

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5239234号
(P5239234)

(45) 発行日 平成25年7月17日(2013.7.17)

(24) 登録日 平成25年4月12日(2013.4.12)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 F

請求項の数 11 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2007-184388 (P2007-184388)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成19年7月13日(2007.7.13)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2008-125341 (P2008-125341A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成20年5月29日(2008.5.29)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成22年6月28日(2010.6.28)		弁理士 三好 秀和
(31) 優先権主張番号	特願2006-280901 (P2006-280901)	(74) 代理人	100075753
(32) 優先日	平成18年10月16日(2006.10.16)		弁理士 和泉 良彦
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	秦 賢太郎
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
			日産自動車株式会社
			内
		(72) 発明者	クライソン トロンナムチャイ
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
			日産自動車株式会社
			内
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置および電力変換方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

指令値を出力する指令値出力手段と、
 搬送波を出力する搬送波出力手段と、
 前記搬送波の周波数を上限値と下限値の間で時間変化させる周波数変化手段と、
 前記指令値と前記搬送波とを比較し、該比較結果に応じた制御信号を生成する制御信号生成手段と、

前記制御信号に基づいた出力値を出力する出力手段と、

目標周波数を設定し、前記目標周波数から特定周波数を算出する周波数設定手段とを備え、

前記周波数変化手段は、前記特定周波数と前記搬送波の周波数の高調波成分が一致するように前記搬送波の周波数を時間変化させることを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】

前記特定周波数は、前記目標周波数に所定値を加算した値であることを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項3】

前記搬送波の周波数を設定することができる下限値を f_{min} とすると、前記所定値は、0 超過 f_{min} 未満であることを特徴とする請求項2に記載の電力変換装置。

【請求項4】

前記周波数設定手段は、前記特定周波数を自然数 nq ($q: 1, 2, \dots, r$) で除算

した値から前記搬送波の周波数を選択することを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 5】

受信機のチャンネル周波数を検出する受信チャンネル周波数検出手段を備える前記周波数設定手段は、前記受信チャンネル周波数検出手段が検出した前記チャンネル周波数を前記目標周波数として設定し、前記搬送波の周波数を算出することを特徴とする請求項 2 乃至 3 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記周波数設定手段は、前記目標周波数から算出した前記特定周波数を自然数 nq ($q : 1, 2, \dots, r$) で除算した値から前記搬送波の周波数を選択することを特徴とする請求項 5 に記載の電力変換装置。

10

【請求項 7】

受信機のチャンネル周波数を前記目標周波数として予め算出した前記搬送波の周波数を、前記受信機の前記チャンネル毎に格納したデータベースである周波数マップを備え、前記周波数設定手段は、前記受信機から検出した前記チャンネルに対応する前記搬送波の周波数を前記周波数マップから抽出することを特徴とする請求項 2 乃至 3 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 8】

前記周波数設定手段は、前記チャンネル周波数を整数 mq ($q : 1, 2, \dots, r$) + 所定値 ($0 < < 1$) で除算した値から、前記搬送波の周波数を選択することを特徴とする請求項 5 に記載の電力変換装置。

20

【請求項 9】

前記周波数設定手段は、前記受信機の前記チャンネル周波数のチャンネル帯域を検出するチャンネル帯域検出手段とを備え、

前記チャンネル周波数を fch 、前記チャンネル帯域を $BAND$ 、前記搬送波の周波数の設定可能な下限値を $fmin$ と、任意の整数を mq ($q : 1, 2, \dots, r$) とすると、前記周波数設定手段は、

$$fb = (fch \pm (fmin - BAND) / 2) / (mq +)$$

から算出された値 fb から、前記搬送波の周波数を選択することを特徴とする請求項 8 に記載の電力変換装置。

30

【請求項 10】

前記所定値は 0.5 であることを特徴とする請求項 8 または 9 に記載の電力変換装置。

【請求項 11】

指令値を出力するステップと、搬送波を出力するステップと、前記指令値と前記搬送波とを比較し、該比較結果に応じた制御信号を生成するステップと、

前記制御信号に基づいた出力値を出力するステップと、目標周波数を設定し、前記目標周波数から特定周波数を算出するステップと、前記特定周波数と前記搬送波の周波数の高調波成分が一致するように前記搬送波の周波数を上限値と下限値の間で時間変化させるステップと、を有することを特徴とする電力変換方法。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御などに使用される電力変換装置および電力変換方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来の電力変換装置は、スイッチの開閉によって発生する電磁ノイズを低減するために

50

、P M W(Pulse-Width Modulation)制御における搬送波周波数を離散的かつ正弦波状に変化させている。これにより、電磁ノイズを広周波数帯域で拡散させることで、電磁ノイズを低減している。

【特許文献1】特開平7-99795号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

しかしながら、電磁ノイズのエネルギーの総和は、拡散させてもさせなくても変化しないため、従来技術のように搬送波周波数を一定の周期で離散的に変化させるだけでは、電磁ノイズを所定値より低下させることができないといった問題があった。

10

【0004】

本発明は、上記問題に鑑みてなされたものであり、電磁ノイズを所定値より低減することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0005】

上記目的達成のため、本発明に係る電力変換装置は、所定値よりも電磁ノイズを低減したい目標周波数を設定し、設定された目標周波数から特定周波数を算出し、特定周波数と搬送波の周波数の高調波成分が一致するように搬送波の周波数を上限値と下限値の間で時間変化させることを特徴する。

20

【発明の効果】

【0006】

本発明によれば、目標周波数に電磁ノイズが集中しないように搬送波の周波数を上限値と下限値の間で時間変化させるので、電磁ノイズが集中しない目標周波数と電磁ノイズが集中する帯域とを制御することができ、目標周波数に発生する電磁ノイズを所定値よりも低減することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0007】

本発明に係る電力変換装置として、直流電源の出力をP M W変調することにより正弦波状の交流電力をモータに供給するインバータ回路を備える電力変換装置を例として説明する。以下に、本発明の第1乃至第5の実施形態に係る電力変換装置について、図1乃至図22を参照して説明する。

30

【0008】

(第1の実施形態)

本発明に係る第1の実施形態となる電力変換装置を、図1~7を参照して説明する。

【0009】

(電力変換装置の構成)

図1は、本発明の第1の実施形態に係るインバータシステム100の構成を説明する図である。第1の実施形態に係る電力変換装置であるインバータシステム100は、インバータ回路2、モータ3、電流検出部4および制御装置10からなる。また、制御装置10は、指令値出力手段である電流指令発生部5、周波数変化手段である搬送波周波数変化部6、電流制御部7、制御信号生成手段であるP M W発生部8、搬送波出力手段である搬送波信号発生部9および周波数設定手段である目標周波数設定部11を備えている。

40

【0010】

ここで、電流制御部7は、電流指令発生部5からの電流指令値と電流検出部4からの電流検出値を演算し、電圧指令値をP M W発生部8に出力する。また、搬送波周波数変化部6は、搬送波信号発生部9から出力される搬送波信号であるキャリア信号(後述する図4参照)の周波数(以下、キャリア周波数とする。) f を時間変化させる。搬送波信号発生部9は、キャリア周波数 f を有する三角波状のキャリア信号を発生させて、上記キャリア信号をP M W発生部8に出力する。P M W発生部8は、電流制御部7からの電圧指令値と上記キャリア信号に基づいてP M W比較して、制御信号であるO N、O F F信号をインバ

50

ータ回路 2 へ出力する。インバータ回路 2 は、P W M 発生部 8 から出力された O N、O F F 信号 (P W M パターン) に基づいて、インバータ回路 2 に内蔵された出力手段であるスイッチング素子 2 3 (後述する図 5 参照) をオン / オフ動作することで、モータ 3 へ電力を供給している。

【 0 0 1 1 】

図 2 は、図 1 に示す電流制御部 7 を説明する図である。電流制御部 7 は、電流指令発生部 5 からの電流指令値と電流検出部 4 からの電流検出値の偏差を演算する演算部 7 1 と、演算部 7 1 の演算結果を比例制御 (P 制御) して、電圧指令値を P W M 発生部 8 に出力する比例制御部 7 2 とを備えている。また、電流検出部 4 は、座標変換器 4 1 と電流検出器 4 2 を備えている。電流検出器 4 2 は、インバータ回路 2 からモータ 3 に供給される U 相、V 相、W 相の電流値を検出する 3 個の電流センサ 4 2 a、4 2 b、4 2 c (後述する図 5 参照) からなる。座標変換器 4 1 は、検出された上記電流値を d 軸座標、q 軸座標の電流値 (電流検出値) に変換する。すなわち、電流検出値は三相 / 二相の座標変換された電流値である。変換後、電流制御部 7 の演算部 7 1 に電流検出値を出力する。

【 0 0 1 2 】

図 3 は、図 1 に示す P W M 発生部 8 を説明する図である。P W M 発生部 8 は、電流制御部 7 から出力された電圧指令値を d 軸座標、q 軸座標の値から U 相、V 相、W 相の値に、二相 / 三相の座標変換を行う座標変換部 8 1 と、当該座標変換された値 (電圧指令値) と搬送波信号発生部 9 からのキャリア信号とを比較する比較器 8 2 を備えている。そして、比較器 8 2 は、上記電圧指令値とキャリア信号の大小関係に応じて、インバータ回路 2 へ O N、O F F 信号を出力する。なお、O N、O F F 信号の周波数はキャリア周波数 f と等しくなる。

【 0 0 1 3 】

図 4 は、図 1 に示す搬送波信号発生部 9 から出力されるキャリア信号を説明する図である。キャリア信号は三角波であり、キャリア周波数 f が一定の場合、ピークとピークの間隔は一定である (波線)。また、キャリア周波数 f を時間変化させたものを実線で示す。

【 0 0 1 4 】

図 5 は、図 1 に示すインバータ回路 2 を説明する図である。インバータ回路 2 は、電池 2 1、コンデンサ 2 2 および 6 個のスイッチング素子 2 3 を備えている。6 個のスイッチング素子 2 3 は I G B T (I n s u l a t e d G a t e B i p o l a r T r a n s i s t o r) 等の半導体素子により構成されている。電流検出部 4 は、インバータ回路 2 からモータ 3 に供給される U 相、V 相、W 相の電流値を検出する電流センサ 4 2 a、4 2 b、4 2 c からなる電流検出器 4 2 と、電流検出器 4 2 で検出された電流値を座標変換する座標変換器 4 1 から構成されている。また、6 個のスイッチング素子 2 3 は、比較器 8 2 の O N、O F F 信号に従って、電池 2 1 およびコンデンサ 2 2 からなる直流電源の正極または負極を選択し、選択した電極とモータ 3 の U 相、V 相、W 相の各電極とを導電し、モータ 3 へ電力を供給する。

【 0 0 1 5 】

(キャリア周波数の値について)

図 6 は、図 1 に示す搬送波周波数変化部 6 によって変化したキャリア周波数 f の時間変化を説明する図である。図 6 に示すように、搬送波周波数変化部 6 はキャリア周波数 f をデジタル制御で時間変化させていることから、キャリア周波数 f の各値を離散的な値しか用いることができない。また、図 6 のように、キャリア周波数 f の設定可能な上限値 (以下、上限値とする。) f_{max} およびキャリア周波数 f の設定可能な下限値 (以下、下限値とする。) f_{min} が設定されていることが多い。そのため、キャリア周波数 f を下限値 f_{min} 、 \dots 、上限値 f_{max} で時間変化させただけでは、所定値よりも、所望の周波数帯域におけるノイズレベルを低減することができない。すなわち、キャリア周波数 f の下限値 $f_{min} \sim$ 上限値 f_{max} における、所望の周波数帯域を含む n ($n : 1、2、\dots$) 次高調波の周波数帯域 $n \times f_{min} \sim n \times f_{max}$ で、スイッチング素子 2 3 の開閉によって発生する E M I ノイズを均一に拡散させた場合のノイズレベルよりも、所望の

10

20

30

40

50

周波数帯域におけるノイズレベルを低減することができない。なお、上限値 f_{max} および下限値 f_{min} は、スイッチング素子 23 や装置によって決まる。

【0016】

そこで、第1の実施形態に係るインバータシステム100では、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} (nq : 自然数、 q : 1、2、 \dots 、 r) における nq 次高調波の周波数 $nq \times f_{nq}$ が、所定値よりもノイズレベルを低減させたい所望の周波数 (以下、目標周波数とする。) f_t に後述する所定値 p を加算した値 (以下、特定周波数とする。) f_s と一致するように、特定周波数 f_s を自然数 nq で除算し、除算した値の中から下限値 f_{min} ~ 上限値 f_{max} の範囲に含まれる値を、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} としている。これにより、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} における n 次高調波の周波数 $n \times f_{nq}$ に発生するノイズスペクトルが、所望の目標周波数 f_t に現れないので、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} の最小値 f_a ~ 最大値 f_d における、所望の目標周波数 f_t を含む n 次高調波の周波数帯域 $n \times f_a$ ~ $n \times f_d$ で、スイッチング素子 23 の開閉によって発生するEMIノイズを均一に拡散させた場合のノイズレベルよりも、所望の目標周波数 f_t を含む周波数帯域におけるノイズレベルを低減させている。

10

【0017】

具体的に説明すると、まず、目標周波数設定部11が所望の目標周波数 f_t を設定する。更に、目標周波数設定部11は、目標周波数 f_t に所定値 p ($0 < p < f_{min}$) を加算して、特定周波数 f_s を算出する。次に、特定周波数 f_s を自然数 nq で除算する。除算された値の中から下限値 f_{min} ~ 上限値 f_{max} の範囲に含まれている値をキャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 f_{n2} 、 f_{n3} 、 f_{n4} および f_{n5} とする。搬送波周波数変化部6は、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 f_{n2} 、 f_{n3} 、 f_{n4} および f_{n5} に基づいて、キャリア周波数 f を時間変化させる。これから、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} の nq 次高調波の周波数 $nq \times f_{nq}$ 、すなわち、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 、 \dots 、 $n5$ 次高調波の周波数 $n5 \times f_{n5}$ は特定周波数 f_s となる。よって、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ に発生するノイズスペクトル、 \dots 、 $n5$ 次高調波の周波数 $n5 \times f_{n5}$ に発生するノイズスペクトルは、特定周波数 f_s で重畳することになる。

20

【0018】

図7は、図6に示すキャリア周波数 f の時間変化により発生する高調波スペクトルを説明する図である。図7(a)はキャリア周波数 f の値 f_{n1} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{n1}$ に発生するノイズスペクトルを、図7(b)はキャリア周波数 f の値 f_{n2} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{n2}$ に発生するノイズスペクトルを、図7(c)はキャリア周波数 f の値 f_{n3} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{n3}$ に発生するノイズスペクトルを、図7(d)はキャリア周波数 f の値 f_{n4} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{n4}$ に発生するノイズスペクトルを、図7(e)はキャリア周波数 f の値 f_{n5} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{n5}$ に発生するノイズスペクトルを示している。更に、図7(f)はキャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 f_{n2} 、 f_{n3} 、 f_{n4} および f_{n5} の n 次高調波の周波数に発生するノイズスペクトルを重ねたスペクトルを、図7(g)は図7(f)に示したスペクトルを時間平均したものを示している。

30

【0019】

図7に示すように、キャリア周波数 f の値 f_{n1} の $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 、 \dots 、キャリア周波数 f の値 f_{n5} の $n5$ 次高調波の周波数 $n5 \times f_{n5}$ は、特定周波数 f_s に等しいので、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ に発生するノイズスペクトル、 \dots 、 $n5$ 次高調波の周波数 $n5 \times f_{n5}$ に発生するノイズスペクトルは、特定周波数 f_s で重畳している。そして、キャリア周波数 f の値 f_{nq} の $(nq - 1)$ 次高調波の周波数 $(nq - 1) \times f_{nq}$ 超過、 nq 次高調波の周波数 $nq \times f_{nq}$ 未満の周波数帯域にノイズスペクトルは発生しない。同様に、キャリア周波数 f の値 f_{nq} の nq 次高調波の周波数 $nq \times f_{nq}$ 超過、 $(nq + 1)$ 次高調波の周波数 $(nq + 1) \times f_{nq}$ 未満の周波数帯域にもノイズスペクトルは発生しない。これから、図7(f)に示すように、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} の n 次高調波の周波数に発生するノイズスペクトル

40

50

ルを重ねた場合でも、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} の中で最小値 f_a である f_{n1} の $(n1 - 1)$ 次高調波の周波数 $(n1 - 1) \times f_{n1}$ 超過、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域にノイズスペクトルは発生していない。これから、図 7 (g) に示すように時間平均しても、 $(n1 - 1)$ 次高調波の周波数 $(n1 - 1) \times f_{n1}$ 超過、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域にノイズスペクトルは現れない。よって、 $(n1 - 1)$ 次高調波の周波数 $(n1 - 1) \times f_{n1}$ 超過、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域のノイズレベルは、キャリア周波数 f の値 $f_{n1} \sim f_{n5}$ における、 $(n1 - 1) \times f_{n1}$ 超過、 $n1 \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域を含む n 次高調波の周波数帯域 $n \times f_{n1} \sim n \times f_{n5}$ で均一に拡散させた場合のノイズレベルよりも低減する。すなわち、 $(n1 - 1) \times f_{n1}$ 超過、 $n1 \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域に、目標周波数 f_t が含まれるように、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} を算出することで、目標周波数 f_t のノイズレベルを低減できることを示している。

10

【0020】

また、同様に、キャリア周波数 f の値 f_{n1} の $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 超過、 $(n1 + 1)$ 次高調波の周波数 $(n1 + 1) \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域にもノイズスペクトルは発生しないことから、時間平均してもノイズスペクトルは現れない。よって、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 超過、 $(n1 + 1)$ 次高調波の周波数 $(n1 + 1) \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域のノイズレベルは、キャリア周波数 f の値 $f_{n1} \sim f_{n5}$ における、 $n1 \times f_{n1}$ 超過、 $(n1 + 1) \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域を含む n 次高調波の周波数帯域 $n \times f_{n1} \sim n \times f_{n5}$ で均一に拡散させた場合のノイズレベルよりも低減する。すなわち、 $n1 \times f_{n1}$ 超過、 $(n1 + 1) \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域に、目標周波数 f_t が含まれるように、所定値 p を $f_{min} < p < 2 f_{min}$ として、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} を算出することで、目標周波数 f_t のノイズレベルを低減できることも示している。

20

【0021】

以上より、第 1 の実施形態に係るインバータシステム 100 では、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} における nq 次高調波の周波数 $nq \times f_{nq}$ 、すなわち、 $n1$ 次高調波の周波数 $n1 \times f_{n1}$ 、 \dots 、 $n5$ 次高調波の周波数 $n5 \times f_{n5}$ が、特定周波数 f_s と一致するように、特定周波数 f_s を自然数 nq で除算して、除算した値の中から下限値 f_{min} ~ 上限値 f_{max} の範囲に含まれている値を、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} としている。これにより、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} における n 次高調波の周波数 $n \times f_{nq}$ に発生するノイズスペクトルが、所望の目標周波数 f_t を含む $(n1 - 1) \times f_{n1}$ 超過、 $n1 \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域に現れない。よって、目標周波数 f_t に電磁ノイズが集中しないようにキャリア周波数 f を変化させるので、電磁ノイズが集中しない目標周波数 f_t と電磁ノイズが集中する帯域とを制御することができ、目標周波数 f_t に発生する電磁ノイズを所定値よりも低減することができる。すなわち、キャリア周波数 f の値 $f_{n1} \sim f_{n5}$ における、 $(n1 - 1) \times f_{n1}$ 超過、 $n1 \times f_{n1}$ 未満の周波数帯域を含む n 次高調波の周波数帯域 $n \times f_{n1} \sim n \times f_{n5}$ で、スイッチング素子 23 の開閉によって発生する EMI ノイズを均一に拡散させた場合のノイズレベルよりも、目標周波数 f_t に発生するノイズレベルを低減することができる。

30

40

【0022】

(第 2 の実施形態)

次に、第 2 の実施形態に係るインバータシステム 200 について、第 1 の実施形態に係るインバータシステム 100 と異なる点を中心に図 8 乃至図 9 を参照して説明する。また、第 2 の実施形態に係るインバータシステム 200 について、第 1 の実施形態に係るインバータシステム 100 と同様の構造には同じ番号を付し、説明を省略する。なお、第 2 の実施形態に係るインバータシステム 200 の構成は、第 1 の実施形態に係るインバータシステム 100 とほとんど同じである。第 2 の実施形態に係るインバータシステム 200 が、第 1 の実施形態と相違する点は、制御装置 20 が、目標周波数設定部 11 の代わりに受信チャンネル周波数検出部 24 を備えていることだけである。

50

【 0 0 2 3 】

図 8 は、本発明の第 2 の実施形態に係るインバータシステム 2 0 0 の構成を説明する図である。図 8 に示す電力変換装置であるインバータシステム 2 0 0 は、受信チャンネル周波数検出手段を含む周波数設定手段である受信チャンネル周波数検出部 2 4 を含む制御装置 2 0 を備えている。受信チャンネル周波数検出部 2 4 は、インバータシステム 2 0 0 の付近に設置されたラジオ等の受信機 9 0 で受信している受信チャンネルの周波数を検出し、検出した当該周波数を目標周波数 f_t としている。更に、受信チャンネル周波数検出部 2 4 は、目標周波数 f_t に基づいて、第 1 の実施形態と同様に、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} を算出している。

【 0 0 2 4 】

具体的に説明すると、例えば、インバータシステム 2 0 0 の付近に設置された受信機 9 0 で日本放送を聞いている場合、受信チャンネル周波数検出部 2 4 は受信機 9 0 の受信チャンネルをシークし、電界強度が強い箇所を検出する。そして、検出した当該周波数を目標周波数 f_t とする。日本放送の周波数は 1 2 4 2 k H z であることから、目標周波数 f_t は 1 2 4 2 k H z となる。また、上限値 $f_{max} = 2 5 k H z$ 、下限値 $f_{min} = 2 0 k H z$ 、所定値 $p = 1 1 . 2 5 k H z$ とすると、特定周波数 f_s は、

$$f_s = f_t + 1 1 . 2 5 k H z = 1 2 5 3 . 2 5 k H z$$

となる。次に、受信チャンネル周波数検出部 2 4 は、上記の特定周波数 f_s を自然数 nq で除算して、除算した値の中から下限値 2 0 k H z ~ 上限値 2 5 k H z の範囲に含まれている値を、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} とする。そこで、第 2 の実施形態では、自然数 nq として、 $nq = 5 1, 5 2, 5 4, 5 5, 5 7, 6 2$ を使用している。これから、キャリア周波数 f の各値 f_{nq} は、

$$f_{n51} = 1 2 5 3 . 2 5 k H z / 5 1 = 2 4 . 5 7 4 k H z$$

$$f_{n52} = 1 2 5 3 . 2 5 k H z / 5 2 = 2 4 . 1 0 1 k H z$$

$$f_{n54} = 1 2 5 3 . 2 5 k H z / 5 4 = 2 3 . 2 0 8 k H z$$

$$f_{n55} = 1 2 5 3 . 2 5 k H z / 5 5 = 2 2 . 7 8 6 k H z$$

$$f_{n57} = 1 2 5 3 . 2 5 k H z / 5 7 = 2 1 . 9 8 7 k H z$$

$$f_{n62} = 1 2 5 3 . 2 5 k H z / 6 2 = 2 0 . 2 1 4 k H z$$

となる。これより、上記算出した各値 f_{n51}, \dots, f_{n62} は、下限値 2 0 k H z ~ 上限値 2 5 k H z の範囲に含まれている。搬送波周波数変化部 6 は、上記算出した各値 f_{n51}, \dots, f_{n62} を用いて、キャリア周波数 f を時間変化させる。

【 0 0 2 5 】

図 9 は、図 8 に示す搬送波周波数変化部 6 によって変化したキャリア周波数 f の時間変化と高調波スペクトルを説明する図である。図 9 (a) は上記算出された各値 f_{n51}, \dots, f_{n62} で変化したキャリア周波数 f の時間変化を、図 9 (b) は図 9 (a) で示すキャリア周波数 f の時間変化により発生する高調波スペクトルを示している。ここで、日本における AM ラジオ受信機のチャンネル帯域は、だいたい受信チャンネルの周波数 $\pm 6 k H z$ である。これから、チャンネル帯域は、目標周波数 $f_t \pm 6 k H z$ となる。よって、図 9 (b) に示すように、キャリア周波数 f の各値 f_{n51}, \dots, f_{n62} の中で最小値 f_a である f_{n62} の 6 1 次高調波の周波数 $6 1 \times f_{n62}$ 超過、6 2 次高調波の周波数 $6 2 \times f_{n62} =$ 特定周波数 f_s 未満の周波数帯域にノイズスペクトルは発生しないことから、第 1 の実施形態と同様に、目標周波数 f_t を含むチャンネル帯域におけるノイズレベルを低減することができる。

【 0 0 2 6 】

また、インバータシステム 2 0 0 の付近に設置された受信機 9 0 で聞いている放送を、別の放送局のものに変更した場合でも、受信チャンネル周波数検出部 2 4 は受信機 9 0 の受信チャンネルの周波数を的確に検出し、検出した当該周波数を目標周波数 f_t とすることから、受信チャンネルの周波数の変化に応じて、特定周波数 f_s を変化させることができるので、受信チャンネルのチャンネル帯域におけるノイズレベルを確実に低減することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 7 】

(第3の実施形態)

次に、第3の実施形態に係るインバータシステム300について、第1の実施形態に係るインバータシステム100と異なる点を中心に図10乃至図12を参照して説明する。また、第3の実施形態に係るインバータシステム300について、第1の実施形態に係るインバータシステム100と同様の構造には同じ番号を付し、説明を省略する。なお、第3の実施形態に係るインバータシステム300の構成は、第1の実施形態に係るインバータシステム100とほとんど同じである。第3の実施形態に係るインバータシステム300が、第1の実施形態と相違する点は、制御装置30が、目標周波数設定部11および搬送波周波数変化部6の代わりに、周波数マップ31および搬送波周波数変化部32を備えていることだけである。

10

【 0 0 2 8 】

図10は本発明の第3の実施形態に係るインバータシステム300の構成を説明する図、図11は図10に示す周波数マップ31を説明する図である。図10に示す電力変換装置であるインバータシステム300は、周波数マップ31および周波数変化手段および周波数設定手段である搬送波周波数変化部32を含む制御装置30を備えている。ここで、第3の実施形態では、インバータシステム300の付近にラジオ等の受信機90が設置されている。周波数マップ31は、受信機90の受信チャンネルの周波数(以下、チャンネル周波数とする。) f_{t1} 、 \dots 、 f_{tN} を目標周波数 f_t として予め算出したキャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} をカウンタ1、 \dots 、8に対応付けて格納したデータを、受信機90のチャンネル1、 \dots 、N毎に格納したデータベースである。ここで、カウンタ1、 \dots 、8は、キャリア周波数 f の離散的な時間変化の1周期を示している。搬送波周波数変化部32は、ユーザーの受信機90の受信チャンネルの設定に応じて、周波数マップ31に格納された受信機90のチャンネル1、 \dots 、Nに対応したキャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} をカウンタ1、 \dots 、8の順に読み込み、第1の実施形態と同様に、キャリア周波数 f を離散的かつ周期的に時間変化させている。よって、第3の実施形態に係るインバータシステム300も、第1の実施形態と同様の効果を取得できる。

20

【 0 0 2 9 】

図12は、図11に示す周波数マップ31のキャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} で変化したキャリア周波数 f の時間変化を説明する図である。図12に示すように、搬送波周波数変化部32は、周波数マップ31のカウント1、 \dots 、8の順にキャリア周波数 f を変化させている。また、キャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} は、下限値 f_{min} ~ 上限値 f_{max} の範囲に含まれている。これから、予め周波数マップ31を作成しておくことで、インバータシステム300の付近に設置された受信機90で聞いている放送を、ユーザーが別の放送局に変更した場合でも、ユーザーの受信機90の受信チャンネルの設定に応じて、周波数マップ31に格納された受信機90のチャンネル1、 \dots 、Nに対応したキャリア周波数 f の各値 f_{n1} 、 \dots 、 f_{n5} を用いて、キャリア周波数 f を離散的かつ周期的に時間変化させることができるので、受信チャンネルのチャンネル帯域におけるノイズレベルを確実に低減することができる。

30

40

【 0 0 3 0 】

(第4の実施形態)

次に、第4の実施形態に係るインバータシステム400について、第1の実施形態に係るインバータシステム100と異なる点を中心に図13乃至図16を参照して説明する。また、第4の実施形態に係るインバータシステム400について、第1の実施形態に係るインバータシステム100と同様の構造には同じ番号を付し、説明を省略する。なお、第4の実施形態に係るインバータシステム400の構成は、第1の実施形態に係るインバータシステム100とほとんど同じである。第4の実施形態に係るインバータシステム400が、第1の実施形態と相違する点は、制御装置40内の搬送波周波数変化部43が異なっていることだけである。

50

【 0 0 3 1 】

図 1 3 は本発明の第 4 の実施形態に係るインバータシステム 4 0 0 の構成を説明する図である。図 1 3 に示すように、第 4 の実施形態では、電力変換装置であるインバータシステム 4 0 0 の付近にラジオ等の受信機 9 0 が設置されている。周波数変化手段および周波数設定手段である搬送波周波数変化部 4 3 は、受信機 9 0 のチャンネル周波数 f_{ch} に基づいて、目標周波数 f_t を設定し、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} (m, q : 整数、 $q = 1, 2, \dots, r$) を決定している。以下、搬送波周波数変化部 4 3 の構成について説明する。

【 0 0 3 2 】

図 1 4 は図 1 3 に示す搬送波周波数変化部 4 3 の構成を説明する図、図 1 5 は図 1 4 に示す搬送波周波数変化部 4 3 によって変化したキャリア周波数 f の時間変化を説明する図である。搬送波周波数変化部 4 3 は、図 1 4 に示すように、受信機 9 0 のチャンネル周波数 f_{ch} を検出し、検出したチャンネル周波数 f_{ch} を目標周波数 f_t とする受信チャンネル検出部 4 3 1 と、上限値 f_{max} および下限値 f_{min} を設定する搬送波周波数設定部 4 3 2 と、目標周波数 f_t 、上限値 f_{max} および下限値 f_{min} からキャリア周波数 f の各値 f_{mq} を決定する搬送波周波数決定部 4 3 3 とを備えている。なお、上限値 f_{max} および下限値 f_{min} は、スイッチング素子 2 3 や装置によって決まる。具体的には、搬送波周波数決定部 4 3 3 は、図 1 5 に示すように、目標周波数 $f_t =$ チャンネル周波数 f_{ch} を整数 $m, q + 0.5$ で除算し、除算された値の中から下限値 $f_{min} \sim$ 上限値 f_{max} の範囲に含まれている値を、キャリア周波数 f の各値 f_{m1}, \dots, f_{m5} とする。その後、搬送波周波数変化部 4 3 は、キャリア周波数 f の各値 f_{m1}, \dots, f_{m5} に基づいて、キャリア周波数 f を時間変化させる。

【 0 0 3 3 】

図 1 6 は、図 1 5 に示すキャリア周波数 f の時間変化により発生する高調波スペクトルを説明する図である。図 1 6 (a) はキャリア周波数 f の値 f_{m5} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{m5}$ に発生するノイズスペクトルを、図 1 6 (b) はキャリア周波数 f の値 f_{m4} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{m4}$ に発生するノイズスペクトルを、図 1 6 (c) はキャリア周波数 f の値 f_{m3} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{m3}$ に発生するノイズスペクトルを、図 1 6 (d) はキャリア周波数 f の値 f_{m2} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{m2}$ に発生するノイズスペクトルを、図 1 6 (e) はキャリア周波数 f の値 f_{m1} の n 次高調波の周波数 $n \times f_{m1}$ に発生するノイズスペクトルを示している。更に、図 1 6 (f) はキャリア周波数 f の各値 $f_{m1}, f_{m2}, f_{m3}, f_{m4}$ および f_{m5} の n 次高調波の周波数に発生するノイズスペクトルを重ねたスペクトルを示している。

【 0 0 3 4 】

図 1 6 (f) に示すように、チャンネル周波数 f_{ch} は $(m, q + 0.5) \times f_{mq}$ 、すなわち、 $(m_1 + 0.5) \times f_{m1}, \dots, (m_5 + 0.5) \times f_{m5}$ と等しくなる。また、第 1 の実施形態で説示したように、キャリア周波数 f の値 f_{mq} の m, q 次高調波の周波数 $m, q \times f_{mq}$ 超過、 $(m, q + 1)$ 次高調波の周波数 $(m, q + 1) \times f_{mq}$ 未満の周波数帯域にはノイズスペクトルは発生しない。これから、図 1 6 (f) に示すように、キャリア周波数 f の各値 f_{m1}, \dots, f_{m5} の n 次高調波の周波数に発生するノイズスペクトルを重ねた場合でも、キャリア周波数 f の各値 f_{m1}, \dots, f_{m5} の中で最小値 f_a である f_{m5} の m_5 次高調波の周波数 $m_5 \times f_{m5}$ 超過、 $(m_5 + 1)$ 次高調波の周波数 $(m_5 + 1) \times f_{m5}$ 未満の周波数帯域にノイズスペクトルは発生していない。よって、チャンネル周波数 f_{ch} にノイズスペクトルが発生しないことから、チャンネル周波数 f_{ch} のノイズレベルを低減することができる。

【 0 0 3 5 】

以上より、第 4 の実施形態に係るインバータシステム 4 0 0 では、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} における m, q 次高調波の周波数 $m, q \times f_{mq}$ と、チャンネル周波数 f_{ch} である目標周波数 $f_t -$ 最小値 $f_a / 2$ から算出される特定周波数 f_s とが一致するように、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} を算出している。具体的には、キャリア周波数 f の各値 f

10

20

30

40

50

$m q$ における $m q$ 次高調波の周波数 $m q \times f m q$ 超過、 $(m q + 1)$ 次高調波の周波数 $(m q + 1) \times f m q$ 未満の周波数帯域、すなわち、キャリア周波数 f の各値 $f m 1$ 、 \dots 、 $f m 5$ の中で最小値 $f a$ である $f m 5$ の $m 5$ 次高調波の周波数 $m 5 \times f m 5$ 超過、 $(m 5 + 1)$ 次高調波の周波数 $(m 5 + 1) \times f m 5$ 未満の周波数帯域に、チャンネル周波数 $f c h$ が含まれるように、チャンネル周波数 $f c h$ を整数 $m q + 0.5$ で除算して、除算した値の中から下限値 $f m i n$ ～上限値 $f m a x$ の範囲に含まれている値を、キャリア周波数 f の各値 $f m 1$ 、 \dots 、 $f m 5$ としている。これにより、キャリア周波数 f の各値 $f m q$ における n 次高調波の周波数 $n \times f m q$ に発生するノイズスペクトルが、所望の目標周波数 $f t$ であるチャンネル周波数 $f c h$ を含む $m 5 \times f m 5$ 超過、 $(m 5 + 1) \times f m 5$ 未満の周波数帯域に現れない。よって、チャンネル周波数 $f c h$ に電磁ノイズが集中しないようにキャリア周波数 f を変化させるので、電磁ノイズが集中しないチャンネル周波数 $f c h$ と電磁ノイズが集中する帯域とを制御することができ、チャンネル周波数 $f c h$ に発生する電磁ノイズを所定値よりも低減することができる。すなわち、キャリア周波数 f の値 $f m 1 \sim f m 5$ における、 $m 5 \times f m 5$ 超過、 $(m 5 + 1) \times f m 5$ 未満の周波数帯域を含む n 次高調波の周波数帯域 $n \times f m 1 \sim n \times f m 5$ で、スイッチング素子23の開閉によって発生するEMIノイズを均一に拡散させた場合のノイズレベルよりも、チャンネル周波数 $f c h$ に発生するノイズレベルを低減することができる。

【0036】

(第5の実施形態)

次に、第5の実施形態に係るインバータシステム500について、第4の実施形態に係るインバータシステム400と異なる点を中心に図17乃至図22を参照して説明する。また、第5の実施形態に係るインバータシステム500について、第4の実施形態に係るインバータシステム400と同様の構造には同じ番号を付し、説明を省略する。なお、第5の実施形態に係るインバータシステム500の構成は、第4の実施形態に係るインバータシステム400とほとんど同じである。第5の実施形態に係るインバータシステム500が、第4の実施形態と相違する点は、制御装置50内の搬送波周波数変化部51が異なっていることだけである。

【0037】

図17は本発明の第5の実施形態に係るインバータシステム500の構成を説明する図である。図17に示すように、第5の実施形態では、第4の実施形態と同様に、電力変換装置であるインバータシステム500の付近にラジオ等の受信機91が設置されている。周波数変化手段および周波数設定手段である搬送波周波数変化部51は、受信機91のチャンネル周波数 $f c h$ に基づいて、目標周波数 $f t$ を設定し、目標周波数 $f t$ および受信機91のチャンネル帯域BANDからキャリア周波数 f の各値 $f m q$ を決定している。以下、搬送波周波数変化部51の構成について説明する。

【0038】

図18は図17に示す搬送波周波数変化部51の構成を説明する図である。搬送波周波数変化部51は、図18に示すように、受信機91のチャンネル周波数 $f c h$ を検出し、検出したチャンネル周波数 $f c h$ を目標周波数 $f t$ とする受信チャンネル検出部431と、上限値 $f m a x$ および下限値 $f m i n$ を設定する搬送波周波数設定部432と、受信機91のチャンネル帯域(図19(a)参照)BANDを検出するチャンネル帯域検出手段であるチャンネル帯域検出部511と、目標周波数 $f t$ 、チャンネル帯域BAND、上限値 $f m a x$ および下限値 $f m i n$ からキャリア周波数 f の各値 $f m q$ を決定する搬送波周波数決定部512とを備えている。なお、上限値 $f m a x$ および下限値 $f m i n$ は、スイッチング素子23や装置によって決まる。具体的には、搬送波周波数決定部512は、図18に示すように、目標周波数 $f t$ 、チャンネル帯域BAND、下限値 $f m i n$ および整数 $m q$ を用いて、

$$f b = (f c h \pm (f m i n - B A N D) / 2) / (m q + 0.5)$$

で算出される値 $f b$ の中から下限値 $f m i n$ ～上限値 $f m a x$ の範囲に含まれている値を、キャリア周波数 f の各値 $f m q$ とする。その後、搬送波周波数変化部51は、キャリア

10

20

30

40

50

周波数 f の各値 f_{mq} に基づいて、キャリア周波数 f を時間変化させる。よって、第 5 の実施形態に係るインバータシステム 500 も、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} における m 次高調波の周波数 $m \times f_{mq}$ と、チャンネル周波数 f_{ch} である目標周波数 $f_{t-BAND} / 2$ から算出される特定周波数 f_s とが一致するように、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} を算出しているの、第 4 の実施形態と同様の効果を取得できる。

【0039】

図 19 は、図 18 に示す搬送波周波数変化部 51 によって変化したキャリア周波数 f の時間変化により発生する高調波スペクトルを説明する図である。図 19 (a) は受信機 91 のチャンネル周波数 f_{ch} およびチャンネル帯域 BAND を示している。図 19 (b) は、第 4 の実施形態と同様に、チャンネル周波数 f_{ch} を $m q + 0.5$ で除算した場合のノイズスペクトルを時間平均したものである。図 19 (c) は $f_{ch} +$ を $m q + 0.5$ で除算した場合のノイズスペクトルを時間平均したもので、図 19 (d) は $f_{ch} -$ を $m q + 0.5$ で除算した場合のノイズスペクトルを時間平均したものである。図 19 (e) は、図 19 (b) のノイズスペクトルを時間平均したもの、図 19 (c) のノイズスペクトルを時間平均したものおよび図 19 (d) のノイズスペクトルを時間平均したものを重ね合わせたものを示している。ここで、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} の最小値 f_a を下限値 f_{min} と等しくしている。また、 $f_a = (f_{min} - BAND) / 2$ である。図 19 に示すように、ノイズスペクトルが現れない周波数帯域、すなわち、 $f_{ch} + - f_{min} / 2 \sim f_{ch} - + f_{min} / 2$ の周波数帯域がチャンネル帯域 BAND に等しくなる。これから、受信機 91 のチャンネル帯域 BAND におけるノイズレベルを低減することができる。

【0040】

図 20 は、図 18 に示す搬送波周波数変化部 51 によって変化したキャリア周波数 f の時間変化の具体例を示す図である。図 20 (A) は、受信機 91 がラジオであり、受信チャンネルが日本放送であって、上限値を 100 kHz と、下限値を 50 kHz と、チャンネル帯域 BAND を 10 kHz と、整数 $m q$ を 13 ~ 23 とした場合のキャリア周波数 f の各値 f_{mq} を示している。ここで、日本におけるチャンネル帯域 BAND は 9 kHz、アメリカにおけるチャンネル帯域 BAND は 10 kHz であるが、説明を簡単にするため、アメリカにおけるチャンネル帯域 BAND = 10 kHz を用いている。上記の場合、図 20 (A) に示すように、 $f_a = 20$ kHz となる。図 20 (A) において、(a) は $f_{ch} - = 1242$ kHz - 20 kHz = 1222 kHz を $(m q + 0.5)$ で割った値である。(b) は $f_{ch} = 1242$ kHz を $(m q + 0.5)$ で割った値である。(c) は $f_{ch} + = 1242$ kHz + 20 kHz = 1262 kHz を $(m q + 0.5)$ で割った値である。更に、(a)、(b) および (c) によって算出された値の中から下限値 f_{min} ~ 上限値 f_{max} の範囲に含まれている値をキャリア周波数 f の各値 f_{mq} としている。この場合、整数 $m q$ は 13 ~ 23 となる。図 20 (B) は、図 20 (A) に示すキャリア周波数 f の各値 f_{mq} で変化したキャリア周波数 f の時間変化を示している。図 20 (B) では、図 20 (A) で算出されたキャリア周波数 f の各値 f_{mq} を小さい値から順に全ての値を使用している。

【0041】

図 21 は、図 20 に示すキャリア周波数 f の時間変化により発生する高調波スペクトルを示す図である。図 21 (a) は受信機 91 のチャンネル周波数 $f_{ch} = 1242$ kHz およびチャンネル帯域 BAND = 10 kHz を示している。図 21 (b) は図 20 (b) を用いて算出した場合のノイズスペクトルを時間平均したものである。図 21 (c) は図 20 (c) を用いて算出した場合のノイズスペクトルを時間平均したもので、図 21 (d) は図 20 (a) を用いて算出した場合のノイズスペクトルを時間平均したものである。図 21 (e) は、図 21 (b) のノイズスペクトルを時間平均したもの、図 21 (c) のノイズスペクトルを時間平均したものおよび図 21 (d) のノイズスペクトルを時間平均したものを重ね合わせたものを示している。図 21 (d) に示すように、図 20 (c) を用いて算出したキャリア周波数 f の値 f_{mq} の最小値 53.70 kHz の 23 次高調波の周

波数 $23 \times 53.7 \text{ kHz}$ 超過、図 20 (a) を用いて算出したキャリア周波数 f の値 f_{mq} の最小値 52.00 kHz の 24 次高調波の周波数 $24 \times 52 \text{ kHz}$ 未満の周波数帯域にノイズスペクトルが現れていない。そして、当該周波数帯域は、チャンネル帯域 10 kHz 以上である。これから、受信機 91 のチャンネル帯域 10 kHz におけるノイズレベルを低減することができる。

【0042】

図 22 は、第 4 の実施形態における高調波スペクトルと第 5 の実施形態における高調波スペクトルの比較を示す図である。図 22 では、第 4 の実施形態における高調波スペクトルはスペクトル A で示され、第 5 の実施形態における高調波スペクトルはスペクトル B で示されている。ここで、受信機 91 のチャンネル帯域 BAND に対して、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} の最小値 $f_a =$ 下限値 f_{min} が大きい場合について説明する。スペクトル A では、チャンネル帯域 BAND に対して広い周波数帯域、すなわち、 $f_{ch} - f_{min} / 2$ 超過、 $f_{ch} + f_{min} / 2$ 未満の周波数帯域 C にノイズスペクトルは現れないので、周波数帯域 C のノイズレベルを低減できる。しかし、周波数帯域 C 外では、キャリア周波数 f の値 f_{mq} における、周波数帯域 C を含む n 次高調波の周波数帯域 $n \times f_{mq}$ で均一に拡散させてノイズレベルを低減する。そのため、周波数帯域 C が広くなりすぎると、均一に拡散させるための周波数帯域 $n \times f_{mq}$ が削られ、周波数帯域 C 外のノイズレベルが高くなり、他の装置に干渉する可能性がある。そこで、第 5 の実施形態では、スペクトル B に示すように、ノイズスペクトルが現れない周波数帯域をチャンネル帯域 BAND のみとしている。これにより、チャンネル帯域 B 外のノイズレベルを低減することができることから、他の装置に与える影響も低減することができる。

【0043】

なお、以上に述べた実施形態は、本発明の実施の一例であり、本発明の範囲はこれらに限定されるものでなく、特許請求の範囲に記載した範囲内で、他の様々な実施形態に適用可能である。例えば、第 1 乃至第 5 の実施形態では、キャリア周波数 f の時間変化の波形について言及していないが、どのような形状の波形にも本発明を適用できる。

【0044】

また、第 1 乃至第 5 の実施形態では、直流電源の出力を PWM 変調することにより正弦波状の交流電流をモータ 3 に供給するインバータ回路 2 を備えるインバータシステムを例に説明したが、特にこれに限定されるものではなく、スイッチングにより電力の形態を変換させる他のシステムにおいても適用しても、同様の効果が得られる。例えば、従来技術に示された Hブリッジ構成にてモータを駆動する構成にも適用できる。

【0045】

また、第 2 の実施形態では、自然数 nq として、 $nq = 51, 52, 54, 55, 57, 62$ を使用しているが、特にこれに限定されるものでなく、 nq 次高調波の周波数 $nq \times f_{nq}$ が下限値 $f_{min} \sim$ 上限値 f_{max} の範囲に含まれる限り、他の自然数でも適用可能である。また、第 2 の実施形態では、計算結果を小数点第 3 位まで表示しているが、特にこれに限定するものではないことは言うまでもない。

【0046】

また、第 5 の実施形態では、図 20 (a)、(b) および (c) を用いて算出したキャリア周波数 f の各値 f_{mq} を全て使用しているが、特にこれに限定されるものでなく、図 20 (a)、(b) および (c) から算出された各値 f_{mq} の一部のみ使用することもできる。この場合、各値 f_{mq} を平均して用いることも可能である。また、整数 mq が奇数の場合の値のみ使用することもできる。

【0047】

また、第 1 乃至第 5 の実施形態では、キャリア周波数 f を時間的に変化させ、出力信号であるキャリア信号の周期を変化させる例を取り上げたが、二つ以上の信号発生手段を切り替えることで、出力信号の周期を変化させても良い。例えば、図 23 に示すように、第 1 の繰り返し信号を発生する繰り返し信号発生器 601 と、上記第 1 の繰り返し信号の周波数よりも高い周波数を持つ第 2 の繰り返し信号を発生する繰り返し信号発生器 602 と

10

20

30

40

50

、上記第1の繰り返し信号と上記第2の繰り返し信号を切り替える切り替え手段603から構成される繰り返し信号発生装置600を用いても良い。ここで、第1および第2の繰り返し信号がパルス状である場合について、図24(a)を用いて説明する。図24(a)において、縦軸はパルス信号の周波数を示し、横軸は時間を示し、チャンネル周波数を f_{ch} として示している。繰り返し信号発生器601のパルス信号の周波数は f_{ch} を $n + 0.5$ (n は整数)で除算した値を用い、繰り返し信号発生器602のパルス信号の周波数は f_{ch} を $m + 0.5$ (m は整数, $n > m$)で除算した値を用いている。所定時間毎に、繰り返し信号発生器601のパルス信号と繰り返し信号発生器602のパルス信号とを切り換えることにより、図24(b)に示されるようなパルス信号の出力波形が得られ、図24(c)に示されるように、出力波形の高調波スペクトルには、チャンネル周波数 f_{ch} に高調波スペクトルが立たないことがわかる。このため、特定の周波数ではノイズの影響が低減される。なお、繰り返し信号発生器が2つの場合で説明したが、4つの繰り返し信号発生器を用いて、図25(a)~(c)のように変化させても良く、特にこれに限定されるものでない。また、繰り返し信号を発生するものであれば適用でき、その高調波のレベルを低減できるため、繰り返し三角波を発生するPWMのキャリア信号や、繰り返し矩形波(パルス)を発生するマイコン等におけるクロック発生装置およびクロックの発生方法としても適用できる。

【0048】

また、第4の実施形態では、搬送波周波数変化部43はチャンネル周波数 f_{ch} を整数 $m_q + 0.5$ で除算した値から、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} を選択しているが、特にこれに限定されるものでなく、チャンネル周波数 f_{ch} を整数 $m_q +$ ($0 < < 1$)で除算した値から、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} を選択しても良い。同様に、第5の実施形態では、搬送波周波数変化部51は、

$f_b = (f_{ch} \pm (f_{min} - BAND) / 2) / (m_q + 0.5)$ から算出された値 f_b から、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} を選択しているが、特にこれに限定されるものでなく、 $f_b = (f_{ch} \pm (f_{min} - BAND) / 2) / (m_q +)$ ($0 < < 1$)で除算した値 f_b から、キャリア周波数 f の各値 f_{mq} を選択しても良い。更に、同様に、上述した二つ以上の信号発生手段を切り替えることで、出力信号の周期を変化させる場合において、繰り返し信号発生器601のパルス信号の周波数は f_{ch} を $n + 0.5$ (n は整数)で除算した値を用い、繰り返し信号発生器602のパルス信号の周波数は f_{ch} を $m + 0.5$ (m は整数, $n > m$)で除算した値を用いているが、特にこれに限定されるものでなく、繰り返し信号発生器601のパルス信号の周波数として f_{ch} を $n +$ ($0 < < 1$, n は整数)で除算した値を用い、繰り返し信号発生器602のパルス信号の周波数として f_{ch} を $m +$ ($0 < < 1$, m は整数, $n > m$)で除算した値を用いても良い。

【図面の簡単な説明】

【0049】

【図1】本発明の第1の実施形態に係るインバータシステムの構成を説明する図

【図2】図1に示す電流制御部を説明する図

【図3】図1に示すPWM発生部を説明する図

【図4】図1に示す搬送波信号発生部から出力されるキャリア信号を説明する図

【図5】図1に示すインバータ回路を説明する図

【図6】図1に示す搬送波周波数変化部によって変化したキャリア周波数の時間変化を説明する図

【図7】図6に示すキャリア周波数の時間変化により発生する高調波スペクトルを説明する図

【図8】本発明の第2の実施形態に係るインバータシステムの構成を説明する図

【図9】図8に示す搬送波周波数変化部によって変化したキャリア周波数の時間変化と高調波スペクトルを説明する図

【図10】本発明の第3の実施形態に係るインバータシステムの構成を説明する図

- 【図 1 1】図 1 0 に示す周波数マップを説明する図
- 【図 1 2】図 1 1 に示す周波数マップのキャリア周波数の値で変化したキャリア周波数の時間変化を説明する図
- 【図 1 3】本発明の第 4 の実施形態に係るインバータシステムの構成を説明する図
- 【図 1 4】図 1 3 に示す搬送波周波数変化部の構成を説明する図
- 【図 1 5】図 1 4 に示す搬送波周波数変化部によって変化したキャリア周波数の時間変化を説明する図
- 【図 1 6】図 1 5 に示すキャリア周波数の時間変化により発生する高調波スペクトルを説明する図
- 【図 1 7】本発明の第 5 の実施形態に係るインバータシステムの構成を説明する図 10
- 【図 1 8】図 1 7 に示す搬送波周波数変化部の構成を説明する図
- 【図 1 9】図 1 8 に示す搬送波周波数変化部によって変化したキャリア周波数の時間変化により発生する高調波スペクトルを説明する図
- 【図 2 0】図 1 8 に示す搬送波周波数変化部によって変化したキャリア周波数の時間変化の具体例を示す図
- 【図 2 1】図 2 0 に示すキャリア周波数の時間変化により発生する高調波スペクトルを示す図
- 【図 2 2】第 4 の実施形態における高調波スペクトルと第 5 の実施形態における高調波スペクトルの比較を示す図
- 【図 2 3】繰り返し信号発生装置の構成を説明する図 20
- 【図 2 4】2 つの繰り返し信号を切り換えることにより得られる出力信号波形を示す図
- 【図 2 5】4 つの繰り返し信号を切り換えることにより得られる出力信号波形を示す図
- 【符号の説明】
- 【 0 0 5 0 】
- 2 インバータ回路、 3 モータ、 4 電流検出部、
- 5 指令値出力手段である電流指令発生部、
- 6 周波数変化手段である搬送波周波数変化部、
- 7 電流制御部、 8 制御信号生成手段である PWM 発生部、
- 9 搬送波出力手段である搬送波信号発生部、 1 0 制御装置、
- 1 1 周波数設定手段である目標周波数設定部、 30
- 2 0 制御装置、 2 1 電池、 2 2 コンデンサ、
- 2 3 出力手段であるスイッチング素子、
- 2 4 周波数設定手段である受信チャンネル周波数検出部
- 3 0 制御装置、 3 1 周波数マップ、
- 3 2 周波数変化手段および周波数設定手段である搬送波周波数変化部、
- 4 0 制御装置、 4 1 座標変換器、 4 2 電流検出器、
- 4 2 a、 4 2 b、 4 2 c 電流センサ、
- 4 3 周波数変化手段および周波数設定手段である搬送波周波数変化部、
- 5 0 制御装置、
- 5 1 周波数変化手段および周波数設定手段である搬送波周波数変化部、 40
- 7 1 演算部、 7 2 比例制御部、 8 1 座標変換部、 8 2 比較器、
- 9 0、 9 1 受信機、
- 1 0 0 第 1 の実施形態に係る電力変換装置であるインバータシステム、
- 2 0 0 第 2 の実施形態に係る電力変換装置であるインバータシステム、
- 3 0 0 第 3 の実施形態に係る電力変換装置であるインバータシステム、
- 4 0 0 第 4 の実施形態に係る電力変換装置であるインバータシステム、
- 4 3 1 受信チャンネル検出部、 4 3 2 搬送波周波数設定部、
- 4 3 3 搬送波周波数決定部、
- 5 0 0 第 5 の実施形態に係る電力変換装置であるインバータシステム、
- 5 1 1 チャンネル帯域検出手段であるチャンネル帯域検出部、 50

5 1 2 搬送波周波数決定部
 6 0 0 繰り返し信号発生装置、6 0 1 繰り返し信号発生器、
 6 0 2 繰り返し信号発生器、6 0 3 切り替え手段、
 BAND チャンネル帯域、f c h チャンネル周波数、
 f m a x 上限値、f m i n 下限値、
 f n q、f m q キャリア周波数の値、f s 特定周波数、f t 目標周波数、
 f キャリア周波数

【 図 1 】

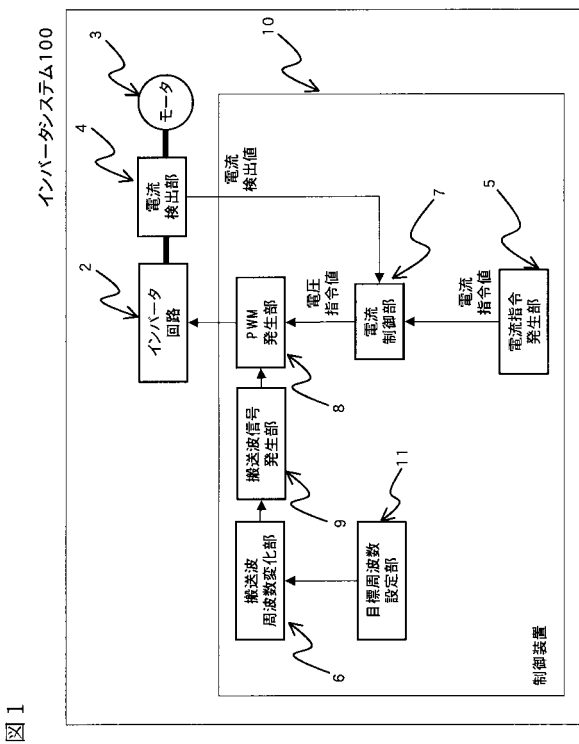


図 1

【 図 2 】

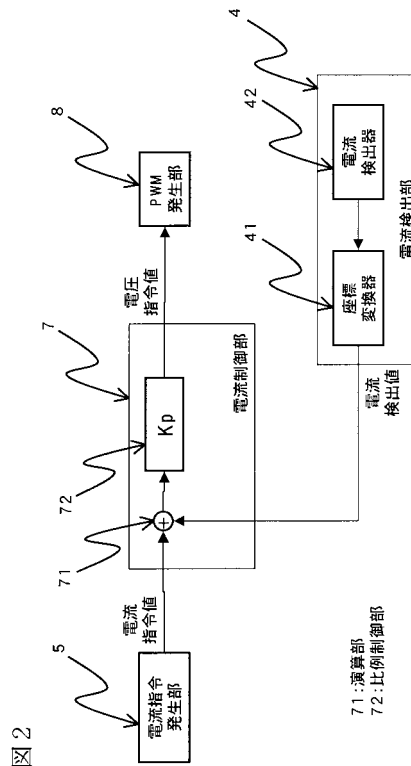


図 2

71: 演算部
 72: 比例制御部

【 図 3 】

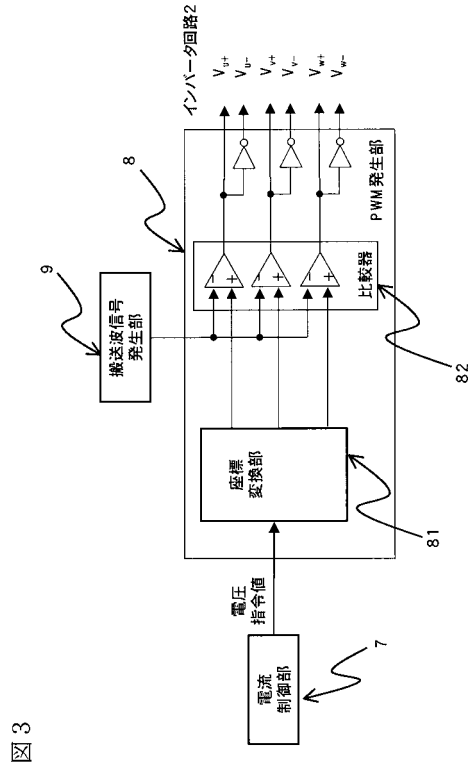


図 3

【 図 4 】

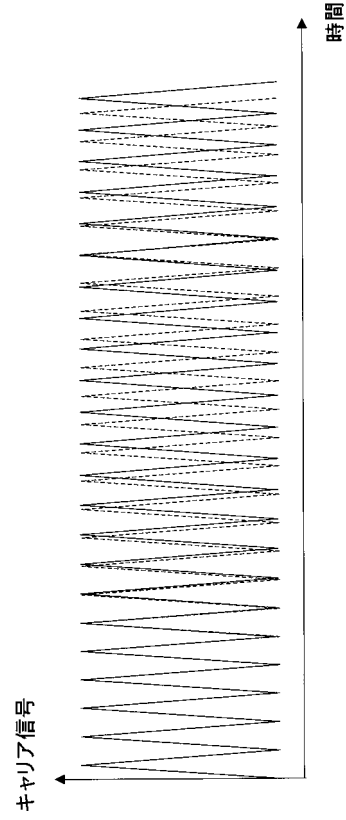


図 4

【 図 5 】

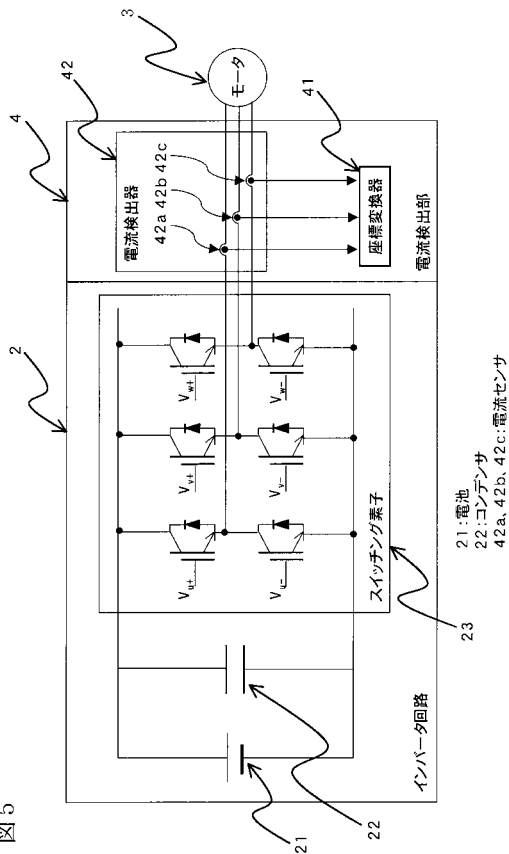


図 5

【 図 6 】

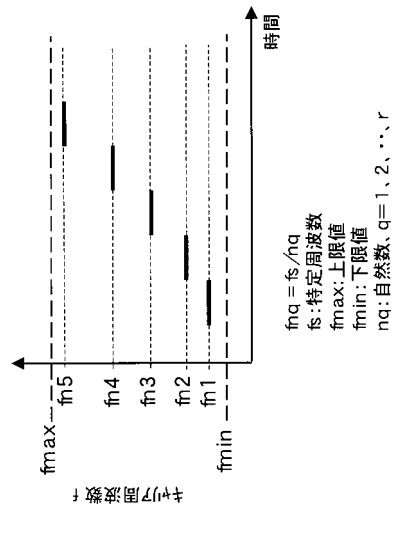
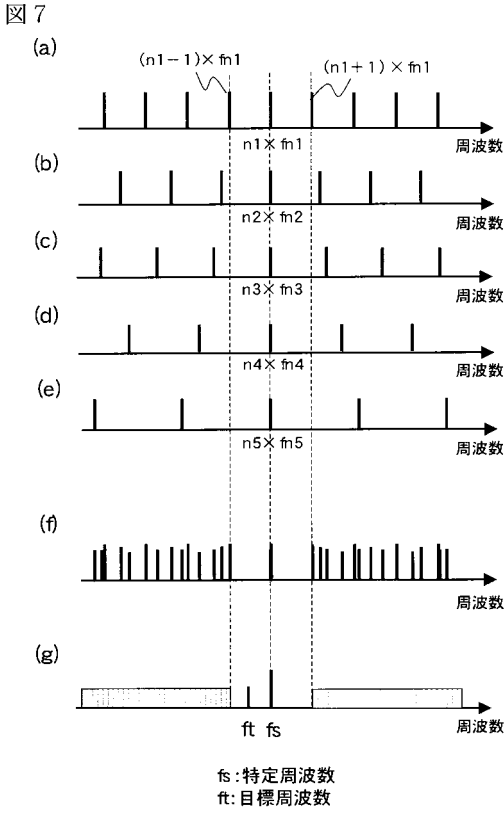
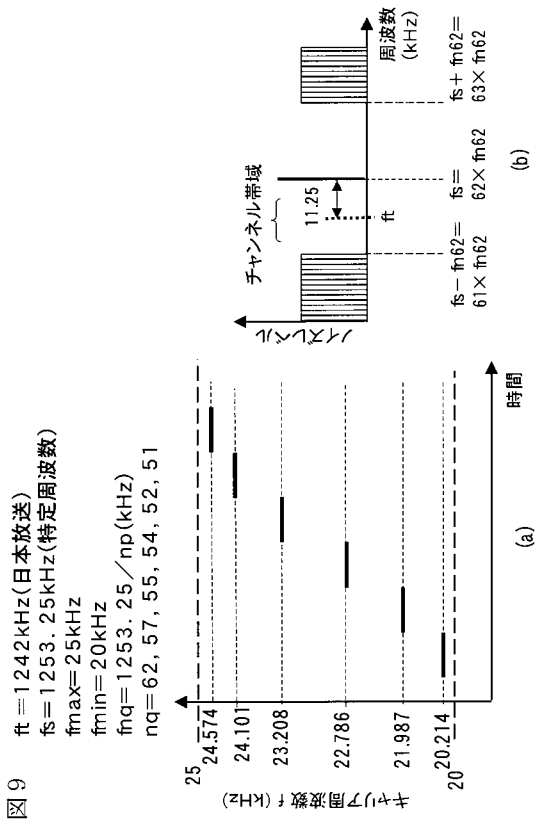


図 6

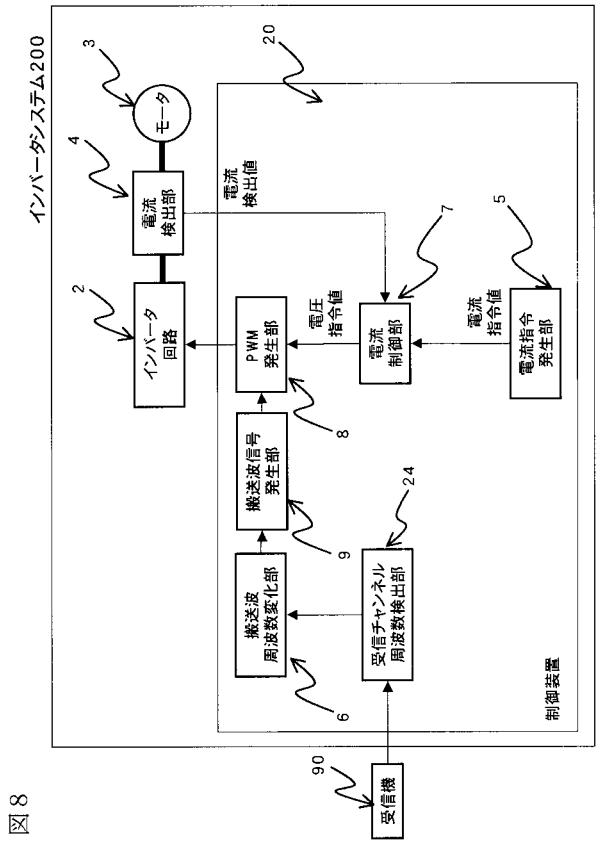
【図7】



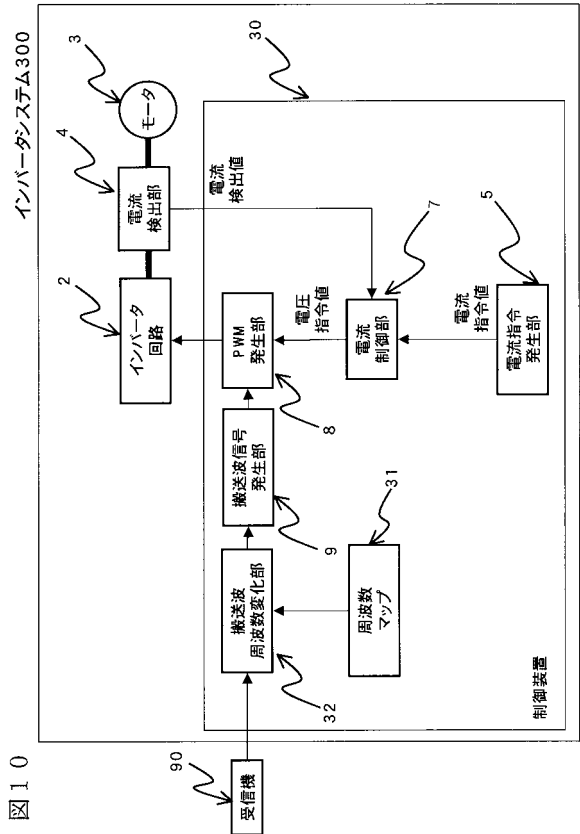
【図9】



【図8】



【図10】



【図 1 1】

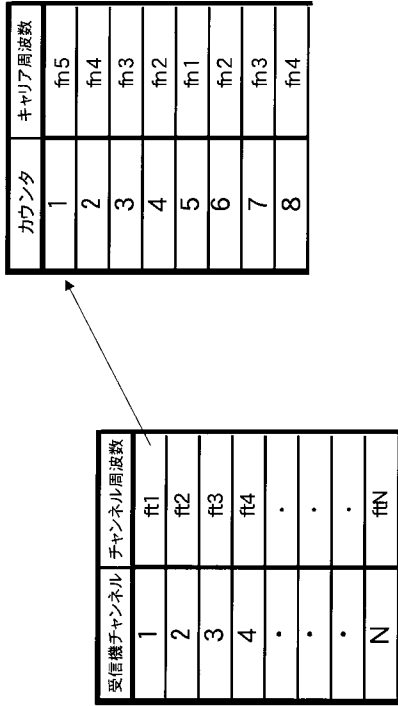


図 1 1

【図 1 2】

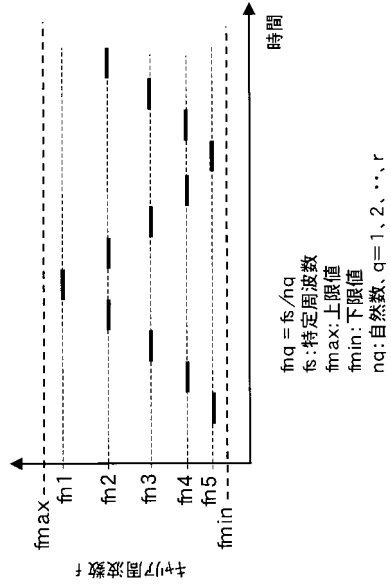


図 1 2

【図 1 3】

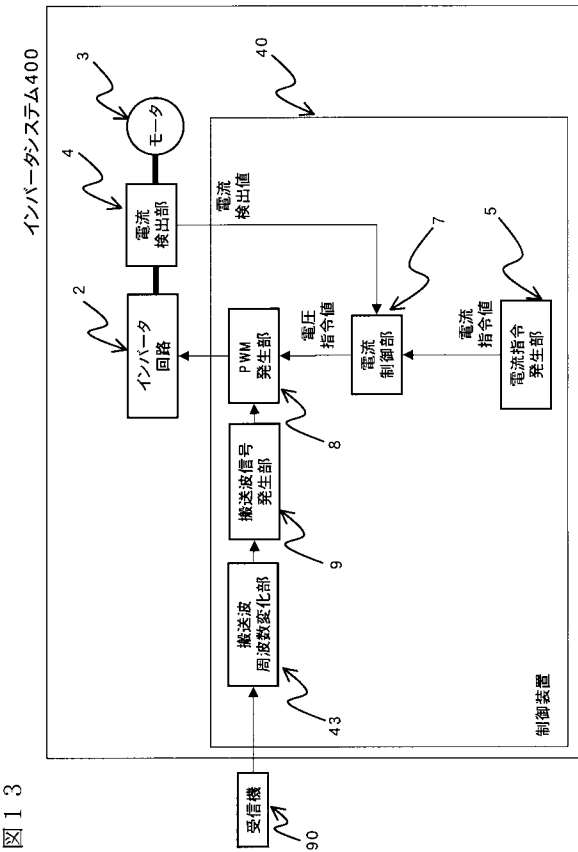


図 1 3

【図 1 4】

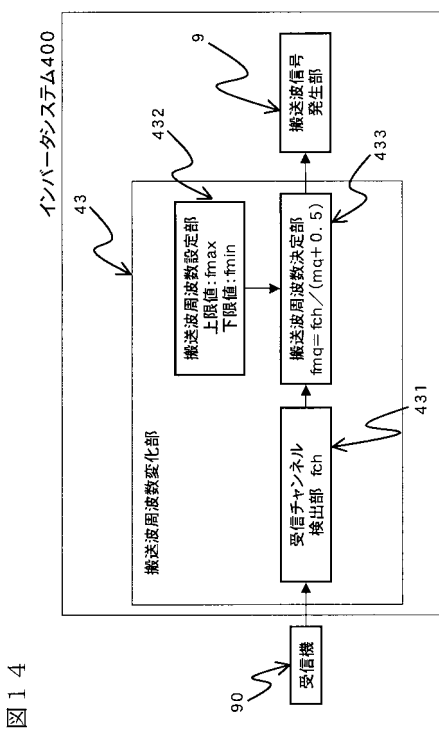


図 1 4

【 図 1 5 】

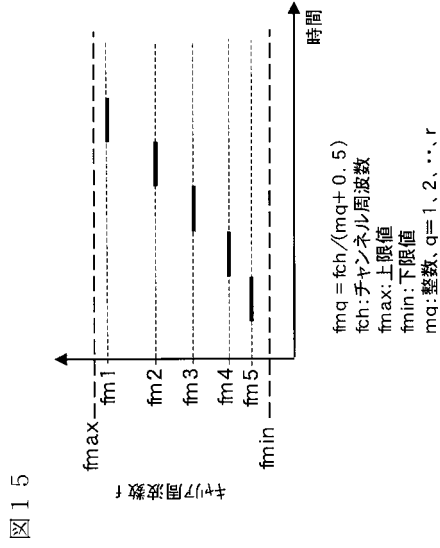


図 1 5

【 図 1 6 】

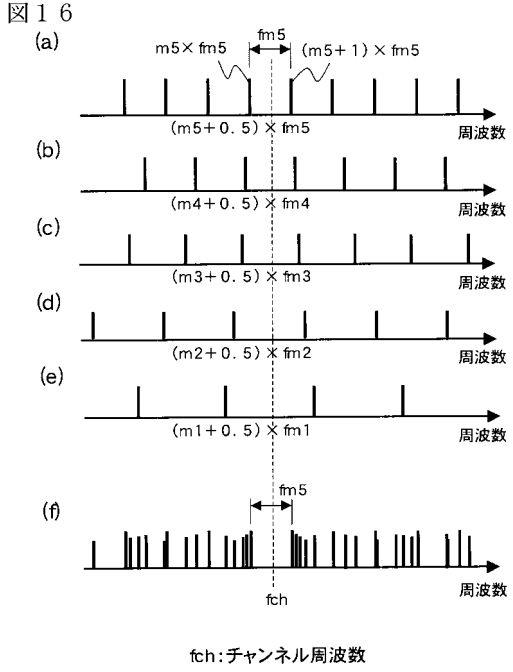


図 1 6

【 図 1 7 】

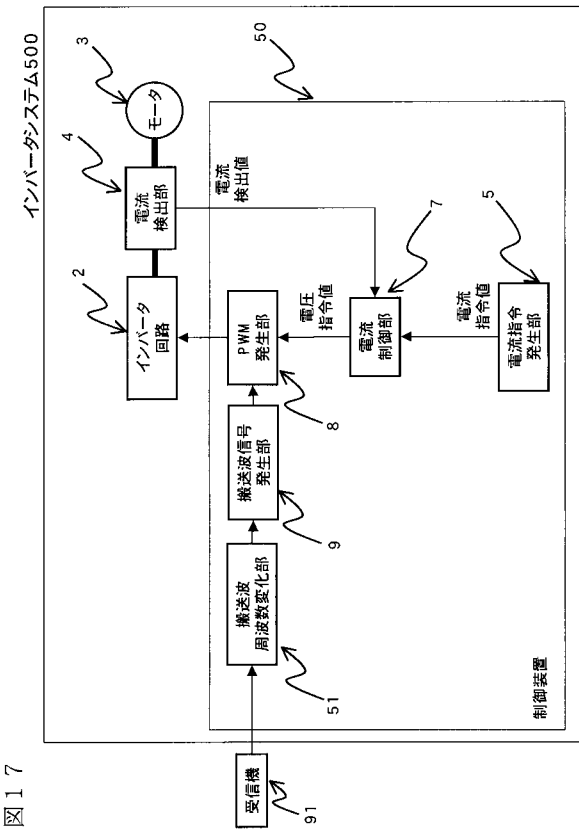


図 1 7

【 図 1 8 】

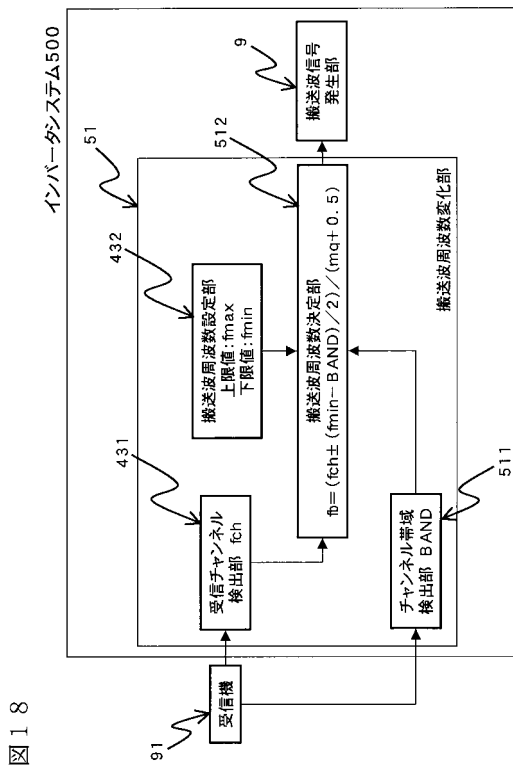
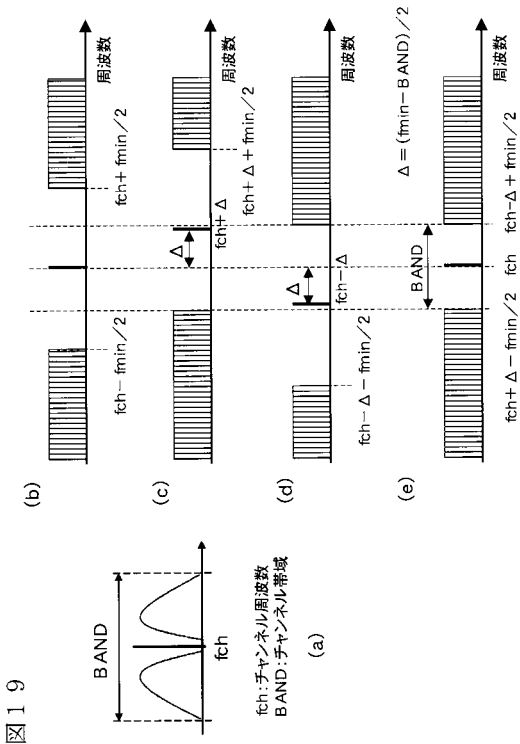
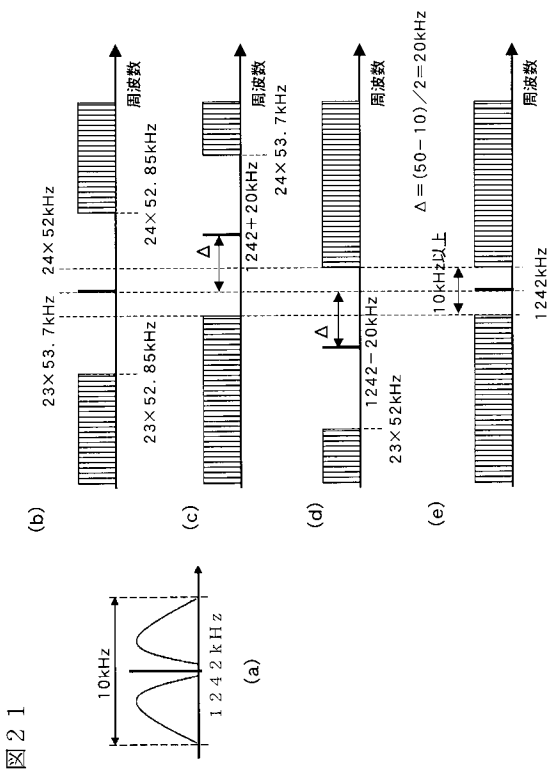


図 1 8

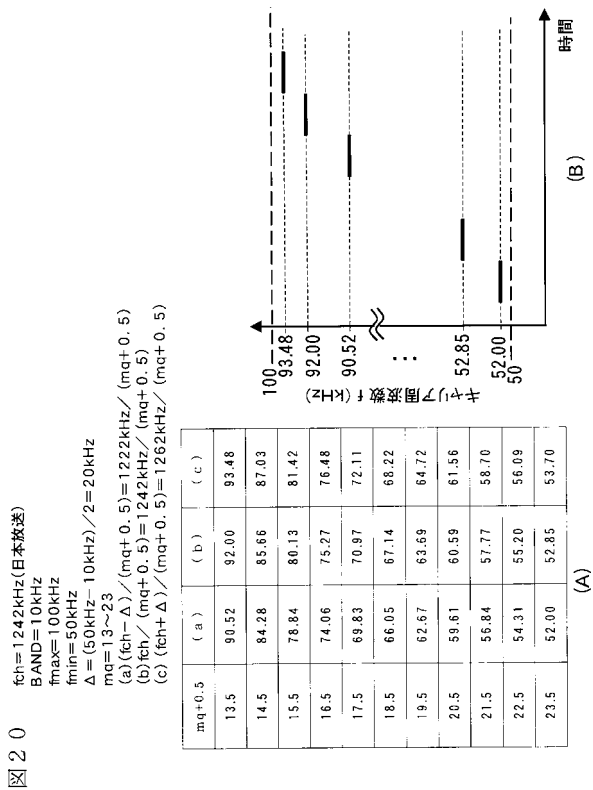
【 図 19 】



【 図 21 】



【 図 20 】



【 図 22 】

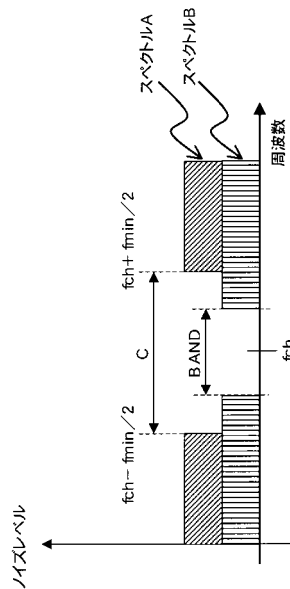
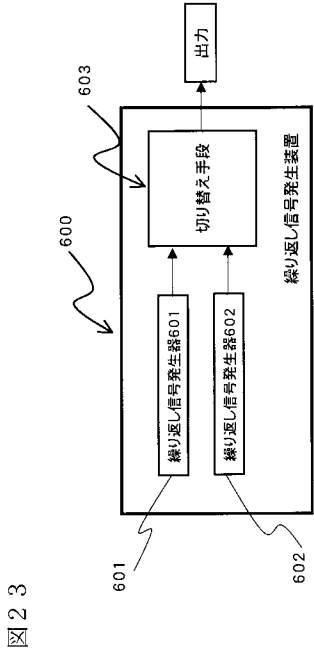
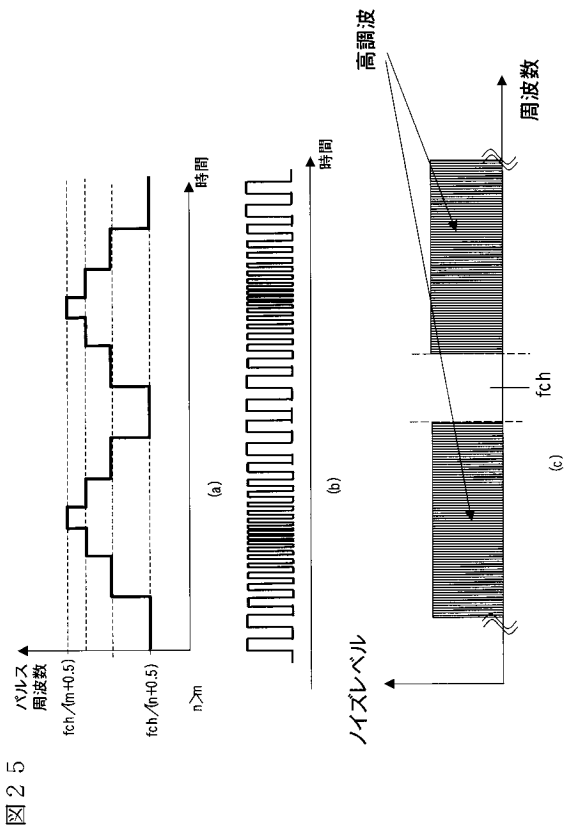


図 22

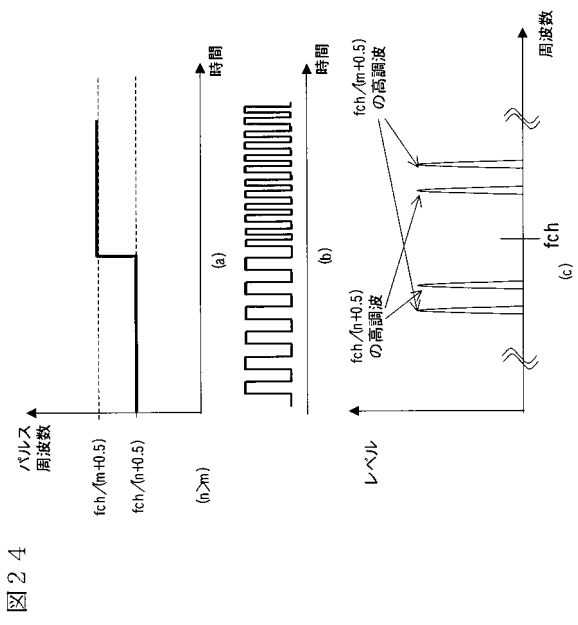
【 図 2 3 】



【 図 2 5 】



【 図 2 4 】



フロントページの続き

(72)発明者 早見 泰明

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

日産自動車株式会社内

審査官 安池 一貴

(56)参考文献 特開2002-037098(JP,A)

特開昭59-144231(JP,A)

特開昭62-279718(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48