

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2017-221103

(P2017-221103A)

(43) 公開日 平成29年12月14日(2017.12.14)

(51) Int.Cl.
H02M 3/28 (2006.01)

F I
H02M 3/28 ZHVQ

テーマコード(参考)
5H730

審査請求 未請求 請求項の数 20 O L 外国語出願 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2017-110364 (P2017-110364)
 (22) 出願日 平成29年6月2日(2017.6.2)
 (31) 優先権主張番号 15/174,042
 (32) 優先日 平成28年6月6日(2016.6.6)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 390041542
 ゼネラル・エレクトリック・カンパニー
 アメリカ合衆国、ニューヨーク州 123
 45、スケネクタダイ、リバーロード、1
 番
 (74) 代理人 100137545
 弁理士 荒川 聡志
 (74) 代理人 100105588
 弁理士 小倉 博
 (74) 代理人 100129779
 弁理士 黒川 俊久
 (74) 代理人 100113974
 弁理士 田中 拓人

最終頁に続く

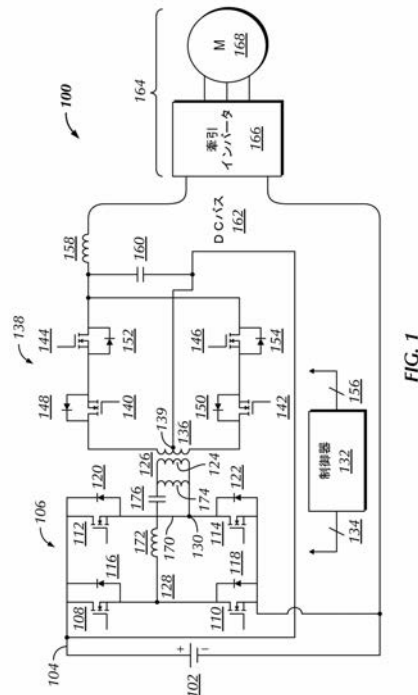
(54) 【発明の名称】 DC/DCコンバータのシステムおよび方法

(57) 【要約】

【課題】電子駆動回路を提供する。

【解決手段】電子駆動回路は、エネルギー蓄積装置と、エネルギー蓄積装置に結合された第1のブリッジ回路とを含む。第1のブリッジ回路は、2つのスイッチを有する少なくとも1つの脚部を含む。電子駆動回路はまた、変圧器を含む。変圧器は、第1のブリッジ回路に結合された第1の巻線と、センタータップを介してエネルギー蓄積装置に結合された第2の巻線とを含む。電子駆動回路は、変圧器の第2の巻線に結合された第2のブリッジ回路をさらに含む。第2のブリッジ回路は、両方向に導通し、両方向に電圧を阻止するように動作可能な一对のスイッチを含む。電子駆動回路は、第2のブリッジ回路および制御器に結合されたDCバスをさらに含み、制御器は、エネルギー蓄積装置からのDC電圧を降圧または昇圧してDCバスに供給すると共に、DCバスからのDC電圧を降圧または昇圧してエネルギー蓄積装置に供給するように構成される。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

電子駆動回路であって、
エネルギー蓄積装置（102）と、
前記エネルギー蓄積装置（102）に結合され、2つのスイッチを有する少なくとも1つの脚部を含む第1のブリッジ回路（106）と、
変圧器（126）であって、
前記第1のブリッジ回路（106）に結合された第1の巻線（124）と、
センタータップ（139）を介して前記エネルギー蓄積装置（102）に結合された第2の巻線（136）と、を含む変圧器（126）と、
前記変圧器（126）の前記第2の巻線（136）に結合された第2のブリッジ回路（138）であって、両方向に導通し、両方向に電圧を阻止するように動作可能な一対のスイッチを含む第2のブリッジ回路（138）と、
前記第2のブリッジ回路（138）に結合されたDCバス（162）と、
制御器（132）であって、
前記エネルギー蓄積装置（102）からのDC電圧を降圧または昇圧して前記DCバス（162）に供給するステップと、
前記DCバス（162）からのDC電圧を降圧または昇圧して前記エネルギー蓄積装置（102）に供給するステップと、を行うように構成された制御器（132）と、を含む電子駆動回路。

10

20

【請求項 2】

前記第1のブリッジ回路（106）と前記変圧器（126）の第1の巻線（124）との間に結合された共振回路（170）をさらに含む、請求項1に記載の回路。

【請求項 3】

前記共振回路（170）が、コンデンサ（160）に結合されたインダクタ（158）を含む、請求項2に記載の回路。

【請求項 4】

前記制御器（132）が、前記第1のブリッジ回路（106）をパルス幅変調、可変周波数または位相シフトコンバータとして動作させ、前記第2のブリッジ回路（138）を整流器として動作させるように構成される、請求項1に記載の回路。

30

【請求項 5】

前記制御器（132）が、前記第1のブリッジ回路（106）を全波ダイオード整流器として動作させ、前記第2のブリッジ回路（138）をパルス幅変調コンバータとして動作させるように構成される、請求項1に記載の回路。

【請求項 6】

前記制御器（132）が、可変周波数およびパルス幅変調制御と組み合わせて、ブリッジ間位相シフト制御によって両方のブリッジを動作させるように構成される、請求項1に記載の回路。

【請求項 7】

前記第2のブリッジ回路（138）とDCバス（162）との間に結合されたフィルタコンデンサおよびインダクタ（158）をさらに含む、請求項1に記載の回路。

40

【請求項 8】

前記DCバス（162）が、インバータ（166）および牽引モータ（168）を含む牽引駆動装置（164）に結合される、請求項1に記載の回路。

【請求項 9】

前記DC電圧が回生制動を介して前記エネルギー蓄積装置（102）に供給される、請求項1に記載の回路。

【請求項 10】

電子駆動回路を動作させる方法であって、
2つのスイッチを有する少なくとも1つの脚部を含む第1のブリッジ回路（106）に

50

エネルギー蓄積装置（１０２）を結合するステップと、

変圧器（１２６）の第１の巻線（１２４）を前記第１のブリッジ回路（１０６）に結合するステップと、

前記変圧器（１２６）の第２の巻線（１３６）をセンタータップ（１３９）を介して前記エネルギー蓄積装置（１０２）に結合するステップと、

第２のブリッジ回路（１３８）を前記変圧器（１２６）の前記第２の巻線（１３６）に結合するステップであって、前記第２のブリッジ回路（１３８）が、両方向に導通し、両方向に電圧を阻止するように動作可能な一対のスイッチを含むステップと、

ＤＣバス（１６２）を前記第２のブリッジ回路（１３８）に結合するステップと、

制御器（１３２）を、

前記エネルギー蓄積装置（１０２）からのＤＣ電圧出力を降圧または昇圧して前記ＤＣバス（１６２）に供給するプロセスと、

前記ＤＣバス（１６２）からのＤＣ電圧出力を降圧または昇圧して前記エネルギー蓄積装置（１０２）に供給するプロセスと、を行うように構成するステップと、を含む方法。

【請求項１１】

前記第１のブリッジ回路（１０６）と変圧器（１２６）との間に共振回路（１７０）を結合するステップをさらに含む、請求項１０に記載の方法。

【請求項１２】

前記共振回路（１７０）が、コンデンサ（１６０）に結合されたインダクタ（１５８）を含む、請求項１１に記載の方法。

【請求項１３】

前記第１のブリッジ回路（１０６）をパルス幅変調、可変周波数または位相シフトコンバータとして動作させ、前記第２のブリッジ回路（１３８）を整流器として動作させるように前記制御器（１３２）を構成するステップをさらに含む、請求項１０に記載の方法。

【請求項１４】

前記第１のブリッジ回路（１０６）を全波ダイオード整流器として動作させ、前記第２のブリッジ回路（１３８）をパルス幅変調コンバータとして動作させるように前記制御器（１３２）を構成するステップをさらに含む、請求項１０に記載の方法。

【請求項１５】

電気自動車であって、

エネルギー蓄積装置（１０２）と、

前記エネルギー蓄積装置（１０２）に結合され、２つのスイッチを有する少なくとも１つの脚部を含む第１のブリッジ回路（１０６）と、

前記第１のブリッジ回路（１０６）に結合された共振回路（１７０）と、

変圧器（１２６）であって、

前記共振回路（１７０）に結合された第１の巻線（１２４）と、

センタータップ（１３９）を介して前記エネルギー蓄積装置（１０２）に結合された第２の巻線（１３６）と、を含む変圧器（１２６）と、

前記変圧器（１２６）の前記第２の巻線（１３６）に結合された第２のブリッジ回路（１３８）であって、両方向に導通し、両方向に電圧を阻止するように動作可能な一対のスイッチを含む第２のブリッジ回路（１３８）と、

前記第２のブリッジ回路（１３８）に結合されたＤＣバス（１６２）と、

前記ＤＣバス（１６２）に結合された前記自動車の牽引駆動装置（１６４）と、

制御器（１３２）であって、

前記エネルギー蓄積装置（１０２）からのＤＣ電圧を降圧または昇圧して前記ＤＣバス（１６２）に供給するステップと、

前記ＤＣバス（１６２）からのＤＣ電圧を降圧または昇圧して前記エネルギー蓄積装置（１０２）に供給するステップと、を行うように構成された制御器（１３２）と、を含む電気自動車。

【請求項１６】

10

20

30

40

50

前記共振回路(170)が、コンデンサ(160)に結合されたインダクタ(158)を含む、請求項15に記載の自動車。

【請求項17】

前記制御器(132)が、前記第1のブリッジ回路(106)をパルス幅変調、可変周波数、または位相シフトコンバータとして動作させ、前記第2のブリッジ回路(138)を整流器として動作させるように構成される、請求項15に記載の自動車。

【請求項18】

前記制御器(132)が、前記第1のブリッジ回路(106)を全波ダイオード整流器として動作させ、前記第2のブリッジ回路(138)をパルス幅変調コンバータとして動作させるように構成される、請求項15に記載の自動車。

10

【請求項19】

前記第2のブリッジ回路(138)とDCバス(162)との間に結合されたフィルタコンデンサおよびインダクタ(158)をさらに含む、請求項15に記載の自動車。

【請求項20】

前記DC電圧が回生制動を介して前記エネルギー蓄積装置(102)に供給される、請求項15に記載の自動車。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、概して、ハイブリッドおよび電気自動車を含む電気駆動システム、および過渡またはパルス負荷を受ける固定駆動装置に関し、より詳細には、蓄電装置と車両または駆動装置のDCバスとの間でエネルギーを移送するための双方向昇降圧DC-DCコンバータに関する。

20

【背景技術】

【0002】

ハイブリッド電気自動車(HEV)は、車両を推進させるために、内燃機関と、牽引バッテリーなどのエネルギー蓄積装置によって動力供給される電気モータとを組み合わせてもよい。典型的には、HEVの電気モータは、内燃機関とトランスミッションとの間に結合され、トランスミッションを通じてトルク増加を利用する。そのような組み合わせは、内燃機関および電気モータがそれぞれ増大した効率のそれぞれの範囲で動作することを可能にすることによって、全体的な燃料効率を増大させることができる。例えば、電気モータは、定常始動から加速するのに効率的であり得るが、燃焼エンジンは、高速道路運転などの一定エンジン運転の持続期間中に効率的であり得る。初期加速を増強する電動機を有することにより、HEV内の燃焼機関は、より小さく、より効率的になり得る。

30

【0003】

純粋な電気自動車(EV)は、典型的には、蓄積された電気エネルギーを使用して、車両を推進する電気モータに動力を供給する。EVは、1つ以上の蓄積された電気エネルギー源を使用してもよく、外部電源からのエネルギーを使用して牽引バッテリーまたは他の蓄積装置を再充電するように構成される。例えば、蓄積エネルギーの第1の供給源(「エネルギー」供給源と呼ばれることもある)を使用して、より長持ちするエネルギーを提供してもよいし、蓄積エネルギーの第2の供給源(「電力」供給源と呼ばれることもある)を使用して、例えば、停止からの加速または運転中のブーストに対してより高い電力を提供してもよい。第1の供給源および第2の供給源は、例として、化学ベースのバッテリー、またはウルトラキャパシタを含んでもよい。典型的には、EV内の電気エネルギー源(エネルギーおよび/または電力バッテリー)は、プラグイン充電器または他の外部エネルギー源を介して充電される。典型的にプラグイン電力に完全に依存することで、EVは、HEVに比べてエネルギー蓄積容量と走行距離が増加する可能性がある。

40

【0004】

プラグインハイブリッド電気自動車(PHEV)は、内燃機関と、牽引バッテリーなどのエネルギー蓄積装置によって動力供給される電気モータとの両方を含んでもよい。典

50

型的には、PHEVは、外部電源からのエネルギーを使用して牽引バッテリーまたは他の蓄積装置を再充電するように構成される。したがって、プラグイン電力に完全に依存することで、PHEVは、HEVに比べてエネルギー蓄積容量と走行距離が増加する可能性がある。

【0005】

PHEVには、一般に、並列と直列の2種類がある。並列PHEV構成では、電気モータは、内燃機関とトランスミッションとの間に結合され、HEVと同様に、内燃機関および電気モータがそれぞれ増大した効率のそれぞれの範囲で動作することを可能にする。直列PHEV構成では、電気モータは、エネルギー蓄積装置と車両駆動軸との間に結合され、内燃機関は、エネルギー蓄積装置に直接結合され、車両駆動軸には結合されない。直列PHEVは、純粋な電気駆動システムに関して、内燃機関および例えば液体燃料蓄積システムを介したエネルギー蓄積システムへのエネルギー増強システムを有する延長航続距離電気自動車(EREV)と呼ぶこともできる。

10

【0006】

一般に、EV、HEV、およびPHEVは、制動操作中にエネルギー蓄積装置を充電するための回生制動を含むのが通例である。また、そのような車両には、オンロードおよびオフロード車両、ゴルフカート、近隣用電気自動車、フォークリフトおよびユーティリティトラックが例として含まれてもよい。これらの車両は、車外の固定バッテリー充電器または車載バッテリー充電器のいずれかを使用して、電力システムまたは再生可能エネルギー源から車両の車載バッテリーに電気エネルギーを移送できる。

20

【0007】

このような車両はまた、DCバス上の電圧を上昇(昇圧)または下降(降圧)させるためのDC/DCコンバータを含むことができる。従来のDC/DCコンバータは、1対のスイッチおよび1対のダイオードに結合されたインダクタを含む。各スイッチは、それぞれのダイオードに結合され、各スイッチ/ダイオード対は、それぞれの半位相モジュールを形成する。このトポロジでは、すべての電力がコンバータによって処理され、効率が低下している。さらに、このトポロジでは自由度が少なくなる。

【0008】

したがって、DCバスにエネルギーを供給し、1つ以上のエネルギー蓄積装置を充電するための広範囲な出力電圧を供給する、高効率の双方向昇降圧DC/DCコンバータトポロジが必要とされている。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】米国特許第9166415号明細書

【発明の概要】

【0010】

一部の実施形態によって、電子駆動回路が開示される。電子駆動回路は、エネルギー蓄積装置と、エネルギー蓄積装置に結合された第1のブリッジ回路とを含む。第1のブリッジ回路は、2つのスイッチを有する少なくとも1つの脚部を含む。電子駆動回路はまた、変圧器を含む。変圧器は、第1のブリッジ回路に結合された第1の巻線と、センタータップを介してエネルギー蓄積装置に結合された第2の巻線とを含む。電子駆動回路は、変圧器の第2の巻線に結合された第2のブリッジ回路をさらに含む。第2のブリッジ回路は、両方向に導通し、両方向に電圧を阻止するように動作可能な一對のスイッチを含む。電子駆動回路は、第2のブリッジ回路および制御器に結合されたDCバスをさらに含み、制御器は、エネルギー蓄積装置からのDC電圧を降圧または昇圧してDCバスに供給すると共に、DCバスからのDC電圧を降圧または昇圧してエネルギー蓄積装置に供給するように構成される。

40

【0011】

一部の実施形態によって、電子駆動回路を操作する方法が開示される。この方法は、工

50

エネルギー蓄積装置を第1のブリッジ回路に結合するステップを含む。第1のブリッジ回路は、2つのスイッチを有する少なくとも1つの脚部を含む。この方法はまた、変圧器の第1の巻線を第1のブリッジ回路に結合し、変圧器の第2の巻線をセンタータップを介してエネルギー蓄積装置に結合するステップを含む。この方法は、第2のブリッジ回路を変圧器の第2の巻線に結合するステップをさらに含む。第2のブリッジ回路は、両方向に導通し、両方向に電圧を阻止するように動作可能な一对のスイッチを含む。この方法は、DCバスを第2のブリッジ回路に結合するステップと、制御器を、エネルギー蓄積装置からのDC電圧出力を降圧または昇圧してDCバスに供給すると共に、DCバスからのDC電圧出力を降圧または昇圧してエネルギー蓄積装置に供給するように構成するステップとを含む。

10

【0012】

一部の実施形態によって、電気自動車が開示される。自動車は、エネルギー蓄積装置と、エネルギー蓄積装置に結合された第1のブリッジ回路とを含む。第1のブリッジ回路は、2つのスイッチを有する少なくとも1つの脚部を含む。自動車はまた、第1のブリッジ回路および変圧器に結合された共振回路を含み、変圧器は、共振回路に結合された第1の巻線と、センタータップを介してエネルギー蓄積装置に結合された第2の巻線とを含む。自動車は、変圧器の第2の巻線に結合された第2のブリッジ回路をさらに含む。第2のブリッジ回路は、両方向に導通し、両方向に電圧を阻止するように動作可能な一对のスイッチを含む。自動車はさらに、第2のブリッジ回路に結合されたDCバスと、DCバスに結合された自動車の牽引駆動装置とを含む。自動車はまた、エネルギー蓄積装置からのDC電圧を降圧または昇圧してDCバスに供給すると共に、DCバスからのDC電圧を降圧または昇圧してエネルギー蓄積装置に供給するように構成された制御器を含む。

20

【0013】

様々な他の特徴および利点が、以下の詳細な説明および図面から明らかになるであろう。

【0014】

本発明の利点を容易に理解するために、上で簡潔に説明した本発明のより具体的な説明が、添付の図面に示される特定の実施形態を参照して提供される。これらの図面は、本発明の例示的な実施形態を示しているにすぎず、したがって、その範囲を限定するものではないと理解され、本発明は、添付の図面を使用して追加の特異性および詳細を用いて説明および説明される。

30

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】本発明の一実施形態による牽引システムの概略図である。

【図2】本発明の一実施形態による、エネルギー蓄積装置の電圧をステップアップすることによってエネルギー蓄積装置を放電するためのゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図である。

【図3】本発明の一実施形態による、エネルギー蓄積装置の電圧をステップダウンすることによってエネルギー蓄積装置を放電するためのゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図である。

40

【図4】本発明の一実施形態による、DCバス電圧を上昇させることによってエネルギー蓄積装置を充電するためのゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図である。

【図5】本発明の一実施形態による、DCバス電圧をステップダウンすることによってエネルギー蓄積装置を充電するためのゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図である。

【図6】本発明の別の実施形態による牽引システムの概略図である。

【図7】本発明の別の実施形態による牽引システムの概略図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

本明細書では、部分電力処理双方向昇降圧コンバータポロジを開示する。双方向の電力フローは、回生制動モード中のバッテリー充電を可能にする。コンバータは、ステップ

50

アップ（昇圧）またはステップダウン（降圧）モードのどちらでも動作できるので、必要なモータ速度に応じてDCバス電圧を最適化することができる。

【0017】

図1は、本発明の一実施形態による牽引システム100の概略図を示す。牽引システム100は、電気自動車（EV）、ハイブリッド電気自動車（HEV）、またはプラグインハイブリッド電気自動車（PHEV）などの車両に含まれてもよい。あるいは、牽引システム100は、静止電気駆動システムに含まれてもよい。

【0018】

牽引システム100は、エネルギー蓄積装置102を含む。非限定的な例として、エネルギー蓄積装置102は、バッテリー、燃料バッテリー、またはウルトラキャパシタであってもよい。

10

【0019】

エネルギー蓄積装置102は、DCリンク104を介して第1のブリッジ回路106に結合される。第1のブリッジ回路106は、4つのスイッチ108～114を含む。非限定的な例として、スイッチ108～114は、SiまたはSiC MOSFET、IGBT、MCT、サイリスタ、GTO、IGCT、SiC JFETおよびSi MOSFETまたはGaN HEMTを有するカスコードスイッチ、およびSiスイッチ、またはSi IGBTおよびSiCショットキーダイオードのようなハイブリッドSi/SiC装置のようなクロススイッチであってもよい。第1のブリッジ回路106は、それぞれ対応するスイッチ108～114と並列に結合された4つのダイオード116～122をさらに含む。第1のブリッジ回路106は、接合部128および130を介して変圧器126の第1の巻線124に結合される。

20

【0020】

例示的な実施形態では、第1のブリッジ回路106は、変圧器126の第1の巻線124に入力するために、エネルギー蓄積装置102からの入力電圧をパルス幅変調（PWM）するために使用されてもよい。第1のブリッジ回路106のこのPWM機能は、制御線134を介してスイッチ108～114に結合された制御器132によって制御される。制御器132は、PWMのデューティサイクル（すなわち、スイッチがオン/オフ状態を維持する時間）を制御することによって、スイッチ108～114の動作を制御する。このようにして、エネルギー蓄積装置102からの入力電圧は、変圧器126による変圧器126の第2の巻線136の2次電圧への変換のために、第1の巻線124に入力されるPWM電圧に変換される。別の実施形態では、第1のブリッジ回路106は、可変周波数または位相シフト制御によって動作してもよい。これらの制御方法のいずれかを使用して、出力電圧を設定された基準値に調整することができる。可変周波数制御を使用して広い動作範囲にわたってより高い動作効率を達成することができ、PWMまたは位相シフトは動作範囲の限界のより近くで使用することができる。

30

【0021】

第1のブリッジ回路106は、エネルギー蓄積装置102を充電するための電圧を出力する整流器としても動作することができる。この場合、スイッチ108～114は、制御器132を介してオフのままである。あるいは、電力フローを調整してバッテリーを充電するために、スイッチ108～114を指定された位相シフト角度で切り替えてもよい。これらの動作は、非限定的な例として、回生制動中に発生することができる。

40

【0022】

変圧器126の第2の巻線136は、第2のブリッジ回路138に結合される。変圧器126の第2の巻線136によって生成された2次電圧は、第2のブリッジ回路138に入力される。エネルギー蓄積装置102の入力電圧はまた、変圧器126の第2の巻線136のセンタータップ139に入力されて一部の入力電力が第1のブリッジ回路106をバイパスすることを可能にし、それによって牽引システム100の総合効率が高まる。

【0023】

部分的な電力処理とは、コンバータの定格を全電力定格より低くできることを意味する

50

。バッテリー電圧範囲とDCバスに必要な最大電圧に応じて、コンバータは例として全定格の約67%で設計できる。部分的な電力処理は、入力電力の一部が100%の効率で出力に直接供給されるため、効率が高くなる。

【0024】

第2のブリッジ回路138は、4つのスイッチ140~146を含む。非限定的な例として、スイッチ140~146は、SiまたはSiC MOSFET、IGBT、MCT、サイリスタ、GTO、IGCT、SiC JFETおよびSi MOSFETまたはGaN HEMTを有するカスコードスイッチ、およびSiスイッチ、またはSi IGBTおよびSiCショットキーダイオードのようなハイブリッドSi/SiC装置のようなクロススイッチであってもよい。あるいは、スイッチ140~146は、逆阻止または逆導通IGBTであってもよい。第2のブリッジ回路138は、それぞれ対応するスイッチ140~146と並列に結合された4つのダイオード148~154をさらに含む。スイッチ140~146は、スイッチ140~146の動作に応じて双方向に導通し、双方向に電圧を阻止するACスイッチである。制御器132は、制御線156を介してスイッチ140~146にさらに結合され、スイッチ140~146の動作を制御して、第2のブリッジ回路138を整流器として動作させる。インダクタ158およびコンデンサ160も第2のブリッジ回路138に結合され、出力をフィルタリングする。このようにして、第2のブリッジ回路138は、負荷電圧をDCバス162に出力する。

10

【0025】

例示的な実施形態では、DCバス162は、牽引駆動装置164に結合される。牽引駆動装置は、牽引モータ168に結合されたインバータ166を含んでもよい。しかしながら、別の実施形態(図示せず)では、DCバス162は、第2のエネルギー蓄積装置、インバータおよび電気モータを含む電気駆動装置、あるいはステッピングモータまたは補助負荷(例えば、エアコン、パワーウィンドウ、またはステレオシステム)のような、DC負荷のDC電圧をさらに変換する別のDC/DCコンバータに結合できる。

20

【0026】

第2のブリッジ回路138は、DCバス162からの電圧を変圧器126の第2の巻線136にPWMするためにも使用することができる。制御器132は、PWMデューティサイクルを制御することによってダイオード148~154の動作を制御する。このようにして、DCバス162からの電圧は、第2の巻線136に入力されたPWM電圧に変換され、エネルギー蓄積装置102を充電するために、変圧器126によって変圧器126の第1の巻線124の別の電圧に変換される。別の実施形態では、第2のブリッジ回路138は、可変周波数または位相シフト制御によって動作してもよい。これらの制御方法のいずれかを使用して、出力電圧を設定された基準値に調整することができる。可変周波数制御を使用して広い動作範囲にわたってより高い動作効率を達成することができ、PWMまたは位相シフトは動作範囲の限界のより近くで使用することができる。非限定的な例として、回生制動中にPWM、可変周波数、または位相シフト制御が行われることがある。

30

【0027】

牽引システム100は、第1のブリッジ回路106と変圧器126の第1の巻線124との間に共振回路170をさらに含むことができる。図1に示す例示的な実施形態では、共振回路170は、2つのインダクタ(LL)172および174、およびコンデンサ(C)176を含むLLC回路である。別の実施形態では、共振回路170は、LC並列回路またはLCC回路であってもよい。牽引システム100に共振回路170を含めることにより、電力フローおよび電圧調整を制御するための自由度がより高くなる。共振回路170はまた、ソフトスイッチングを提供し、全体効率を改善する。スイッチ108~114のスイッチング周波数は、共振タンクの利得を決定する。これにより、スイッチング周波数が直列共振周波数を下回っているか(ステップアップ)、または直列共振周波数を上回っているか(ステップダウン)によって、ステップアップ動作またはステップダウン動作が可能になる。共振コンバータの電圧利得は、動作周波数に依存する。非限定的な例としてのLLC共振回路の場合、電圧利得は直列共振周波数を下回って1より大きく、ステ

40

50

ップアップ能力を提供する。電圧利得は、直列共振周波数を上回って1より小さく、ステップダウン動作を提供する。PWM制御では、0.5のデューティ比が最も高い利得を提供し、その他のデューティ比はより低い利得を与える。ステップアップ能力とステップダウン能力の両方を組み合わせると、アクティブな装置のゼロ電圧スイッチング遷移を実現することにより、端子電圧の調整の柔軟性が高まり効率が向上する。

【0028】

図2は、本発明の一実施形態による、放電中のステップアップモードにおけるゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図178である。ステップアップモードでは、コンバータからの電力が出力に加えられて電圧が上昇する。パルスシーケンス図178は、単一の周期T中の様々な波形を示す。

10

【0029】

エネルギー蓄積装置102の放電中のステップアップモードでは、第1のブリッジ回路106はPWMコンバータとして動作してもよく、第2のブリッジ回路138は整流器として動作する。このように、スイッチ108~114は、図2に示すようにパルス幅変調され、スイッチ140~142はオンにされ、スイッチ144~146はオフにされる。第1のブリッジ回路106のスイッチ108~114が導通しているときは、変圧器126の第2の巻線136に電圧が印加される。ダイオード152~154における瞬間出力は、エネルギー蓄積装置102の入力電圧に変圧器2次電圧を加えたものであり、これは入力電圧を変圧器巻数比 N_p / N_s で割ったものに等しい。PWMデューティサイクルDを0%から100%まで変化させることによって、平均電圧出力は、入力電圧の最小値と、入力電圧の最大値に変圧器126の2次電圧出力によって与えられる昇圧を加えたものとの間で制御することができる。最大利得は50%のデューティサイクルで発生し、デューティサイクルの高い値または低い値に対して対称的に低下する。インダクタ158およびコンデンサ160は、フィルタとして動作し、出力電圧を平滑化する。したがって、出力電圧は $V_{out} = V_{in} + (Gain) \times V_{in}$ になる。PWM動作の場合、電圧利得(Gain)は $2 \times D \times (N_s / N_p)$ に等しくなる。

20

【0030】

第1のブリッジ回路は、可変周波数コンバータとしても動作することができる。LLC共振コンバータを使用する場合の可変周波数動作では、利得は

【0031】

30

【数1】

$$Gain = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) * \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda f_n^2} \right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2}}$$

に等しくなり、 $V_{out} = V_{in} (1 \pm Gain)$ となる。この計算では、 f_n は正規化されたスイッチング周波数

【0032】

40

【数2】

$$\left(f_n = \frac{f_s}{f_r} \right)$$

はインダクタンス比、Qは品質係数である。第1のブリッジ回路が、PWMおよび周波数制御の組み合わせで動作する場合、電圧利得は合成値になる。第1のブリッジ回路が、PWMおよび周波数制御の組み合わせで動作する場合、電圧利得は合成値になる。

【0033】

LLC共振コンバータトポロジーでは、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成するためには、共振タンク電流が共振タンク電圧よりも弱まるように、スイッチング周波数を共

50

振周波数より高くする必要がある。タンク電流を弱めると、装置の電源がオンになる前に負の装置電流が発生する。この負の電流は装置 / スナバ容量を放電し、逆並列ダイオードを流れる。したがって、装置電圧は、装置がオンになる前にゼロに低下し、その結果 ZVS が達成される。

【 0 0 3 4 】

スイッチング周波数 f_s が $f_m < f_s < f_r$ の範囲内であれば、装置のターンオフ電流は磁化電流に制限される。ここで、 f_m は、共振コンデンサと合成インダクタンスとの間の共振に起因する全体の共振周波数であり

【 0 0 3 5 】

【 数 3 】

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}$$

に等しく、 f_r は、直列のインダクタとコンデンサとの間の共振に起因する直列共振周波数であり

【 0 0 3 6 】

【 数 4 】

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

に等しい。 f_r を超えると、ターンオフ電流がさらに増大し、その結果ターンオフ時にスイッチング損失が増加する。これを補償するために、スナバコンデンサを使用して、ターンオフ時にゼロ電圧に近づくように装置電圧を制限することができる。

【 0 0 3 7 】

共振回路の品質係数 Q は

【 0 0 3 8 】

【 数 5 】

$$= \frac{Z_C}{R_{ac}}$$

であり、 Z_C はコンバータ特性インピーダンス

【 0 0 3 9 】

【 数 6 】

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

であり、 R_{ac} は直列共振コンバータの等価負荷抵抗

【 0 0 4 0 】

【 数 7 】

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 R_{load}$$

である。利得特性から低品質係数は、 f_r よりも低い利得選択性と、 f_r を超えるほぼ平坦な利得特性を提供する。品質係数が低いと、共振コンデンサ両端の電圧が低くなり、ターンオフ時のダイオード電圧に反映される。インダクタンス比

【 0 0 4 1 】

10

20

30

40

【数 8】

$$\lambda = \frac{L_m}{L_r}$$

を変更することも、コンバータの利得特性に著しい影響を与える。インダクタンス比が低いと周波数感度が高くなるが、循環電流がより多くなる。インダクタンス比が高いと循環電流が少なくなり効率が良くなるが、利得特性はスイッチング周波数に比べて平坦である。このように、高い効率と低い部品応力を達成するために、変圧器は、品質係数を低くし、インダクタンス比を高くする必要がある。

【0042】

他のタイプの共振タンクの場合、利得は適宜変化するが、分析結果は上述の L L C 共振コンバータトポロジーに類似している。L C 直列共振コンバータの場合、利得は

【0043】

【数 9】

$$Gain = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\pi^4}{64} Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2}}$$

に等しくなる。L C 並列共振コンバータの場合、利得は

【0044】

【数 10】

$$Gain = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \frac{1}{\sqrt{\frac{\pi^2}{64} (1 - f_n^2)^2 + f_n^2 \left(\frac{1}{Q^2} \right)}}$$

に等しくなる。L C C 直列並列共振コンバータの場合、利得は

【0045】

【数 11】

$$Gain = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \frac{1}{\sqrt{\frac{\pi^2}{64} \left(1 + \frac{C_P}{C_S} (1 - f_n^2) \right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2}}$$

に等しくなる。

【0046】

図 3 は、本発明の一実施形態による、放電中のステップダウンモードにおけるゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図 180 である。ステップダウンモードでは、入力電圧は所望の出力電圧よりも大きい。パルスシーケンス図 180 は、単一の周期 T 中の様々な波形を示す。

【0047】

エネルギー蓄積装置 102 の放電中のステップダウンモードでは、第 1 のブリッジ回路 106 は全波ダイオード整流器として動作し、第 2 のブリッジ回路 138 は PWM コンバータとして動作する。このように、図 3 に示すように、スイッチ 108 ~ 114 および 144 ~ 146 はオフにされ、スイッチ 140 ~ 142 はパルス幅変調される。ステップダウン動作では、変圧器 126 の第 2 の巻線 136 は第 1 の巻線として動作し、変圧器 126 の第 1 の巻線 124 は第 2 の巻線として動作する。

【0048】

10

20

30

40

50

第2のブリッジ回路138の出力電圧は、第1のブリッジ回路106に再循環される。スイッチ140～142のデューティサイクルを変化させることにより、第2のブリッジ回路138の入力電圧と出力電圧との比が制御される。エネルギー蓄積装置102の入力電圧が第2のブリッジ回路138の出力電圧を固定するので、デューティサイクルを変化させる効果は、第1のブリッジ回路106と出力電圧との間の電圧降下を変化させることである。スイッチ140～142は、一方または両方のスイッチが常にオンになるように制御され、スイッチングサイクル中であっても両方が同時にオフになることはない。両方のスイッチが導通しているとき、第2のブリッジ回路138の入力に電圧降下がないので、出力電圧はその入力電圧に等しい。1つのスイッチが開いているとき、変圧器126の両端の電圧は、エネルギー蓄積装置102の入力電圧に等しくなるが、それは両端の電圧が第1のブリッジ回路106によってその値にクランプされているからである。したがって、第2のブリッジ回路138の両端の入力電圧は、エネルギー蓄積装置102の入力電圧を変圧器巻数比で割ったものに等しくなる。デューティサイクルを変化させることにより、第2のブリッジ回路138を横切って低下した平均電圧、したがって出力電圧が制御される。したがって、出力電圧は $V_{out} = V_{in} - 2 \times V_{in} \times (1 - D) \times (N_s / N_p)$ になる。

10

【0049】

第2のブリッジ回路は、可変周波数コンバータとしても動作することができる。LLC共振コンバータを使用する場合の可変周波数動作では、利得は

20

【0050】

【数12】

$$Gain = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) * \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda f_n^2} \right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2}}$$

に等しくなり、 $V_{out} = V_{in} (1 \pm Gain)$ となる。

【0051】

図4は、本発明の一実施形態によるDCバス162からの入力電圧をステップアップすることによってエネルギー蓄積装置102を充電するためのゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図182である。この場合、第1のブリッジ回路106は全波整流器として動作し、第2のブリッジ回路138はPWMコンバータとして動作する。このように、図4に示すように、スイッチ108～114はオフにされ、スイッチ140～142はオンにされ、スイッチ144～146はパルス幅変調される。

30

【0052】

第1のブリッジ回路106の出力電圧は、第2のブリッジ回路138に再循環される。スイッチ144～146のデューティサイクルを変化させることにより、第1のブリッジ回路106の入力電圧と出力電圧との比が制御される。DCバス162の入力電圧が第1のブリッジ回路106の出力電圧を固定するので、デューティサイクルを変化させる効果は、第2のブリッジ回路138と出力電圧との間の電圧降下を変化させることである。スイッチ144～146は、一方または両方のスイッチが常にオンになるように制御され、スイッチングサイクル中であっても両方が同時にオフになることはない。両方のスイッチが導通しているとき、第2のブリッジ回路138の入力に電圧降下がないので、出力電圧はその入力電圧に等しい。1つのスイッチが開いているとき、変圧器126の両端の電圧は、DCバス162の入力電圧に等しくなるが、それは両端の電圧が第2のブリッジ回路138によってその値にクランプされているからである。したがって、第1のブリッジ回路106の両端の入力電圧は、DCバス162の入力電圧を変圧器巻数比で割ったものに等しくなる。PWMデューティサイクルを変化させることにより、エネルギー蓄積装置102を充電するための平均電圧出力は、入力電圧の最小値と、入力電圧の最大値に変圧器

40

50

126からの電圧出力によって与えられる昇圧を加えたものとの間で制御することができる。したがって、出力電圧は $V_{out} = V_{in} + 2 \times D \times (N_s / N_p) \times V_{in}$ になる。

【0053】

第2のブリッジ回路は、可変周波数コンバータとしても動作することができる。LLC共振コンバータを使用する場合の可変周波数動作では、利得は

【0054】

【数13】

$$Gain = \left(\frac{Ns}{Np} \right) * \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad 10$$

に等しくなり、 $V_{out} = V_{in} (1 \pm Gain)$ となる。第1のブリッジ回路が、PWMおよび周波数制御の組み合わせで動作する場合、電圧利得は合成値になる。

【0055】

図5は、本発明の一実施形態による、入力電圧をステップダウンすることによってエネルギー蓄積装置を充電するためのゲートシーケンスを示すパルスシーケンス図184である。この場合、ブリッジ回路106および138の両方もが可変周波数コンバータとして動作している。このように、図4に示すように、スイッチ140~142はオフにされ、スイッチ108~114および144~146は位相シフトされる。可変周波数は、2つのブリッジ106と138との間の利得を調整するために使用される。2つのブリッジ106と138との間の位相シフトは、2つの側の間を流れる電流の量を調整する。この動作モードは、共振デュアルアクティブブリッジに類似している。電力フローの方向を維持してエネルギー蓄積装置102を充電するために、スイッチ140~142はオフにされる。ソフトスイッチングが依然として生じ、ここで第1のブリッジ回路106はゼロ電流スイッチング下で動作し、第2のブリッジ回路138はゼロ電圧スイッチング下で動作する。利得は、

【0056】

【数14】

$$Gain = \left(\frac{Ns}{Np} \right) * \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad 30$$

に等しくなり、 $V_{out} = V_{in} (1 \pm Gain)$ となる。

【0057】

図6は、本発明の別の実施形態による牽引システム186の概略図である。牽引システム100に共通する要素および構成要素は、本明細書では適宜同じ部品番号を付して参照される。このハーフブリッジの実施形態では、スイッチ108~110は、第1のハーフブリッジ192内のコンデンサ188~190と置き換えられる。変圧器126の第2の巻線136は、接合部196および198を介して第2のハーフブリッジ194に結合される。第2のハーフブリッジ194は、接合部196を介して結合された4つのスイッチ200~206を含み、各スイッチは、対応するダイオード208~214と並列に結合される。第2のハーフブリッジ194は、接合部198を介して結合された2つのコンデンサ216~218をさらに含む。共振回路170は、変圧器126の第1のハーフブリッジ192と第1の巻線124との間に含まれてもよい。

【0058】

牽引システム186は、前述の実施形態と同様に動作する。図2に対応する放電ステッ 50

プアップモードでは、スイッチ 112 および 114 は、第 1 のブリッジ 192 上で (PWM または可変周波数制御のいずれかを介して) スイッチングされる。第 2 のブリッジ 194 では、スイッチ 200 および 204 はオフにされ、スイッチ 202 および 206 はオンにされる。図 3 に対応する放電ステップダウンモードでは、スイッチ 112 ~ 114、200、204 はオフにされ、スイッチ 202、206 は (PWM または可変周波数制御のいずれかを介して) スイッチングされる。図 4 に対応する充電ステップアップモードでは、スイッチ 112 ~ 114、202、および 206 はオフにされ、スイッチ 200 および 204 は (充電電流および利得を調整するために PWM または可変周波数制御のいずれかを介して) スイッチングされる。図 5 に対応する充電ステップダウンモードでは、スイッチ 202 および 206 はオフにされ、スイッチ 112 ~ 114、200 および 204 は (PWM または可変周波数制御のいずれかを介して) スイッチングされる。可変周波数制御は利得を調整し、第 1 のブリッジ 192 および第 2 のブリッジ 194 間の位相シフトは充電電流を調整する。この実施形態では、第 2 のブリッジ 194 は倍電圧整流器として動作し、より高い電圧利得が必要とされる用途に使用することができる。

【0059】

図 7 は、本発明の別の代替の実施形態による牽引システム 222 の概略図である。牽引システム 100 に共通する要素および構成要素は、本明細書では適宜同じ部品番号を付して参照される。このフルブリッジの実施形態では、追加のコンデンサ 224 が第 1 のフルブリッジ 226 に含まれる。変圧器 126 の第 2 の巻線 136 は、接合部 230 および 232 を介して第 2 のフルブリッジ 228 に結合される。第 2 のフルブリッジ 228 は、接合部 230 を介して結合された 4 つのスイッチ 234 ~ 240 を含み、各スイッチは、対応するダイオード 242 ~ 248 と並列に結合される。第 2 のフルブリッジ 228 は、接合部 232 を介して結合された 4 つのスイッチ 250 ~ 256 をさらに含み、各スイッチは対応するダイオード 258 ~ 264 と並列に結合される。共振回路 170 は、変圧器 126 の第 1 のフルブリッジ 226 と第 1 の巻線 124 との間に含まれてもよい。

【0060】

牽引システム 222 は、前述の実施形態と同様に動作するが、より高出力の用途に適している。図 2 に対応する放電ステップアップモードでは、スイッチ 108 ~ 114 は (PWM または可変周波数制御を介して) スイッチングされる。第 2 のブリッジ 228 は、スイッチ 234、238、250、および 254 がオフにされ、スイッチ 236、240、252 および 256 がオンにされるように、整流器モードで動作する。図 3 に対応する放電ステップダウンモードでは、スイッチ 108 ~ 114 がオフにされる。スイッチ 234、238、250 および 254 もオフにされ、スイッチ 236、240、252 および 256 は (電圧利得を調整するために PWM または可変周波数制御を介して) スイッチングされる。図 4 に対応する充電ステップアップモードでは、スイッチ 108 ~ 114 はオフにされる。スイッチ 236、240、252 および 256 はオフにされ、スイッチ 234、238、250、および 254 は (電圧利得および充電電流を調整するための PWM または可変周波数制御を介して) スイッチングされる。図 5 に対応する充電ステップダウンモードでは、スイッチ 108 ~ 114 は (PWM および / または可変周波数制御を介して) スイッチングされる。スイッチ 236、240、252 および 256 はオフにされ、スイッチ 234、238、250、および 254 は (PWM および / または電圧利得を調整するための可変周波数制御を介して) スイッチングされる。充電電流は、スイッチ 234、238、250、および 254 と第 1 のブリッジスイッチ 108 ~ 114 との間の位相シフトによって制御される。

【0061】

上述の実施形態は、本発明の原理の応用を例示するにすぎない。本発明は、その精神または本質的な特徴から逸脱することなく、他の特定の形態で具体化することができる。特許請求の範囲の均等物の意図および範囲内に入るすべての変更は、その範囲内に含まれるべきである。したがって、本発明は、本発明の最も実用的で好ましい実施形態であると現在見なされているものに関連する特徴および詳細を用いて上に十分に説明されているが

10

20

30

40

50

、当業者には、特許請求の範囲に記載の本発明の原理および概念から逸脱することなく多くの修正を行えることが明白である。

【符号の説明】

【0062】

100	牽引システム	
102	エネルギー蓄積装置	
104	DCリンク	
106	第1のブリッジ回路	
108	第1のブリッジスイッチ	
112	スイッチ	10
116	ダイオード	
124	第1の巻線	
126	変圧器	
128	接合部	
132	制御器	
134	制御線	
136	第2の巻線	
138	第2のブリッジ回路	
139	センタータップ	
140	スイッチ	20
144	スイッチ	
148	ダイオード	
152	ダイオード	
156	制御線	
158	インダクタ	
160	コンデンサ	
162	DCバス	
164	牽引駆動装置	
166	インバータ	
168	牽引モータ	30
170	共振回路	
178	パルスシーケンス図	
180	パルスシーケンス図	
182	パルスシーケンス図	
184	パルスシーケンス図	
186	牽引システム	
188	コンデンサ	
192	第1のハーフブリッジ	
194	第2のハーフブリッジ	
196	接合部	40
198	接合部	
200	スイッチ	
202	スイッチ	
206	スイッチ	
208	ダイオード	
216	コンデンサ	
222	牽引システム	
224	コンデンサ	
226	第1のフルブリッジ	
228	第2のフルブリッジ	50

- 2 3 0 接合部
- 2 3 2 接合部
- 2 3 4 スイッチ
- 2 3 6 スイッチ
- 2 3 8 スイッチ
- 2 4 0 スイッチ
- 2 4 2 ダイオード
- 2 5 0 スイッチ
- 2 5 2 スイッチ
- 2 5 8 ダイオード

【 図 1 】

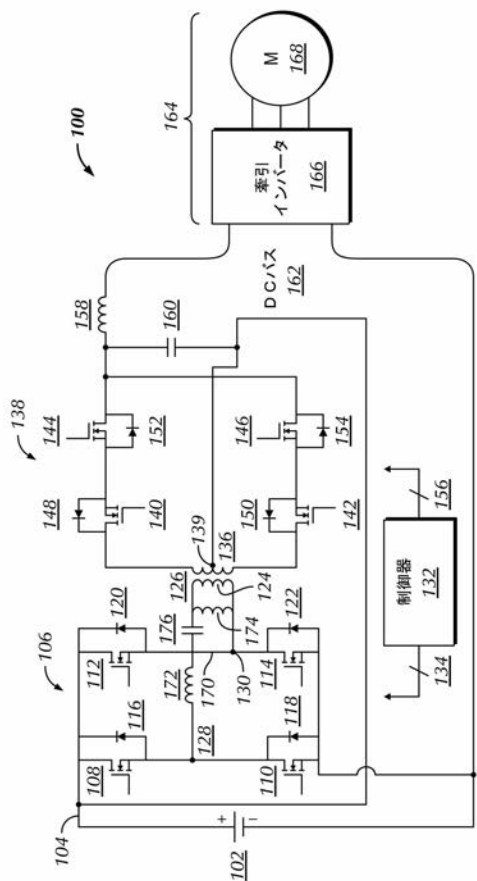


FIG. 1

【 図 2 】

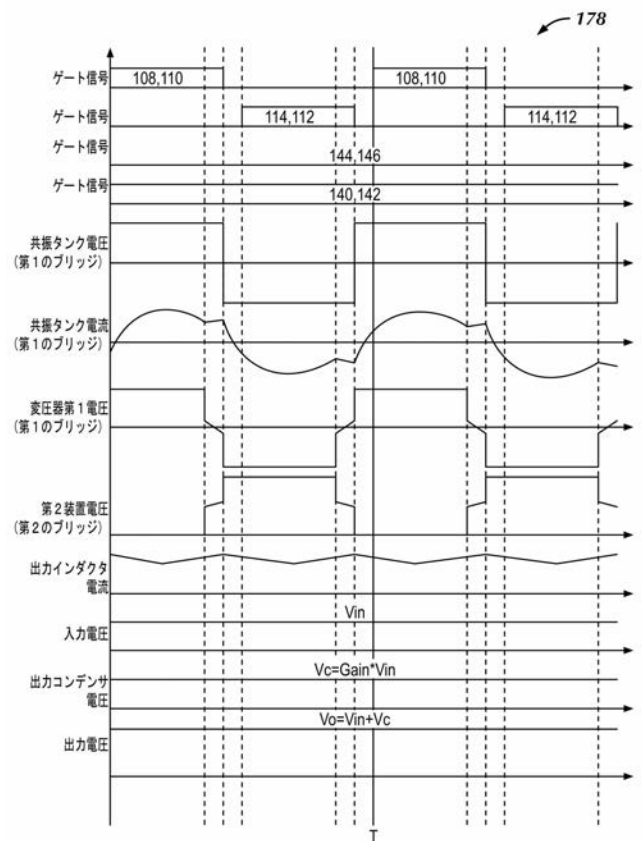


FIG. 2

【 図 3 】

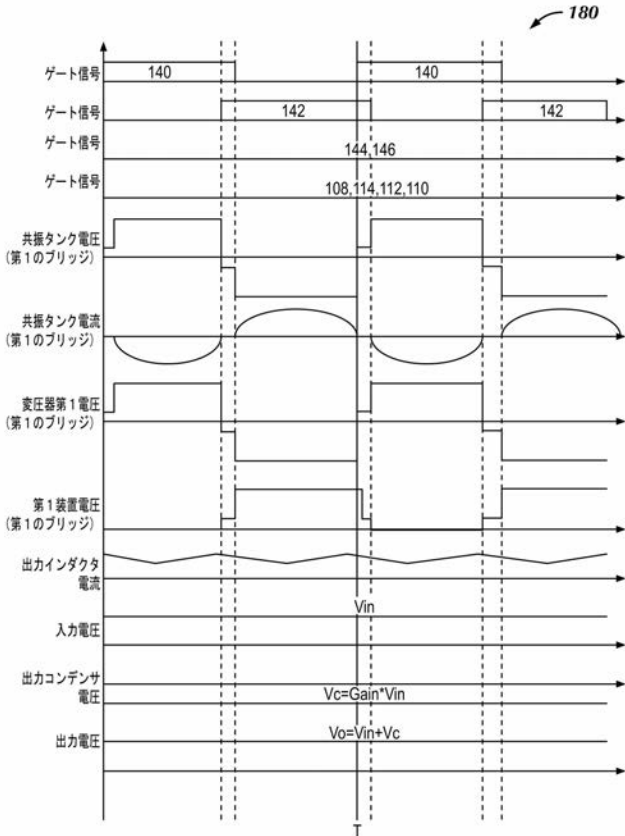


FIG. 3

【 図 4 】

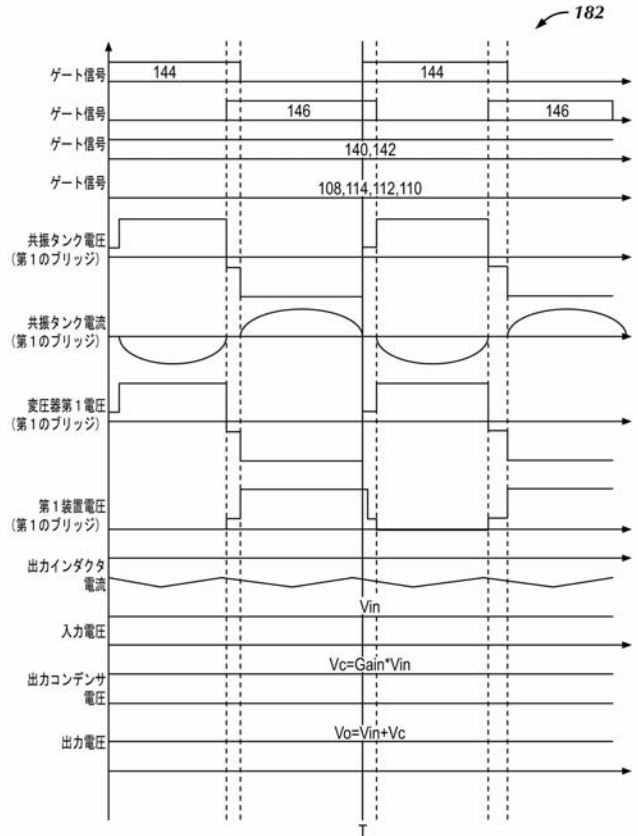


FIG. 4

【 図 5 】

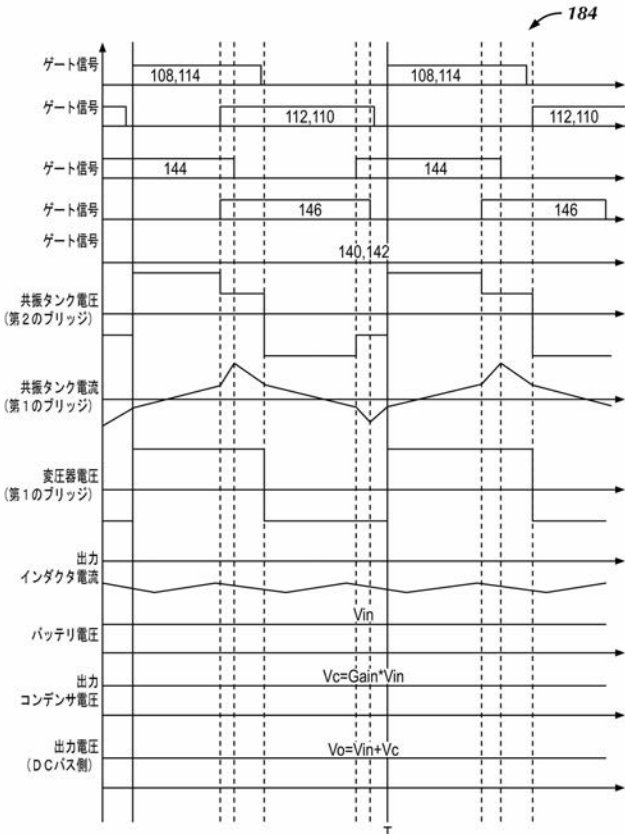


FIG. 5

【 図 6 】

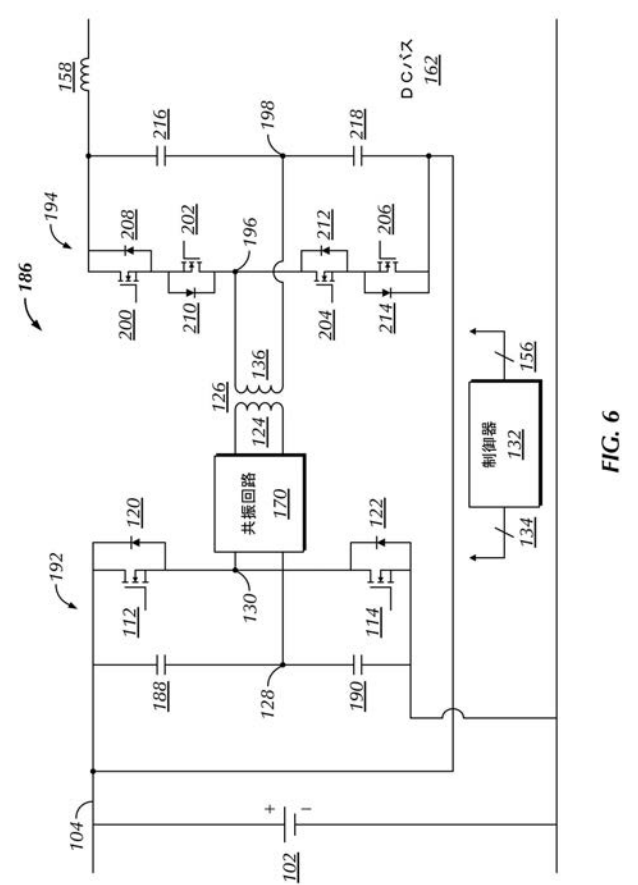


FIG. 6

【 図 7 】

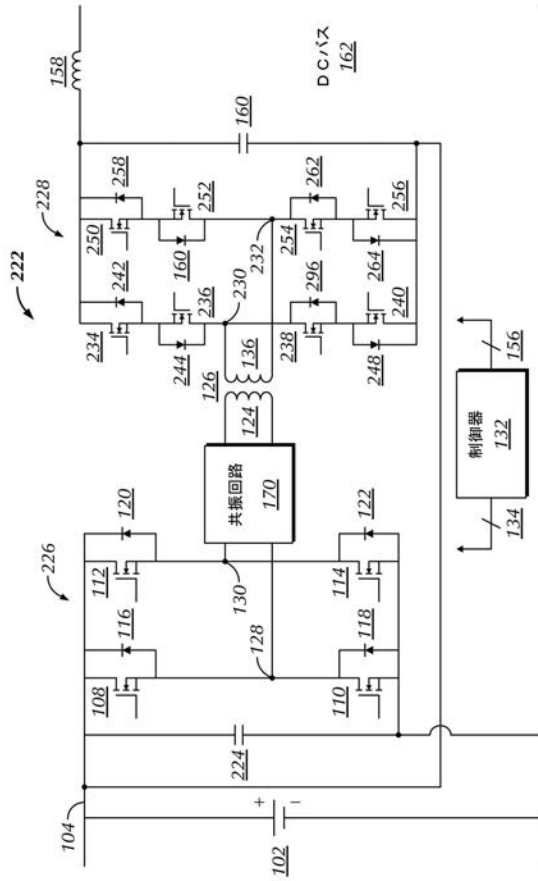


FIG. 7

フロントページの続き

(72)発明者 アメッド・イレッサー

アメリカ合衆国、ニューヨーク州・12309、ニスカユナ、ワン・リサーチ・サークル

(72)発明者 モハンマド・アガミー

アメリカ合衆国、ニューヨーク州・12309、ニスカユナ、ワン・リサーチ・サークル

(72)発明者 クム・カン・ハー

アメリカ合衆国、ニューヨーク州・12309、ニスカユナ、ワン・リサーチ・サークル

Fターム(参考) 5H730 AS08 AS13 AS17 BB27 BB57 BB66 DD03 DD04 DD06 DD12

DD41 EE03 EE07 EE13 FG05 FG07

【外国語明細書】

2017221103000001.pdf