

(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2012-5264

(P2012-5264A)

(43) 公開日 平成24年1月5日(2012.1.5)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2M 3/28 (2006.01)	HO2M 3/28 D	5H006
HO2M 7/21 (2006.01)	HO2M 3/28 F	5H730
	HO2M 7/21 A	

審査請求 有 請求項の数 5 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2010-138733 (P2010-138733)
 (22) 出願日 平成22年6月17日 (2010.6.17)

(71) 出願人 390013723
 TDKラムダ株式会社
 東京都中央区日本橋一丁目13番1号
 (74) 代理人 100089118
 弁理士 酒井 宏明
 (72) 発明者 岩谷 一生
 東京都中央区日本橋一丁目13番1号 TDKラムダ株式会社内
 Fターム(参考) 5H006 AA05 CA02 CB01 CB07
 5H730 AA19 AS08 BB25 BB27 DD04
 DD41 EE04 EE07 EE13

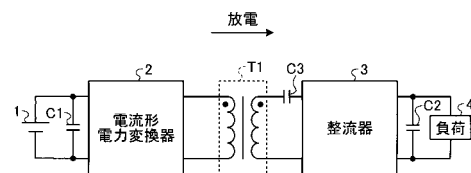
(54) 【発明の名称】 DCDCコンバータ

(57) 【要約】

【課題】トランスに流れる電流を検出することなく、DCDCコンバータのトランスの偏磁を低減させる。

【解決手段】直流を交流に変換する電流形電力変換器2と、電流形電力変換器2から出力された交流を変圧するトランスT1と、トランスT1にて変圧された交流を直流に変換する整流器3と、整流器3側のトランス巻線に直列に接続され、トランスT1に印加される直流成分を遮断するコンデンサC3とを備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流を交流に変換する電流形電力変換器と、
 前記電流形電力変換器から出力された交流を変圧するトランスと、
 前記トランスにて変圧された交流を直流に変換する整流器と、
 前記整流器側のトランス巻線に直列に接続され、前記トランスに印加される直流成分を遮断するコンデンサとを備えることを特徴とする D C D C コンバータ。

【請求項 2】

直流を交流に変換する電流形電力変換器と、
 前記電流形電力変換器から出力された交流を変圧するトランスと、
 前記トランスにて変圧された交流を直流に変換する電圧形電力変換器と、
 前記電圧形電力変換器側のトランス巻線に直列に接続され、前記トランスに印加される直流成分を遮断するコンデンサとを備えることを特徴とする D C D C コンバータ。

10

【請求項 3】

前記電圧形電力変換器は、
 第 1 および第 2 のスイッチング素子が互いに直列に接続された第 1 の直列回路と、
 第 3 および第 4 のスイッチング素子が互いに直列に接続された第 2 の直列回路とを備え

、
 前記第 1 の直列回路と前記第 2 の直列回路とは互いに並列に接続され、
 前記第 1 および第 2 のスイッチング素子の接続点と、前記第 3 および第 4 のスイッチング素子の接続点との間に前記トランスの 2 次巻線が設けられていることを特徴とする請求項 2 に記載の D C D C コンバータ。

20

【請求項 4】

前記電流形電力変換器は、
 直流電源からの電流を前記トランスの 1 次巻線の間接タップに供給するインダクタと、
 前記 1 次巻線の一端と前記直流電源の負極側との間に接続された第 5 のスイッチング素子と、
 前記 1 次巻線の他端と前記直流電源の負極側との間に接続された第 6 のスイッチング素子とを備えることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の D C D C コンバータ。

30

【請求項 5】

前記電流形電力変換器は、
 第 5 のスイッチング素子と第 6 のスイッチング素子が互いに直列に接続された第 3 の直列回路と、
 第 7 および第 8 のスイッチング素子が互いに直列に接続された第 4 の直列回路とを備え

、
 前記第 3 の直列回路と前記第 4 の直列回路とは互いに並列に接続され、
 前記第 5 および第 6 のスイッチング素子の接続点と、前記第 7 および第 8 のスイッチング素子の接続点との間に前記トランスの 1 次巻線が設けられ、
 前記第 5 および第 7 のスイッチング素子の接続点と前記直流電源の正極側との間にインダクタが設けられていることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の D C D C コンバータ。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は D C D C コンバータに関し、特に、D C D C コンバータに用いられるトランスの偏磁を低減させる方法に適用して好適なものである。

【背景技術】

【0002】

D C D C コンバータでは、トランスの偏磁を防止するために、トランスに流れる電流が

50

ら偏磁成分を抽出し、この偏磁成分がキャンセルされるように、トランスに流れる電流を制御するスイッチング素子のオン/オフ制御を行うものがある（特許文献1）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開平9-168278号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、特許文献1に開示された方法では、偏磁成分がキャンセルされるようにトランスに流れる電流を制御するため、電流センサ、ローパスフィルタ、加算器、減算器およびコンパレータなどの多くの部品を追加する必要があるという問題があった。

10

【0005】

そこで、本発明の目的は、トランスに流れる電流を検出することなく、トランスの偏磁を低減させることが可能なDCDCコンバータを提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上述した課題を解決するために、請求項1記載のDCDCコンバータによれば、直流を交流に変換する電流形電力変換器と、前記電流形電力変換器から出力された交流を変圧するトランスと、前記トランスにて変圧された交流を直流に変換する整流器と、前記整流器側のトランス巻線に直列に接続され、前記トランスに印加される直流成分を遮断するコンデンサとを備えることを特徴とする。

20

【0007】

また、請求項2記載のDCDCコンバータによれば、直流を交流に変換する電流形電力変換器と、前記電流形電力変換器から出力された交流を変圧するトランスと、前記トランスにて変圧された交流を直流に変換する電圧形電力変換器と、前記電圧形電力変換器側のトランス巻線に直列に接続され、前記トランスに印加される直流成分を遮断するコンデンサとを備えることを特徴とする。

【0008】

また、請求項3記載のDCDCコンバータによれば、前記電圧形電力変換器は、第1および第2のスイッチング素子が互いに直列に接続された第1の直列回路と、第3および第4のスイッチング素子が互いに直列に接続された第2の直列回路とを備え、前記第1の直列回路と前記第2の直列回路とは互いに並列に接続され、前記第1および第2のスイッチング素子の接続点と、前記第3および第4のスイッチング素子の接続点との間に前記トランスの2次巻線が設けられていることを特徴とする。

30

【0009】

また、請求項4記載のDCDCコンバータによれば、前記電流形電力変換器は、直流電源からの電流を前記トランスの1次巻線の間接タップに供給するインダクタと、前記1次巻線の一端と前記直流電源の負極側との間に接続された第5のスイッチング素子と、前記1次巻線の他端と前記直流電源の負極側との間に接続された第6のスイッチング素子とを備えることを特徴とする。

40

【0010】

また、請求項5記載のDCDCコンバータによれば、前記電流形電力変換器は、第5のスイッチング素子と第6のスイッチング素子が互いに直列に接続された第3の直列回路と、第7および第8のスイッチング素子が互いに直列に接続された第4の直列回路とを備え、前記第3の直列回路と前記第4の直列回路とは互いに並列に接続され、前記第5および第6のスイッチング素子の接続点と、前記第7および第8のスイッチング素子の接続点との間に前記トランスの1次巻線が設けられ、前記第5および第7のスイッチング素子の接続点と前記直流電源の正極側との間にインダクタが設けられていることを特徴とする。

【発明の効果】

50

【 0 0 1 1 】

以上説明したように、本発明によれば、トランスに流れる電流を検出することなく、トランスの偏磁を低減させることが可能となる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 2 】

【 図 1 】 図 1 は、本発明の第 1 実施形態に係る D C D C コンバータの概略構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 図 2 は、本発明の第 2 実施形態に係る D C D C コンバータの概略構成を示すブロック図である。

【 図 3 】 図 3 は、本発明の第 3 実施形態に係る D C D C コンバータの構成を示す回路図である。

10

【 図 4 】 図 4 は、図 3 のコンデンサ C 1 3 がある場合の励磁電流 I m の波形のシミュレーション結果を示す図である。

【 図 5 】 図 5 は、図 3 のコンデンサ C 1 3 がない場合の励磁電流 I m の波形のシミュレーション結果を示す図である。

【 図 6 】 図 6 は、本発明の第 3 実施形態に係る D C D C コンバータの構成を示す回路図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 1 3 】

以下、本発明の実施形態に係る D C D C コンバータについて図面を参照しながら説明する。

20

【 0 0 1 4 】

図 1 は、本発明の第 1 実施形態に係る D C D C コンバータの概略構成を示すブロック図である。

図 1 において、この D C D C コンバータには、直流を交流に変換する電流形電力変換器 2 と、電流形電力変換器 2 から出力された交流を変圧するトランス T 1 と、トランス T 1 にて変圧された交流を直流に変換する整流器 3 およびトランス T 1 に印加される直流成分を遮断するコンデンサ C 3 が設けられている。なお、電流形電力変換器 2 は、スイッチング素子のオン/オフによってトランス T 1 の 1 次側に流れる電流を制御することで、電力変換を行うことができる。

30

【 0 0 1 5 】

ここで、電流形電力変換器 2 の入力側には直流電源 1 が接続されるとともに、直流電源 1 には平滑コンデンサ C 1 が並列に接続されている。電流形電力変換器 2 の出力側にはトランス T 1 の 1 次巻線が接続されている。

【 0 0 1 6 】

ここで、整流器 3 の入力側にはコンデンサ C 3 を介してトランス T 1 の 2 次巻線が接続されている。ここで、コンデンサ C 3 はトランス T 1 の 2 次巻線に直列に接続されている。整流器 3 の出力側には負荷 4 が接続されるとともに、負荷 4 には平滑コンデンサ C 2 が並列に接続されている。なお、負荷 4 としては、例えば、直流で動作する電子機器であってもよいし、蓄電池であってもよいし、直流モータであってもよい。また、整流器 3 としては、例えば、ダイオードブリッジを用いることができる。

40

【 0 0 1 7 】

そして、直流電源 1 から供給された直流は電流形電力変換器 2 にて交流に変換され、トランス T 1 を介して整流器 3 に出力される。そして、トランス T 1 を介して出力された交流が整流器 3 にて整流された後、平滑コンデンサ C 2 にて平滑され、負荷 4 に供給される。

【 0 0 1 8 】

ここで、整流器 3 に出力される交流に直流成分が重畳されていると、その直流成分に対応した電荷がコンデンサ C 3 に充電され、その時にコンデンサ C 3 に発生する電圧にて直流成分がキャンセルされることで、直流成分がトランス T 1 に印加されるのが遮断される

50

。

【0019】

このため、トランスT1に流れる電流を検出することなく、トランスT1の偏磁を低減させることが可能となり、偏磁成分の抽出結果に基づいてPWM制御を行わせるための電流センサ、ローパスフィルタ、加算器、減算器およびコンパレータなどの多くの部品を追加する必要がなくなることから、部品点数の増大を抑制することができる。

【0020】

図2は、本発明の第2実施形態に係るDCDCコンバータの概略構成を示すブロック図である。

図2において、このDCDCコンバータでは、図1の整流器3の代わりに電圧形電力変換器5が設けられている。なお、電圧形電力変換器5は、スイッチング素子のオン/オフによってトランスT1の2次側に印加される電圧を制御することで、電力変換を行うことができる。

10

【0021】

また、このDCDCコンバータでは、図1の負荷4の代わりに負荷6が設けられている。なお、負荷6としては、例えば、直流で動作する電子機器であってもよいし、蓄電池であってもよいし、直流モータであってもよい。あるいは、太陽電池であってもよいし、発電機であってもよい。また、直流電源1として、蓄電池を用いるようにしてもよいし、蓄電コンデンサを用いるようにしてもよい。

【0022】

そして、直流電源1から放電を行わせる場合、直流電源1から供給された直流は電流形電力変換器2にて交流に変換され、トランスT1を介して電圧形電力変換器5に出力される。そして、トランスT1を介して出力された交流が電圧形電力変換器5にて整流された後、平滑コンデンサC2にて平滑され、負荷6に供給される。なお、直流電源1から放電を行わせる場合、電圧形電力変換器5は同期整流を行うようにしてもよい。

20

【0023】

一方、直流電源1に充電を行わせる場合、負荷6から供給された直流は電圧形電力変換器5にて交流に変換され、トランスT1を介して電流形電力変換器2に出力される。そして、トランスT1を介して出力された交流が電流形電力変換器2にて整流された後、平滑コンデンサC1にて平滑され、直流電源1に供給される。なお、直流電源1に充電を行わせる場合、電流形電力変換器2は同期整流を行うようにしてもよい。

30

【0024】

ここで、直流電源1から放電を行わせる場合、電圧形電力変換器5に出力される交流に直流成分が重畳されていると、その直流成分に対応した電荷がコンデンサC3に充電され、その時にコンデンサC3に発生する電圧にて直流成分がキャンセルされることで、直流成分がトランスT1に印加されるのが遮断される。

【0025】

また、直流電源1に充電を行わせる場合、電圧形電力変換器5から出力される交流に直流成分が重畳されていると、その直流成分に対応した電荷がコンデンサC3に充電され、その時にコンデンサC3に発生する電圧にて直流成分がキャンセルされることで、直流成分がトランスT1に印加されるのが遮断される。

40

【0026】

このため、DCDCコンバータの電力の流れが双方向に制御される場合においても、電圧形電力変換器5側だけにトランスT1に直列にコンデンサC3を挿入することで、トランスT1の偏磁を低減させることが可能となり、電流形電力変換器2側に偏磁防止回路を設ける必要がなくなることから、部品点数の増大を抑制することができる。

【0027】

図3は、本発明の第3実施形態に係るDCDCコンバータの構成を示す回路図である。なお、図3の実施形態では、電流形電力変換器12としてプッシュプル構成を例にとった

。

50

図3において、このDCDCコンバータには、トランスT11と、トランスT11の1次側に接続された電流形電力変換器12と、トランスT11の2次側に接続された電圧形電力変換器15が設けられている。

【0028】

なお、電流形電力変換器12は、スイッチング素子 Q_{s1} 、 Q_{s2} のオン/オフによってトランスT11の1次側に流れる電流を制御することで、電力変換を行うことができる。電圧形電力変換器15は、スイッチング素子 Q_{p1} ～ Q_{p4} のオン/オフによってトランスT11の2次側に印加される電圧を制御することで、電力変換を行うことができる。

【0029】

電流形電力変換器12において、スイッチング素子 Q_{s1} はトランスT11の1次巻線の一端と直流電源11の負極側との間に接続され、スイッチング素子 Q_{s2} はトランスT11の1次巻線の他端と直流電源11の負極側との間に接続されている。また、スイッチング素子 Q_{s1} 、 Q_{s2} には、還流ダイオード D_{s1} 、 D_{s2} がそれぞれ並列に接続されている。また、トランスT11の1次巻線の間タップと直流電源11の正極側との間にはインダクタL1が接続されている。また、直流電源11には平滑コンデンサC11が並列に接続されている。

10

【0030】

なお、直流電源11とインダクタL1とで電流源を構成することができ、この電流源からの電流がスイッチング素子 Q_{s1} 、 Q_{s2} にて制御されることにより、電流形電力変換器12として動作することができる。

20

【0031】

電圧形電力変換器15において、スイッチング素子 Q_{p1} 、 Q_{p2} は互いに直列に接続され、スイッチング素子 Q_{p3} 、 Q_{p4} は互いに直列に接続されている。また、スイッチング素子 Q_{p1} ～ Q_{p4} には、還流ダイオード D_{p1} ～ D_{p4} がそれぞれ並列に接続されている。また、スイッチング素子 Q_{p1} ～ Q_{p4} には、コンデンサ C_{p1} ～ C_{p4} がそれぞれ並列に接続されている。

【0032】

スイッチング素子 Q_{p1} 、 Q_{p2} の直列回路とスイッチング素子 Q_{p3} 、 Q_{p4} の直列回路とは互いに並列に接続され、スイッチング素子 Q_{p1} 、 Q_{p2} の接続点とスイッチング素子 Q_{p3} 、 Q_{p4} の接続点の間にはコンデンサC13およびインダクタL2を介してトランスT11の2次巻線が接続されている。ここで、コンデンサC13はトランスT11の2次巻線に直列に接続されている。

30

【0033】

また、スイッチング素子 Q_{p3} 、 Q_{p4} の直列回路には負荷16が並列に接続され、負荷16には平滑コンデンサC12が並列に接続されている。なお、負荷16としては、例えば、直流で動作する電子機器であってもよいし、蓄電池であってもよいし、直流モータであってもよい。あるいは、太陽電池であってもよいし、発電機であってもよい。また、直流電源11として、蓄電池を用いるようにしてもよいし、蓄電コンデンサを用いるようにしてもよい。また、スイッチング素子 Q_{s1} 、 Q_{s2} 、 Q_{p1} ～ Q_{p4} としては、電界効果トランジスタを用いるようにしてもよいし、バイポーラトランジスタを用いるようにしてもよいし、IGBTを用いるようにしてもよい。

40

【0034】

ここで、コンデンサ C_{p1} ～ C_{p4} およびインダクタL2は、ゼロ電圧でスイッチングされるように共振動作を行うことができ、ソフトスイッチングを実現することができる。

【0035】

なお、スイッチング素子 Q_{p1} ～ Q_{p4} の寄生容量およびトランスT11の漏れインダクタンスを使用することで、コンデンサ C_{p1} ～ C_{p4} およびインダクタL2は省略するようにしてもよい。

【0036】

そして、直流電源11から放電を行わせる場合、スイッチング素子 Q_{s1} 、 Q_{s2} のス

50

スイッチング動作にてトランスT 1 1に流れる電流が制御されることにより、直流電源1 1から供給された直流が交流に変換され、トランスT 1 1を介して電圧形電力変換器1 5に出力される。そして、トランスT 1 1を介して出力された交流がスイッチング素子Q p 1 ~ Q p 4のスイッチング動作にて整流された後、平滑コンデンサC 1 2にて平滑され、負荷1 6に供給される。

【0037】

一方、直流電源1 1に充電を行わせる場合、スイッチング素子Q p 1 ~ Q p 4のスイッチング動作にてトランスT 1 1に印加される電圧が制御されることにより、負荷1 6から供給された直流が交流に変換され、トランスT 1 1を介して電流形電力変換器1 2に出力される。そして、トランスT 1 1を介して出力された交流がスイッチング素子Q s 1、Q s 2のスイッチング動作にて整流された後、平滑コンデンサC 1 1にて平滑され、直流電源1 1に供給される。

10

【0038】

ここで、直流電源1 1から放電を行わせる場合、電圧形電力変換器1 5に出力される交流に直流成分が重畳されていると、その直流成分に対応した電荷がコンデンサC 1 3に充電され、その時にコンデンサC 1 3に発生する電圧にて直流成分がキャンセルされることで、直流成分がトランスT 1 1に印加されるのが遮断される。

【0039】

また、直流電源1 1に充電を行わせる場合、電圧形電力変換器1 5から出力される交流に直流成分が重畳されていると、その直流成分に対応した電荷がコンデンサC 1 3に充電され、その時にコンデンサC 1 3に発生する電圧にて直流成分がキャンセルされることで、直流成分がトランスT 1 1に印加されるのが遮断される。

20

【0040】

このため、DCDCコンバータの電力の流れが双方向に制御される場合においても、電圧形電力変換器1 5側だけにトランスT 1 1に直列にコンデンサC 1 3を挿入することで、トランスT 1 1の偏磁を低減させることが可能となり、電流形電力変換器1 2側に偏磁防止回路を設ける必要がなくなることから、部品点数の増大を抑制することができる。

【0041】

図4は、図3のコンデンサC 1 3がある場合の励磁電流I mの波形のシミュレーション結果を示す図である。

30

図4において、図3のコンデンサC 1 3がある場合、励磁電流I mの直流成分が除去されている。このため、コンデンサC 1 3を設けることでトランスT 1 1の偏磁を低減させることができる。

【0042】

図5は、図3のコンデンサC 1 3がない場合の励磁電流I mの波形のシミュレーション結果を示す図である。

図5において、図3のコンデンサC 1 3がない場合、励磁電流I mに直流成分が重畳され、トランスT 1 1の偏磁の要因となる。

【0043】

図6は、本発明の第3実施形態に係るDCDCコンバータの構成を示す回路図である。なお、図6の実施形態では、電流形電力変換器2 2としてフルブリッジ構成を例にとった。

40

図6において、このDCDCコンバータでは、図3の電流形電力変換器1 2およびトランスT 1 1の代わりに電流形電力変換器2 2およびトランスT 2 1が設けられている。なお、その他の構成は図3と同様である。

【0044】

電流形電力変換器2 2には、スイッチング素子Q s 1 1 ~ Q s 1 4およびインダクタL 3が設けられている。そして、スイッチング素子Q s 1 1、Q s 1 2は互いに直列に接続され、スイッチング素子Q s 1 3、Q s 1 4は互いに直列に接続されている。スイッチング素子Q s 1 1、Q s 1 2の直列回路とスイッチング素子Q s 1 3、Q s 1 4の直列回路

50

とは互いに並列に接続され、スイッチング素子 Q_{s11} 、 Q_{s12} の接続点とスイッチング素子 Q_{s13} 、 Q_{s14} の接続点との間にはトランス T_{21} の1次巻線が接続されている。そして、スイッチング素子 Q_{s11} 、 Q_{s13} の接続点と直流電源11の正極側との間にはインダクタ L_3 が接続されている。また、スイッチング素子 $Q_{s11} \sim Q_{s14}$ には、還流ダイオード $D_{s11} \sim D_{s14}$ がそれぞれ並列に接続されている。

【0045】

なお、スイッチング素子 $Q_{s11} \sim Q_{s14}$ としては、電界効果トランジスタを用いるようにしてもよいし、バイポーラトランジスタを用いるようにしてもよいし、IGBTを用いるようにしてもよい。

【0046】

ここで、図6の直流電源11とインダクタ L_3 とで電流源を構成することができ、この電流源からの電流がスイッチング素子 $Q_{s11} \sim Q_{s14}$ にて制御されることにより、電流形電力変換器22として動作することができる。

【0047】

このDCDCコンバータは、図3のスイッチング素子 Q_{s1} と同様のオン/オフタイミングでスイッチング素子 Q_{s12} 、 Q_{s13} のゲートが駆動され、図3のスイッチング素子 Q_{s2} と同様のオン/オフタイミングでスイッチング素子 Q_{s11} 、 Q_{s14} のゲートが駆動される。それ以外の動作は、図3のDCDCコンバータと同様である。

【0048】

なお、図3のプッシュプル構成の電流形電力変換器12では、直流電源11の電圧が低い時や平滑コンデンサ C_{12} の電圧の変動範囲が狭い時に有効である。図3の電流形電力変換器12では、図6のフルブリッジ構成の電流形電力変換器22に比べて回路構成を簡単化することができる。

【0049】

一方、直流電源11の電圧が高い時や平滑コンデンサ C_{12} の電圧の変動範囲が広い時は、スイッチング素子 Q_{s1} 、 Q_{s2} の電圧ストレスが大きくなるため、図6のフルブリッジ構成の電流形電力変換器が適している。

【産業上の利用可能性】

【0050】

本発明のDCDCコンバータは、電圧形電力変換器側だけにトランスに直列にコンデンサを挿入することで、トランスの偏磁を低減させることが可能となり、双方向DCDCコンバータに利用することができる。

【符号の説明】

【0051】

- 1、11 直流電源
- 2、12、22 電流形電力変換器
- 3 整流器
- 4、6、16 負荷
- 5、15 電圧形電力変換器
- T_1 、 T_{11} 、 T_{21} トランス
- C_1 、 C_2 、 C_{11} 、 C_{12} 平滑コンデンサ
- C_3 、 C_{13} 、 $C_{p1} \sim C_{p4}$ コンデンサ
- L_1 、 L_2 、 L_3 インダクタ
- D_{s1} 、 D_{s2} 、 $D_{p1} \sim D_{p4}$ 、 $D_{p11} \sim D_{p14}$ 還流ダイオード
- Q_{s1} 、 Q_{s2} 、 $Q_{p1} \sim Q_{p4}$ 、 $Q_{p11} \sim Q_{p14}$ スwitchング素子

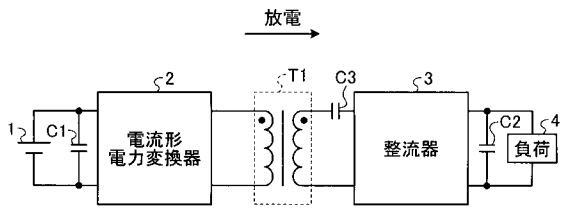
10

20

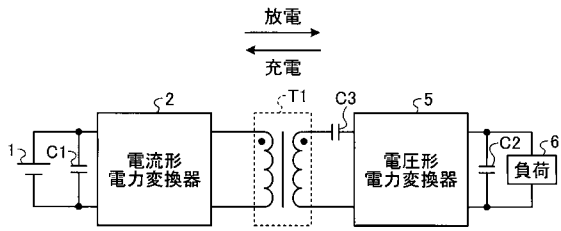
30

40

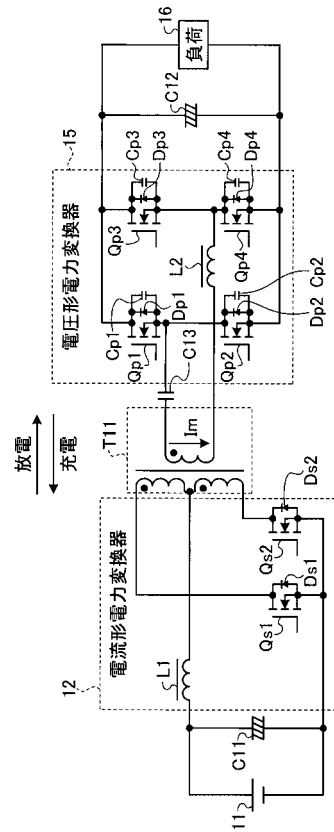
【 図 1 】



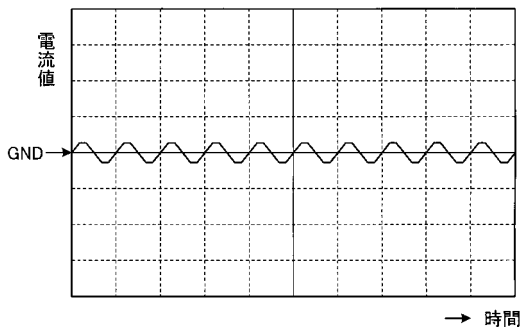
【 図 2 】



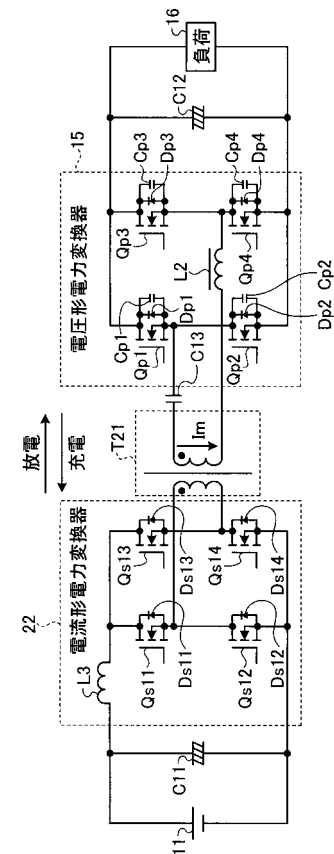
【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 6 】



【 図 5 】

