(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2018年11月15日(15.11.2018)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2018/207249 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 1/44 (2007.01) *H02M 7/48* (2007.01)
H02M 3/155 (2006.01)

(21) 国際出願番号： PCT/JP2017/017500

(22) 国際出願日： 2017年5月9日(09.05.2017)

(25) 国際出願の言語： 日本語

(26) 国際公開の言語： 日本語

(71) 出願人:三菱電機株式会社(**MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION**) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).

(72) 発明者:埴岡 翔太(**HANIOKA Shota**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 家澤 雅宏(**IEZAWA Masahiro**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 村上 啓吾, 外 (**MURAKAMI Keigo** et al.); 〒6610033 兵庫県尼崎市南武庫之荘3丁目35番8号 Hyogo (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA,

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称： 電力変換装置

図1

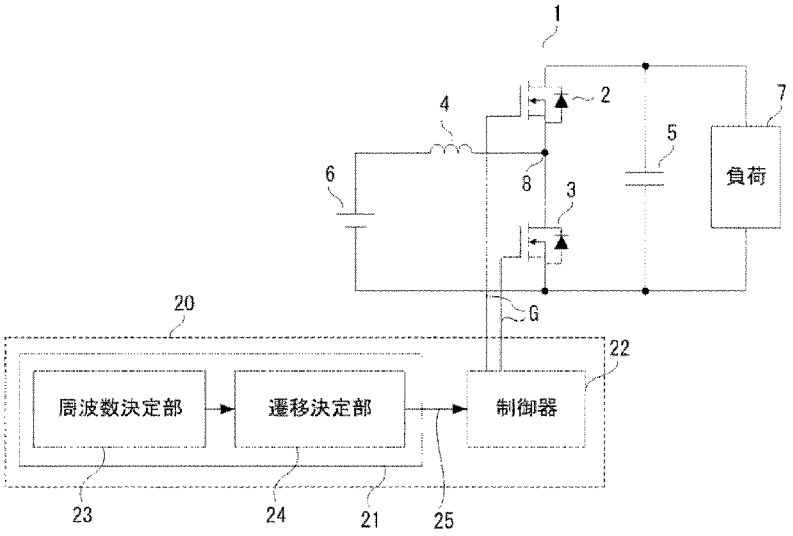


FIG. 1:
7 Load
22 Controller
23 Frequency determination unit
24 Transition determination unit

(57) Abstract: A control device (20) for controlling switching elements (2, 3) in a power conversion circuit (1) is provided with a pattern generation unit (20) for generating a frequency changing pattern (25) and a controller (22). The pattern generation unit (20) uses n first frequencies fc and a second frequency fdef smaller than the minimum value of the differences between the n first frequencies fc to determine 2n switching frequencies f by adding and subtracting the second frequency fdef to and from each of the n first frequencies fc and determines the transition order of the 2n switching frequencies f so that the central value of two switching frequencies f before and after the transition does not overlap with the value of each of the switching frequencies f, thereby generating the frequency changing pattern (25). The controller (22) generates control signals G for the switching elements (2, 3) by using the 2n switching frequencies f with respective different duration times in accordance with the frequency changing pattern (25).

WO 2018/207249 A1

[続葉有]

NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告(条約第21条(3))

(57) 要約:電力変換回路(1)内のスイッチング素子(2、3)を制御する制御装置(20)は、周波数変化パターン(25)を生成するパターン生成部(20)と制御器(22)とを備える。パターン生成部(20)は、n個の第1周波数fcと、該n個の第1周波数fcの互いの差分の最小値より小さい第2周波数fdefとを用い、各第1周波数fcに第2周波数fdefを加減算して決定した2n個のスイッチング周波数fを、遷移前後の2つのスイッチング周波数fの中央値が、上記各スイッチング周波数fの値と重ならないように遷移順序を決定して周波数変化パターン(25)を生成する。制御器(22)は、周波数変化パターン(25)に応じて、2n個のスイッチング周波数fを各々異なる継続時間で用いスイッチング素子(2、3)への制御信号Gを生成する。

明　細　書

発明の名称 ： 電力変換装置

技術分野

[0001] この発明は、スイッチング素子を備えた電力変換装置に関し、特にスイッチング素子を制御する際のスイッチング周波数に関するものである。

背景技術

[0002] スイッチング素子のオンオフによるスイッチング動作によって電力変換を行う電力変換器では、一定のスイッチング周波数でスイッチング制御を行う場合、一定の周波数成分およびその高調波成分で生じる電磁ノイズが発生する。

製品分類ごとに電磁ノイズの規格が定められていることから、電力変換器で発生する電磁ノイズが規格を超過する場合は対策が必要となる。一般的にはノイズフィルタ等のノイズ対策部品を備えることが考えられるが、装置構成の大型化およびコスト上昇に繋がる。

上記問題を改善するため、従来の電力変換装置では、複数の周波数値を含む周波数変化パターンを繰り返し出力する周波数変化装置と、それに従ったスイッチング周波数でスイッチング素子のオンオフ制御を行う制御器を備える（例えば、特許文献１参照）。

また、別例による従来の電力変換装置では、時間に対して複数の周波数を規定した基本パターンを繰り返し時間毎に繰り返すメイン拡散パターンと、隣接する周波数の間隔がメイン拡散パターンより小さい、前記繰り返し時間毎に周波数が切り替わるサブ拡散パターンとを合成したスイッチング周波数拡散パターンに従って、スイッチング周期数を拡散させる（例えば、特許文献２参照）。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開２０１６－５４５８１号公報

特許文献2：特許第５４７３０７９号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] これらの電力変換装置では、複数のスイッチング周波数を用いることで電磁ノイズを低減しているが、周波数帯域によっては、特にＡＭ（ａｍｐｌｉｔｕｄｅ　ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）帯域において、充分なノイズ低減効果を得るためにスイッチング周波数の振り幅を大きくする必要があった。このため、高周波スイッチング制御の演算処理の負荷が増大するという問題点があった。

また、上記特許文献２記載の電力変換装置では、同じ時間間隔で複数のスイッチング周波数を切り替えるため、切り替え時の電流リプルの抑制を考慮するとスイッチング周波数毎の継続時間が過度に長くなることがあった。

[0005] この発明は、上記のような問題点を解消するために成されたものであって、複数のスイッチング周波数を用いたスイッチング制御において、スイッチング周波数の振り幅の増大を抑制し、かつスイッチング周波数毎の継続時間が過度に長くなる事を防止して、広い周波数帯域にて効果的に電磁ノイズを低減可能な電力変換装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0006] この発明に係る電力変換装置は、スイッチング素子を有し、該スイッチング素子のスイッチング動作により入力電力を電力変換して出力する電力変換回路と、上記電力変換回路を制御する制御装置とを備える。上記制御装置は、ｎを２以上の整数とし、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを遷移させて周波数変化パターンを生成するパターン生成部と、生成された上記周波数変化パターンに応じて上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを各々異なる継続時間で用い上記スイッチング素子をスイッチングする制御信号を生成する制御器とを備える。上記パターン生成部は、ｎ個の第１周波数ｆｃと、該ｎ個の第１周波数ｆｃの互いの差分の最小値より小さい第２周波数ｆｄｅｆとを用い、上記各第１周波数ｆｃを挟むように該各第１周波数ｆｃに上記第２周波数ｆ

ｄｅｆを加減算することにより生成される上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定する周波数決定部と、上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆの遷移順序を、遷移前後の２つのスイッチング周波数ｆの中央値が、上記各スイッチング周波数ｆの値と重ならないように決定する遷移決定部とを備え、上記制御器は、上記各スイッチング周波数ｆをそれぞれキャリア周波数とするキャリア波を用い、上記各キャリア周波数を上記キャリア波の上下何れかのピークに同期して変化させるものである。

発明の効果

[0007] この発明に係る電力変換装置によれば、遷移前後の２つのスイッチング周波数ｆの中央値が、他のスイッチング周波数ｆの値と重ならないように決定された２ｎ個のスイッチング周波数ｆを各々異なる継続時間で用いてスイッチング制御するため、スイッチング周波数の振り幅の増大を抑制して、広い周波数帯域にて効果的に電磁ノイズを低減できる。また、スイッチング周波数毎の継続時間が過度に長くなる事も防止できる。

図面の簡単な説明

[0008] [図1]この発明の実施の形態１による電力変換装置の構成を示す図である。

[図2]この発明の実施の形態１によるスイッチング周波数およびその遷移順を説明する図である。

[図3]この発明の実施の形態１によるキャリア波を示す図である。

[図4]この発明の実施の形態１によるスイッチング周波数に対する高調波成分のスペクトルを説明する図である。

[図5]固定のスイッチング周波数を用いた場合の電磁ノイズの周波数特性を示す図である。

[図6]２種のスイッチング周波数を１周期毎に用いた場合の電磁ノイズの周波数特性を示す図である。

[図7]２種のスイッチング周波数を１０周期毎に用いた場合の電磁ノイズの周波数特性を示す図である。

[図8]この発明の実施の形態１の比較例Ａによるキャリア波を示す図である。

[図9]この発明の実施の形態１による電磁ノイズの低減効果を説明する図である。

[図10]図９の部分拡大図である。

[図11]この発明の実施の形態１による周波数変化パターンの生成を示すプローチャートである。

[図12]この発明の実施の形態１の別例による周波数変化パターンの生成を示すプローチャートである。

[図13]この発明の実施の形態２による電力変換装置の構成を示す図である。

[図14]この発明の実施の形態４による電力変換装置の構成を示す図である。

[図15]この発明の実施の形態５による電力変換装置の構成を示す図である。

[図16]スペクトルアナライザの周波数分解能を実現するガウスフィルタの周波数特性を示す図である。

[図17]この発明の実施の形態５による周波数差のある２つのスイッチング周波数を用いた場合の電磁ノイズの周波数特性のイメージ図である。

[図18]この発明の実施の形態５による周波数差のある２つのスイッチング周波数を用いた場合の電磁ノイズの周波数特性の測定結果のイメージ図である。

[図19]この発明の実施の形態５による周波数差０の場合の合成波を示す図である。

[図20]この発明の実施の形態５による合成波を示す図である。

[図21]この発明の実施の形態６による電力変換装置の構成を示す図である。

[図22]この発明の実施の形態６による高調波成分の低減量を示す波形図である。

[図23]この発明の実施の形態６の適用例によるスイッチング周波数の変化を示す図である。

発明を実施するための形態

[0009] 実施の形態１.

以下、この発明の実施の形態１による電力変換装置を図に基づいて以下に

説明する。図１は、この発明の実施の形態１による電力変換装置の構成図である。

図１に示すように、電力変換装置は、直流電源６と負荷７との間に接続された昇圧チョッパ回路から成る電力変換回路１と制御装置２０とを備える。電力変換回路１は、高電圧側のスイッチング素子２と、低電圧側のスイッチング素子３と、２つのスイッチング素子２、３の接続点である入力端子８に接続された昇圧用リアクトル４と、キャパシタ５とを備える。そして、各スイッチング素子２、３のスイッチング動作により、直流電源６からの入力電力の電圧を昇圧して負荷７に所望の電圧の出力電力を供給する。

各スイッチング素子２、３には、ダイオードが逆並列接続されたＭＯＳＦＥＴ（Ｍｅｔａｌ ｏｘｉｄｅ ｓｅｍｉｃｏｎｄｕｃｔｏｒ ｆｉｅｌｄ ｅｆｆｅｃｔ ｔｒａｎｓｉｓｔｏｒ）あるいはＩＧＢＴ（Ｉｎｓｕｌａｔｅｄ ｇａｔｅ ｂｉｐｏｌａｒ ｔｒａｎｓｉｓｔｏｒ）等の自己消弧型半導体スイッチング素子が用いられる。

[0010] 制御装置２０は、周波数変化パターン２５を生成するパターン生成部２１と、周波数変化パターン２５に応じて各スイッチング素子２、３をスイッチングする制御信号Ｇを生成する制御器２２とを備えて、電力変換回路１内の各スイッチング素子２、３をスイッチング制御する。また、パターン生成部２１は、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定する周波数決定部２３と、決定されたスイッチング周波数ｆの遷移順序を決定して周波数変化パターン２５を生成する遷移決定部２４とを備える。

制御器２２は、各スイッチング周波数ｆをそれぞれキャリア周波数とするキャリア波を生成し、キャリア波と指令値との比較により各スイッチング素子２、３への制御信号Ｇを生成する。この場合、制御器２２の制御周期はキャリア周期と一致するものとする。

なお、上記指令値は、低電圧側のスイッチング素子３のオンＤＵＴＹに基づいて与えられる。また、制御器２２は、各キャリア周波数をキャリア波の上下何れかのピークに同期して変化させる。

[0011] 図２は、この実施の形態１によるスイッチング周波数およびその遷移順を説明する図であり、この場合、ｎを２とした時の４個のスイッチング周波数について示す。

図２に示すように、周波数決定部２３は、２個の第１周波数ｆｃ１、ｆｃ２と、第２周波数ｆｄｅｆとを用い、各第１周波数ｆｃ１、ｆｃ２（ｆｃ１＜ｆｃ２）を挟むように各第１周波数ｆｃ１、ｆｃ２に第２周波数ｆｄｅｆを加減算することにより４個のスイッチング周波数ｆ（ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆ）を決定する。なお、第２周波数ｆｄｅｆは、ｎ個の第１周波数ｆｃの互いの差分の最小値より小さい値、この場合、ｆｃ２－ｆｃ１より小さい値が用いられる。

そして、遷移決定部２４は、ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆの遷移順序で各スイッチング周波数ｆを２周期ずつ継続させた繰り返しパターンである周波数変化パターン２５を生成する。即ち、周波数変化パターン２５は、ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆとなる。各スイッチング周波数ｆは異なるため、２周期分の各継続時間は異なる。

なお、スイッチング周波数ｆの遷移順序の決定についての詳細は後述する。

[0012] このように決定された周波数変化パターン２５を用いて生成されたキャリア波を図３に示す。図３に示すように、制御器２２は、パターン周期Ｔｆで繰り返される周波数変化パターン２５に基づいて、各スイッチング周波数ｆをそれぞれキャリア周波数とするキャリア波を生成して、制御信号Ｇの生成に用いる。この場合、各キャリア周波数は２周期で継続され、キャリア波の上のピークで切り替えられる。

[0013] 図１に示す電力変換回路１での電磁ノイズは、スイッチング素子２、３の接続点である入力端子８の電位変動に応じて発生する。入力端子８の電位は、各スイッチング素子２、３のオンオフにより変化するため、電磁ノイズは

スイッチング周波数成分で発生する。

図４は、この実施の形態１による、スイッチング周波数に対する高調波成分のスペクトルを説明する図であり、上述した周波数変化パターン２５に応じて発生する高調波成分を示す。高調波成分のスペクトルが拡散されてピークが低減されていることが、図４に示されるが、これについて説明するのに先立って、一般的な電磁ノイズの特性について説明する。

[0014] スイッチング周波数を時間変化させる手法は、スイッチング周波数成分の電磁ノイズを低減することができ、広く用いられている。スイッチング周波数を時間変化させる場合、各スイッチング周波数を各々の時間で継続させて生成されるパターンの周期（以下、パターン周期）の逆数で求められる周波数間隔で、スペクトルが発生する。このため、パターン周期を長くすることで、スペクトルのピークが出現する周波数間隔を狭くしてスペクトルのピークを分散させ、電磁ノイズの低減を図ることができる。

しかし、スイッチング周波数の遷移順に応じて発生スペクトルが変化することが新たに分かっており、単に各スイッチング周波数の継続時間を長くしてパターン周期を長くするだけでは電磁ノイズのピーク分散効果が十分に得られない。

[0015] 一般的なスイッチング周波数に応じた電磁ノイズの周波数特性を図５～図７に基づいて以下に説明する。

図５は、固定のスイッチング周波数Ｆｃを用いた場合の電磁ノイズの周波数特性を示す。図６は、２種のスイッチング周波数ｆｃ１、ｆｃ２を１周期毎に遷移させて用いた場合の電磁ノイズの周波数特性を示す。図７は、２種のスイッチング周波数ｆｃ１、ｆｃ２を１０周期毎に遷移させて用いた場合の電磁ノイズの周波数特性を示す。

[0016] 図５に示すように、スイッチング周波数Ｆｃが固定である場合は、スイッチング周波数Ｆｃのｍ（ｍ：正の奇数）倍成分にスペクトルが発生する。

また、図６に示すように、２種のスイッチング周波数ｆｃ１、ｆｃ２が１スイッチング周期毎に交互に変化する場合は、スイッチング周波数ｆｃ１、

ｆｃ２の中央値成分（ｆｃ１＋ｆｃ２）／２のｍ倍成分にスペクトルが発生する。さらに、中央値成分のｍ次高調波成分に対してパターン周期（（１／ｆｃ１）＋（１／ｆｃ２））の逆数の周波数間隔で側帯波にスペクトルが発生する。

また、図７に示すように、２種のスイッチング周波数ｆｃ１、ｆｃ２が１０スイッチング周期毎に交互に変化する場合は、各スイッチング周波数ｆｃ１、ｆｃ２のｍ倍成分にスペクトルが発生する。

[0017] このように、スイッチング制御に、同一スイッチング周波数を継続して用いる場合と、異なるスイッチング周波数に遷移させる場合とでは、発生するスペクトルが異なる。

同一スイッチング周波数を継続して用いる場合には、そのスイッチング周波数のｍ次高調波成分が大きなピークとして出現し、異なるスイッチング周波数に遷移させる場合には遷移前後のスイッチング周波数の中央値成分のｍ次高調波成分が大きなピークとして出現する。複数のスイッチング周波数を用いて各スイッチング周波数をそれぞれ比較的長く継続する場合（図７参照）には、遷移によって発生するスペクトルよりも各スイッチング周波数のｍ次高調波成分が支配的となる。

[0018] この実施の形態では、同一スイッチング周波数を継続して用いる場合と異なるスイッチング周波数に遷移させる場合とで発生するスペクトルが異なる現象を考慮して、効果的にスペクトルを分散させる周波数変化パターン２５を生成するものである。

周波数変化パターン２５を用いたスイッチング時に発生するスペクトルの主要成分は、図４に示すように、同一スイッチング周波数を継続する（この場合２周期）場合に生じる、スイッチング周波数成分とその高調波成分ｍ（ｆｃ１±ｆｄｅｆ）、ｍ（ｆｃ２±ｆｄｅｆ）、および異なるスイッチング周波数成分に遷移させる場合に生じる、遷移前後のスイッチング周波数の中央値成分とその高調波成分ｍ（ｆｍｉｄ）、ｍ（ｆｍｉｄ±ｆｄｅｆ）である。但し、ｆｍｉｄ＝（ｆｃ１＋ｆｃ２）／２

[0019] 遷移前後のスイッチング周波数の中央値（ｆｍｉｄ）、（ｆｍｉｄ±ｆｄｅｆ）は、４個のスイッチング周波数ｆｃ１±ｆｄｅｆ、ｆｃ２±ｆｄｅｆのいずれにも重ならない。

このように、同一スイッチング周波数を継続して用いる場合に出現するスペクトルと、異なるスイッチング周波数に遷移させる場合に出現するスペクトルとの双方を、重なることなく発生させることで、電磁ノイズのスペクトルを拡散させてピーク分散によるノイズ低減効果が得られる。また、４個のスイッチング周波数ｆを２周期ずつ継続させた繰り返しパターンである周波数変化パターン２５を生成する事でパターン周期Ｔｆを長くすることによるノイズ低減効果も得られる。さらに、選択したスイッチング周波数ｆを複数周期継続することによって、そのスイッチング周波数の高調波成分で電磁ノイズを発生させることができ、電磁ノイズの周波数分散効果がより高まる。

[0020] なお、図２～図４を用いた例では、ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆの遷移順序としたが、これに限るものでは無く、遷移決定部２４は、遷移前後のスイッチング周波数の中央値が、各スイッチング周波数ｆのいずれにも重ならないように遷移順序を決定する。遷移前後のスイッチング周波数がｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆである場合はｍｆｃ１のスペクトルが発生し、遷移前後のスイッチング周波数がｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆである場合はｍｆｃ２のスペクトルが発生する。

[0021] 次に、スイッチング周波数ｆの決定に用いられる第２周波数ｆｄｅｆの設定について説明する。

４個のスイッチング周波数ｆを２周期ずつ継続させた周波数変化パターン２５のパターン周期Ｔｆは、以下の式（１）で示される。

[0022]

[数1]

数1

$$Tf=\left(\frac{2}{fc1-fdef}+\frac{2}{fc1+fdef}+\frac{2}{fc2-fdef}+\frac{2}{fc2+fdef}\right) \quad \cdots (1)$$

[0023] このパターン周期Ｔｆの逆数１／Ｔｆで表される周波数間隔でスペクトルのピークが出現するようなｆｄｅｆを設定することで、等間隔でスペクトルを出現させることが可能になり電磁ノイズの低減効果が高くなる。この場合、遷移前後のスイッチング周波数の中央値成分とその高調波成分ｍ（ｆｍｉｄ）、ｍ（ｆｍｉｄ±ｆｄｅｆ）のスペクトルが周波数間隔１／Ｔｆで発生するように、以下に示す式（２）を満たす第２周波数ｆｄｅｆを設定する。

[0024] [数2]

数2

$$m\times fdef=\frac{1}{Tf} \quad \cdots (2)$$

[0025] このように、パターン周期Ｔｆと低減対象次数ｍとで演算される（１／（ｍ・Ｔｆ））に基づいて第２周波数ｆｄｅｆが決定される。これにより、低減対象次数ｍの高調波成分のノイズを効果的に低減できる。

なお、第２周波数ｆｄｅｆは、式（２）を用いる方法に限らず、図４で示す各スペクトルの周波数間隔が１／Ｔｆとなるように設定しても良い。例えば、以下の式（３）、式（４）のいずれかを満たすように第２周波数ｆｄｅｆを設定しても良い。

[0026] [数3]

数3

$$m\left((fc2-fdef)-\left(\frac{fc1+fc2}{2}+fdef\right)\right)=\frac{1}{Tf} \quad \cdots (3)$$

[0027]

[数4]

数4

$$m\left(\left(fc2-fdef\right)-\left(\frac{fc1+fc2}{2}\right)\right)=\frac{1}{Tf} \qquad \cdots(4)$$

[0028] また、第２周波数ｆｄｅｆの演算を簡単にする別例による設定方法（第２設定方法と称す）を以下に示す。

比較例Ａとして、２個の第１周波数ｆｃ１、ｆｃ２のみをそれぞれ２周期ずつ継続させたスイッチング周波数の変化パターンを用いた場合を想定する。この比較例Ａによるキャリア波を図８に示す。

この比較例Ａでは、パターン周期Ｔｆｃは以下の式（５）で示される。そして、パターン周期Ｔｆｃの逆数１／Ｔｆｃで表される周波数間隔でスペクトルのピークが出現する。

[0029] [数5]

数5

$$Tfc=\frac{2}{fc1}+\frac{2}{fc2} \qquad \cdots(5)$$

[0030] この実施の形態では、４個のスイッチング周波数ｆｃ１±ｆｄｅｆ、ｆｃ２±ｆｄｅｆを用いるため、第２周波数ｆｄｅｆの第２設定方法では、比較例Ａでの周波数間隔１／Ｔｆｃの１／２で、スペクトルのピークが出現するようなｆｄｅｆを設定する。これにより等間隔でスペクトルを出現させることが可能になり電磁ノイズの低減効果が高くなる。

この場合、遷移前後のスイッチング周波数の中央値成分とその高調波成分ｍ（ｆｍｉｄ）、ｍ（ｆｍｉｄ±ｆｄｅｆ）のスペクトルが周波数間隔１／２Ｔｆｃで発生するように、以下に示す式（６）を満たす第２周波数ｆｄｅｆを設定する。

[0031]

[数6]

数6

$$m \times fdef = \frac{1}{2Tfc} \qquad \cdots (6)$$

[0032] このように、２個の第１周波数ｆｃ１、ｆｃ２のみをそれぞれ２周期ずつ継続させたパターンの周期Ｔｆｃと低減対象の次数ｍとで演算される（１／（２ｍ・Ｔｆｃ））に基づいて第２周波数ｆｄｅｆが決定される。これにより、低減対象の次数ｍの高調波成分のノイズを効果的に低減できる。

なお、（１／（２ｍ・Ｔｆｃ））に基づいて設定する第２周波数ｆｄｅｆは、式（６）を用いる方法に限らず、図４で示す各スペクトルの周波数間隔が１／２Ｔｆｃとなるように設定しても良い。例えば、以下の式（７）、式（８）のいずれかを満たすように第２周波数ｆｄｅｆを設定しても良い。

[0033] [数7]

数7

$$m\left(\left(fc2 - fdef\right) - \left(\frac{fc1 + fc2}{2} + fdef\right)\right) = \frac{1}{2Tfc} \qquad \cdots (7)$$

[0034] [数8]

数8

$$m\left(\left(fc2 - fdef\right) - \left(\frac{fc1 + fc2}{2}\right)\right) = \frac{1}{2Tfc} \qquad \cdots (8)$$

[0035] 図９は、この実施の形態による電磁ノイズの低減効果を説明する図であり、図８で示すキャリア波を用いた比較例Ａの場合と、スイッチング周波数を固定にした比較例Ｂの場合とを、この実施の形態による４個のスイッチング周波数ｆｃ１±ｆｄｅｆ、ｆｃ２±ｆｄｅｆを用いた例（実施例）と共に示した。また、図１０は、図９の点線領域の拡大図である。

図９、図１０に示すように、比較例Ａの場合は、固定のスイッチング周波

数を用いた比較例Ｂに比べて格段とスペクトル拡散によるピーク分散効果が得られ、この実施の形態による実施例では、比較例Ａよりも、さらに電磁ノイズのスペクトルを拡散させてピーク分散によるノイズ低減が達成されている。

[0036] 次に、遷移決定部２４の動作を説明する。図１１は、スイッチング周波数ｆの遷移順序を決定して周波数変化パターンの生成を示すプローチャートである。図１１に示されるフローに従って、遷移決定部２４が２ｎ個のスイッチング周波数ｆ（＝ｆｃ（ｋ）±ｆｄｅｆ（ｋ：１～ｎの整数））の中からスイッチング周波数ｆを順次、所定の継続周期λで選択して制御器２２に入力することで遷移順序が決定されて周波数変化パターン２５が生成される。

[0037] まず、ｆ＝ｆｃ（１）＋ｆｄｅｆとし、スイッチング周波数ｆの現周期の初期値としてλより大きい値を設定する（ステップＳ１）。

次に、現スイッチング周波数ｆの現周期が継続周期λ以下であるか、即ち継続させる周期であるか判定し（ステップＳ２）、継続させる周期であれば（ＹＥＳの場合）、現スイッチング周波数ｆを選択して制御器２２に入力した後、現周期の数を１増やし（ステップＳ３）、ステップＳ２に戻る。

ステップＳ２において、現スイッチング周波数ｆの現周期が継続周期λを超えると（ＮＯの場合）、ｆ＝ｆｃ（１）－ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳ４）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（２）－ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳ５）、ステップＳ３に戻る。

ステップＳ４において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（ｎ－１）＋ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳ６）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（ｎ）＋ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳ７）、ステップＳ３に戻る。

ステップＳ６において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（ｎ）＋ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳ８）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（１）－ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳ９）、ステップＳ３に戻る。

ステップＳ８において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（ｋ）－ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳ１０）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（ｋ－１）＋ｆｄｅｆ

、現周期は１とし（ステップＳ１１）、ステップＳ３に戻る。

ステップＳ１０において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（ｋ＋２）－ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳ１２）、ステップＳ３に戻る。

[0038] 上記フローでは、ｎが２の時、ｆｃ（２）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（１）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（２）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（１）＋ｆｄｅｆの遷移順序となる。また、ｎが３以上の時の遷移順序は、ｆｃ（ｎ）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｎ－１）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｎ）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（１）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（２）－ｆｄｅｆ、の順序を満たし、かつ、ｋが１からｎ－２のときに、ｆｃ（ｋ＋１）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｋ）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｋ＋２）－ｆｄｅｆ、の順序を満たす。

なお、周波数変化パターン２５は繰り返しパターンであるため、どこから開始しても良い。

[0039] なお、以上で説明したスイッチング周波数ｆの遷移順序は、逆順でも良く、その場合のフローチャートを図１２に示す。

まず、ｆ＝ｆｃ（１）＋ｆｄｅｆとし、スイッチング周波数ｆの現周期の初期値としてλより大きい値を設定する（ステップＳＴ１）。

次に、現スイッチング周波数ｆの現周期が継続周期λ以下であるか、即ち継続させる周期であるか判定し（ステップＳＴ２）、継続させる周期であれば（ＹＥＳの場合）、現スイッチング周波数ｆを選択して制御器２２に入力した後、現周期の数を１増やし（ステップＳＴ３）、ステップＳＴ２に戻る。

ステップＳＴ２において、現スイッチング周波数ｆの現周期が継続周期λを超えると（ＮＯの場合）、ｆ＝ｆｃ（１）－ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳＴ４）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（ｎ）＋ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳＴ５）、ステップＳＴ３に戻る。

ステップＳＴ４において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（２）－ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳＴ６）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（１）－ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳＴ７）、ステップＳＴ３に戻る。

ステップＳＴ６において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（ｎ）＋ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳＴ８）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（ｎ－１）＋ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳＴ９）、ステップＳＴ３に戻る。

ステップＳ８において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（ｋ）－ｆｄｅｆであるか判定し（ステップＳＴ１０）、ＹＥＳの場合、ｆ＝ｆｃ（ｋ－２）＋ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳＴ１１）、ステップＳＴ３に戻る。

ステップＳＴ１０において、ＮＯの場合、ｆ＝ｆｃ（ｋ＋１）－ｆｄｅｆ、現周期は１とし（ステップＳＴ１２）、ステップＳＴ３に戻る。

[0040] 図１２に示すフローでは、ｎが２の時、ｆｃ（２）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（１）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（２）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（１）＋ｆｄｅｆの遷移順序となる。また、ｎが３以上の時の遷移順序は、ｆｃ（２）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（１）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｎ）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｎ－１）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｎ）－ｆｄｅｆ、の順序を満たし、かつ、ｋが１からｎ－２のときに、ｆｃ（ｋ＋２）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｋ）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｋ＋１）－ｆｄｅｆ、の順序を満たす。

[0041] なお、遷移決定部２４がスイッチング周波数ｆを順次選択して制御器２２に入力して周波数変化パターン２５を生成するものを説明したが、遷移決定部２４は、予め遷移順序が設定されたテーブルを保持して周波数変化パターン２５を生成しても良い。

[0042] 以上のように、この実施の形態では、パターン生成部２１が、ｎ個の第１周波数ｆｃと、該ｎ個の第１周波数ｆｃの互いの差分の最小値より小さい第２周波数ｆｄｅｆとから決定される２ｎ個のスイッチング周波数ｆを、遷移前後の２つのスイッチング周波数ｆの中央値が各スイッチング周波数ｆの値と重ならない遷移順序で、それぞれ所定の継続周期（異なる継続時間）で用い、周波数変化パターン２５を生成する。

[0043] このため、同一スイッチング周波数を継続して用いる場合に出現するスペクトルと、異なるスイッチング周波数に遷移させる場合に出現するスペクトルとの重なりを防止して、電磁ノイズのスペクトルのピークが集中すること

を避け、電磁ノイズのスペクトルを拡散させてピーク分散によるノイズ低減効果が得られる。また周波数変化パターン２５のパターン周期Ｔｆを長くすることによりパターン周期Ｔｆの逆数で発生するスペクトルのピークを均等に分散させることができ、さらにノイズ低減が図れる。

これにより、スイッチング周波数の振り幅の増大を抑制して、広い周波数帯域にて効果的に電磁ノイズを低減でき、ノイズフィルタの小型化も図れる。またスイッチング周波数の振り幅の増大を抑制できるため、高いスイッチング周波数を用いる事によるスイッチング素子の発熱も抑制できる。

[0044] さらにまた、キャリア波の上下いずれかのピークで周波数を切り替え、各スイッチング周波数毎の継続時間は異なる。このため、各スイッチング周波数毎の継続時間が過度に長くなることが防止でき、また、スイッチング周波数ｆの切り替え前後における電流リプルの増大が防止でき安定したスイッチング制御が行える。

[0045] また、上記実施の形態では、各スイッチング周波数ｆを２周期ずつ継続させて用いた。各スイッチング周波数ｆを複数周期継続させることにより、各スイッチング周波数ｆにおいて、同一スイッチング周波数を継続して用いる場合に出現するスペクトルを確実に発生させ、このスペクトルと、異なるスイッチング周波数に遷移させる場合に出現するスペクトルとの双方を重なりなく発生させて、電磁ノイズのスペクトル拡散によるピーク分散効果がさらに高まり、さらにノイズ低減できる。

なお、各スイッチング周波数ｆの継続周期は異なるものでも良く、全てのスイッチング周波数ｆを複数周期継続させる事で大きな効果が得られるが、少なくとも１つのスイッチング周波数ｆを複数周期継続させる事でも効果がある。

[0046] また、上記実施の形態では、各第１周波数ｆｃに加減算される２ｎ個の第２周波数ｆｄｅｆを共通としたため、演算が容易になる。

また、第２周波数ｆｄｅｆを、パターンの周期Ｔｆと低減対象の次数ｍとで演算される（１／（ｍ・Ｔｆ））に基づいて決定することにより、低減対

象の次数ｍの高調波成分のノイズを効果的に低減できる。

[0047] また、各スイッチング周波数ｆが同じ周期数λで継続される場合は、第２周波数ｆｄｅｆを、ｎ個の第１周波数ｆｃをそれぞれ周期数λで継続させたパターンの周期Ｔｆｃと、低減対象の次数ｍとで演算される（１／（２ｍ・Ｔｆｃ））に基づいて決定することにより、低減対象の次数ｍの高調波成分のノイズを効果的に低減できると共に、第２周波数ｆｄｅｆが容易に演算できる。

[0048] また、各スイッチング周波数ｆを図１１あるいは図１２で示すフローで決定される順序で遷移させるため、遷移前後の２つのスイッチング周波数ｆの中央値が各スイッチング周波数ｆの値と重ならない遷移順序が容易に決定できる。

[0049] なお、各第１周波数ｆｃに加減算される２ｎ個の第２周波数ｆｄｅｆは、共通でなくても良く、それぞれｎ個の第１周波数ｆｃの互いの差分の最小値より小さいものであれば、上述したノイズ低減効果が得られる。

[0050] また、上記実施の形態では、パターン生成部２１が、各第１周波数ｆｃに第２周波数ｆｄｅｆを加減算して２ｎ個のスイッチング周波数を演算したが、予め生成された２ｎ個のスイッチング周波数が設定されたテーブルを保持するものでも良い。

[0051] 実施の形態２.

上記実施の形態１では、周波数変化パターン２５は、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを、決定された遷移順序で各々所定の継続周期で継続させて生成されるものであった。この実施の形態２では、周波数変化パターン２５Ｘは、２ｎ個のスイッチング周波数ｆの遷移順序のみ決定して、継続周期（継続時間）の情報を含めずに生成される。

図１３は、この発明の実施の形態２による電力変換装置の構成図である。

図１３に示すように、パターン生成部２１内の遷移決定部２４Ｘは、周波数決定部２３で決定されたスイッチング周波数ｆの遷移順序を決定して周波数変化パターン２５Ｘを生成する。そして、制御器２２Ｘは、周波数変化パ

ターン２５Ｘと継続周期情報（継続周期λ）とをそれぞれ取得して、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを、決定された遷移順序で各々所定の継続周期λで継続させてキャリア波を生成して、スイッチング素子２、３をスイッチングする制御信号Ｇを生成する。その他の構成は、上記実施の形態１と同様である。

[0052] この場合、図３で示すキャリア波を用いる場合の周波数変化パターン２５Ｘは、ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆとなる。そして、制御器２２Ｘは、継続周期情報に基づいて制御周期が設定される。例えば、λ＝２で各スイッチング周波数ｆを２周期ずつ用いる場合、制御周期は、キャリア周期の２周期分で設定され、周波数変化パターン２５Ｘに応じて、キャリア周期の２周期毎にキャリア周波数が変化する。

なお、キャリア周波数はスイッチング周波数ｆと同等で、制御周期はキャリア周波数の整数倍で設定される。

また、制御周期をキャリア周期の何周期分に設定するかは、各キャリア周波数に対して可変としても良い。

[0053] 以上のように、この実施の形態２では、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを遷移順序のみ決定して周波数変化パターン２５Ｘが生成され、制御器２２Ｘの制御周期を、各キャリア周波数に対応する各継続周期λ（継続時間）と同等期間とする。このため、制御器２２Ｘの制御周期をキャリア周期の２以上の整数倍周期に設定できる。このため、上記実施の形態１と同様にノイズ低減効果が得られると共に、制御周期を長く設定できるため、演算速度が遅い安価なマイコンが使用可能になる。

[0054] 実施の形態３．

上記実施の形態１において、電力変換回路１で発生する電磁ノイズはスペクトルアナライザで測定される。上述したように、各スイッチング周波数ｆを各々の時間で継続させて生成されるパターン周期Ｔｆの逆数で求められる周波数間隔で、スペクトルが発生する。

この実施の形態では、パターン周期Ｔｆの逆数１／Ｔｆが、スペクトルアナライザで測定する際の分解能帯域幅（ＲＢＷ）以上の値になるように、周波数変化パターン２５を決定する。その他の構成は、上記実施の形態１と同様である。

[0055] なお、スイッチングノイズに関して、各国の規格に一定の整合性を持たせるため、国際機関ＣＩＳＰＲ（Ｃｏｍｉｔｅ ｉｎｔｅｒｎａｔｉｏｎａｌ ｓｐｅｃｉａｌ ｄｅｓ ｐｅｒｔｕｒｂａｔｉｏｎｓ ｒａｄｉｏｅｌｃｔｒｉｑｕｅｓ）が各分野の電子機器や自動車のＥＭＣ（ｅｌｅｃｔｒｏｍａｇｎｅｔｉｃ ｃｏｍｐａｔｉｂｉｌｉｔｙ）規格を制定している。

[0056] 上記実施の形態１で説明したように、周波数変化パターン２５のパターン周期Ｔｆを長くすることによりパターン周期Ｔｆの逆数１／Ｔｆで発生するスペクトルのピークを均等に分散させてノイズ低減効果が得られるものである。この実施の形態では、パターン周期Ｔｆの逆数１／Ｔｆが、スペクトルアナライザのＲＢＷより小さくならない程度に、パターン周期Ｔｆを長くする。

これにより、スペクトルアナライザの測定結果において、ノイズ低減結果を確実に得ることができる。

[0057] なお、上記パターン周期Ｔｆは周波数変化パターン２５のパターン周期と一致するものである。

また、この実施の形態は上記実施の形態２にも適用でき、その場合、パターン周期Ｔｆは、周波数変化パターン２５Ｘの周期と一致するものではなく、各スイッチング周波数ｆを各々の時間で継続させて生成される繰り返しパターンの周期である。

[0058] 実施の形態４．

上記各実施の形態は、昇圧チョッパ回路から成る電力変換回路を用いたが、他の電力変換回路にも適用できる。図１４は、この発明の実施の形態４による電力変換装置の構成図である。

図１４に示すように、電力変換装置は、直流電源１６と三相負荷１７との間に接続された三相インバータ回路から成る電力変換回路１０と制御装置２０Ａとを備える。電力変換回路１０の各相は、高電圧側のスイッチング素子１２と、低電圧側のスイッチング素子１３を備える。そして、各スイッチング素子１２、１３のスイッチング動作により、直流電源１６から入力される直流電力を交流電力に変換して、出力端子１８に接続される三相負荷１７に供給する。

各スイッチング素子１２、１３は、ダイオードが逆並列接続されたＭＯＳＦＥＴあるいはＩＧＢＴ等の自己消弧型半導体スイッチング素子が用いられる。

[0059] 制御装置２０Ａは、周波数変化パターン２５Ａを生成するパターン生成部２１Ａと、周波数変化パターン２５Ａに応じて各スイッチング素子１２、１３をスイッチングする制御信号Ｇを生成する制御器２２Ａとを備えて、電力変換回路１０内の各スイッチング素子１２、１３をスイッチング制御する。また、パターン生成部２１Ａは、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定する周波数決定部２３Ａと、決定されたスイッチング周波数ｆの遷移順序を決定して周波数変化パターン２５Ａを生成する遷移決定部２４Ａとを備える。

[0060] この実施の形態においても、上記実施の形態１と同様に、パターン生成部２１Ａが、ｎ個の第１周波数ｆｃと、該ｎ個の第１周波数ｆｃの互いの差分の最小値より小さい第２周波数ｆｄｅｆとから決定される２ｎ個のスイッチング周波数ｆを、遷移前後の２つのスイッチング周波数ｆの中央値が各スイッチング周波数ｆの値と重ならない遷移順序で、それぞれ所定の継続周期（異なる継続時間）で用い、周波数変化パターン２５Ａを生成する。そして、制御器２２Ａは各相毎に、周波数変化パターン２５Ａに基づくキャリア波と指令値との比較により各スイッチング素子１２、１３への制御信号Ｇを生成する。

このため、上記実施の形態１と同様に、電磁ノイズのスペクトルのピークが集中することを避け、電磁ノイズのスペクトルを拡散させてピーク分散に

よるノイズ低減効果が得られる。

[0061] なお、上記実施の形態２、３においても、昇圧チョッパ回路から成る電力変換回路に限らず、例えば、三相インバータ回路から成る電力変換回路１０等、他の電力変換回路に適用でき、同様の効果が得られる。

[0062] 実施の形態５．

次に、この発明の実施の形態５による電力変換装置について説明する。図１５は、この発明の実施の形態５による電力変換装置の構成図である。

図１５に示すように、電力変換装置は、それぞれ三相インバータ回路から成る第１電力変換回路１０Ａと第２電力変換回路１０Ｂとを並列配置して備える。各第１、第２電力変換回路１０Ａ、１０Ｂは、上記実施の形態４の電力変換回路１０と同様の構成であり、直流側が共通の直流電源１６に接続される。第１電力変換回路１０Ａの交流側には三相負荷１７Ａが接続され、第２電力変換回路１０Ｂの交流側には三相負荷１７Ｂが接続され、各第１、第２電力変換回路１０Ａ、１０Ｂは、直流電源１６から入力される直流電力をそれぞれ交流電力に変換して各三相負荷１７Ａ、１７Ｂに供給する。

[0063] また、電力変換装置は、第１、第２電力変換回路１０Ａ、１０Ｂを制御する制御装置２０Ｂを備える。制御装置２０Ｂは、第１電力変換回路１０Ａの周波数変化パターン（第１パターン）２５Ｂ、および第２電力変換回路１０Ｂの周波数変化パターン（第２パターン）２５Ｃを生成するパターン生成部２１Ｂと、各第１、第２電力変換回路１０Ａ、１０Ｂ内の各スイッチング素子１２、１３をスイッチングする制御信号Ｇを生成する制御器２２Ｂとを備えて、各スイッチング素子１２、１３をスイッチング制御する。また、パターン生成部２１Ｂは、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定する周波数決定部２３Ｂと、決定されたスイッチング周波数ｆの遷移順序を決定して周波数変化パターン２５Ｂを生成する遷移決定部２４Ｂと、後述する周波数差２Δｆを決定して該周波数差２Δｆおよび周波数変化パターン２５Ｂから周波数変化パターン２５Ｃを生成する周波数差決定部２６とを備える。

[0064] 制御器２２Ｂは、周波数変化パターン２５Ｂに基づいて、各スイッチング

周波数ｆをそれぞれキャリア周波数とするキャリア波を生成し、キャリア波と指令値との比較により第１電力変換回路１０Ａ内の各スイッチング素子１２、１３への制御信号Ｇを生成すると共に、周波数変化パターン２５Ｃに基づいて、同様に第２電力変換回路１０Ｂ内の各スイッチング素子１２、１３への制御信号Ｇを生成する。

なお、周波数変化パターン２５Ｂの生成は、上記実施の形態４と同様であり、各周波数変化パターン２５Ｂ、２５Ｃに基づいて、各スイッチング素子１２、１３への制御信号Ｇを生成する手法も上記実施の形態４と同様である。

[0065] そして、周波数変化パターン２５Ｂ内の最大のスイッチング周波数に周波数差２Δｆを加算した周波数を、周波数変化パターン２５Ｃ内の最小のスイッチング周波数とする事で、周波数変化パターン２５Ｃを生成する。

例えば、図２で示したように、２個の第１周波数ｆｃ１、ｆｃ２と、第２周波数ｆｄｅｆとを用いて決定された４個のスイッチング周波数ｆ（ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ２＋ｆｄｅｆ）にて周波数変化パターン２５Ｂが構成されている場合、周波数変化パターン２５Ｃの４個のスイッチング周波数ｆは、（ｆｃ２＋ｆｄｅｆ＋２Δｆ、ｆｃ２＋３ｆｄｅｆ＋２Δｆ、２ｆｃ２－ｆｃ１＋ｆｄｅｆ＋２Δｆ、２ｆｃ２－ｆｃ１＋３ｆｄｅｆ＋２Δｆ）となる。

[0066] ところで、ＣＩＳＰＲが制定したＣＩＳＰＲ２５では、３０ＭＨｚ以下の帯域に対して、スペクトルアナライザのＲＢＷを９ｋＨｚ（６ｄＢ）とする測定条件が規定されている。

ＲＢＷの設定には一般的にガウスフィルタを用いることで実現される。ガウスフィルタは、以下の式（９）で示されるインパルス応答ｈ（ｔ）とノイズ電圧のサンプリングデータとの畳み込みにより実装される。

[0067]

[数9]

数9

$$h(t)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \qquad \cdots(9)$$

[0068] ここで、ｔは時間、σは特定のＲＢＷで減衰量ＡＴＴ［ｄＢ］を実現するための時間次元の変数である。式（９）で示したガウスフィルタの伝達関数Ｈ（ｆ）を、以下の式（１０）に示す。

[0069] [数10]

数10

$$H(f)=e^{-2(\pi\sigma f)^2} \qquad \cdots(10)$$

[0070] ＲＢＷがｆＲ［Ｈｚ］のとき、減衰量ＡＴＴ［ｄＢ］下がるようなσは、以下の式(１１)から求められ、この式（１１）をσ（＞０）について解くと、以下の式(１２)が得られる。

[0071] [数11]

数11

$$20\log_{10}\left(e^{-2(\pi\sigma\cdot fR/2)^2}\right)=-ATT \quad [\mathrm{dB}] \qquad \cdots(11)$$

[0072] [数12]

数12

$$\sigma=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2ATT}{5\log_{10}e}}\cdot\frac{1}{fR} \quad [\mathrm{sec}] \qquad \cdots(12)$$

[0073] 図１６は、スペクトルアナライザの周波数分解能ＲＢＷを実現するガウスフィルタの周波数特性を示す図であり、ＲＢＷ（＝ｆＲ）＝９［ｋＨｚ］、減衰量ＡＴＴ＝６［ｄＢ］としたときの特性を示す。図１６に示すように、

中心周波数に対して片側４．５ｋＨｚで６ｄＢ低下するような周波数特性となる。

図１７は、周波数差２Δｆの２つのスイッチング周波数ｆα、ｆβの電磁ノイズの周波数特性を示すイメージ図である。この場合、スイッチング周波数ｆαは、第１電力変換回路１０Ａで用いる周波数変化パターン２５Ｂ内の最大のスイッチング周波数であり、スイッチング周波数ｆβは、第２電力変換回路１０Ｂで用いる周波数変化パターン２５Ｃ内の最小のスイッチング周波数である。

[0074] 図１８は、周波数差２Δｆの２つのスイッチング周波数ｆα、ｆβを用いた場合の電磁ノイズの周波数特性をスペクトルアナライザで測定した測定結果のイメージ図である。図１８に示すように、スペクトルアナライザによる測定では、ＲＢＷを考慮するとスイッチング周波数ｆαによる電磁ノイズは波形αで示すものとなり、スイッチング周波数ｆβによる電磁ノイズは波形βで示すものとなる。

図１８に示すように、スイッチング周波数ｆα、ｆβのスペクトル成分は互いに干渉し、特に中心周波数（ｆα＋ｆβ）／２において、２つのスペクトル成分が合成されて電磁ノイズが増加する。このとき、２つのスイッチング周波数ｆα、ｆβの中心周波数（ｆα＋ｆβ）／２における合成波は、以下の式(１３)で表される。

但し、ｔ［ｓｅｃ］：時間、θα，θβ［ｒａｄ］：各周波数成分（ｆα、ｆβの成分）の位相、ｆａ（＝（ｆα＋ｆβ）／２）：中心周波数、Δｆ：中心周波数ｆａと各周波数成分との差。

ここで、ＡはＲＢＷにより中心周波数ｆａに対して減衰される振幅を示しており、式（１０）に基づいて以下の式(１４)で表わされる。

[0075]

[数13]

数13

$$\text{合成波} = A\cos\left(2\pi f\alpha\, t + \theta\alpha\right) + A\cos\left(2\pi f\beta\, t + \theta\beta\right)$$

$$= 2A\cos\left(2\pi\frac{f\alpha + f\beta}{2}t + \frac{\theta\alpha + \theta\beta}{2}\right) \cdot \cos\left(2\pi\frac{f\alpha - f\beta}{2}t + \frac{\theta\alpha - \theta\beta}{2}\right)$$

$$= 2A\cos\left(2\pi f\alpha\, t + \frac{\theta\alpha + \theta\beta}{2}\right) \cdot \cos\left(2\pi\Delta f t + \frac{\theta\alpha - \theta\beta}{2}\right)$$

$\cdots(13)$

[0076] [数14]

数14

$$A = e^{-2(\pi\sigma\Delta f)^2} \qquad \cdots(14)$$

[0077] 仮にΔｆ＝０のとき、式(１３)は、式(１５)となり、合成波の振幅は式（１６）で表される。

[0078] [数15]

数15

$$\text{合成波} = 2A\cos\left(2\pi fat + \frac{\theta\alpha + \theta\beta}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta\alpha - \theta\beta}{2}\right)$$

$\cdots(15)$

[0079]

[数16]

数16

$$\text{振幅} = 2A\cos\left(\frac{\theta\alpha - \theta\beta}{2}\right) \quad \cdots(16)$$

[0080] 即ち、Δｆ＝０の場合、合成波の振幅は、θα＝θβのときに最大で２となる。

図１９は、２つのスイッチング周波数ｆα、ｆβの中心周波数ｆａにおける合成波を示すイメージ図であり、特に、Δｆ＝０［ｋＨｚ］、θα＝θβの場合を示す。図１９に示す合成波を包絡線検波すると、包絡線の最大値、平均値は共に２である。

[0081] 図２０は、Δｆ≠０、即ち２つのスイッチング周波数ｆα、ｆβの周波数差２Δｆがある場合の中心周波数ｆａにおける合成波を示すイメージ図である。図２０に示すように、中心周波数ｆａに対して２Δｆでうねりが生じる。したがって、この合成波を包絡線検波した波形は、以下の式(１７)で表される。

[0082] [数17]

数17

$$\text{包絡線} = 2A\left|\cos\left(2\pi\Delta ft + \frac{\theta\alpha - \theta\beta}{2}\right)\right| \quad \cdots(17)$$

[0083] 式（１７）より、包絡線の最大値および平均値は、以下の式（１８）で得られる。

[0084]

[数18]

数18

$$\text{最大値} = 2A = e^{-2(\pi\sigma\Delta f)^2}$$

$$\text{平均値} = \int_0 \frac{1}{\Delta f} 2A \left|\cos\left(2\pi\Delta f t + \frac{\theta\alpha - \theta\beta}{2}\right)\right| dt = \frac{4}{\pi}A \quad \cdots (18)$$

[0085] 包絡線の最大値２Ａにおいて、スイッチング周波数のｍ次高調波成分の中心周波数成分がΔｆ＝０の場合の最大値（＝２）に対してＡＴＴ［ｄＢ］小さくなるのは、以下の式（１９）が成立する時である。

[0086] [数19]

数19

$$20\log_{10} e^{-2(m\pi\sigma\Delta f)^2} = -ATT \quad \cdots (19)$$

[0087] 式（１９）をΔｆ（＞０）について解くと以下の式（２０）となる。

[0088] [数20]

数20

$$\Delta f = \frac{1}{m\pi\sigma}\sqrt{\frac{ATT}{40\log_{10} e}} \quad \cdots (20)$$

[0089] 同様に、包絡線の平均値において、スイッチング周波数のｍ次高調波成分の中心周波数成分がΔｆ＝０の場合の最大値（＝２）に対してＡＴＴ［ｄＢ］小さくなるのは、以下の式（２１）が成立する時である。

[0090]

[数21]

数21

$$20\log_{10}\frac{2e^{-2(m\pi\sigma\Delta f)^2}}{\pi}=-ATT \qquad \cdots(21)$$

[0091] 式（２０）をΔｆ（＞０）について解くと以下の式（２２）となる。

[0092] [数22]

数22

$$\Delta f=\frac{1}{m\pi\sigma}\sqrt{\frac{ATT+20\log_{10}(2/\pi)}{40\log_{10}e}} \qquad \cdots(22)$$

[0093] スイッチング周波数のｍ次高調波成分の中心周波数成分の最大値および平均値に対して任意の減衰量ＡＴＴを得たい場合は、周波数差２Δｆにおけるδｆを、上記式（２０）、式（２２）で決定すればよい。即ち、上記式（２０）、式（２２）を用いる事で、低減対象次数ｍの高調波成分の所望の減衰量ＡＴＴに応じて周波数差２Δｆを決定する。

[0094] 以上のように、この実施の形態では、２台の第１、第２電力変換回路１０Ａ、１０Ｂを、各周波数変化パターン２５Ｂ、２５Ｃを用いてスイッチング制御する際、周波数変化パターン２５Ｂ内の最大のスイッチング周波数より周波数変化パターン２５Ｃ内の最小のスイッチング周波数が、周波数差２Δｆで大きいものとした。２台の第１、第２電力変換回路１０Ａ、１０Ｂのスイッチング動作に伴って発生する電磁ノイズのスペクトルは互いに干渉することにより電磁ノイズを増加させるものであるが、上記のようにスイッチング周波数を設定することで、干渉による電磁ノイズの増加を抑制できる。なお、各第１、第２電力変換回路１０Ａ、１０Ｂは、上記実施の形態４の電力変換回路１０と同様の構成で同様に動作するため、上記実施の形態４と同様にノイズ低減効果が得られる。

また、低減対象次数ｍの高調波成分の所望の減衰量ＡＴＴに応じて周波数

差２Δｆを決定するため、周波数差２Δｆを不要に大きくすることなく、即ちスイッチング周波数全体の振り幅の増大を抑制し、効果的に電磁ノイズの低減が図れる。

[0095] 実施の形態６．

次に、この発明の実施の形態６による電力変換装置について説明する。図２１は、この発明の実施の形態６による電力変換装置の構成図である。

図２１に示すように、電力変換装置は、直流電源１６と三相負荷１７との間に接続された三相インバータ回路から成る電力変換回路１０と制御装置２０Ｃとを備える。電力変換回路１０は上記実施の形態４と同様である。

制御装置２０Ｃは、周波数変化パターン２５Ａを生成するパターン生成部２１Ｃと、周波数変化パターン２５Ａに応じて各スイッチング素子１２、１３をスイッチングする制御信号Ｇを生成する制御器２２Ａとを備えて、電力変換回路１０内の各スイッチング素子１２、１３をスイッチング制御する。また、パターン生成部２１Ｃは、周波数変化幅決定部２８と、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定する周波数決定部２３Ａと、決定されたスイッチング周波数ｆの遷移順序を決定して周波数変化パターン２５Ａを生成する遷移決定部２４Ａとを備える。周波数決定部２３Ａ、遷移決定部２４Ａおよび制御器２２Ａは上記実施の形態４と同様の構成で同様に動作する。

[0096] 周波数変化幅決定部２８は、２ｎ個のスイッチング周波数ｆの中央値ｆｍｉｄに対する変化幅ｆｖａｒを決定する。２ｎ個のスイッチング周波数ｆは、中央値ｆｍｉｄに対して±ｆｖａｒの範囲で決定され、この場合、最小値ｆｍｉｄ－ｆｖａｒ、最大値ｆｍｉｄ＋ｆｖａｒとなる。なお、中央値ｆｍｉｄは電力変換回路１０の発熱や電流リプルなどの制約により決定される。

周波数変化幅決定部２８による変化幅ｆｖａｒの決定は、以下のように行う。周波数変化幅決定部２８は、スイッチング周波数ｆの中央値ｆｍｉｄおよび変化幅ｆｖａｒに基づく各高調波次数のノイズ低減量が予め設定されたテーブルを保持する。そして、低減対象次数の高調波成分において、所望のノイズ低減量に応じた変化幅ｆｖａｒをテーブルを参照して決定する。

[0097] 図２２は、スイッチング周波数ｆの中央値ｆｍｉｄおよび変化幅ｆｖａｒに基づく各高調波次数（９次、１３次、１７次）のノイズ低減量を示す波形図であり、周波数変化幅決定部２８内のテーブルは、この波形図のデータに基づく。図２２では、各中央値ｆｍｉｄ（９ｋＨｚ、１２ｋＨｚ、１５ｋＨｚ、１８ｋＨｚ）における変化幅ｆｖａｒと、９次高調波成分ｈａ、１３次高調波成分ｈｂ、１７次高調波成分ｈｃとの関係を示している。

例えば、中央値ｆｍｉｄが１２ｋＨｚの場合、９次高調波成分ｈａを６［ｄＢ］低減したい時、（２×ｆｖａｒ×９／ｆｃｍｉｄ）×１００＝２００となるように変化幅ｆｖａｒを決定する（図２２（ｂ）参照）。

[0098] 周波数決定部２３Ａは、最小値ｆｍｉｄ－ｆｖａｒ、最大値ｆｍｉｄ＋ｆｖａｒとなるように、ｎ個の第１周波数ｆｃと、該ｎ個の第１周波数ｆｃの互いの差分の最小値より小さい第２周波数ｆｄｅｆとから決定される２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定する。遷移決定部２４Ａは、遷移前後の２つのスイッチング周波数ｆの中央値が各スイッチング周波数ｆの値と重ならない遷移順序で、それぞれ所定の継続周期（異なる継続時間）で用い、周波数変化パターン２５Ａを生成する。そして、制御器２２Ａは各相毎に、周波数変化パターン２５Ａに基づくキャリア波と指令値との比較により各スイッチング素子１２、１３への制御信号Ｇを生成する。

このため、上記実施の形態４と同様に、電磁ノイズのスペクトルのピークが集中することを避け、電磁ノイズのスペクトルを拡散させてピーク分散によるノイズ低減効果が得られる。

[0099] また、低減対象次数の高調波成分において、所望のノイズ低減量に応じた変化幅ｆｖａｒを決定して２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定するため、変化幅ｆｖａｒを不要に大きくすることなく、即ちスイッチング周波数ｆの振り幅の増大を抑制し、効果的に電磁ノイズの低減が図れる。また、所望のノイズ低減量に対して変化幅ｆｖａｒを小さく設定できるため、高周波化によるマイコンの高コスト化およびスイッチング損失の増大が抑制できる。即ち、低コスト化と損失低減が図れる。

さらに、周波数変化幅決定部２８は、スイッチング周波数ｆの中央値ｆｍｉｄおよび変化幅ｆｖａｒに基づく各高調波次数のノイズ低減量が予め設定されたテーブルを保持して変化幅ｆｖａｒを決定するため、容易に変化幅ｆｖａｒを決定できる。

[0100] なお、低減対象次数の高調波成分において、所望のノイズ低減量に応じた変化幅ｆｖａｒを決定して複数のスイッチング周波数ｆを決定する手法は、他の周波数決定部や他の遷移決定部にも適用できる。例えば、図２３に示すように、複数のスイッチング周波数Ｆｃの遷移順序がスイッチング周波数Ｆｃの昇順であるような場合にも適用でき、同様に、変化幅ｆｖａｒを不要に大きくすることなく、即ちスイッチング周波数Ｆｃの振り幅の増大を抑制し、効果的に電磁ノイズの低減が図れる。

[0101] またこの発明は、発明の範囲内において、各実施の形態を自由に組み合わせたり、各実施の形態を適宜、変形、省略することが可能である。

請求の範囲

[請求項1] スイッチング素子を有し、該スイッチング素子のスイッチング動作により入力電力を電力変換して出力する電力変換回路と、上記電力変換回路を制御する制御装置とを備え、

上記制御装置は、ｎを２以上の整数とし、２ｎ個のスイッチング周波数ｆを遷移させて周波数変化パターンを生成するパターン生成部と、生成された上記周波数変化パターンに応じて上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを各々異なる継続時間で用い上記スイッチング素子をスイッチングする制御信号を生成する制御器とを備え、

上記パターン生成部は、

ｎ個の第１周波数ｆｃと、該ｎ個の第１周波数ｆｃの互いの差分の最小値より小さい第２周波数ｆｄｅｆとを用い、上記各第１周波数ｆｃを挟むように該各第１周波数ｆｃに上記第２周波数ｆｄｅｆを加減算することにより生成される上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを決定する周波数決定部と、

上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆの遷移順序を、遷移前後の２つのスイッチング周波数ｆの中央値が、上記各スイッチング周波数ｆの値と重ならないように決定する遷移決定部とを備え、

上記制御器は、上記各スイッチング周波数ｆをそれぞれキャリア周波数とするキャリア波を用い、上記各キャリア周波数を上記キャリア波の上下何れかのピークに同期して変化させる、

電力変換装置。

[請求項2] 上記制御器は、上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆの少なくとも１つを、２周期以上で継続させて用いる

請求項１に記載の電力変換装置。

[請求項3] 上記制御器は、上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆの全てを、２周期以上で継続させて用いる

請求項２に記載の電力変換装置。

[請求項4] 上記各第１周波数ｆｃに加減算される上記第２周波数ｆｄｅｆは共通である、
請求項１から請求項３のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項5] 上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを各々上記継続時間で継続させたパターンの周期Ｔｆと、上記スイッチング周波数ｆの高調波成分の内、低減対象の次数ｍとで演算される（１／（ｍ・Ｔｆ））に基づいて上記第２周波数ｆｄｅｆが決定される、
請求項４に記載の電力変換装置。

[請求項6] 上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆは同じ周期数λである上記継続時間で継続され、上記ｎ個の第１周波数ｆｃをそれぞれ周期数λで継続させたパターンの周期Ｔｆｃと、上記スイッチング周波数ｆの高調波成分の内、低減対象の次数ｍとで演算される（１／（２ｍ・Ｔｆｃ））に基づいて上記第２周波数ｆｄｅｆが決定される、
請求項４に記載の電力変換装置。

[請求項7] ｎが２の時の上記第１周波数ｆｃをｆｃ１、ｆｃ２とすると、上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆの繰り返される上記遷移順序は、ｆｃ２＋ｆｄｅｆ、ｆｃ１－ｆｄｅｆ、ｆｃ２－ｆｄｅｆ、ｆｃ１＋ｆｄｅｆ、の正順、逆順の一方である、
請求項１から請求項６のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項8] ｎが３以上の時の上記第１周波数ｆｃを、ｆｃ（ｋ）、但しｋは１からｎの整数、とすると、上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆの繰り返される上記遷移順序は、
ｆｃ（ｎ）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｎ－１）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｎ）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（１）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（２）－ｆｄｅｆ、の順序を満たし、かつ、ｋが１からｎ－２のときに、ｆｃ（ｋ＋１）－ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｋ）＋ｆｄｅｆ、ｆｃ（ｋ＋２）－ｆｄｅｆ、の順序を満たす、正順、逆順の一方である、
請求項１から請求項６のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項9] 上記パターン生成部は、上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを各々異なる上記継続時間で用いて上記遷移順序で遷移させた上記周波数変化パターンを生成する、
請求項１から請求項８のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項10] 上記パターン生成部は、上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを上記遷移順序で遷移させた上記周波数変化パターンを生成し、
上記制御器は、上記各キャリア周波数に対応する上記各継続時間と同等期間の制御周期で上記制御信号を生成する、
請求項１から請求項８のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項11] 上記２ｎ個のスイッチング周波数ｆを各々上記継続時間で継続させたパターンの周期Ｔｆの逆数は、スイッチングノイズのスペクトルを測定するスペクトルアナライザの分解能帯域幅以上である、
請求項１から請求項１０のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項12] 上記パターン生成部は、上記周波数変化パターン内での上記スイッチング周波数の変化幅と高調波成分の低減量との対応を示すテーブルを保持し、低減対象次数の高調波成分の所望の低減量に応じた上記変化幅を上記テーブルを用いて決定して、決定された変化幅に応じて上記周波数変化パターンを生成する
請求項１から請求項１１のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項13] 上記電力変換回路は、第１電力変換回路と第２電力変換回路とを並列配置して構成するものであり、
上記制御装置は、上記第１、第２電力変換回路を、それぞれ第１パターン、第２パターンとなる上記周波数変化パターンを生成して制御し、
上記第２パターン内の最小のスイッチング周波数ｆは、上記第１パターン内の最大のスイッチング周波数ｆより大きい、
請求項１から請求項１２のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項14] 上記第２パターン内の最小のスイッチング周波数ｆと上記第１パター

ン内の最大のスイッチング周波数ｆとの周波数差は、低減対象次数の高調波成分の所望の減衰量に応じて決定される、

請求項１３に記載の電力変換装置。

[図1]

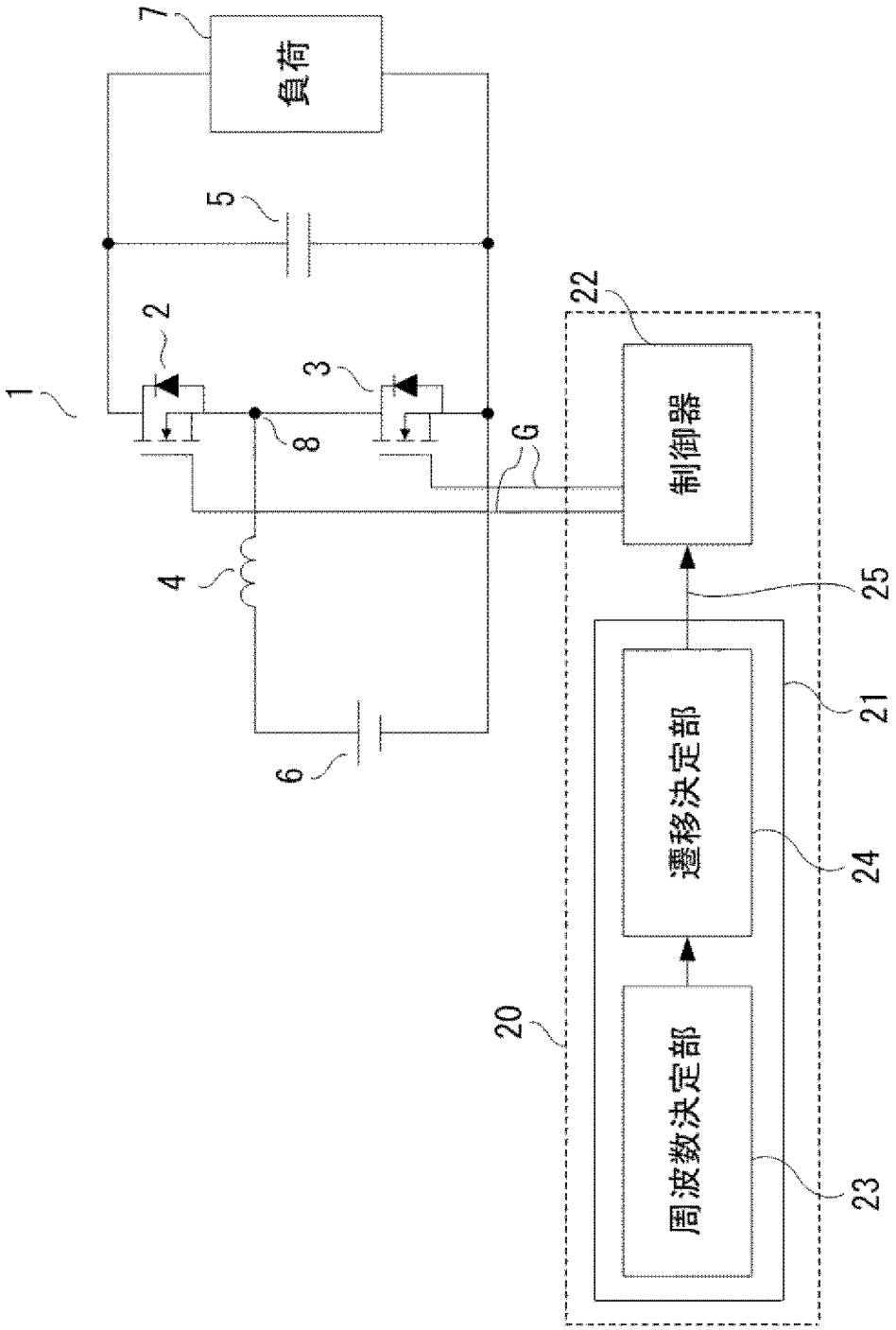
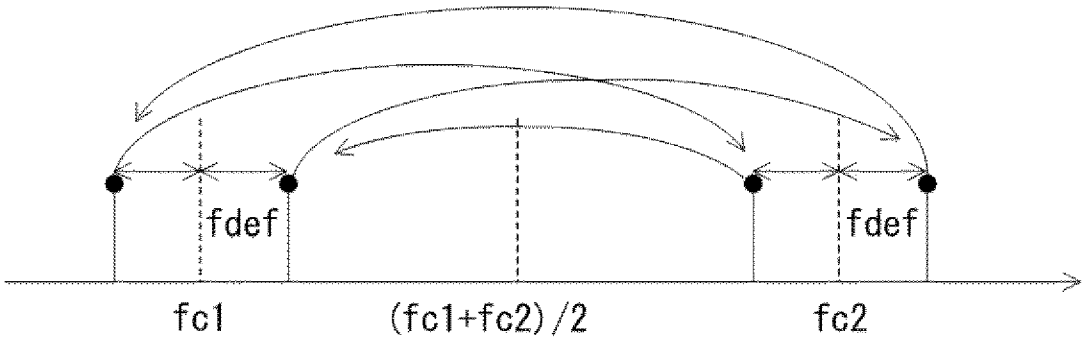


図1

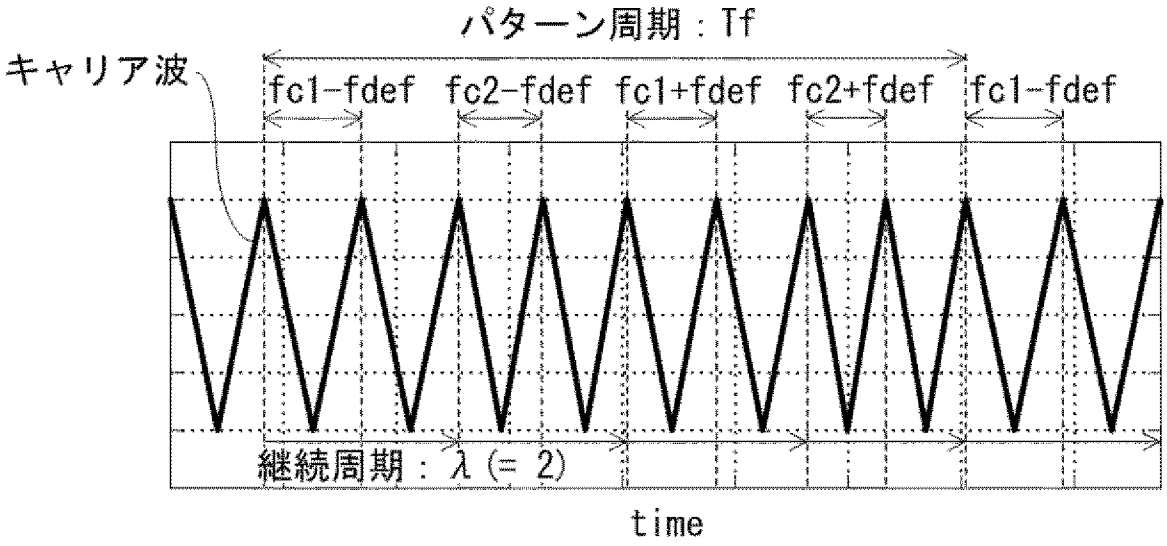
[図2]

図2



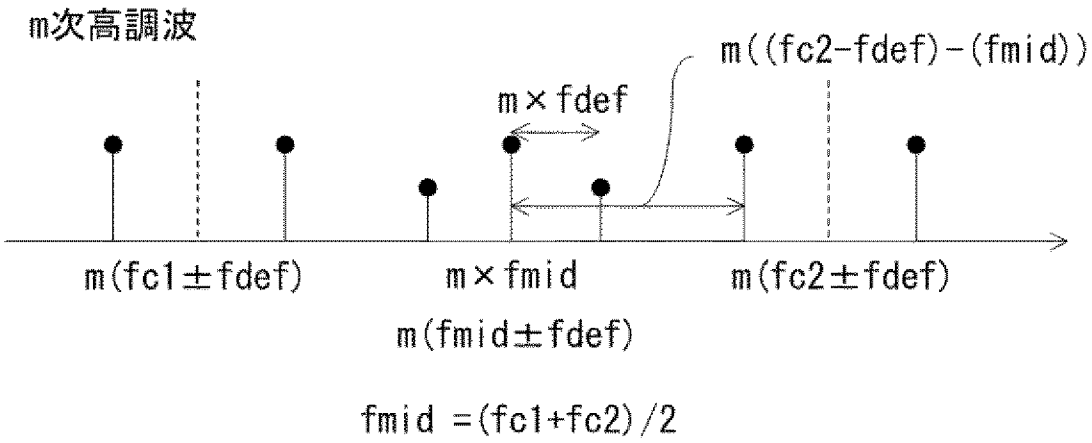
[図3]

図3



[図4]

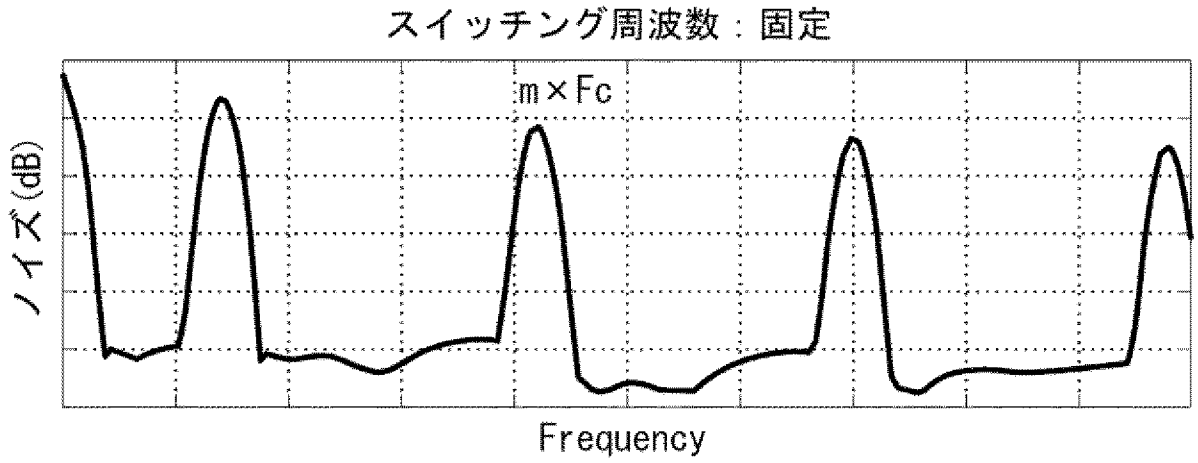
図4



$$fmid = (fc1+fc2)/2$$

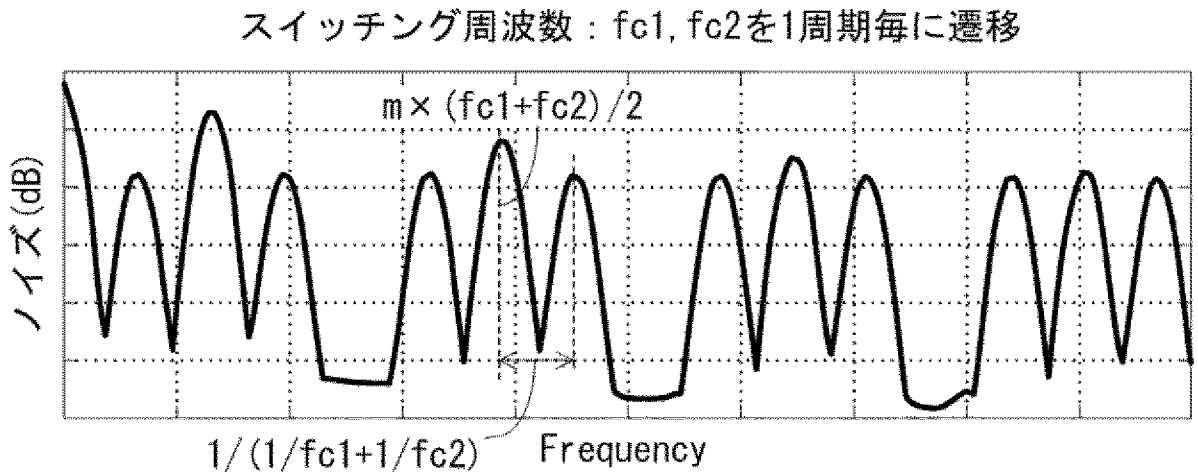
[図5]

図5



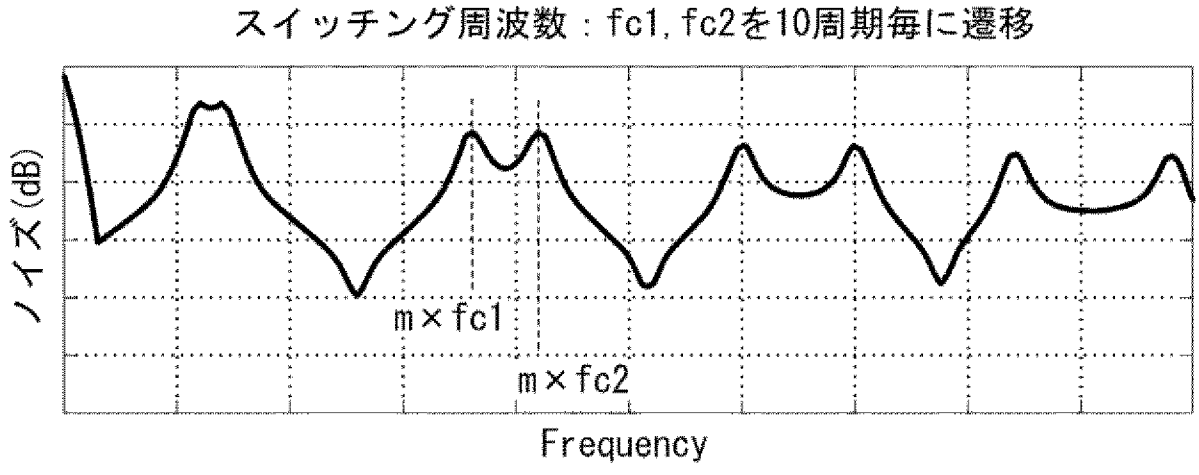
[図6]

図6



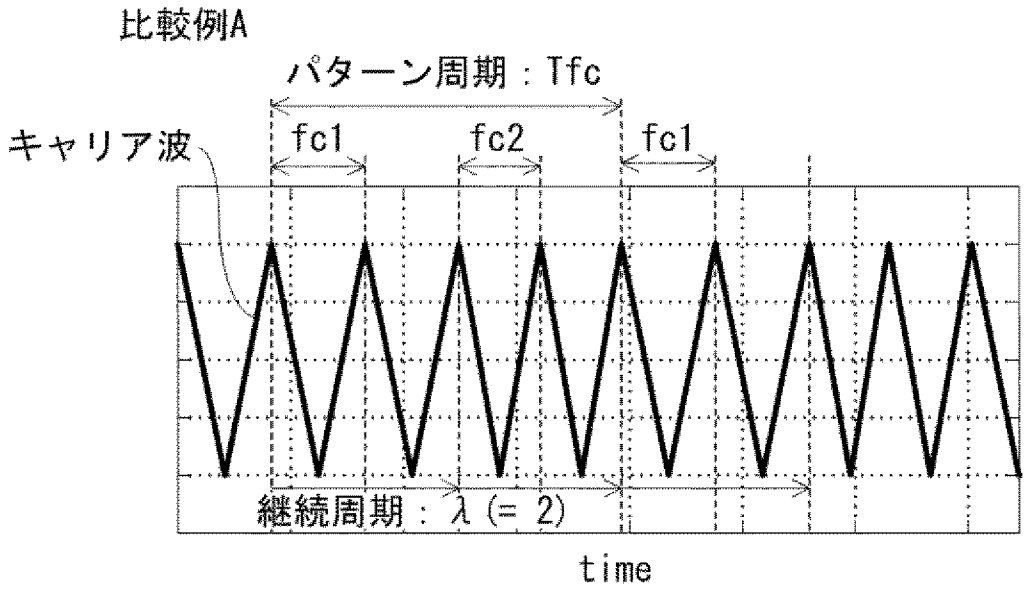
[図7]

図7



[図8]

図8



[図9]

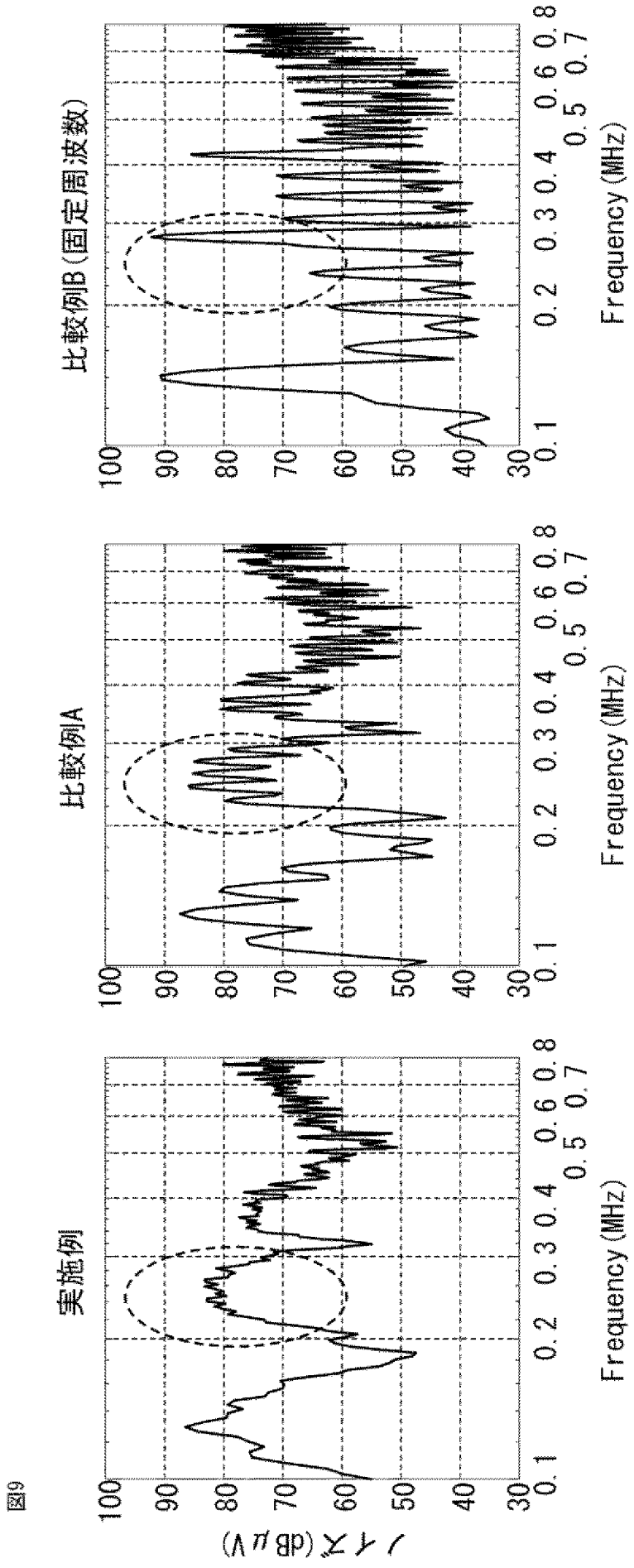

実施例
比較例A
比較例B（固定周波数）
レベル（dBμV）
Frequency（MHz）
100
90
80
70
60
50
40
30
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8

図9

[図10]

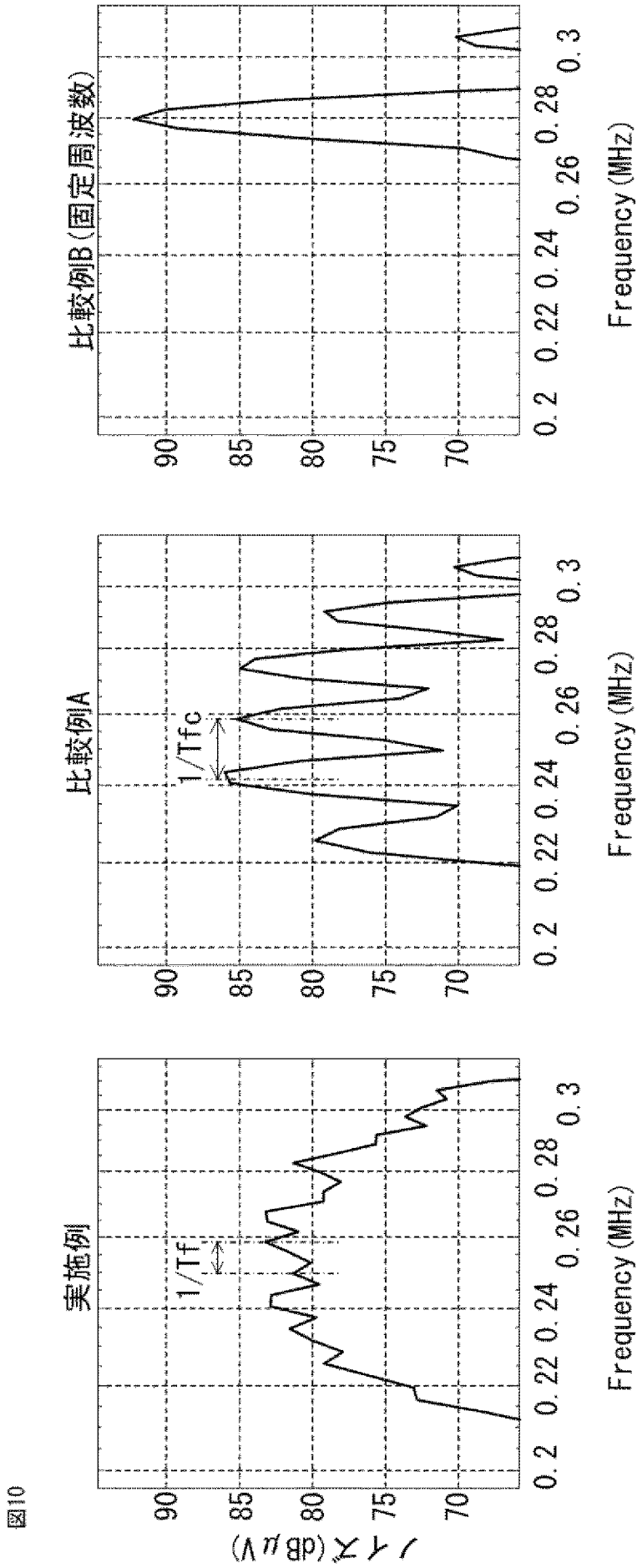

実施例
比較例A
比較例B（固定周波数）
1/Tf
1/Tfc
ノイズ(dBμV)
90
85
80
75
70
0.2
0.22
0.24
0.26
0.28
0.3
Frequency(MHz)

図10

[図11]

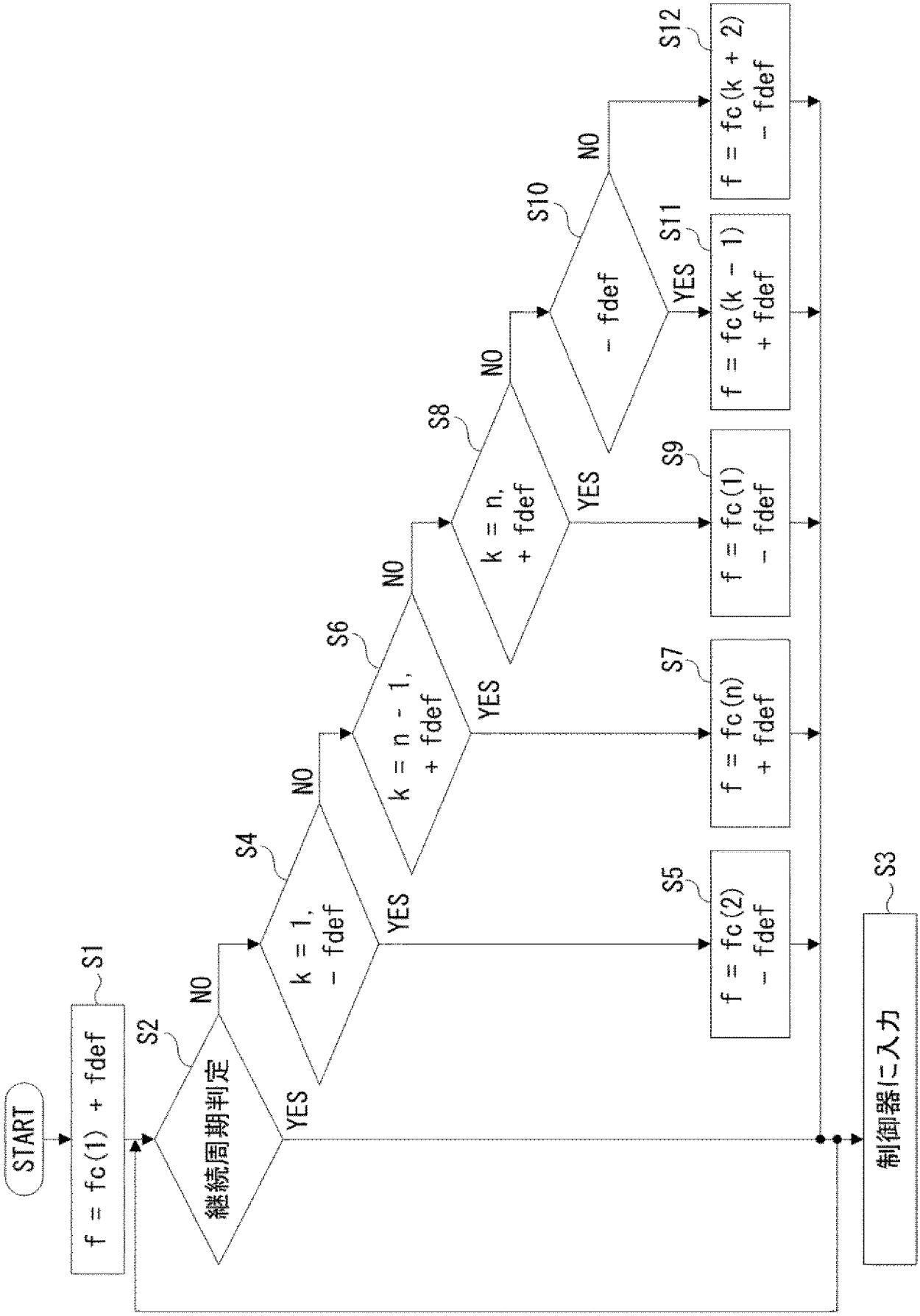

START
f = fc(1) + fdef
S1
継続周期判定
S2
YES
NO
k = 1, − fdef
S4
YES
f = fc(2) − fdef
S5
NO
k = n − 1, + fdef
S6
YES
f = fc(n) + fdef
S7
NO
k = n, + fdef
S8
YES
f = fc(1) − fdef
S9
NO
− fdef
S10
YES
f = fc(k − 1) + fdef
S11
NO
f = fc(k + 2) − fdef
S12
制御器に入力
S3

図11

[図12]

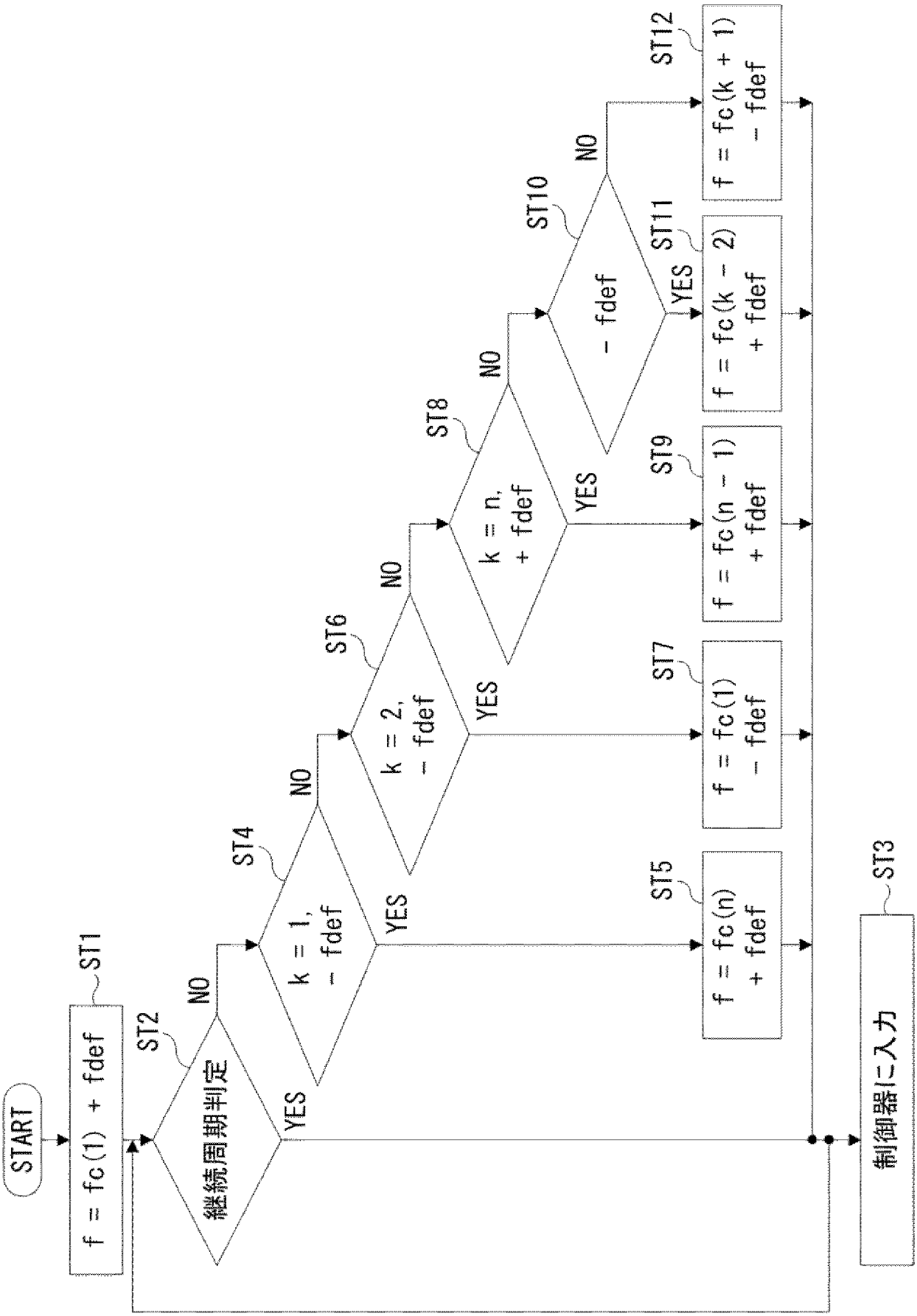

START
f = fc(1) + fdef
ST1
継続周期判定
ST2
NO
YES
k = 1, − fdef
ST4
NO
YES
k = 2, − fdef
ST6
NO
YES
k = n, + fdef
ST8
NO
YES
− fdef
ST10
NO
YES
f = fc(n) + fdef
ST5
f = fc(1) − fdef
ST7
f = fc(n − 1) + fdef
ST9
f = fc(k − 2) + fdef
ST11
f = fc(k + 1) − fdef
ST12
制御器に入力
ST3

図12

[図13]

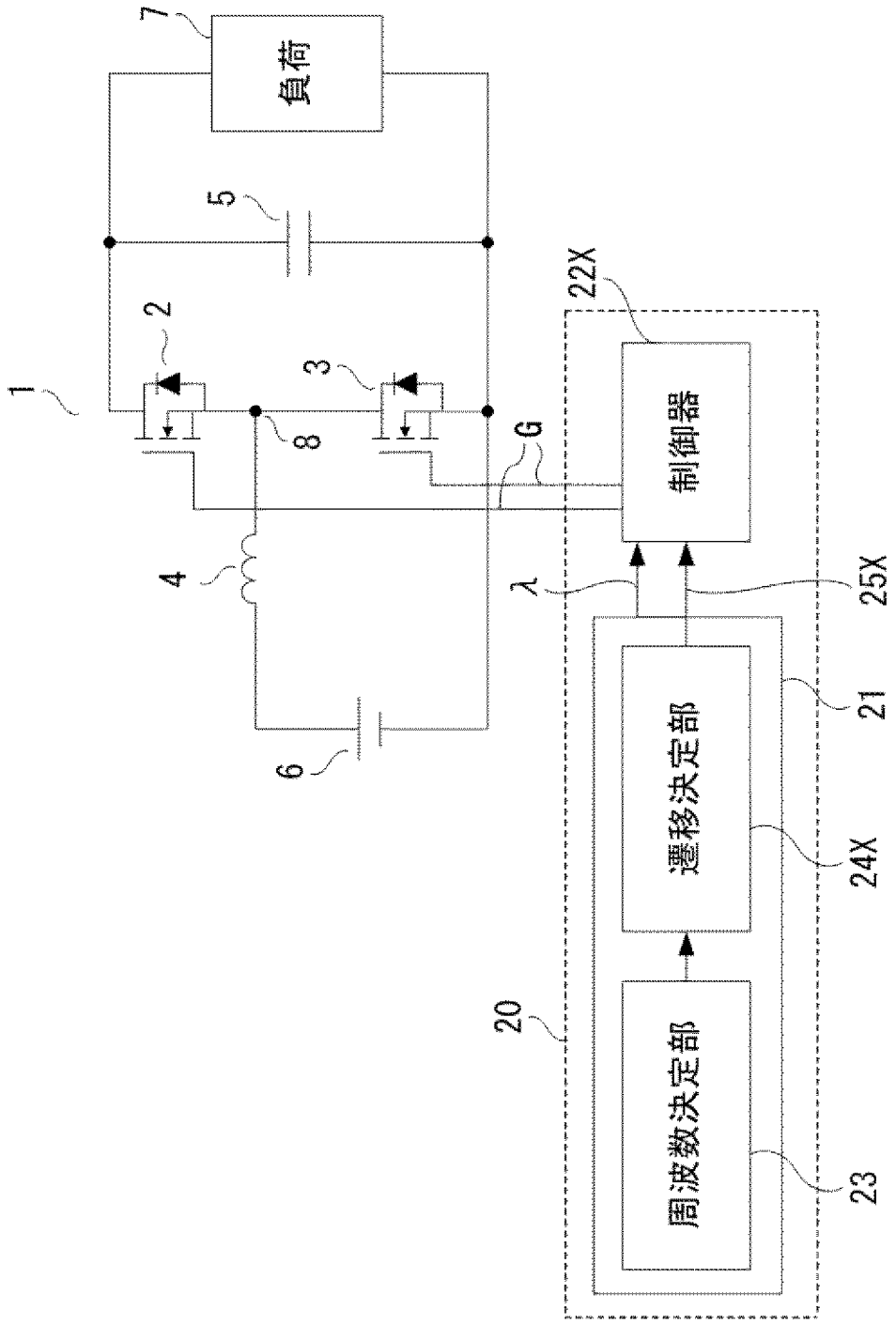


図13

[図14]

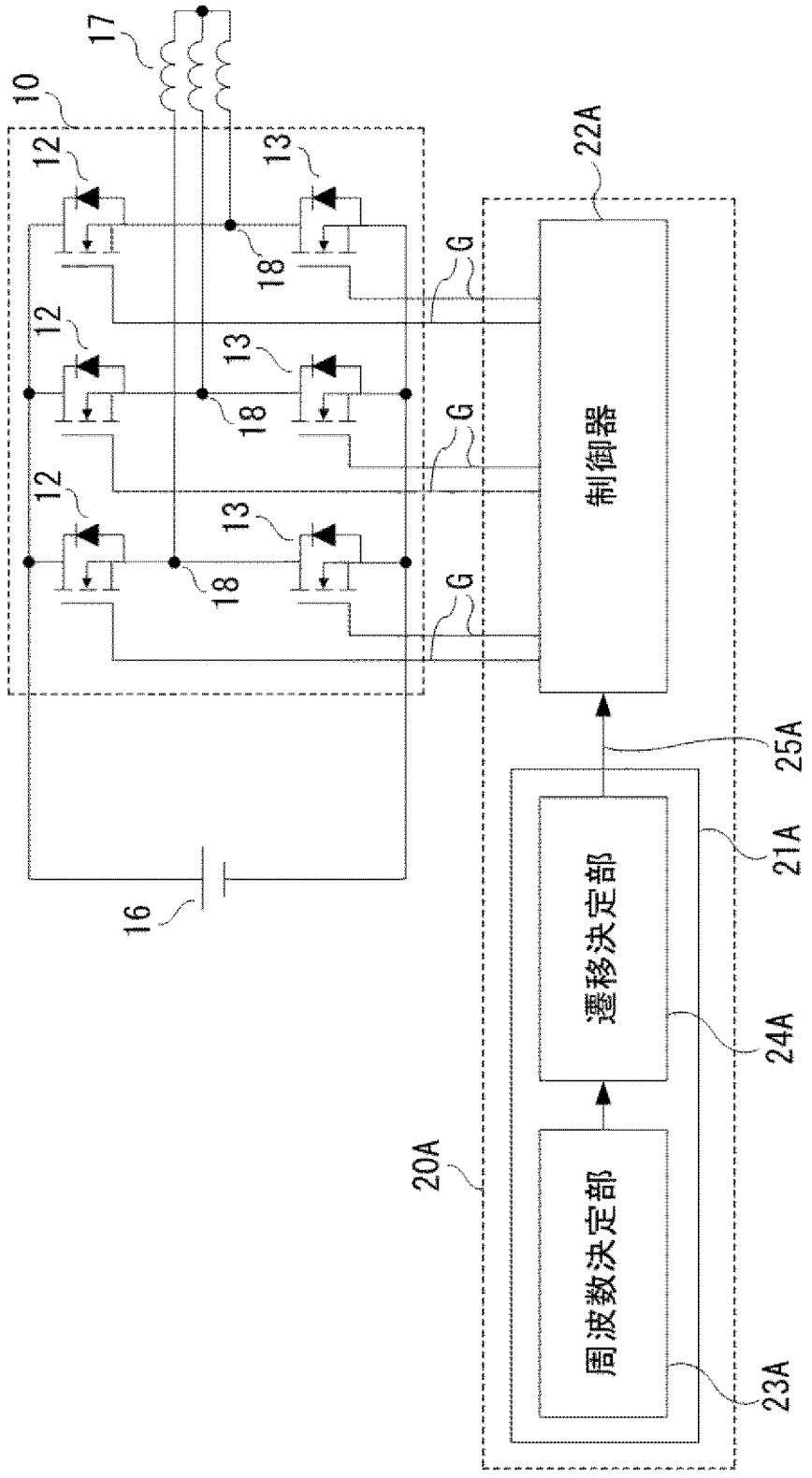


図14

[図15]

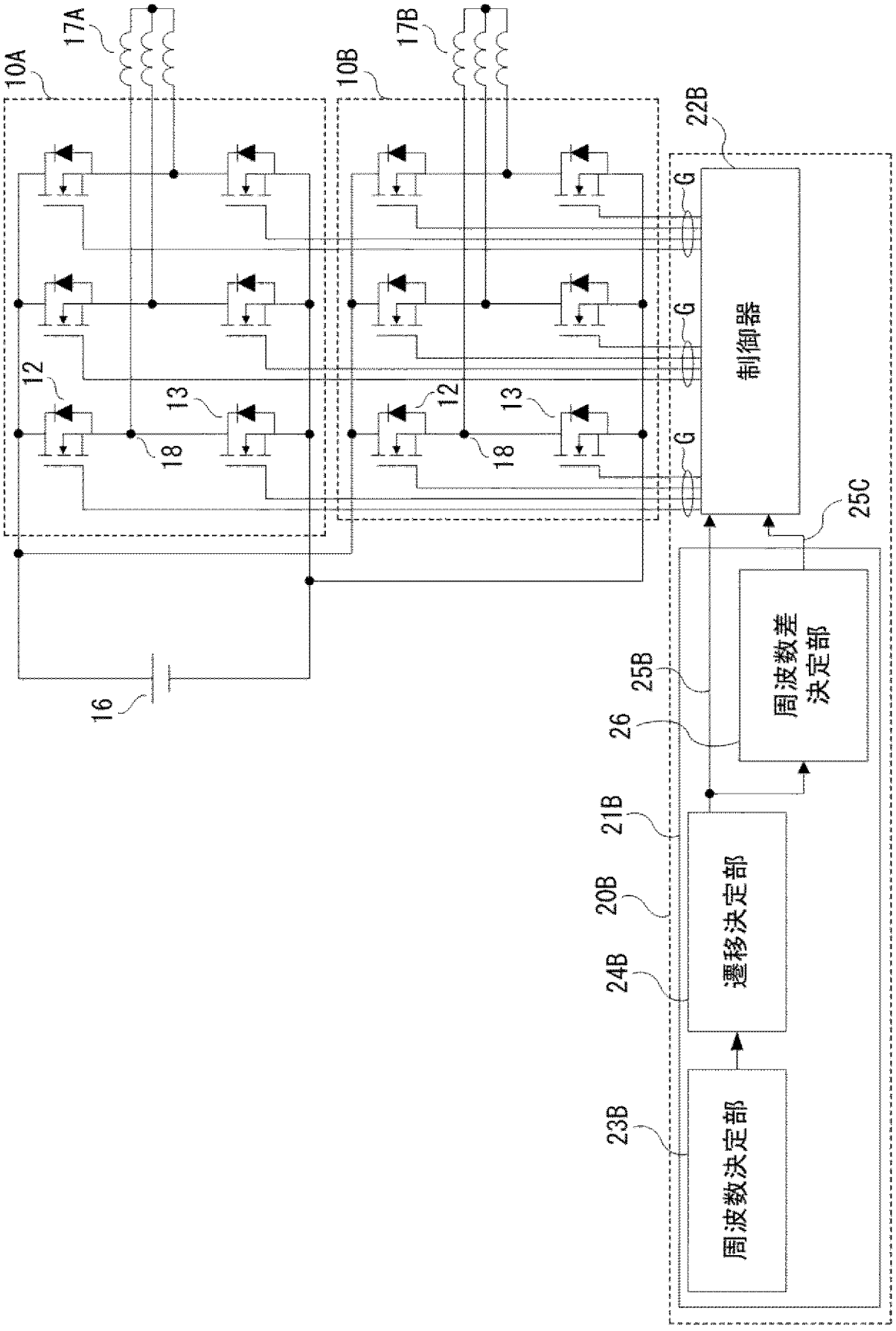

10A
10B
17A
17B
22B
制御器
G
G
G
12
13
12
13
18
18
16
25C
周波数差
決定部
25B
26
21B
遷移決定部
20B
24B
周波数決定部
23B

図15

[図16]

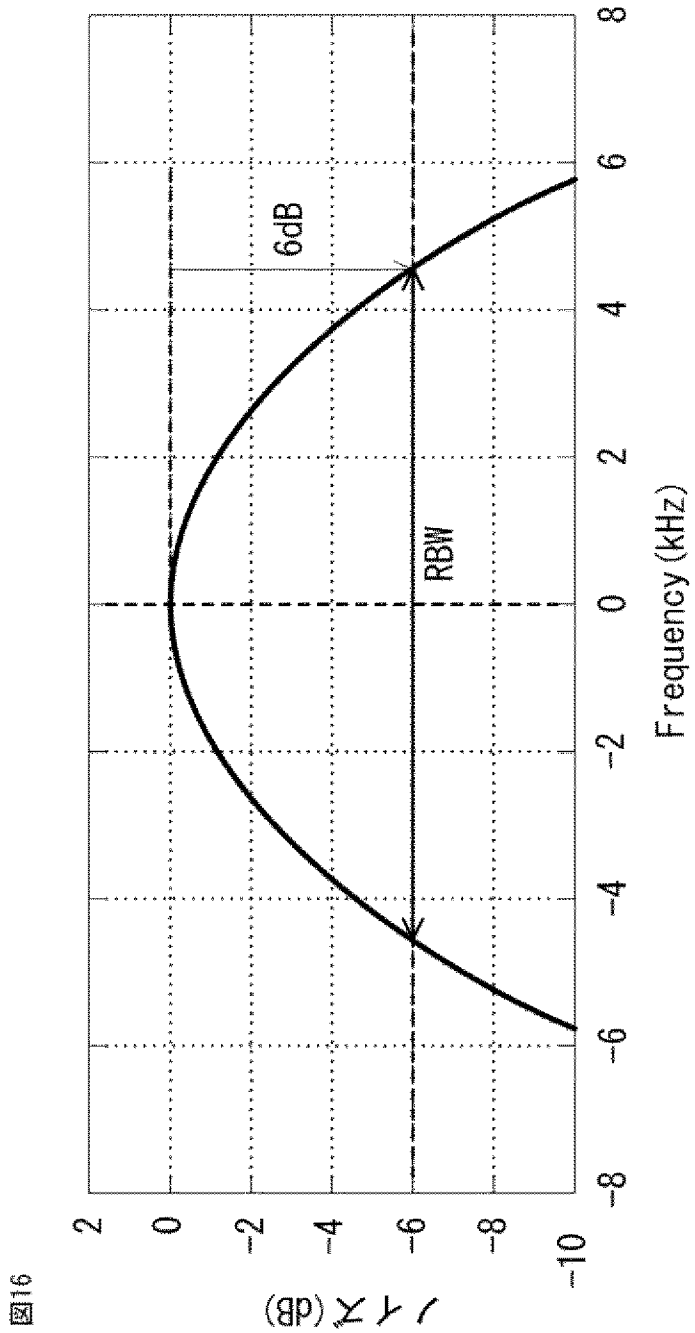
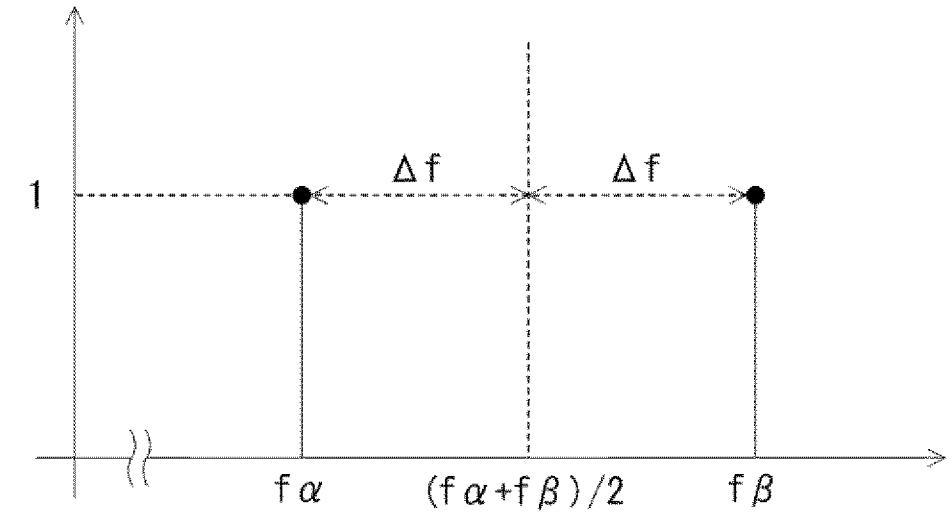


図16

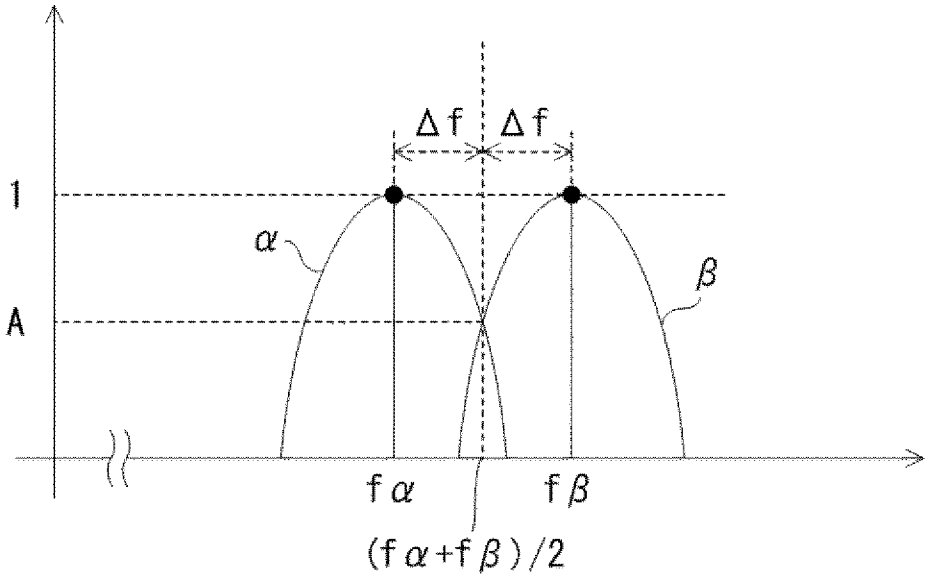
[図17]

図17



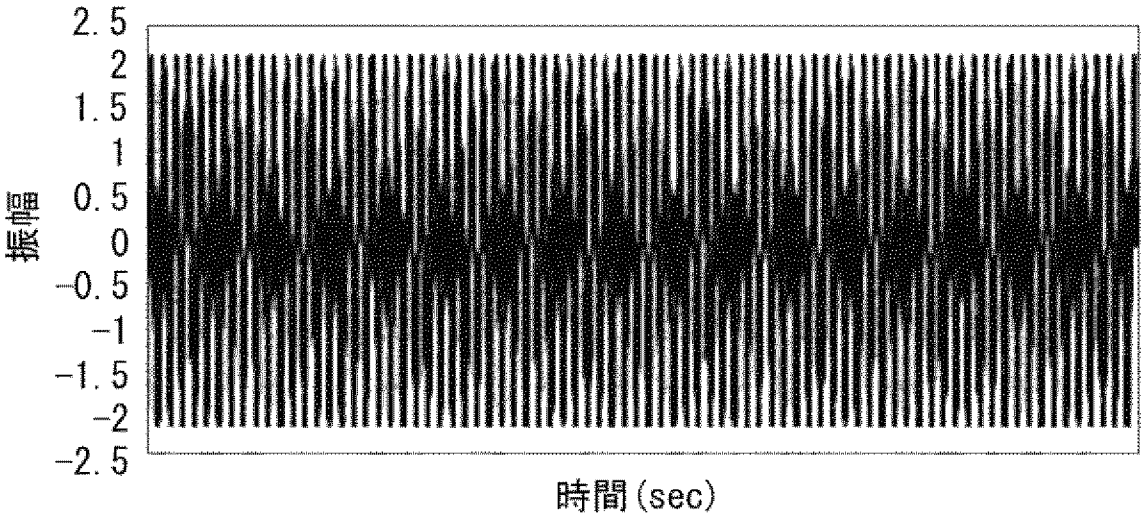
[図18]

図18



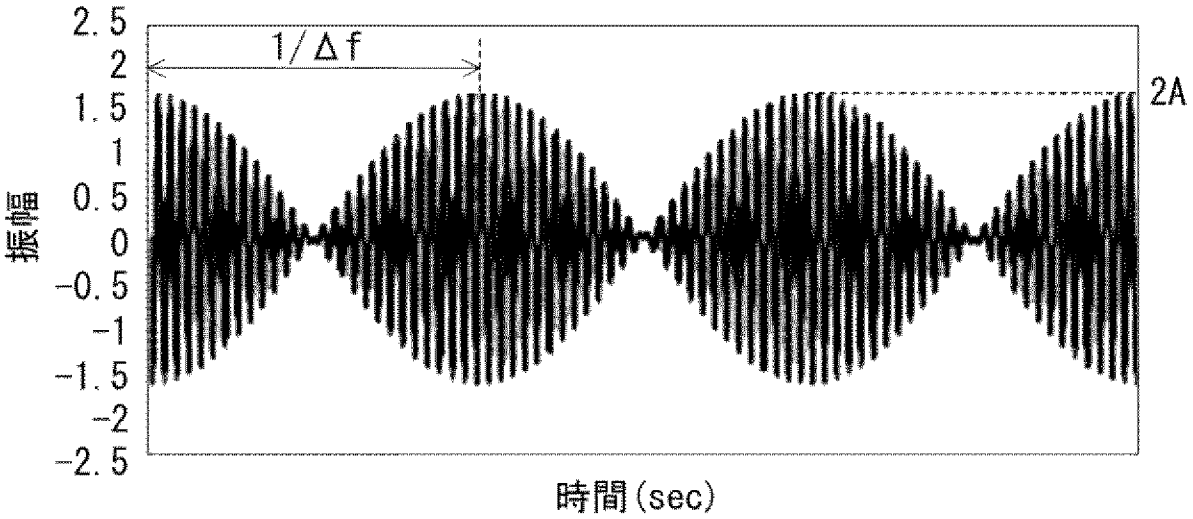
[図19]

図19



[図20]

図20



[図21]

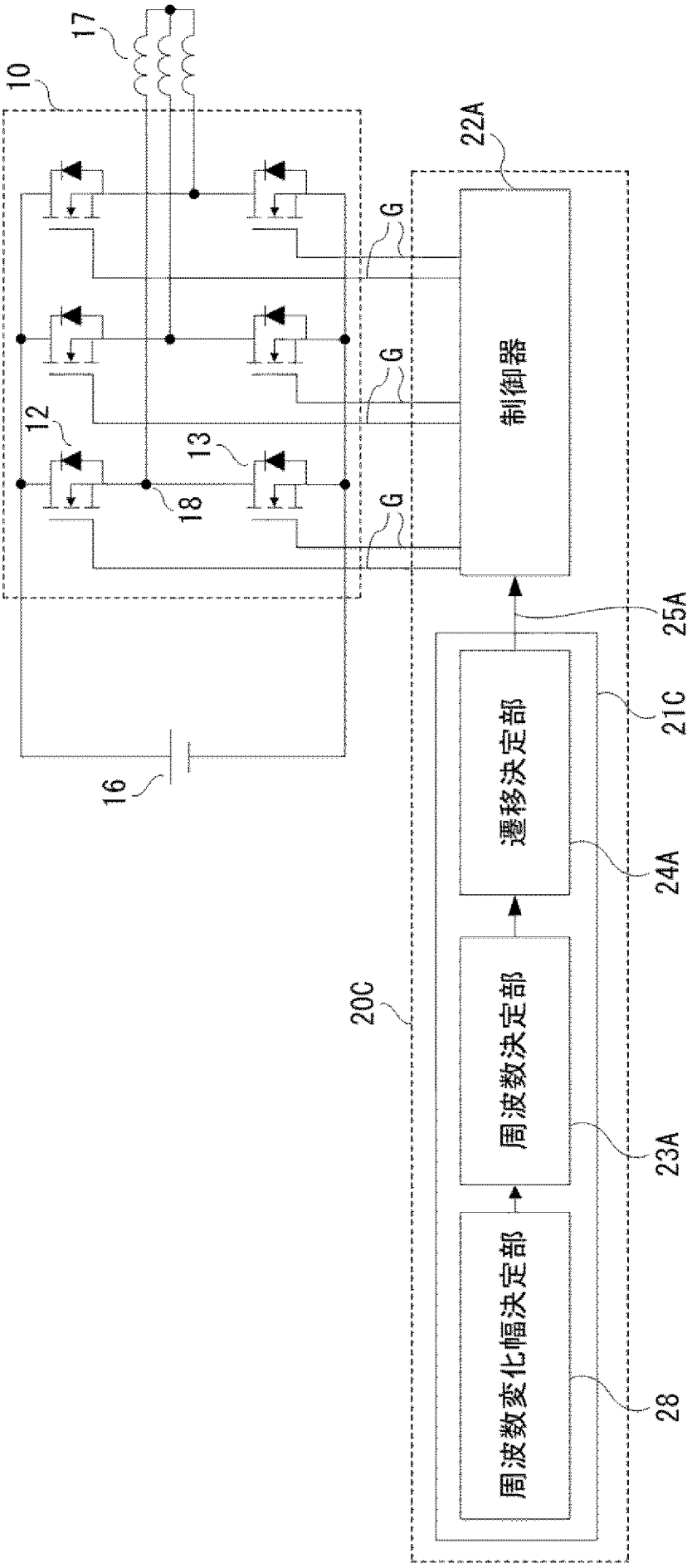
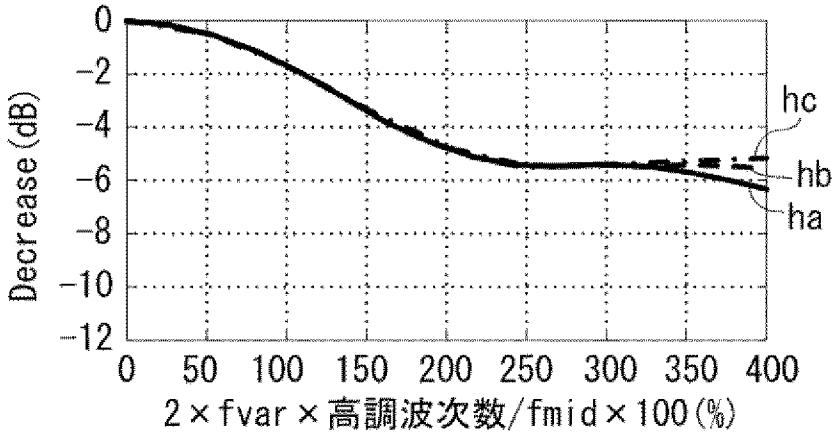

17
10
22A
G
G
G
制御器
12
13
18
16
25A
21C
遷移決定部
24A
20C
周波数決定部
23A
周波数変化幅決定部
28

図21

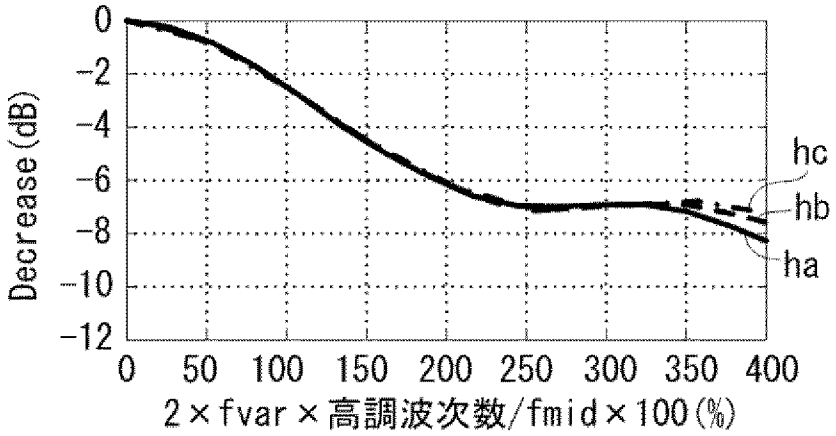
[図22]

図22

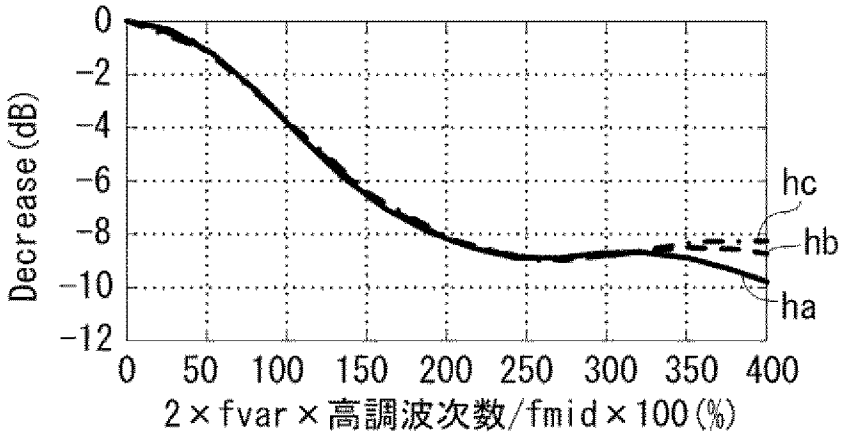
(a) fmid:9kHz



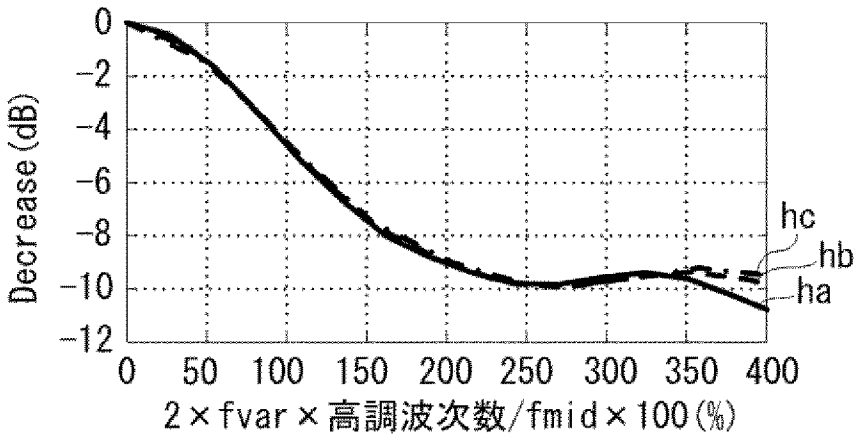
(b) fmid:12kHz



(c) fmid:15kHz



(d) fmid:18kHz



[図23]

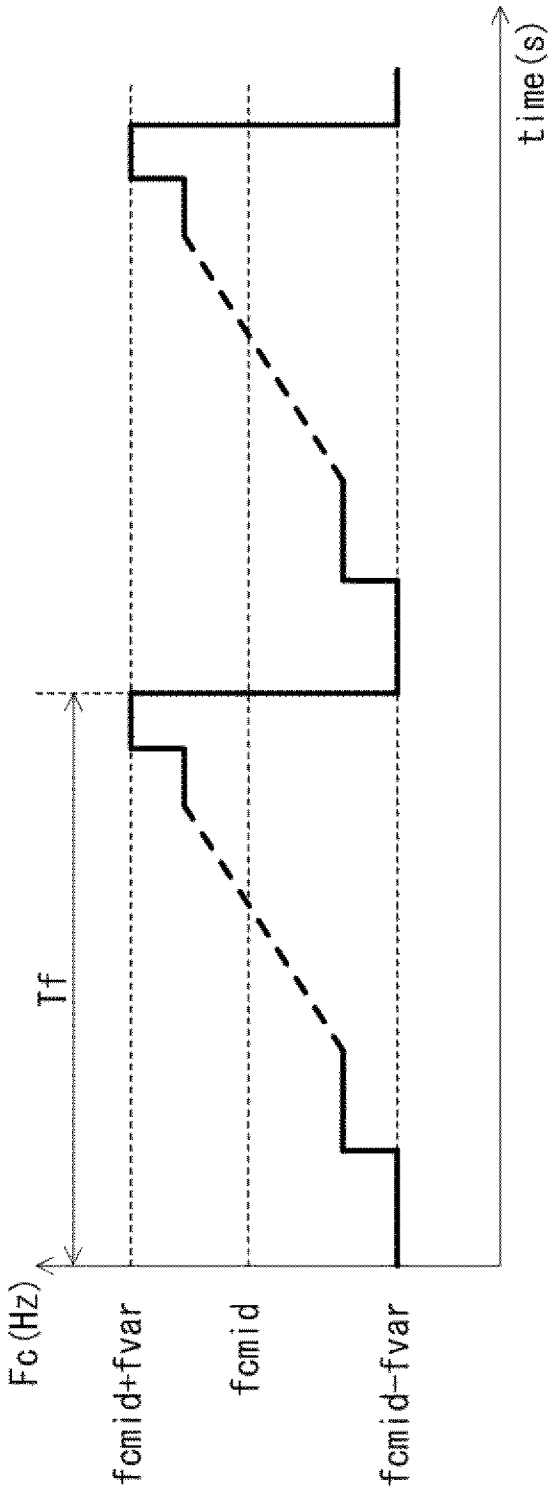


図23

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2017/017500

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M1/44(2007.01)i, *H02M3/155*(2006.01)i, *H02M7/48*(2007.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M1/44, H02M3/155, H02M7/48

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2012/172684 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 20 December 2012 (20.12.2012), paragraphs [0034] to [0051]; fig. 6 & US 2014/0174118 A1 paragraphs [0044] to [0060]; fig. 6 & EP 2722613 A1 & CN 103688116 A	1-14
A	JP 2007-295744 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 08 November 2007 (08.11.2007), paragraphs [0011] to [0020]; fig. 1 to 2 & US 2007/0252625 A1 paragraphs [0023] to [0037]; fig. 1 to 2 & EP 1850466 A2 & CN 101064491 A	1-14

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
03 July 2017 (03.07.17)	11 July 2017 (11.07.17)

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
Japan Patent Office 3-4-3,Kasumigaseki,Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915,Japan	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2017/017500

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2013/0200828 A1 (FORD GLOBAL TECHNOLOGIES LLC), 08 August 2013 (08.08.2013), paragraphs [0024] to [0027]; fig. 3 to 4 & US 8907604 B2 & DE 102013201538 A & CN 103248215 A	1-14

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１７／０１７５００

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M1/44(2007.01)i, H02M3/155(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M1/44, H02M3/155, H02M7/48

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２０１７年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１７年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１７年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

Ｃ．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	WO 2012/172684 A1（三菱電機株式会社）2012.12.20, 段落［００３４］－［００５１］, 図６ & US 2014/0174118 A1, 段落［００４４］－［００６０］, 図６ & EP 2722613 A1 & CN 103688116 A	1-14
A	JP 2007-295744 A（日産自動車株式会社）2007.11.08, 段落［００１１］－［００２０］, 図１－２ & US 2007/0252625 A1, 段落［００２３］－［００３７］, 図１－２ & EP 1850466 A2 & CN 101064491 A	1-14

☑　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。　　☐　パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー
「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献
「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日	国際調査報告の発送日
０３．０７．２０１７	１１．０７．２０１７

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
郵便番号１００－８９１５
東京都千代田区霞が関三丁目４番３号

特許庁審査官（権限のある職員）　５Ｇ　３３５７
宮本　秀一
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５２６

Ｃ（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	US 2013/0200828 A1 (FORD GLOBAL TECHNOLOGIES LLC) 2013.08.08, 段落［００２４］－［００２７］, 図３－４ & US 8907604 B2 & DE 102013201538 A & CN 103248215 A	1-14