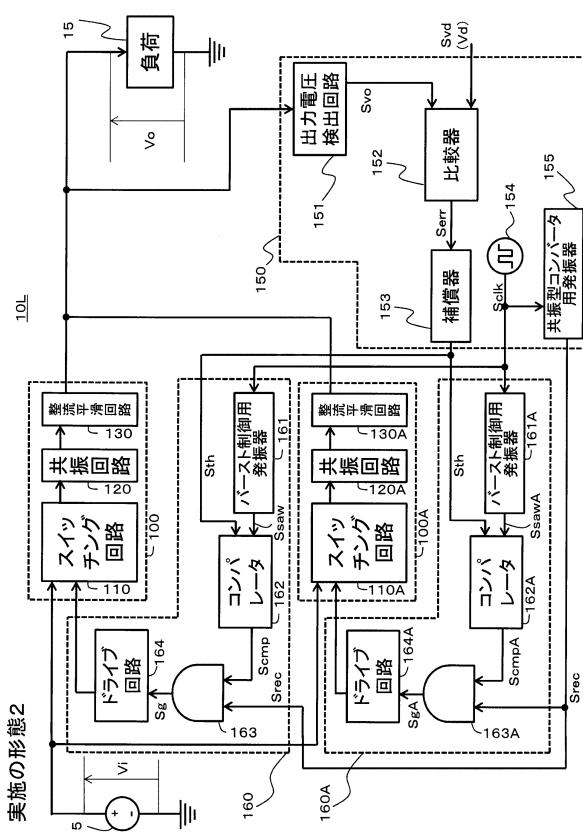
【図2】



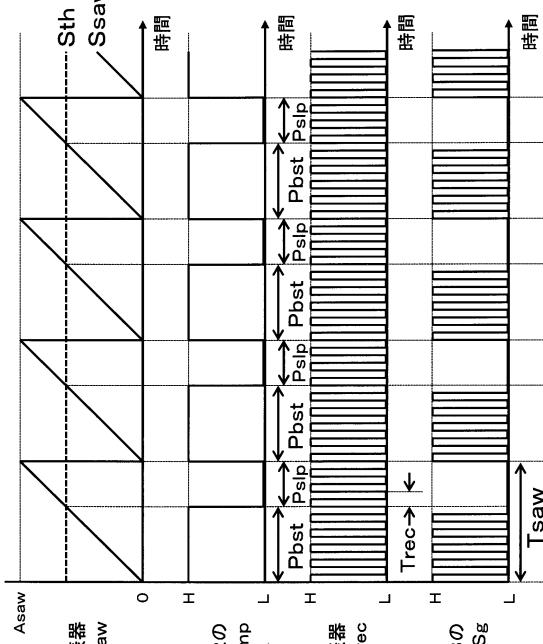
### 【 义 3 】



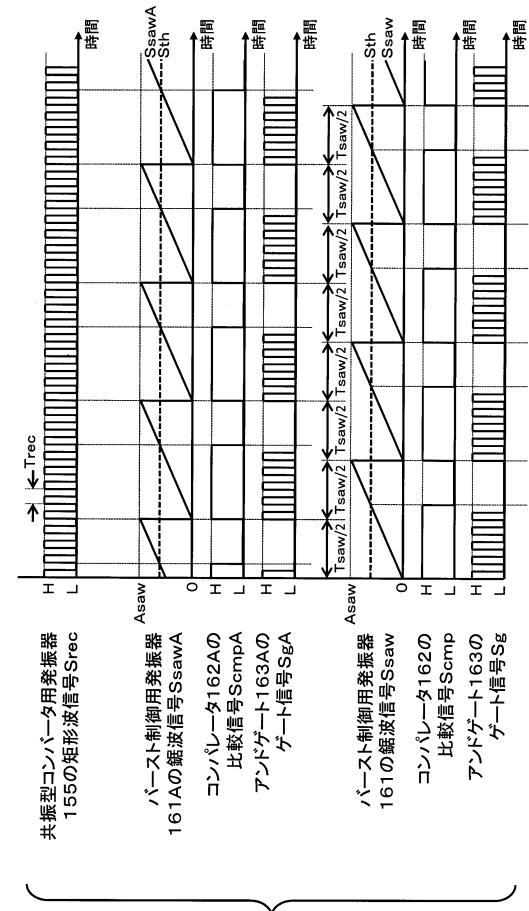
【 図 5 】



【 四 4 】



【 义 6 】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2016-152642(JP,A)  
特開2014-27819(JP,A)  
特開2010-35299(JP,A)  
特開2018-148648(JP,A)  
国際公開第2018/198594(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/28