

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号  
特許第6173234号  
(P6173234)

(45) 発行日 平成29年8月2日(2017.8.2)

(24) 登録日 平成29年7月14日(2017.7.14)

(51) Int.Cl.  
H02M 7/48 (2007.01)

F I  
H02M 7/48 F

請求項の数 2 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2014-29090 (P2014-29090)	(73) 特許権者	000005108
(22) 出願日	平成26年2月19日 (2014.2.19)		株式会社日立製作所
(65) 公開番号	特開2015-154683 (P2015-154683A)		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(43) 公開日	平成27年8月24日 (2015.8.24)	(74) 代理人	110000062
審査請求日	平成28年2月19日 (2016.2.19)		特許業務法人第一国際特許事務所
		(72) 発明者	小暮 浩史
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
			式会社日立製作所内
		(72) 発明者	山口 智司
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
			式会社日立製作所内
		(72) 発明者	児島 徹郎
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
			式会社日立製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源装置および並列型の電源システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電圧源と、  
前記直流電圧源が供給する直流電圧を一定周波数で一定電圧の交流電圧に変換するインバータ装置と、  
前記インバータ装置を駆動するPWMパルスを変調波と搬送波に基づいて発生させるインバータ制御回路と、  
前記インバータ装置が出力する交流電圧の高周波成分を除去するACフィルタ回路とから構成される電源装置であって、  
前記インバータ制御回路は、  
前記搬送波の基本周波数を前記変調波の周波数の整数倍であるN倍とし、  
前記変調波の周期毎に、前記搬送波の基本周波数をN回または2N回増減操作するための時系列パターンとして、該基本周波数を該N回または2N回増減操作することによる操作量の総和をゼロとする時系列パターンを、該操作量を表す該N個または2N個の一樣乱数のデータから成るリングバッファで構成するテーブルを繰り返し使用して決定し、  
前記搬送波の基本周波数に対して前記時系列パターンによる前記N回または2N回増減操作を加えて前記搬送波の周波数とすることを特徴とする電源装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の電源装置を複数台設置し、前記ACフィルタ回路の各交流出力を接続

した並列型の電源システムであって、

前記各電源装置は、各々の交流出力電圧の振幅および位相を一致させる手段を備えることを特徴とする並列型の電源システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流出力側にＡＣフィルタリアクトルとＡＣフィルタコンデンサからなるＡＣフィルタ回路を接続した交流電源装置において、ＡＣフィルタリアクトルで発生する電磁騒音の低減技術に関する。

【背景技術】

10

【0002】

図１は、交流出力側にＡＣフィルタを接続した交流電源装置の回路構成を示す図である。直流電圧源１の供給する直流電圧は、インバータ装置４に入力される。インバータ装置４は、変調波と搬送波に基づいてＰＷＭパルスを発生し、一定周波数で一定電圧の三相交流電圧を生成する。

【0003】

インバータ装置４にて出力された三相交流電圧は、ＡＣフィルタリアクトル５とＡＣフィルタコンデンサ６から成るＡＣフィルタ回路にて高周波成分が除去され、絶縁トランス７にて降圧される。絶縁トランス７にて降圧した交流電圧は負荷８に給電される。

このような交流電源装置の中でも、とりわけ鉄道車両の補助電源装置の場合、主回路素子には相応な高耐圧品を使用する必要があり、素子損失も大きいことから搬送波の周波数を数ｋＨｚ程度にして前記インバータ装置４を駆動している。

20

【0004】

この搬送波の周波数帯は、人間の可聴周波数帯に含まれ、前記ＡＣフィルタリアクトル５では、搬送波の周波数の整数倍で騒音が発生するため不快感を与える。

このため、従来は、ＡＣフィルタリアクトル５の鉄心材料を磁歪の小さい材料に変更して騒音を下げることが行われてきたが、一般的に磁歪の小さい材料は高価であり、コストを押し上げる要因となっていた。

【0005】

騒音を低減する技術としては、例えば、特許文献１に記載の技術があり、誘導電動機を駆動するインバータを対象として、搬送波周波数をランダムに変調することで騒音をホワイトノイズ化する技術を提案している。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献１】特開２０１０－２５９３２６号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

特許文献１が示すように、搬送波周波数を変化させることで、ある周波数帯にピークを持つ騒音を低減することができる。ところが、特許文献１に記載の技術は、誘導電動機を負荷として駆動するＶＶＶＦインバータ（可変電圧・可変周波数インバータ）を対象としているため、変調波周波数と搬送波周波数を同期させる手段を有していない。

40

このようなインバータを本発明の対象とする交流電源装置（例えば、鉄道車両用の補助電源装置）に適用しようとした場合、変調波の各周期に含まれるパルスが異なることから、変調波の周期毎に出力電圧波形が変動し、低周波の脈動を発生させる。

【0008】

このような低周波脈動は、出力段のＡＣフィルタ回路のインピーダンスが小さいため、ほとんど減衰されずに負荷に伝達されてしまう。この結果、例えば負荷として照明装置が接続されていると、このような低周波脈動によって明るさの変動（ちらつき）が発生して

50

しまう等の問題が生じる。

【 0 0 0 9 】

ここで、変調波の周期毎の出力電圧波形を一定にする手法として、搬送波周波数を変調波周波数の整数倍として変調波と搬送波を同期させ、変調波の各周期に含まれるパルス数を一定とし周期毎の出力電圧波形を一定にする制御手法がある。

【 0 0 1 0 】

しかし、騒音の低減を行うために搬送波周波数を変化させた場合には、変調波 1 周期での搬送波周波数が変調波の整数倍とならない可能性がある。このような場合には、搬送波と変調波が非同期となるため、変調波の各周期に含まれるパルスが異なり周期毎の出力電圧が変動してしまうことになる。

10

そこで、本発明に係る電源装置は、上記課題を解決し、インバータ装置に係る搬送波と変調波を同期させかつ出力電圧波形を一定に保ちつつ、搬送波周波数を変化させて A C フィルタリアクトルから発生する電磁騒音を低減する。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

上記目的を達成するために、本発明に係る電源装置では、変調波の周期毎のインバータ装置から出力される電圧波形を一定にするために、搬送波基本周波数を変調波周波数の整数倍 ( N 倍 ) として搬送波と変調波を同期させ、騒音を低減させるために、搬送波周波数を変化させるに際して搬送波基本周波数に搬送波周波数を増減させる操作量を加算し、かつ、変調波と搬送波の同期を維持させるために、変調波周期毎にこの搬送波周波数を増減させる操作量の総和をゼロとする。

20

【発明の効果】

【 0 0 1 2 】

本発明によれば、A C フィルタリアクトルの電磁音をホワイトノイズ化することができるため、この電磁音による騒音の低減が図れる。加えて、本発明に係るインバータ装置を備える電源装置を鉄道車両用の補助電源装置として複数台設けて並列運転する時においても、A C フィルタリアクトルの電磁音による騒音の低減が図れる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 3 】

【図 1】図 1 は、本発明の実施例 1 の構成を示す図である。

30

【図 2】図 2 は、本発明の変調波 1 周期分の定数テーブルの例を示す図である。

【図 3】図 3 は、P W M パルスの生成方法を示す図である。

【図 4】図 4 は、本発明の搬送波周波数演算部の詳細を示す図である。

【図 5】図 5 は、本発明の実施例 1 による効果を示す図である。

【図 6】図 6 は、本発明の実施例 2 の構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 4 】

以下、本発明の実施形態として、実施例 1 および 2 について図面を用いて説明する。

【実施例 1】

【 0 0 1 5 】

40

本発明の実施例 1 を、図 1 を参照して説明する。図 1 は、前述のとおり、交流出力側に A C フィルタリアクトルと A C フィルタコンデンサからなる A C フィルタ回路を備えた交流電源装置の構成を示す図である。

【 0 0 1 6 】

直流電圧源 1 の供給する直流電圧は、フィルタコンデンサ 3 を介してインバータ装置 4 に入力される。1 2 は、このフィルタコンデンサの電圧  $E_{cf}$  を検出する直流電圧検出器である。

インバータ装置 4 は、インバータ制御回路 1 0 が変調波と搬送波から生成した P W M パルス指令 S P W M に従い、一定周波数で一定電圧の三相交流電圧を生成する。

【 0 0 1 7 】

50

インバータ装置 4 から出力される三相交流電圧は、A C フィルタリアクトル 5 と A C フィルタコンデンサ 6 から成る A C フィルタ回路にて高周波成分が除去され、絶縁トランス 7 にて降圧される。絶縁トランス 7 にて降圧した交流電圧は負荷 8 に給電される。

9 a、9 b、9 c は、インバータ装置 4 と負荷 8 を接続する 3 相の配線に流れる三相電流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  を検出する電流検出器、11 は、絶縁トランス 7 と負荷 8 を接続する配線の線間電圧  $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$  を検出する線間電圧検出器である。

【0018】

次に、同図により本発明に関するインバータ制御回路 10 の概略構成について説明する。

インバータ制御回路 10 は、ベクトル制御演算部 121、P W M 制御演算部 122 および搬送波周波数演算部 123 から構成される。

【0019】

ベクトル制御演算部 121 は、三相電流検出器 (9 a、9 b、9 c)、直流電圧検出器 12 および線間電圧検出器 11 の各出力  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  (三相電流)、 $E_{cf}$  (直流電圧) および  $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$  (出力線間電圧) より変調率  $V_c$  を演算し、P W M 制御演算部 122 に出力する。

搬送波周波数演算部 123 は、線間電圧検出器 11 から 1 つの出力線間電圧 (図 1 では、 $V_{vw}$ ) を変調波と搬送波を同期させるための基準信号として入力とし、後述のように、P W M パルス指令  $S_{PWM}$  を生成するための搬送波周波数  $F_s$  を出力する。

【0020】

インバータ装置 4 は、インバータ制御回路 10 のベクトル制御演算部 121 から出力された変調率  $V_c$  および搬送波周波数演算部 123 から出力された搬送波周波数  $F_s$  を基に、P W M 制御演算部 122 にて生成した P W M パルス指令  $S_{PWM}$  に従い動作し、インバータ装置 4 に入力される直流電圧  $E_{cf}$  を一定周波数で一定電圧の三相電力に変換し、負荷にその電力を供給する。

P W M 制御演算部 122 は、前記のとおり、変調率  $V_c$  および搬送波周波数  $F_s$  に基づき P W M パルス指令  $S_{PWM}$  を演算する。

【0021】

P W M パルス指令の生成原理を図 3 に示す。

図 3 は、P W M 制御演算部 122 で生成する U 相の変調波  $E_u$ 、搬送波  $E_c$  に基づき生成される U 相パルス指令  $P_u$  の瞬時波形の一例を示している。図 3 では、U 相を例に説明するが、V 相および W 相でも同様の生成原理となっている。

U 相の変調波  $E_u$  の値が搬送波  $E_c$  の値よりも大きい場合は、U 相パルス指令  $P_u$  をオン状態にし、U 相の変調波  $E_u$  の値が搬送波  $E_c$  の値よりも小さい場合は、U 相パルス指令  $P_u$  をオフ状態にする。

【0022】

このパルス方式は大きく分けて二通りの方式がある。一方は、非同期 P W M 方式である。図 3 (a) に示すように、変調波  $E_u$  が搬送波  $E_c$  と同期せずに P W M パルスを生成する方法である。もう一方は、同期 P W M 方式であり、図 3 (b) に示すように、変調波  $E_u$  と搬送波  $E_c$  が同期して搬送波  $E_c$  の周波数を変調波  $E_u$  の整数倍として P W M パルスを生成する方法である。

【0023】

しかし、上記方式では前述したように、騒音の低減と変調波の各周期に含まれる P W M パルスを一定にすることを両立させることが困難であるという課題がある。

そこで、本発明では、上記課題を解決するために、搬送波周波数を変化させながらも、変調波と搬送波を同期させるように搬送波周波数を変化させる手段を設けたものである。

【0024】

以下、その詳細について説明する。

本発明の特徴は、搬送波基本周波数  $F_{s0}$  を変調波周波数の整数倍 ( $N$  倍) とし、搬送波周波数の増減操作をする回数を  $N$  回またはその整数倍 (実用程度としては、 $2N$  回) と

10

20

30

40

50

してかつこの増減操作による操作量（以下、「搬送波周波数増減操作量」という）のN回またはその整数倍（2N回）の総和を0として、変調波1周期における搬送波周波数の合計値を変化させないことにより、変調波と搬送波を同期させることにある。

【0025】

図4を参照して、本発明に係る搬送波周波数演算部123の詳細およびその動作を説明する。

搬送波基本周波数 $F_{s0}$ は、変調波周波数の整数倍（N倍）とする。 $F_s$ は、搬送波周波数を操作するための係数（以下、「搬送波周波数操作係数」という）であり、予め設定した係数である。

また、定数テーブル1233は、 $-1.0 \sim +1.0$ の定数 $k_1$ を出力するテーブルであり、この係数 $k_1$ は搬送波周波数演算部123の演算周期毎に更新される。

【0026】

図2は、この定数テーブル1233の一例を示す図で、インバータ周波数（変調波周波数）60Hz、搬送波基本周波数を1260Hzとした場合の例である。図2の定数テーブル1233は、変調波1周期において不連続かつ規則性がなく、 $-1.0 \sim +1.0$ の範囲内の値を持つ一様乱数の2N個のデータ群（Nは、 $1260 / 60 = 21$ ）で構成される。そして、この一様乱数の2N個（図2では42個）のデータ群の総和を0とすることにより、変調波1周期にわたる搬送波周波数増減操作量の2N回（図2では42回）の総和を0にする。ここで、定数テーブルの一様乱数のデータ群の個数をN個にしてもよいことは先のとおりである。

【0027】

本定数テーブル1233は、例えば、N個または2N個のデータから成るリングバッファで構成し、このテーブルのデータを先頭から使用し最後（N番目または2N番目）のデータまで使用すると、再度先頭のデータから繰り返し使用するものである。

【0028】

次に、本発明に係る搬送波周波数演算部123の動作を説明する（図4）。

まず、搬送波基本周波数 $F_{s0}$ が出力される。一方、テーブル1233から求まる定数 $k_1$ と搬送波周波数操作係数 $F_s$ を乗算器1234で乗算して搬送波周波数増減操作量 $F_{s'}$ を求める。この搬送波周波数増減操作量 $F_{s'}$ と搬送波基本周波数 $F_{s0}$ を加算器1235で加算し、搬送波周波数 $F_s$ として出力する。

【0029】

この搬送波周波数 $F_s$ の算出手順を式で表すと、式(1)のようになる。

$$F_s = F_{s0} + F_s \times k_1 \quad \dots (1)$$

このようにして得られた搬送波周波数 $F_s$ を基にPWM制御演算部122で生成されるPWMパルス指令SPWMに従いインバータ装置4を駆動し、インバータ装置4に入力される直流電圧を一定周波数で一定電圧の三相電力に変換して負荷に電力を供給する。

【0030】

搬送波基本周波数 $F_{s0}$ に搬送波周波数増減操作量 $F_{s'}$ を加算することで、搬送波周波数は変化する。これにより、ある特定周波数帯にピークを持つ騒音を低減させることができる。

【0031】

図5は、この効果を示すために、搬送波周波数を増減する操作前および操作後における騒音のパワースペクトルの周波数特性を表した図である。図示の特性のとおり、搬送波周波数増減操作量 $F_{s'}$ により騒音の低減量は変化し、この搬送波周波数を増減する操作により騒音を低減させることができ、特に騒音のピーク値を抑制することに効果がある。

【0032】

以上のように、実施例1では、搬送波周波数を変化させながら変調波と同期を保つことにより、変調波の各周期でのPWMパルス数が一定となり出力電圧が変動することなく、ACフィルタリアクトル5から発生する電磁音をホワイトノイズ化することができるため、騒音を低減することが図れるものである。

## 【実施例 2】

## 【0033】

本発明の実施例 2 を、図 6 を参照して説明する。電源装置 1 および 2 それぞれの回路構成は、実施例 1 と同様である。

実施例 2 は、電源装置を複数台設置し並列で動作させる並列型電源ユニットの場合である。

## 【0034】

並列型電源ユニットでは、並列で運転している電源装置の交流出力電圧の位相と出力電圧値（振幅）を同一に保つように制御を行う。この際、電源装置 1 および 2 の各出力電流を電流検出器 202 および 203 でそれぞれ検出し、電源装置 1 および 2 の各インバータ制御回路 10 が有する出力電流検出部 124 でそれぞれの比較を行う。

10

## 【0035】

各出力電流検出部 124 は、検出した出力電流が大きい電源装置には出力を抑えるように、検出した出力電流が小さい電源装置には出力を増加させるように、ベクトル制御部 121 へ電流補正指令を送る。これにより、各電源装置の出力電圧値（振幅）を同一に保つように制御する。

## 【0036】

この制御を適用して搬送波周波数を変化させた場合、並列で運転しているそれぞれの電源装置の PWM パルスが異なり、PWM パルスのオン、オフのタイミングに起因する電圧差が生じる。このため、この電圧差により各電源装置の出力電流瞬時値に差が生じる。上記の PWM パルスのオン、オフのタイミングに起因する電流の差に応じて、出力電流検出部 124 は電流補正指令をベクトル制御演算部 121 へ送るため、制御が不安定になるという問題がある。

20

## 【0037】

そこで、実施例 2 では、電源装置毎のインバータ制御回路 10 にて、負荷線 201 の電圧を検出し同期制御演算部 125 に取り込む。負荷線 201 の電圧は電源装置によらず一定であるため、負荷線 201 の出力電圧がゼロクロスした点で搬送波周波数の出力を開始することにより、各電源装置の搬送波を同期させることができる。同期制御演算部 125 の出力を受けて、PWM 制御演算部 122 がこの同期を実行することになる。

## 【0038】

また、搬送波周波数増減操作量を、並列運転を行う各電源装置で同一とすることで、搬送波の位相関係が一致し、第一の電源装置と第二の電源装置により生成される PWM パルスが一致するので、上記の問題は発生しない。

30

## 【0039】

以上のように、本発明の実施例 2 では、並列型電源ユニットに対しても搬送波の周波数を変化させることにより、騒音を低減させることができる。

## 【符号の説明】

## 【0040】

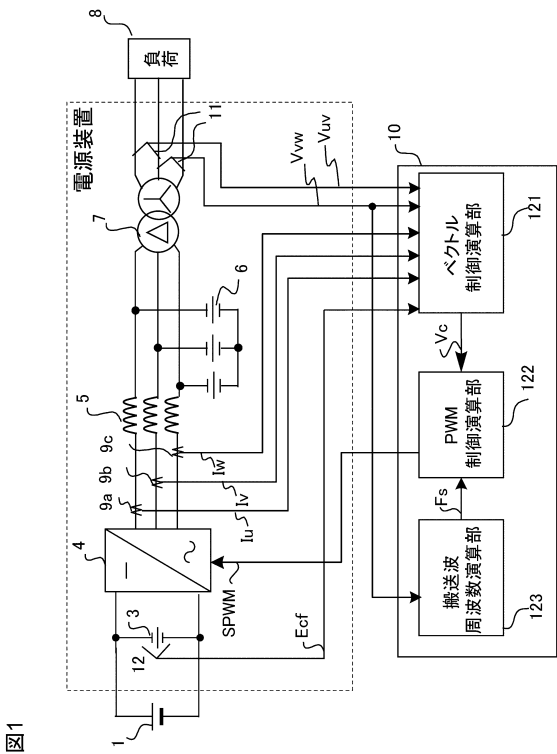
- 1 ... 直流電圧源
- 3 ... フィルタコンデンサ
- 4 ... インバータ装置
- 5 ... AC フィルタリアクトル
- 6 ... AC フィルタコンデンサ
- 7 ... 絶縁トランス
- 8 ... 負荷
- 9 a、9 b、9 c、202、203 ... 電流検出器
- 10 ... インバータ制御回路
- 11 ... 電圧検出器
- 12 ... 直流電圧検出器
- 121 ... ベクトル制御演算部

40

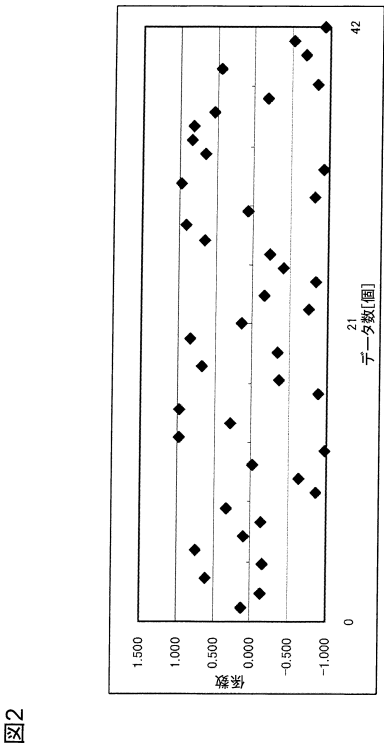
50

- 1 2 2 ... P W M 制 御 演 算 部
- 1 2 3 ... 搬 送 波 周 波 数 演 算 部
- 1 2 4 ... 出 力 電 流 検 出 部
- 1 2 5 ... 同 期 制 御 演 算 部
- 2 0 1 ... 負 荷 線
- 1 2 3 3 ... 定 数 テ - プ ル
- 1 2 3 4 ... 乗 算 器
- 1 2 3 5 ... 加 算 器

【 図 1 】



【 図 2 】



【図3】

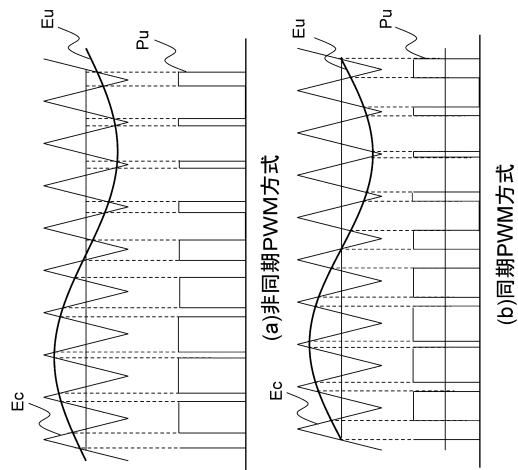


図3

【図4】

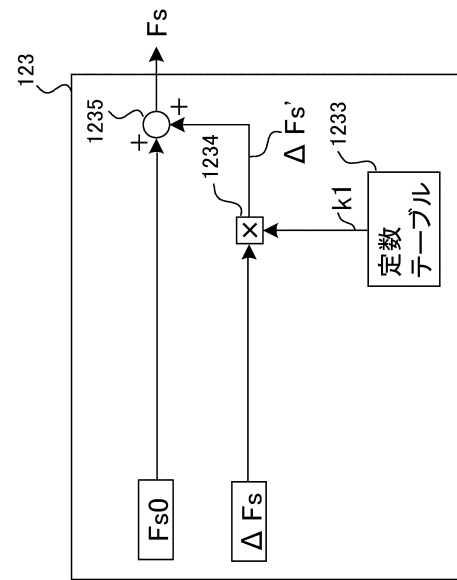


図4

【図5】

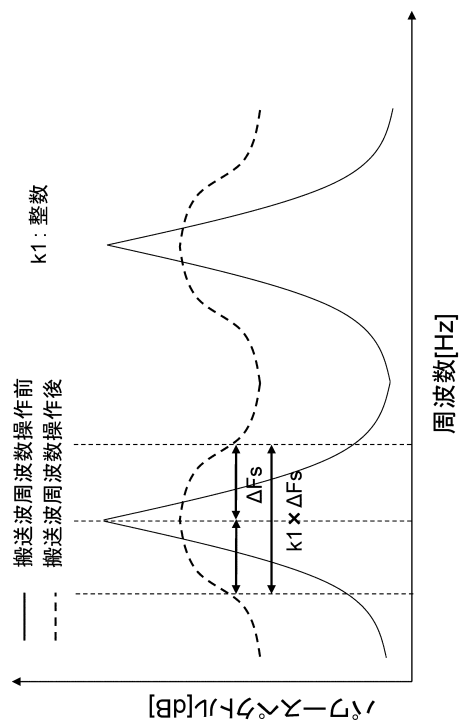


図5

【図6】

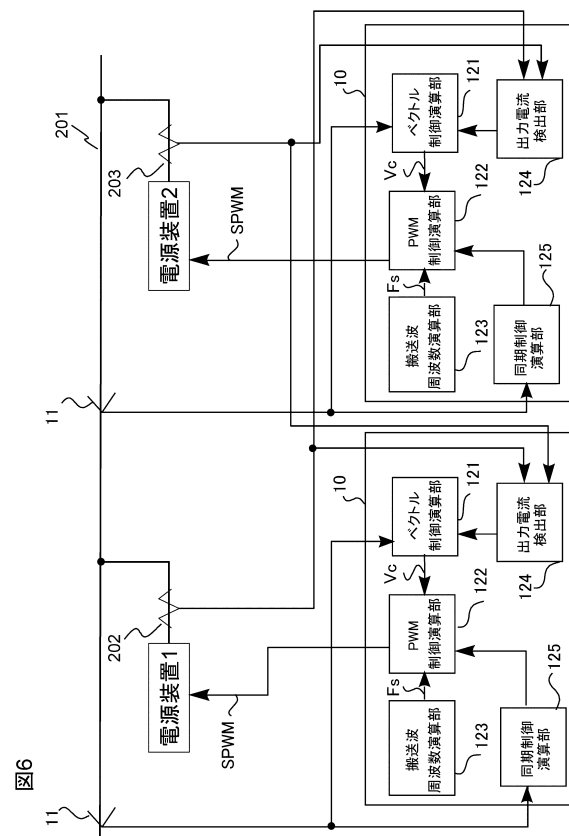


図6



---

フロントページの続き

(72)発明者 杉浦 徹

東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内

審査官 高野 誠治

(56)参考文献 特開2010-130850(JP,A)

特開2012-228132(JP,A)

特開2005-130599(JP,A)

特開2011-087429(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/42 - 7/98