

(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
2016年1月14日(14.01.2016)



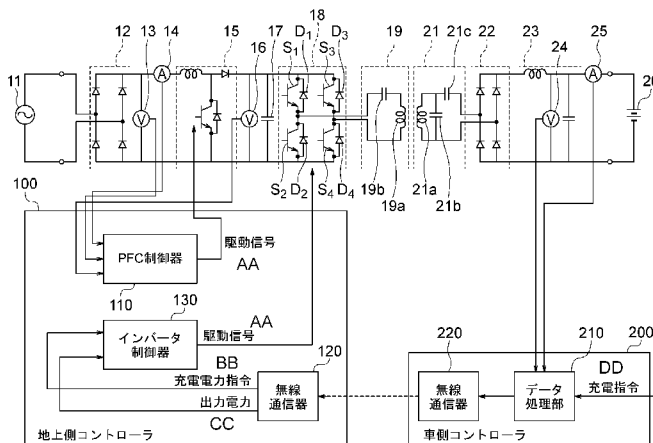
(10) 国際公開番号

WO 2016/006066 A1

- (51) 国際特許分類:
H02J 17/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/068336
- (22) 国際出願日: 2014年7月9日(09.07.2014)
- (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: 日産自動車株式会社(NISSAN MOTOR CO., LTD.) [JP/JP]; 〒2210023 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者: 甲斐 敏祐(KAI, Toshihiro); 〒2430123 神奈川県厚木市森の里青山1-1 日産自動車株式会社 知的財産部内 Kanagawa (JP). トロンナムチャイ クライソン(THRONNUMCHAI, Kraisor); 〒2430123 神奈川県厚木市森の里青山1-1 日産自動車株式会社 知的財産部内 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: とこしえ特許業務法人(TOKOSHIE PATENT FIRM); 〒1600023 東京都新宿区西新宿7丁目2番27号 西新宿KNビル Tokyo (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, 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, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, 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, 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))

(54) Title: CONTACTLESS POWER SUPPLY DEVICE

(54) 発明の名称: 非接触給電装置



100 Ground-side controller
110 PFC controller
120, 220 Wireless communication device
130 Inverter controller
200 Vehicle-side controller
210 Data processing unit
AA Drive signal
BB Charging power command
CC Output power
DD Charge command

(57) Abstract: This contactless power supply device is equipped with: a power transmission coil for transmitting power in a contactless manner to a power-receiving coil which is electrically connected to a load; an inverter for converting power from a power source into AC power, and outputting the AC power to the power transmission coil; and a control means for setting a plurality of inverter drive frequencies, and driving the inverter using a varying control for varying the frequency when driving the inverter. The inverter is connected between the power transmission coil and the power source. The drive frequencies are a plurality of discrete frequencies. In addition, during the frequency-varying control, the control means varies the frequency when driving the inverter by repeating the plurality of drive frequencies.

(57) 要約: 非接触給電装置であって、負荷と電気的に接続された受電コイルに対して非接触で電力を送電する送電コイルと、電源の電力を交流電力に変換して交流電力を送電コイルに出力するインバータと、インバータの駆動周波数を複数設定し、インバータの駆動時の周波数を可変する可変制御によりインバータを駆動させる制御手段とを備える。インバータは送電コイルと電源との間に接続される。また、駆動周波数は複数の離散的な周波数である。そして、制御手段は、周波数可変制御中に、インバータの駆動時の周波数を複数の駆動周波数で繰り返し可変する。

WO 2016/006066 A1

明 細 書

発明の名称：非接触給電装置

技術分野

[0001] 本発明は、非接触給電装置に関するものである。

背景技術

[0002] 高周波電力を非接触で負荷に供給する非接触給電装置において、高周波電源部が生成した高周波電力をインバータにより高周波磁束に変換する１次導電と、１次導電が変換した高周波磁束と鎖交して誘導起電力を生成し、誘導起電力を負荷に供給する受電コイルと、負荷の抵抗成分を検出する抵抗検出回路と、交流波電力の周波数を制御する周波数制御部とを備え、抵抗検出回路により負荷の等価的な抵抗成分を求め、負荷側から見たインピーダンスがほぼ純抵抗成分になるようにインバータの駆動周波数を制御することで、負荷側に供給さえる電力の力率をほぼ１近くに制御するものが開示されている（例えば、特許文献１）。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献１：特開２００２－２７２１３４号公報

発明の概要

[0004] しかしながら、上記の非接触給電装置は、単一の周波数でインバータを駆動させているため、アンペアターン合成値が当該単一の周波数に応じた一意的な値に決まってしまう。そして、アンペアターン合成値が高い値で決まった場合には、アンペアターン合成値をコントロールできず、漏洩磁界が大きくなってしまいう問題があった。

[0005] 本発明が解決しようとする課題は、アンペアターン合成値をコントロールし、漏洩磁界を低減できる非接触給電装置を提供することである。

課題を解決するための手段

[0006] 本発明は、インバータの駆動周波数を複数の離散的な周波数として設定す

る。そして、周波数可変制御中に、インバータの駆動時の周波数を当該複数の駆動周波数で繰り返し可変してインバータを駆動させて、送電コイルから受電コイルへ非接触で電力を供給することによって上記課題を解決する。

発明の効果

[0007] 本発明によれば、駆動周波数を可変しつつインバータを駆動させることで、エネルギーを分散させているため、アンペアターン合成値が低くなり、漏洩磁束を抑制できるという効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0008] [図1]本発明の実施形態に係る非接触給電システムのブロック図である。

[図2]図1のインバータ制御器のブロック図である。

[図3]本実施形態に係る非接触給電システムにおいて、出力電流、アンペアターン合成値、及びコイル電流の周波数特性を示すグラフである。

[図4]比較例に係る非接触給電システムにおいて、送電コイル及び受電コイルの回路図、アンペアターン合成値のベクトル図、アンペアターン合成値に対する電界強度のグラフを示す。

[図5]本実施形態に係る非接触給電システムにおいて、出力電流、アンペアターン合成値、コイル電流、及び入力インピーダンスの周波数特性を示すグラフである。

[図6]本実施形態に係る非接触給電システムにおいて、キャリア周波数を f_1 及び f_2 に設定したときのアンペアターン合成値を説明するためのベクトル図である。

[図7]本実施形態に係る非接触給電システムにおいて、単一のキャリア周波数 (f_1 、 f_2) でインバータ18を駆動させたときのコイル電流 (I_1 、 I_2) の大きさと、アンペアターン合成値を示すグラフである。

[図8]図1のインバータの回路図である。

[図9]本実施形態に係る非接触給電システムにおいて、制御フローを示すフローチャートである。

[図10]本実施形態に係る非接触給電システムにおいて、PAM制御時のキャ

リア信号の特性と、P F M制御時のキャリア信号の特性を示すグラフである。

[図11]本実施形態に係る非接触給電システムにおいて、キャリア周波数の特性を示すグラフである。

[図12]本実施形態に係る非接触給電システムと比較例について、コイル損失及びアンペアターン合成値を示したグラフである。

[図13]本実施形態に係る非接触給電システムと比較例について、E M Iレベル及びE M Iレベル最大値を示したグラフである。

[図14]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、制御フローを示すフローチャートである。

[図15]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、入力インピーダンス、出力電流、及びアンペアターン合成値の周波数特性を示すグラフである。

[図16]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、各キャリア周波数（ f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 ）と、位相、アンペアターン合成値との関係を示す表である。

[図17]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、コイル電流（ I_1 、 I_2 ）の大きさ及びアンペアターン合成値の大きさを示すグラフである。

[図18]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、P A M制御時のキャリア信号の特性と、P F M制御時のキャリア信号の特性を示すグラフである。

[図19]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、キャリア周波数の特性を示すグラフである。

[図20]他の実施形態に係る非接触給電システムと比較例について、コイル損失及びアンペアターン合成値を示したグラフである。

[図21]他の実施形態に係る非接触給電システムと比較例について、E M Iレベル及びE M Iレベル最大値を示したグラフである。

[図22]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、入力インピーダン

ス、出力電流、及びアンペアターン合成値の周波数特性を示すグラフである。

[図23]他の実施形態に係る非接触給電システムにおいて、各キャリア周波数（ f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 ）と、位相、アンペアターン合成値との関係を示す表である。

[図24]変形例に係る非接触給電システムにおいて、キャリア周波数の特性を示すグラフである。

[図25]変形例に係る非接触給電システムにおいて、入力インピーダンス、出力電流、及びアンペアターン合成値の周波数特性を示すグラフである。

[図26]変形例に係る非接触給電システムにおいて、各キャリア周波数（ f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 ）と、位相、アンペアターン合成値との関係を示す表である。

発明を実施するための形態

[0009] 以下、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。

[0010] 《第1実施形態》

図1は、本発明の実施形態に係る非接触給電システムのブロック図である。本例の非接触給電システムは、例えば、電気自動車等の車両のバッテリーを充電する際に、地上側から車両のバッテリーに向けて非接触電力を供給するためのシステムである。本発明に係る非接触給電システムは、バッテリーを備えた車両に限らず、他の装置にも適用可能である。

[0011] 非接触給電システムは、地上側に設けられる1次側の非接触給電装置と、車両側に設けられる2次側の給電装置を備えている。そして、1次側の非接触給電装置は、交流電源11、整流回路12、力率改善回路（PFC）15、コンデンサ17、インバータ18、1次側共振回路19、電圧センサ13、16、電流センサ14、及び地上側コントローラ100を備えている。2次側の非接触給電装置は、2次側共振回路21、整流回路22、LCフィルタ23、電圧センサ24、電流センサ25、バッテリー26、及び車側コントローラ200を備えている。

[0012] 交流電源11は、商用周波数（例えば50Hz又は60Hz）の交流電力

を出力するための商用電源である。交流電源には一対の電源線がされている。整流回路 12 は、交流電源 11 から出力される交流電力を直流に整流する回路である。整流回路 12 は交流電源 11 と力率改善回路 15 との間に接続されている。整流回路 12 は、ブリッジ状に接続された複数のダイオードにより構成されている。

[0013] 電圧センサ 13 及び電流センサ 14 は、整流回路 12 から力率改善回路 15 に入力される電圧及び電流をそれぞれ検出するセンサである。電圧センサ 13 及び電流センサ 14 の検出値は PFC 制御器 110 に出力される。

[0014] 力率改善回路 (PFC (Power Factor Correction) 回路) 15 は、コイル、ダイオード、トランジスタの接続した昇圧チョッパ回路であり、インバータ 18 への入力力率を改善する回路である。力率改善回路 15 はコイルの一端とダイオードのアノードを接続した直列回路、及び、トランジスタとダイオードの並列回路を有する。当該直列回路は正極側の電源線に接続されている。当該並列回路は、一対の電源線の間で、コイルとダイオードとの接続点に接続されている。

[0015] 力率改善回路 15 の動作を説明する。

力率改善回路 15 への入力電流の振幅目標値は、力率改善回路 15 の出力電圧の目標値と実際の出力電圧の値に基づき演算される (出力電圧制御)。実際の出力電圧は、電圧センサ 16 の検出電圧である。演算された入力電流の振幅目標値と力率改善回路 15 への実際の入力電圧に基づいて、入力電流の目標値の波形が演算される (入力電流制御)。実際の入力電圧は、電圧センサ 13 の検出電圧である。実際の入力電流が電流センサ 14 により検出され、実際の入力電流を入力電流の目標値と一致させるように、トランジスタのデューティが演算される。そして、デューティによりトランジスタのオン、オフが切り替わることで、力率改善回路 15 が動作する。

[0016] 電圧センサ 16 は力率改善回路 15 からインバータ 18 に出力される電圧を検出するセンサである。電圧センサ 16 の検出電圧は、PFC 制御器 110 に出力される。

- [0017] 平滑コンデンサ 17 は、力率改善回路 15 からインバータ 18 に入力される電圧を平滑するためのコンデンサである。平滑コンデンサ 17 はインバータ 18 の入力側に接続されている。
- [0018] インバータ 18 は、交流電源 11 から整流回路 12 等を介して入力される電力を高周波の交流電力に変換して、1 次側共振回路 19 に含まれる送電コイル 19 a に、交流電力を出力するための回路である。インバータ 18 は、IGBT 等のスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ と還流用のダイオード $D_1 \sim D_4$ を並列接続しつつ、スイッチング素子及びダイオードの並列回路を各アームで直列に接続した回路である。ダイオード $D_1 \sim D_4$ は、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ に流れる電流の向きに対して、逆方向になるよう接続されている。インバータ 18 の入力側は力率改善回路 15 に接続されており、出力側は 1 次側共振回路 19 に接続されることで、インバータ 18 は交流電源 11 と送電コイル 19 a との間に接続されている。
- [0019] 1 次側共振回路 19 は、送電側の交流電力を共振させるための回路である。1 次側共振回路 19 は、送電コイル 19 a とコンデンサ 19 b を有している。送電コイル 19 a とコンデンサ 19 b は直列 LC 共振回路を形成している。送電コイル 19 a は、受電コイル 21 a に対して非接触で電力を供給するためのコイルである。送電コイル 19 a は、例えば、車両が駐車する駐車スペースの地表に沿うようなコイル面をもったループ状のコイルにより構成される。そして、受電コイル 21 a を備えた車両が、当該駐車スペースに駐車されると、送電コイル 19 a は受電コイル 21 a と所定の隙間を空けつつ互いに向き合う。これにより、送電コイル 19 a と受電コイル 21 a との間が磁氣的に結合する。さらに、1 次側共振回路 19 と 2 次側共振回路 21 との間の共振作用によって、送電コイル 19 a から受電コイル 21 a に対して非接触で電力が供給される。なお、1 次側共振回路 19 は上記に限らず他の共振回路でもよい。
- [0020] 地上側コントローラ 100 は、地上側の給電装置を制御する。地上側コントローラ 100 は PFC 制御器 110、無線通信器 120、及びインバータ

制御器 130 を有している。PFC 制御器 110 は、電圧センサ 13 及び電流センサ 14 の検出値に基づいて、力率改善回路 15 への入力電力に対して、出力電力の力率を改善するように、力率改善回路 15 のトランジスタに対して駆動信号を送信する。力率改善回路 15 のトランジスタが、駆動信号に応じてオン、オフを切り替えることで、力率改善回路 15 が動作し、力率が改善される。

[0021] 無線通信器 120 は車側コントローラ 200 と無線通信するための通信装置である。無線通信器 120 は、車側コントローラ 200 の無線通信器 220 から、バッテリー 26 の充電を開始するための指令信号、バッテリー 26 への出力電圧及び出力電流等の情報を含む信号を受信する。

[0022] インバータ制御器 130 は、無線通信器 120 により受信された充電指令及び出力電力に基づき、インバータ 18 を制御する。充電指令は、充電を開始する旨の指令と、バッテリー 26 への充電に要求される要求電力を示す指令を含んでいる。出力電力は、LC フィルタ 23 からバッテリー 26 に出力される電力である。

[0023] 図 2 を用いて、インバータ制御器 130 の詳細な構成を説明する。図 2 はインバータ制御器 130 のブロック図である。インバータ制御器 130 は、電力フィードバック制御演算部 131、キャリア周波数可変部 132、キャリア信号生成部 133、Duty 演算部 134、キャリア比較値変換部 135、及び駆動信号生成部 136 を有している。インバータ制御器 130 は、単一の駆動周波数で制御する PAM 制御と、複数の駆動周波数でインバータ 18 の駆動時の周波数を可変しつつ制御する PWM 制御とを切り替えつつ、インバータ 18 を制御している。

[0024] 電力フィードバック制御演算部 131 は、バッテリー 26 への出力電力が要求電力となる駆動周波数 (f_{PWM}) を、要求電力と、バッテリー 26 への実際の出力電力から演算する。駆動周波数は、PAM 制御又は PWM 制御によりインバータを制御する際のキャリア周波数に対応する。電力フィードバック制御演算部 131 は、要求電力となる周波数を複数、設定できる。なお、駆動

周波数を設定する際の具体的な制御は後述する。

- [0025] キャリア周波数可変部 132 は、電力フィードバック制御演算部 131 により設定された複数の駆動周波数から、インバータ 18 を実際に駆動させる際の駆動周波数（以下、キャリア周波数とも称す）を選択する。PAM 制御によりインバータ 18 を制御する場合には、キャリア周波数可変部 132 は、電力フィードバック制御演算部 131 により設定された複数の駆動周波数の中から、1 つの周波数をインバータ 18 のキャリア周波数に選択し、PAM 制御中、選択されたキャリア周波数を可変しない。
- [0026] 一方、PFM 制御によりインバータ 18 を制御する場合には、キャリア周波数可変部 132 は、電力フィードバック制御演算部 131 により設定された複数の駆動周波数の中から、1 つの周波数をインバータ 18 のキャリア周波数に選択しつつ、選択する周波数を周期的に可変させている。また、キャリア周波数可変部 132 は、PFM 制御中、選択する周波数を繰り返し可変させている。すなわち、キャリア周波数可変部 132 は、PFM 制御中、インバータ 18 の駆動時のキャリア周波数を、電力フィードバック制御演算部 131 により設定された複数の周波数で繰り返し可変している。そして、キャリア周波数可変部 132 は、選択した周波数（ f_D ）をキャリア信号生成部 133 に出力する。
- [0027] キャリア信号生成部 133 は、キャリア可変周波数 132 により選択された周波数（ f_D ）をもつキャリア信号を生成し、駆動信号生成部 136 に出力する。
- [0028] Duty 演算部 134 は、バッテリー 26 への出力電力が充電指令で示される要求電力と一致するように、デューティ（D）を演算する。デューティはインバータ 18 の PWM 制御におけるデューティであって、スイッチング素子（ $S_1 \sim S_4$ ）のオン期間を表している。キャリア比較値変換部 135 は、デューティ（D）から、キャリア信号と比較する際の比較値（判定電圧）を演算し、駆動信号生成部 136 に出力する。駆動信号生成部 136 は、比較値とキャリア信号とを比較することで、駆動信号を生成する。駆動信号は、

インバータ 18 のスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオン、オフを切り替える際のスイッチング信号である。

[0029] PAM制御によりインバータ 18 を制御する場合には、駆動信号生成部 136 は周波数 (f_D) のキャリア信号と比較値とを比較する。周波数 (f_D) はキャリア周波数可変部 132 により設定された周波数である。そして、駆動信号生成部 136 は、比較結果に基づく駆動信号をインバータ 18 に出力する。これにより、インバータ 18 が PWM 制御で駆動する。一方、PFM 制御によりインバータ 18 を制御する場合には、駆動信号生成部 136 は、可変される周波数 (f_D) とキャリア周波数とを比較しつつ、駆動信号を生成する。また、PAM 制御の際には、インバータ制御器 106 は、PFC 制御器 110 と連動して、インバータ 18 への入力電圧を変化させつつ、インバータ 18 を制御することで、バッテリー 26 への出力電圧を制御している。

[0030] 図 1 に戻り、2 次側の構成について説明する。2 次側共振回路 21 は受電側の交流電力を共振させるための回路である。2 次側共振回路 21 は、受電コイル 21a とコンデンサ 21b、21c とを有している。受電コイル 21a とコンデンサ 21b が並列に接続され、受電コイル 21a とコンデンサ 21b との並列回路がコンデンサ 21c に直列に接続されている。受電コイル 21a は、例えば送電コイル 19a と同様のループ状のコイルにより構成されており、コイル面が車両のシャシに沿うように取り付けられている。なお、2 次側共振回路 21 は上記に限らず他の共振回路でもよい。

[0031] 整流回路 22 は、複数のダイオードをブリッジ状に接続した回路であり、2 次側共振回路 21 と LC フィルタ 23 に接続されている。LC フィルタ 23 は、受電コイル 21a の正極側に接続されて電源線にコイルを接続しつつ、一对の電源線間にコンデンサを接続することで構成されている。電圧センサ 24 は、LC フィルタ 23 のコンデンサに接続されており、LC フィルタ 23 からバッテリー 26 への出力電圧を検出する。電流センサ 25 は LC フィルタ 23 とバッテリー 26 との間に接続されており、LC フィルタ 23 からバッテリー 26 への出力電流を検出する。バッテリー 26 は、車両のモータに対し

て電力を供給するための電力源であり、複数の二次電池により構成されている。バッテリー 26 は、LC フィルタ 23 等を介して受電コイル 21a に電氣的に接続されている。

[0032] 車側コントローラ 200 は車両側の給電装置を制御する。車側コントローラ 200 は、データ処理部 210 及び無線通信器 220 を有している。データ処理部 210 は、外部から入力されるバッテリー 26 の充電を開始する指令（充電指令）を取得すると、無線通信用のデータに変換しつつ、充電指令を無線通信器 220 に出力する。なお、充電指令には、バッテリー 26 の充電に適した電力が要求電力として含まれている。データ処理部 210 に対して充電指令を送信するバッテリーコントローラは、車両に搭載されており、バッテリー 26 の状態を管理しつつ、バッテリー 26 の充電に適した電力を要求電力として演算している。

[0033] またデータ処理部 210 は、バッテリー 26 の充電中、電圧センサ 24 及び電流センサ 25 により検出された検出値（バッテリー 26 への出力電圧、出力電流）を無線通信器 220 に出力する。無線通信器 220 は地上側コントローラ 100 と無線通信するための通信装置である。

[0034] 次に、比較例として単一の周波数でインバータ 18 を制御した場合の漏洩磁束とノイズについて説明する。比較例では、地上側のコントローラがキャリア周波数を高周波側から低周波側に可変しつつ、バッテリー 26 への出力電流が要求電力に相当する電流値と一致したときの周波数を、インバータ 18 を駆動させる周波数に設定する。そして、コントローラは、キャリア周波数の設定後には、キャリア周波数を可変させずに、一定の単一周波数でインバータ 18 を駆動させている。なお、このようなインバータ 18 の制御以外の比較例の各構成は、図 1 に示した構成と同様である。

[0035] 図 3 は、比較例における、出力電流（ I_{out} ）の周波数特性（a）、アンペアターン合成値（AT）の周波数特性（b）、及びコイル電流の周波数特性（c）を示す。出力電流の電流閾値（ I_{th} ）は、バッテリー 26 への出力電圧を一定値として、要求電力に相当する電流値である。バッテリー 26 への出力

電流が電流閾値 (I_{th}) であれば、バッテリー 26 に対して要求電力が入力されていることになる。

[0036] 図 3 に示すように、キャリア周波数が f_1 になったときに、バッテリー 26 への出力電流が電流閾値 (I_{th}) になり、コントローラは、キャリア周波数 (f_1) を、実際にインバータ 18 の駆動周波数に設定して、インバータ 18 を制御する。

[0037] 例えば、バッテリー 26 がリチウムイオン電池として、バッテリー 26 の SOC が 50% で、バッテリー 26 の電圧が 300V とすると、要求電力が 3kW の場合には、出力電流の閾値 (I_{th}) は 10A となる。そして、電流閾値 (I_{th}) に達したときの周波数 (f_1) が、比較例において、インバータ 18 を制御する際のキャリア周波数となる。

[0038] 比較例において、キャリア周波数 (f_1) でインバータ 18 を駆動させたときのコイル電流 (I_1 、 I_2)、アンペアターン合成値、及び電界強度について図 4 を用いて説明する。図 4 (a) は送電コイル 19a 及び受電コイル 21a の回路図を示し、(b) はコイル電流のベクトルを表した図であり、(c) はアンペアターン合成値と電界強度の関係を示すグラフである。また、図 4 (b) の位相 (θ_{12}) はコイル電流 (I_1) に対するコイル電流 (I_2) の位相差である。

[0039] 図 4 (a) に示すように、送電コイル 19a に流れる電流を I_1 とし、受電コイル 21a に流れる電流を I_2 とし、送電コイル 19a 及び受電コイル 21a の巻き数を N_1 及び N_2 とする。なお、図 4 のコイル電流 (I_1 、 I_2) は図 3 に示したコイル電流 (I_1 、 I_2) と同じである。

[0040] アンペアターン合成値は、コイル間における漏洩磁界（又は漏洩電界）に相当し、コイル電流から一意的に決まる値である。また、アンペアターン合成値は、コイル電流 (I_1) と巻線 (N_1) との積で表されるベクトルと、コイル電流 (I_2) と巻線 (N_2) との積で表されるベクトルとを合成したベクトルの合成値で決まる（図 4 (b) を参照）。そして、図 4 (c) に示すように、アンペアターン合成値が大きいほど、漏洩磁界（図 4 (c) の縦軸に

示す電界強度に相当)も大きくなる。そのため、比較例のように、コイル電流 (I_1 、 I_2) が大きい場合には、漏洩磁束が大きくなる。また、コイルの損失も大きくなるため、コイル効率 (電力の送電効率) が悪化する。

[0041] さらに、比較例では単一のキャリア周波数でインバータ 18 を駆動させているため、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のスイッチング動作に伴う、EMI ノイズのレベルが大きくなる。例えば電波時計など、外部と通信する通信機器を車両に搭載している場合である。キャリア周波数 (f_1) に基づきインバータ 18 が駆動した際の EMI ノイズが通信機器で使用する周波数帯域と干渉するときには、比較例では EMI ノイズが大きいため、通信機器への影響が大きい。

[0042] 次に、本発明のように、インバータ 18 のキャリア周波数を、複数の周波数で可変しつつインバータ 18 を駆動した場合の漏洩磁束とノイズについて、図 5 を用いて説明する。図 5 は出力電流 (I_{out}) の周波数特性 (a)、アンペアターン合成値 (AT) の周波数特性 (b)、コイル電流の周波数特性 (c)、及び入力インピーダンス (Z_{in}) の特性 (d) を示す。入力インピーダンス (Z_{in}) はインバータ 18 の出力側から、1 次側共振回路 19 をみたときのインピーダンスであり、1 次側共振回路 19 と 2 次側共振回路 21 を合成したインピーダンスである。

[0043] 本発明では、地上側のコントローラ 100 がキャリア周波数を高周波側から低周波側に可変しつつ、バッテリー 26 への出力電流が要求電力に相当する電流値と一致したときの周波数を複数設定する。

[0044] 図 5 に示すように、高周波側から低周波側に可変したとき、キャリア周波数が f_1 になったときに、バッテリー 26 の出力電流 (I_{out}) が電流閾値 (I_{th}) となる。そして、さらにキャリア周波数を低周波側に可変すると、キャリア周波数が f_2 になったときに、バッテリー 26 の出力電流 (I_{out}) が電流閾値 (I_{th}) となる。これにより、キャリア周波数 (f_1 、 f_2) は離散的な周波数となる。

[0045] 図 6 を用いて、キャリア周波数を f_1 に設定した状態でインバータ 18 を駆

動させた際のアンペアターン合成値と、キャリア周波数を f_2 に設定した状態でインバータ 18 を駆動させた際のアンペアターン合成値とを説明する。図 6 (a) はキャリア周波数を f_1 とした場合のアンペアターン合成値のベクトル図を示し、(b) はキャリア周波数を f_2 とした場合のアンペアターン合成値のベクトル図を示す。なお、図 6 (a) の位相差 (θ_{12}) は、図 5 (d) の位相特性において周波数 (f_1) に対する位相 (θ_{12}) を表しており、図 6 (b) の位相差 (θ_{12}) は、図 5 (d) の位相特性において周波数 (f_2) に対する位相 (θ_{12}) を表している。

[0046] キャリア周波数を f_1 とした場合、キャリア周波数を f_2 とした場合のアンペアターン合成値を表すと、図 6 (a) 及び (b) のようになる。キャリア周波数を f_2 とした場合に、コイル電流の位相差 (θ_{12}) は、絶対値でみたときに、キャリア周波数を f_1 とした場合の位相差 (θ_{12}) とほぼ同様の値である。一方、コイル電流 (I_1 、 I_2) は、キャリア周波数を f_1 とした場合のコイル電流 (I_1 、 I_2) よりそれぞれ小さくなっている。そのため、キャリア周波数を f_2 とした場合のアンペアターン合成値は、キャリア周波数を f_1 とした場合のアンペアターン合成値より小さくなっている。

[0047] キャリア周波数を周波数 (f_1 、 f_2) にそれぞれ設定しつつ、単一のキャリア周波数 (f_1 、 f_2) でインバータ 18 を駆動させたときのコイル電流 (I_1 、 I_2) の大きさと、アンペアターン合成値 (AT) の大きさを図 7 (a) と図 7 (b) にそれぞれ示す。

[0048] キャリア周波数を f_1 とした場合と比較して、キャリア周波数を f_2 とした場合には、コイル電流 (I_1 、 I_2) が小さくなり、アンペアターン合成値 (AT) も小さくなる。この点から、キャリア周波数を周波数 (f_2) に設定しつつ、単一のキャリア周波数 (f_2) でインバータ 18 を駆動させることで、アンペアターン合成値 (AT) は比較例よりも小さくすることができる。

[0049] しかしながら、キャリア周波数を周波数 (f_2) に設定した場合には、コイル電流 (I_1 、 I_2) の位相が進相になるため (図 5 (d) を参照)、インバータ 18 のダイオード $D_1 \sim D_4$ の発熱量が大きくなる。

[0050] コイル電流 (I_1 、 I_2) の位相と、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の熱量との関係について、図 8 を用いて説明する。図 8 はインバータ 18 の回路図である。なお、図 8 において負荷は、インバータ 18 の出力側に接続されている負荷 (1 次側共振回路 19、2 次側共振回路、バッテリー 26 等を含む) を表している。

[0051] インバータ 18 から出力されるコイル電流の位相が進相の場合には、インバータ 18 の出力側の負荷が容量性の負荷にみえる。そのため、インバータ 18 の出力側の負荷がエネルギーを蓄積する。インバータ 18 のスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のターンオフ直後は、負荷で蓄積されたエネルギーによりリカバリ電流が発生して、リカバリ電流がダイオード $D_1 \sim D_4$ に還流電流として流れ、ダイオード $D_1 \sim D_4$ で熱量が発生する。

[0052] ダイオード $D_1 \sim D_4$ には、素子の特性に応じて、電力値の許容値が予め設定されている。そして、リカバリ電流がダイオード $D_1 \sim D_4$ に流れて、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値が許容値より高くなった場合には、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の発熱量が許容値を超えてしまい、ダイオード $D_1 \sim D_4$ に異常が生じる可能性が高くなる。このように、コイル電流の位相が進相の状態、インバータ 18 を駆動し続けた場合には、ダイオード $D_1 \sim D_4$ に流れるリカバリ電流によって、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の発熱量が高くなる。そのため、周波数 (f_2) の単一のキャリア周波数でインバータ 18 を長時間、駆動させることは好ましくない。

[0053] 以下、図 9 に示すフローチャートを用いて、非接触給電システムの制御を説明する。図 9 は、非接触給電システムのコントローラの制御手順を示すフローチャートである。なお、バッテリー 26 への出力電流等の特性が図 5 に示した特性をとる場合を、一例として挙げつつ、具体的な制御フローを説明する。図 9 に示すフローチャートはバッテリーの充電の開始から終了まで、ループしつつ実行されている。

[0054] ステップ S1 にて、地上側コントローラ 100 は、車側コントローラ 200 から、充電開始の指令及びバッテリー 26 を充電するための要求電力を無線

通信で受信すると、インバータ 18 を PAM 制御により駆動させる。インバータ 18 の駆動中、車側コントローラ 200 は、電圧センサ 24 及び電流センサ 25 によりバッテリー 26 へ出力される電圧及び電流を検出しつつ、検出電圧及び検出電流を無線通信により地上側コントローラ 100 に送信する。また、車側コントローラ 200 は、バッテリー 26 への出力電圧、出力電流、及び、要求電力を含む充電指令を、地上側コントローラ 100 に送信する。地上側コントローラ 100 は、バッテリー 26 への出力電力が要求電力と一致するように、力率改善回路 15 及びインバータ 18 を制御する。

[0055] ステップ S2 にて、地上側コントローラ 100 は、PAM 制御から PFM 制御に切り替えるか否かを判定する。PFM 制御を行う時間帯は予め決まっており、例えば電波時計を調整ために電波を受信する時間帯に応じて設定されている。そして、地上側コントローラ 100 は、現在の時刻が PFM 制御の時間帯に入る場合には、インバータ制御器 130 による制御を PAM 制御から PFM 制御に切り替え、ステップ S3 に進む。一方、現在の時刻が PFM 制御の時間帯でない場合には、地上側コントローラ 100 は、PAM 制御を継続する。

[0056] ステップ S3 にて、インバータ制御器 130 は、キャリア周波数を高周波側から低周波側に可変しつつ、車側コントローラ 200 からバッテリー 26 への出力電力を取得する。インバータ制御器 130 は、キャリア周波数の可変中、バッテリー 26 への出力電力と要求電力とを比較しつつ、要求電力となるキャリア周波数を特定する。このとき、特定される周波数は、離散的な周波数となる。なお、ステップ S3 の制御では、インバータ制御器 130 はバッテリー 26 への充電の前に低出力で通電するようインバータ 18 を制御する。そして、インバータ制御器 130 は、インバータ 18 からの出力をバッテリー 26 の充電時の出力よりも低くした状態で、キャリア周波数を可変し、複数のキャリア周波数を設定する。図 5 の例では、電力フィードバック制御演算部 131 は複数の周波数 (f_1 、 f_2) をキャリア周波数に設定する。

[0057] ステップ S4 にて、電力フィードバック制御演算部 131 は、設定したキ

キャリア周波数でインバータ 18 を駆動させた際のコイル電流の位相を演算する。コイル電流の位相は、インバータ 18 の出力に対する、入力インピーダンス (Z_{in}) の位相特性から演算される。そして、電力フィードバック制御演算部 131 は、設定したキャリア周波数に対応する位相が進相であるか遅相であるかを特定する。図 5 の例では、電力フィードバック制御演算部 131 は、キャリア周波数 (f_1) に対応する位相を遅相として特定し、キャリア周波数 (f_2) に対応する位相を進相として特定する。

[0058] ステップ S5 にて、インバータ制御器 130 のキャリア周波数可変部 132 は、電力フィードバック制御演算部 131 により設定された複数の駆動周波数の中から、1 つの周波数をインバータ 18 のキャリア周波数に選択する。そして、インバータ制御器 130 は選択したキャリア周波数でインバータ 18 を駆動させる。インバータ 18 の出力は、ステップ S3 でキャリア周波数の設定の際の出力よりも大きい。また、キャリア周波数可変部 132 は、キャリア周波数を所定の周期で可変させる。所定の周期は、設定された複数の駆動周波数の逆数により決まる。

[0059] 図 10 にキャリア信号の時間特性を示す。グラフ a は PFM 制御のキャリア周波数の特性を示し、グラフ b は PAM 制御のキャリア周波数の特性を示す。PAM 制御では、キャリア周波数は周波数 (f_1) で固定される。一方、PFM 制御では、キャリア周波数可変部 132 は、周期 ($1/f_1$) の経過時点でキャリア周波数を f_1 から f_2 に可変し、周波数の可変時点から周期 ($1/f_2$) の経過した時点でキャリア周波数を f_2 から f_1 に可変する。そして、キャリア周波数可変部 132 は、周期 ($1/f_1$) 及び周期 ($1/f_2$) の時点で、キャリア周波数の可変を繰り返し行う。キャリア周波数の可変が繰り返されることで、PFM 制御中、インバータ 18 は、キャリア周波数 (f_1) で複数回駆動し、キャリア周波数 (f_2) で複数回駆動する。

[0060] ステップ S6 にて、インバータ制御器 130 は、インバータ 18 への入力電流とスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のスイッチングの波形から、各ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電流値を演算しつつ、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電流値及びダイオー

ド $D_1 \sim D_4$ のオン抵抗からダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値を演算する。そして、インバータ制御器130は、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値が許容値以下であるか否かを判定する。電力値が許容値より大きい場合にはステップS7に進み、電力値が許容値以下である場合にはステップS8に進む。なお、許容値は、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の素子の仕様値（発熱上限値）により決まる値であり、例えば仕様値の80%の値に設定されている。

[0061] ステップS7にて、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値が許容値より大きい場合には、インバータ制御器130は、キャリア周波数可変部132により、遅相のキャリア周波数のみをインバータ18の駆動時のキャリア周波数に選択しつつ、インバータ18を制御する。そしてステップS8に進む。図5の例では、インバータ制御器130は、キャリア周波数（ f_1 ）のみでインバータ18を制御する。なお、遅相の周波数が複数ある場合には、キャリア周波数可変部132は、複数の遅相の周波数のみでキャリア周波数を可変する。

[0062] ステップS8にて、地上側コントローラ100は、PFM制御からPAM制御に切り替えるか否かを判定する。地上側コントローラ100は、現在の時刻がPFM制御の時間帯に入っている場合には、ステップS5に戻り、PFM制御を継続して行う。一方、現在の時刻がPFM制御の時間帯から外れている場合には、地上側コントローラ100はインバータ18の制御をPFM制御からPAM制御に戻し、図9の制御フローを終了する。

[0063] 上記のように、本実施形態において、非接触給電装置はキャリア周波数を複数の種波数で繰り返し可変してインバータ18を制御している。インバータ18のキャリア周波数の時間的な推移は、図11のグラフにより表される。図11において、時間（0）から時間（ t_1 ）までの時間帯及び時間（ t_2 ）以降の時間帯はPAM制御を行っており、時間（ t_1 ）から時間（ t_2 ）までの時間帯はPFM制御を行っている。なお、図11では、PAM制御時のキャリア周波数を f_A としているが、PAM制御時のキャリア周波数は f_A 以外の周波数でもよく、 f_1 でもよい。

[0064] 時間（0）から時間（ t_1 ）の間、及び時間（ t_2 ）以降では、インバータ

18はPAM制御で制御されるため、キャリア周波数は f_A の固定した値となる。時間(t_1)から時間(t_2)の間では、インバータ18はPFM制御で制御されるため、キャリア周波数は、周期($1/f_1$)及び周期($1/f_2$)で決まるタイミングで、 f_1 及び f_2 で交互に切り替わる。すなわち、キャリア周波数の可変は連続的に行われる。なお、キャリア周波数を f_1 及び f_2 で可変する際、変調周波数($1/T_m$: $T_m = 1/f_1 + 1/f_2$)は1kHz以上に設定されている。これにより、ラジオの受信周波数(可聴周波数帯域)を避けることができる。

[0065] 次に、本発明の非接触給電システムにおけるコイル損失、アンペアターン合成値、及びEMIノイズを、比較例の非接触給電システムと比較して説明する。図12(a)はコイル損失を示すグラフであり、図12(b)はアンペアターン合成値を示すグラフである。図13(a)は比較例のEMIノイズの周波数特性を示すグラフであり、図13(b)は本発明のEMIノイズの周波数特性を示すグラフである。図13(c)はEMIレベルの最大値を示すグラフである。比較例の非接触給電システムは、単一のキャリア周波数(f_1)でインバータ18を駆動させた場合の特性を示している。

[0066] 図12(a)に示すように、本発明の非接触給電システムでは、キャリア周波数(f_1)とキャリア周波数(f_2)を可変させることで、比較例よりもコイル損失を抑制できる。また、上記のとおり、キャリア周波数(f_2)でインバータ18を駆動した際に、アンペアターン合成値はキャリア周波数(f_1)のときのアンペアターン合成値よりも小さい(図6を参照)。本発明の非接触給電システムは、キャリア周波数(f_1)のみでなく、キャリア周波数(f_2)も選択可能な周波数に含めているため、比較例よりもアンペアターン合成値を小さくできる。

[0067] また、図13(a)に示すように、比較例の非接触給電システムでは、キャリア周波数(f_1)の高調波に相当するノイズが高い値で発生している。一方、本発明の非接触給電システムは、キャリア周波数(f_1 、 f_2)でインバータ18を駆動させているため、エネルギーを分散させることができる。そ

のため、図 1 3 (b) に示すように、キャリア周波数 (f_1) 及びキャリア周波数 (f_2) の高調波に相当するノイズレベルは小さくなる。そして、図 1 3 (c) に示すように、本発明の非接触給電システムの EMI ノイズレベルの最大値は、比較例よりも小さくできる。

[0068] 上記のように、本実施形態はインバータ 1 8 の駆動周波数を複数設定し、インバータ 1 8 の駆動時の周波数を、設定した複数の駆動周波数で繰り返し可変してインバータ 1 8 を駆動させている。これにより、単一の駆動周波数のみでインバータ 1 8 を駆動させた場合と比較して、アンペアターン合成値をコントロールできるため、漏洩磁界（漏洩電界）を低減できる。また、コイル損失が低減されるため、送電する際の効率を高めることができる。また、インバータ 1 8 のスイッチングに伴う EMI ノイズを低減できる。

[0069] また本実施形態は、受電コイル 2 1 a からバッテリー 2 6 に供給される電力がバッテリー 2 6 への要求電力となる駆動周波数を、インバータ 1 8 の駆動時の周波数に設定する。これにより、バッテリー 2 6 への出力電力を要求電力まで高めつつ、漏洩磁界を低減できる。

[0070] また本実施形態は、複数の駆動周波数で繰り返し可変しつつインバータ 1 8 を制御する PFM 制御と、単一の駆動周波数でインバータを制御する PAM 制御とを切り替える。これにより、例えば電波時計の調整用の電波を受信する時間帯など、ノイズを干渉させたくない時間帯に合わせて、制御モードを切り替えることができる。

[0071] また本実施形態は、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値に応じて、インバータ 1 8 の出力電流の位相が進相となる駆動周波数を、インバータ 1 8 の駆動時の周波数に設定する。これにより、要求電力を満たすキャリア周波数が進相時の周波数のときでも、当該キャリア周波数をインバータ 1 8 の駆動に用いることができるため、漏洩磁束を低減できる。

[0072] また本実施形態は、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値がダイオード $D_1 \sim D_4$ に許容される電力の許容値以下である場合には、インバータ 1 8 の出力電流の位相が進相となる駆動周波数をインバータ 1 8 の駆動時の周波数に設定する

。一方、電力値が許容値より大きい場合には、インバータ 18 の出力電流の位相が遅相となる駆動周波数のみをインバータの駆動時の周波数に設定する。これにより、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の発熱を抑制しつつ漏洩磁束を低減できる。

[0073] また実施形態は、複数の駆動周波数を周期的に可変しつつインバータ 18 を駆動する。これにより、ノイズ発生エネルギーを均等に分散できる。

[0074] なお、本実施形態では、P F M制御において、2つの周波数 (f_1 、 f_2) がキャリア周波数として設定されたが、キャリア周波数は3つ以上であってもよい。また、例えば、電力フィードバック制御演算部 131 が3つの周波数 (f_x 、 f_y 、 f_z) をキャリア周波数に設定した場合に、キャリア周波数はランダムに可変されるてよい。例えば、P F M制御中、キャリア周波数は、 f_x 、 f_y 、 f_z 、 f_x 、 f_z 、 f_x の順番で、可変されてもよい。これにより、インバータ 18 の駆動時のキャリア周波数が繰り返し可変されている。

[0075] 上記の地上側コントローラ 100 が本発明の「制御手段」に相当する。

[0076] 《第2実施形態》

発明の他の実施形態に係る非接触給電システムについて、説明する。本例では、上述した第1実施形態に対して、インバータ 18 をP F M制御で駆動させる際に、インバータ 18 の出力電流の位相が遅相となる駆動周波数のみをインバータの駆動時の周波数に設定する点が異なる。これ以外の構成は上述した第1実施形態と同じであり、その記載を援用する。

[0077] 以下、図 14 に示すフローチャートを用いて、非接触給電システムの制御を説明する。ステップ S 11、S 12 の制御は、第1実施形態に係るステップ S 1、S 2 とそれぞれ同様であり、ステップ S 18、19 の制御は、第1実施形態に係るステップ S 8、S 9 とそれぞれ同様であるため、説明を省略する。

[0078] ステップ S 13 にて、インバータ制御器 130 は、キャリア周波数可変部 132 により、キャリア周波数を高周波側から低周波側に可変しつつインバータ 18 を駆動させ、車側コントローラ 200 からバッテリー 26 への出力電

力を取得する。キャリア周波数を可変する際に、上限の周波数と下限の周波数は予め決まっており、インバータ制御器 130 は、上限の周波数から下限の周波数までキャリア周波数を可変する。そして、インバータ制御器 130 の電力フィードバック制御演算部 131 は、上限の周波数から下限の周波数までキャリア周波数を可変したときに、バッテリー 26 への出力電力が要求電力と一致するキャリア周波数を、全て特定する。

[0079] 具体例を挙げつつ、上記の制御を説明する。図 15 (a) は入力インピーダンス (Z_{in}) 及び位相の周波数特性を示すグラフであり、(b) はインバータ 18 の出力電流の周波数特性を示すグラフであり、(c) はアンペアターン合成値の周波数特性を示すグラフである。図 15 (a) の実線が入力インピーダンスの特性を示し、点線が位相特性を示す。なお、図 15 に示す特性は一例にすぎず、バッテリーの容量や、共振回路の回路パラメータ等により、異なる特性となる。

[0080] 図 15 の例では、インバータ制御器 130 は、キャリア周波数を高周波側から低周波側に可変して、要求電力と一致する 4 つの周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) を特定する。

[0081] ステップ S 14 にて、電力フィードバック制御演算部 131 は、入力インピーダンス (Z_{in}) の位相特性から、特定した周波数に対応する位相を演算し、当該位相が進相であるか遅相であるかを判定する。図 15 に示すように、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) に対応する位相はそれぞれ遅相となり、キャリア周波数 (f_4) に対応する位相は進相となる。

[0082] ステップ S 15 にて、電力フィードバック制御演算部 131 は、各キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) に対応するアンペアターン合成値を演算する。アンペアターン合成値は、各キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) で駆動したときのコイル電流 (I_1 、 I_2) とコイル電流の位相差 (θ_{12}) から演算される。インバータ制御器 130 には、アンペアターン合成値の規制値 (上限値) が予め設定されている。規制値は、EMI ノイズのレベルの上限値を規定しており、法で規制された電界強度の上限に応じて設定されている

。例えば、日本国においては、供試体から30m離れた位置における電界強度が電波法で規制されているため、規制値は、電波法で規制された値に応じて決まる。

[0083] また、電力フィードバック制御演算部131は、各キャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4)に対応するアンペアターン合成値と規制値とを比較し、規制値以下であるキャリア周波数を特定する。図15(c)に示すように、規制値が設定されている場合に、規制値以下であるキャリア周波数は f_1 、 f_2 、 f_3 となる。各キャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4)と、位相、アンペアターン合成値との関係は、図16の表のように表される。なお、図16の「OK」はアンペアターン合成値が規制値以下であることを示し、「NO」はアンペアターン合成値が規制値より大きいことを示す。

[0084] ここで、各キャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3)に対するアンペアターン合成値について、図17を用いて説明する。各キャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3)でインバータ18を駆動したときのコイル電流(I_1 、 I_2)を図17(a)に示し、アンペアターン合成値を図17(b)に示す。なお、バッテリー26へ出力される電力は、各キャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3)で同一としているため、受電コイル21aを流れるコイル電流(I_2)は同じである。一方、送電コイル19aを流れるコイル電流(I_1)は、電流間の位相の違いによって異なる大きさとなる。そして、位相の違いとコイル電流(I_1)の大きさの違いにより、各キャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3)に対するアンペアターン合成値も異なる値となる。

[0085] 図14に戻り、ステップS16にて、電力フィードバック制御演算部131は、要求電力と一致するキャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4)のうち、条件を満たす周波数を、インバータ18の駆動時の周波数に設定する。条件は、キャリア周波数に対応する位相が遅相であること、及び、キャリア周波数に対応するアンペアターン合成値が規制値以下であること、である。図15の例では、複数のキャリア周波数(f_1 、 f_2 、 f_3)がインバータ18の駆動時の周波数に設定される。インバータ制御器130のキャリア周波数可変

部 1 3 2 は、設定したキャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) で可変しつつ、インバータ 1 8 を駆動する。そして、ステップ S 1 7 に進む。

[0086] インバータ 1 8 の駆動時のキャリア信号の時間特性を図 1 8 に示す。図 1 8 において、グラフ a は P F M 制御のキャリア周波数の特性を示し、グラフ b は P A M 制御のキャリア周波数の特性を示す。P A M 制御では、キャリア周波数は周波数 (f_1) で固定される。一方、P F M 制御では、キャリア周波数可変部 1 3 2 は、周期 ($1 / f_1$) の経過時点でキャリア周波数を f_1 から f_2 に可変し、周波数の可変時点から周期 ($1 / f_2$) の経過した時点でキャリア周波数を f_2 から f_3 に可変し、周波数の可変時点から周期 ($1 / f_3$) の経過した時点でキャリア周波数を f_3 から f_1 に可変する。そして、キャリア周波数可変部 1 3 2 は、周期 ($1 / f_1$)、周期 ($1 / f_2$)、及び周期 ($1 / f_3$) の時点で、キャリア周波数の可変を繰り返し行う。

[0087] また、インバータ 1 8 の駆動時のキャリア周波数の時間特性を図 1 9 に示す。図 1 9 に示すように、キャリア周波数は、周期 (T_m) の周期関数で、高い周波数から低い周波数へ順に遷移しつつ、低い周波数から高い周波数へ順に遷移するように、可変されている。これにより、周波数の遷移時間を短縮でき、また E M I ノイズを発生するエネルギーと分散できる。

[0088] 次に、本実施形態の非接触給電システムにおけるコイル損失、アンペアターン合成値、及び E M I ノイズを、比較例の非接触給電システムと比較して説明する。図 2 0 (a) はコイル損失を示すグラフであり、図 2 0 (b) はアンペアターン合成値を示すグラフである。図 2 1 (a) は比較例の E M I ノイズの周波数特性を示すグラフであり、図 2 1 (b) は本発明の E M I ノイズの周波数特性を示すグラフである。図 2 1 (c) は E M I レベルの最大値を示すグラフである。比較例の非接触給電システムは、単一のキャリア周波数 (f_1) でインバータ 1 8 を駆動させた場合の特性を示している。

[0089] 図 2 0 (a) に示すように、本実施形態の非接触給電システムでは、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) で可変させることで、比較例よりもコイル損失を抑制できる。本発明のアンペアターン合成値は、比較例よりも高くなってい

るが、規制値以下には抑えている。

[0090] また、図 2 1 (a) に示すように、比較例の非接触給電システムでは、キャリア周波数 (f_1) の高調波に相当するノイズが高い値で発生している。一方、本実施形態の非接触給電システムは、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) でインバータ 1 8 を駆動させているため、図 2 1 (b) に示すように、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) の高調波に相当するノイズレベルは小さくなる。そして、図 2 1 (c) に示すように、本実施形態の非接触給電装置の EMI ノイズレベルの最大値は、比較例よりも小さくできる。

[0091] 上記のように、本実施形態では、インバータ 1 8 の出力電流の位相が遅相となる駆動周波数 (キャリア周波数) のみがインバータ 1 8 の駆動時の周波数として設定される。これにより、本実施形態においてダイオード $D_1 \sim D_4$ の発熱が抑制され漏洩磁束が低減される。

[0092] なお、本実施形態の他の具体例として、インバータ 1 8 を PFM 制御で駆動させる際に、キャリア周波数に対応するアンペアターン合成値が規制値以下であっても、インバータ 1 8 の出力電流の位相が進相であれば、上記条件を満たさない。そのため、進相のキャリア周波数は、駆動時に設定される周波数から除外される。以下、他の具体例について、図 2 2、2 3 を用いて説明する。

[0093] 図 2 2 (a) ~ (c) に、入力インピーダンス (Z_{in}) と位相の周波数特性、インバータ 1 8 の出力電流の周波数特性、及び、アンペアターン合成値の周波数特性をグラフで示す。図 2 2 (a) の実線が入力インピーダンスの特性を示し、点線が位相特性を示す。

[0094] 図 2 2 に示すように、要求電力と一致する周波数が 4 つ (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) 特定された場合に、キャリア周波数 (f_1 、 f_3) に対応する位相はそれぞれ遅相となり、キャリア周波数 (f_2 、 f_4) に対応する位相は進相となる。また、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) に対応するアンペアターン合成値は規制値以下となり、キャリア周波数 (f_4) に対応するアンペアターン合成値は規制値より高くなる。各キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) と、位

相、アンペアターン合成値との関係は、図 23 の表のように表される。

[0095] キャリア周波数 (f_2) に対応するアンペアターン合成値は規制値以下となり、アンペアターン合成値の条件は満たしている。しかしながら、キャリア周波数 (f_2) に対応する位相は進相であるため、位相の条件は満たしていない。そのため、電力フィードバック制御演算部 131 は、キャリア周波数 (f_2) をインバータ 18 の駆動時のキャリア周波数から除外しつつ、キャリア周波数 (f_1 、 f_3) をインバータ 18 の駆動時の周波数に設定する。そして、インバータ制御器 130 は、設定したキャリア周波数 (f_1 、 f_3) で可変しつつ、インバータ 18 を駆動させる。

[0096] なお、本実施形態の変形例として、キャリア周波数可変部 132 は、条件を満たすキャリア周波数（上記のステップ 16 で設定されるキャリア周波数）を可変する際、図 24 に示すように、周期 ($1/f_1$ 、 $1/f_2$ 、 $1/f_3$) をそれぞれ整数倍（ただし、2 以上）した複数の周期毎のタイミングで、高い周波数から低い周波数に、又は、低い周波数から高い周波数になるよう、遷移させてもよい。これにより、周波数の遷移時間を短縮でき、また EMI ノイズを発生するエネルギーと分散できる。

[0097] 《第 3 実施形態》

発明の他の実施形態に係る非接触給電システムについて、説明する。本例では、上述した第 2 実施形態に対して、インバータ 18 を PFM 制御で駆動させる際に、キャリア周波数に対応するアンペアターン合成値が規制値以下であれば、インバータ 18 の出力電流の位相が進相であっても、当該キャリア周波数をインバータの駆動時の周波数に設定する点が異なる。これ以外の構成は上述した第 2 実施形態と同じであり、その記載を援用する。

[0098] 一例として、図 25 (a) ~ (c) に、入力インピーダンス (Z_{in}) と位相の周波数特性、インバータ 18 の出力電流の周波数特性、及び、アンペアターン合成値の周波数特性をグラフで示す。図 25 (a) の実線が入力インピーダンスの特性を示し、点線が位相特性を示す。

[0099] 図 25 に示すように、要求電力と一致する周波数が 4 つ (f_1 、 f_2 、 f_3 、

f_4) 特定された場合に、キャリア周波数 (f_1 、 f_3) に対応する位相はそれぞれ遅相となり、キャリア周波数 (f_2 、 f_4) に対応する位相は進相となる。また、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) に対応するアンペアターン合成値は規制値以下となり、キャリア周波数 (f_4) に対応するアンペアターン合成値は規制値より高くなる。各キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) と、位相、アンペアターン合成値との関係は、図 26 の表のように表される。

- [0100] 電力フィードバック制御演算部 131 は、第 2 実施形態と同様に、要求電力と一致するキャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) のうち、条件を満たす周波数を、インバータ 18 の駆動時の周波数に設定する。条件はキャリア周波数に対応するアンペアターン合成値が規制値以下であることであり、位相の条件は課されない。
- [0101] そのため、電力フィードバック制御演算部 131 は、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4) のうち、キャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) を、インバータ 18 の駆動時の周波数に設定する。そして、インバータ制御器 130 は、複数のキャリア周波数 (f_1 、 f_2 、 f_3) で可変しつつ、インバータ 18 を駆動する。
- [0102] インバータ制御器 130 は、インバータ 18 の駆動中、ダイオードの $D_1 \sim D_4$ の電力値を演算しつつ、電力値と許容値とを比較する。ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値が許容値より大きい場合には、インバータ制御器 130 は、遅相のキャリア周波数のみをインバータ 18 の駆動時のキャリア周波数に選択しつつ、インバータ 18 を制御する。
- [0103] 一方、ダイオード $D_1 \sim D_4$ の電力値が許容値以下である場合には、インバータ制御器 130 は、進相のキャリア周波数も含めてインバータ 18 の駆動時のキャリア周波数に選択しつつ、インバータ 18 を制御する。これにより、本発明はダイオード $D_1 \sim D_4$ の発熱を抑制しつつ漏洩磁束を低減できる。

符号の説明

- [0104] 11 … 交流電源
19 … 1 次側共振回路

- 1 9 a …送電コイル
- 1 9 b …コンデンサ
- 2 1 …二次側共振回路
 - 2 1 a …受電コイル
 - 2 1 b、c …コンデンサ
- 2 6 …バッテリー
- 1 0 0 …地上側コントローラ
 - 1 3 0 …インバータ制御器
- 2 0 0 …車側コントローラ

請求の範囲

- [請求項1] 負荷と電氣的に接続された受電コイルに対して非接触で電力を送電する送電コイルと、
前記送電コイルと電源との間に接続され、前記電源の電力を交流電力に変換し前記交流電力を前記送電コイルに出力するインバータと、
前記インバータの駆動周波数を複数設定し、前記インバータの駆動時の周波数を可変する周波数可変制御により、前記インバータを駆動させる制御手段とを備え、
複数の前記駆動周波数は、離散的な周波数であり、
前記制御手段は、前記周波数可変制御中に、前記インバータの駆動時の周波数を前記複数の駆動周波数で繰り返し可変することを特徴とする非接触給電装置。
- [請求項2] 請求項1記載の非接触給電装置において、
前記制御手段は、前記受電コイルから前記負荷に供給される電力が前記負荷への要求電力となる前記駆動周波数を、前記インバータの駆動時の周波数に設定することを特徴とする非接触給電装置。
- [請求項3] 請求項1又は2記載の非接触給電装置において、
前記制御手段は、
前記インバータの駆動時の周波数を単一の前記駆動周波数に設定しつつ前記インバータを駆動させる制御と前記周波数可変制御とを切り替えることを特徴とする非接触給電装置。
- [請求項4] 請求項1～3のいずれか一項に記載の非接触給電装置において、
前記インバータは、
前記電源の正極と負極との間にされた複数のスイッチング素子と、
前記スイッチング素子に流れる電流の向きと逆方向で、前記複数のスイッチング素子にそれぞれ並列に接続された複数のダイオードとを

有し、

前記制御手段は、

前記ダイオードの電力値に応じて、前記インバータの出力の位相が進相となる前記駆動周波数を前記インバータの駆動時の周波数に設定する

ことを特徴とする非接触給電装置。

[請求項5] 請求項4記載の非接触給電装置において、

前記制御手段は、

前記電力値が前記ダイオードに許容される電力の許容値未満である場合には、前記インバータの出力の位相が進相となる前記駆動周波数を前記インバータの駆動時の周波数に設定し、

前記電力値が前記許容値以上である場合には、前記インバータの出力の位相が遅相となる前記駆動周波数のみを前記インバータの駆動時の周波数に設定する

ことを特徴とする非接触給電装置。

[請求項6] 請求項1～3のいずれか一項に記載の非接触給電装置において、

前記制御手段は、前記インバータの出力の位相が遅相となる前記駆動周波数のみを前記インバータの駆動時の周波数に設定する

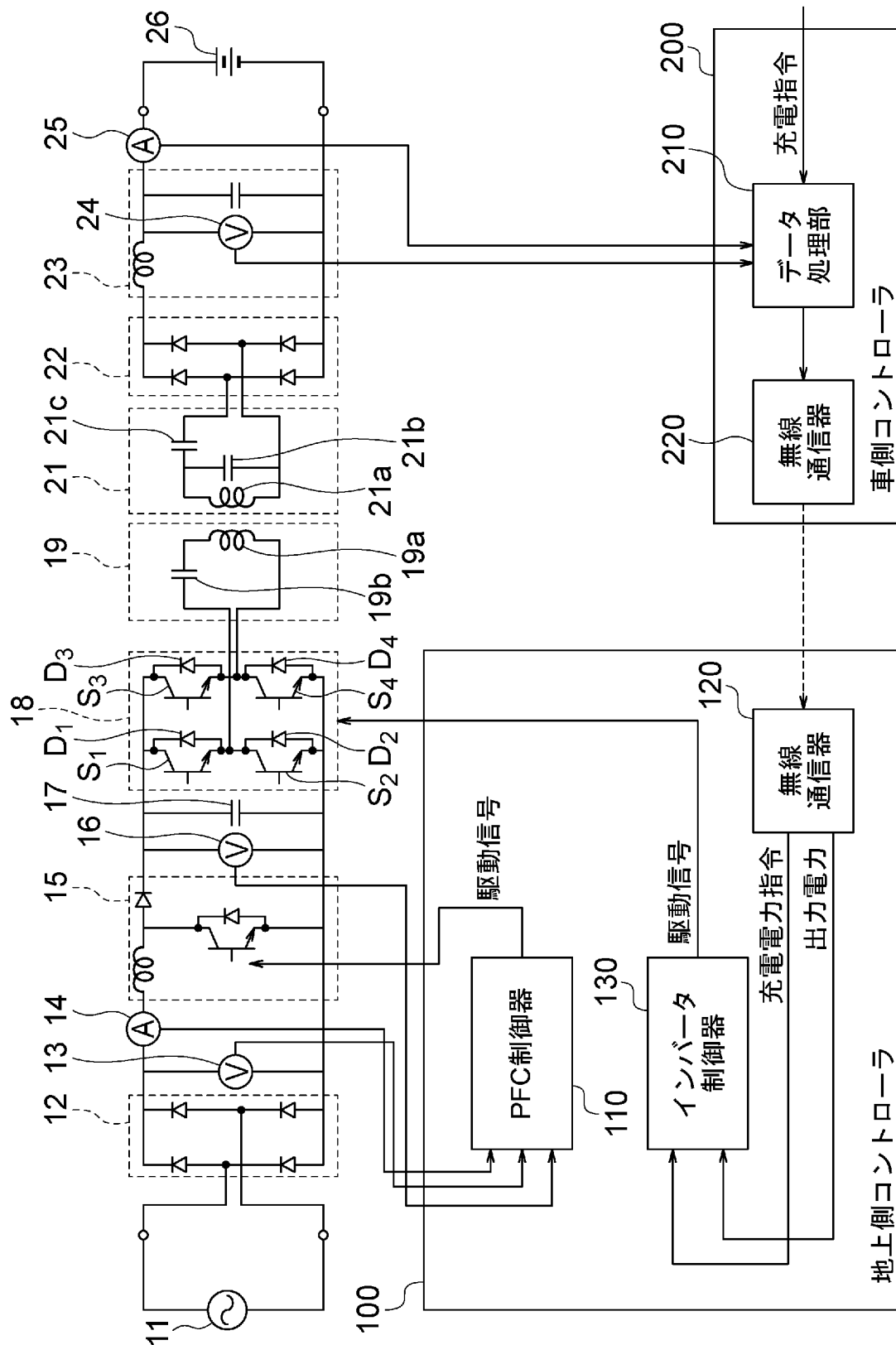
ことを特徴とする非接触給電装置。

[請求項7] 請求項1～6のいずれか一項に記載の非接触給電装置において、

前記制御手段は、前記複数の前記駆動周波数を周期的に可変して前記インバータを駆動する

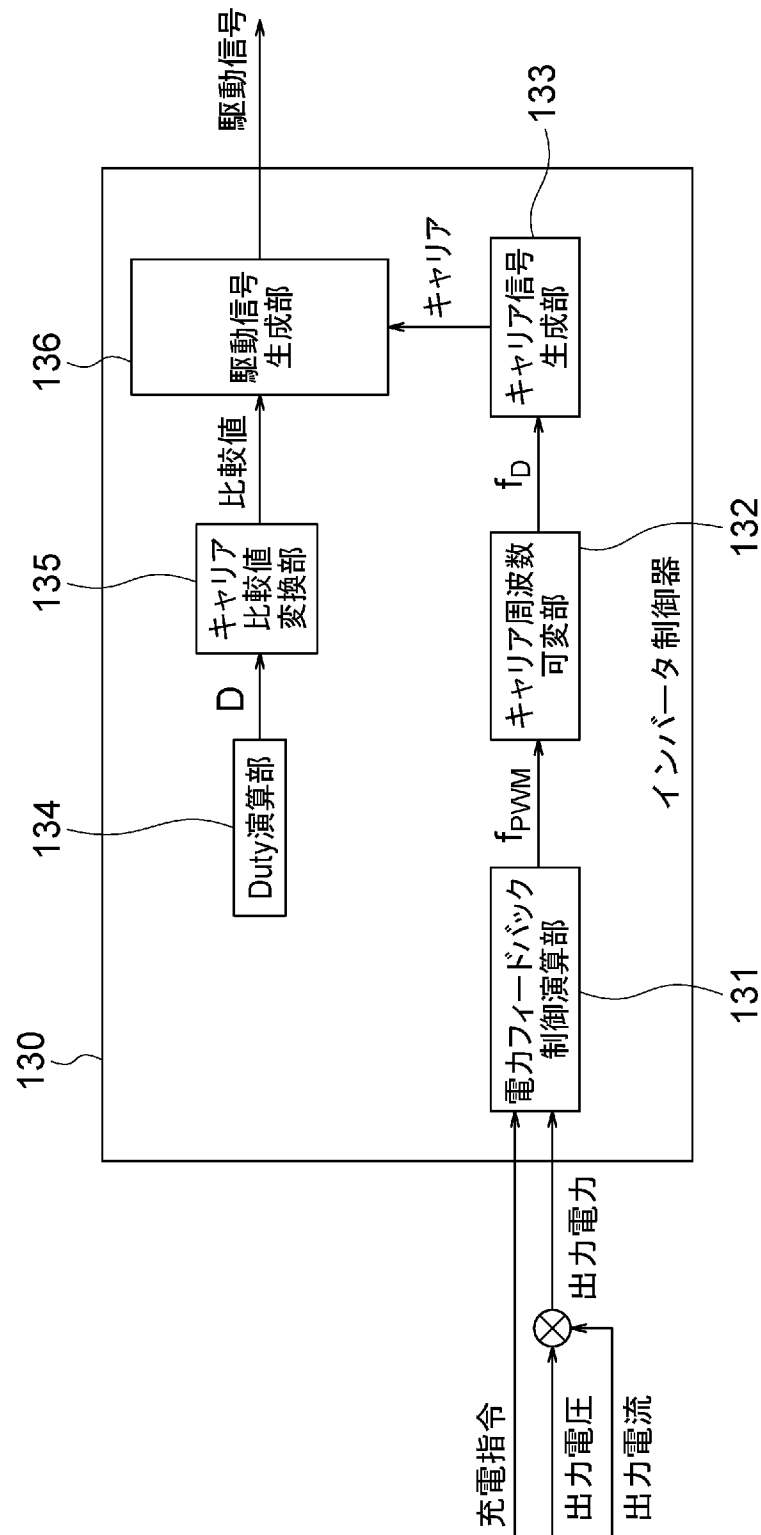
ことを特徴とする非接触給電装置。

1



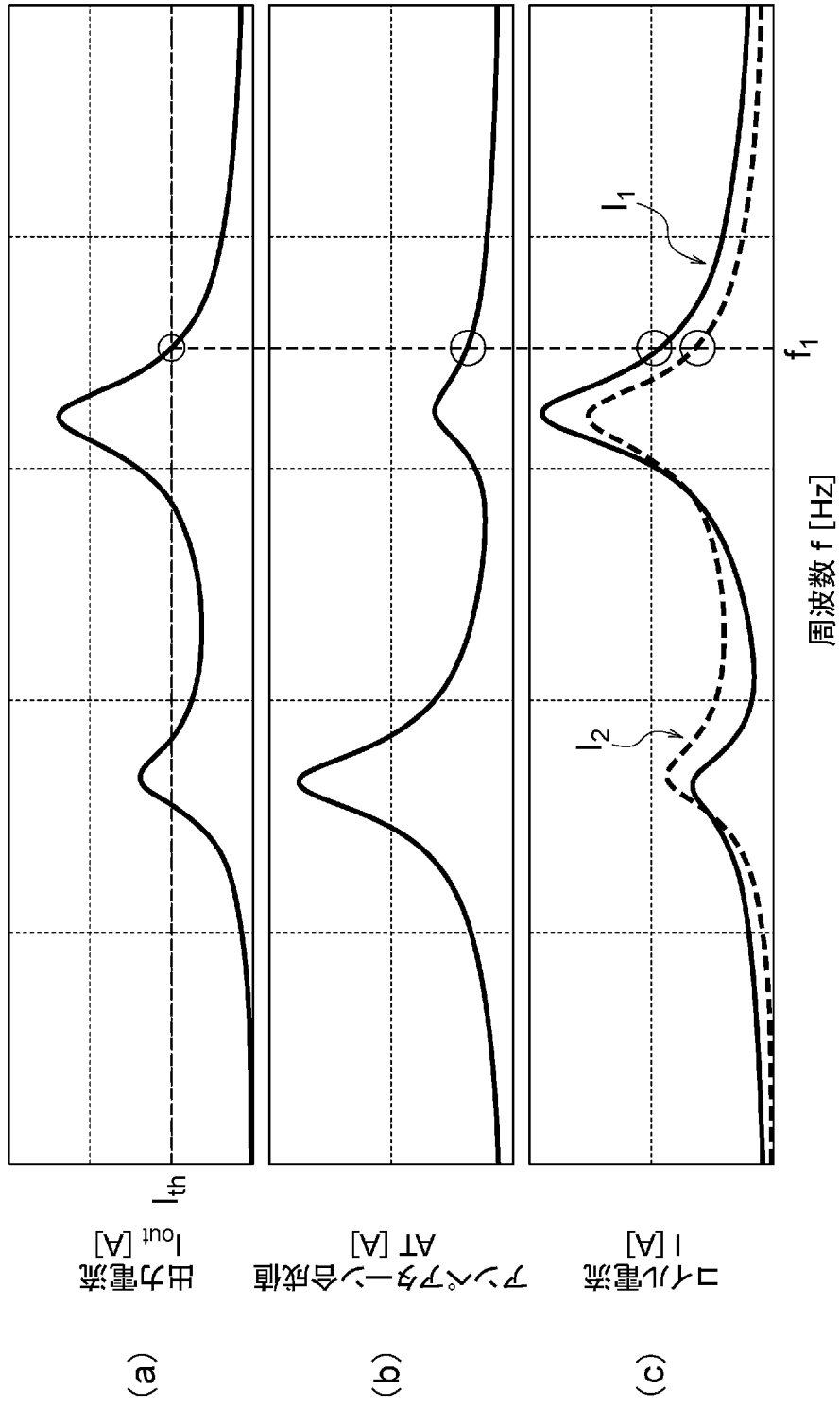
[図2]

図 2



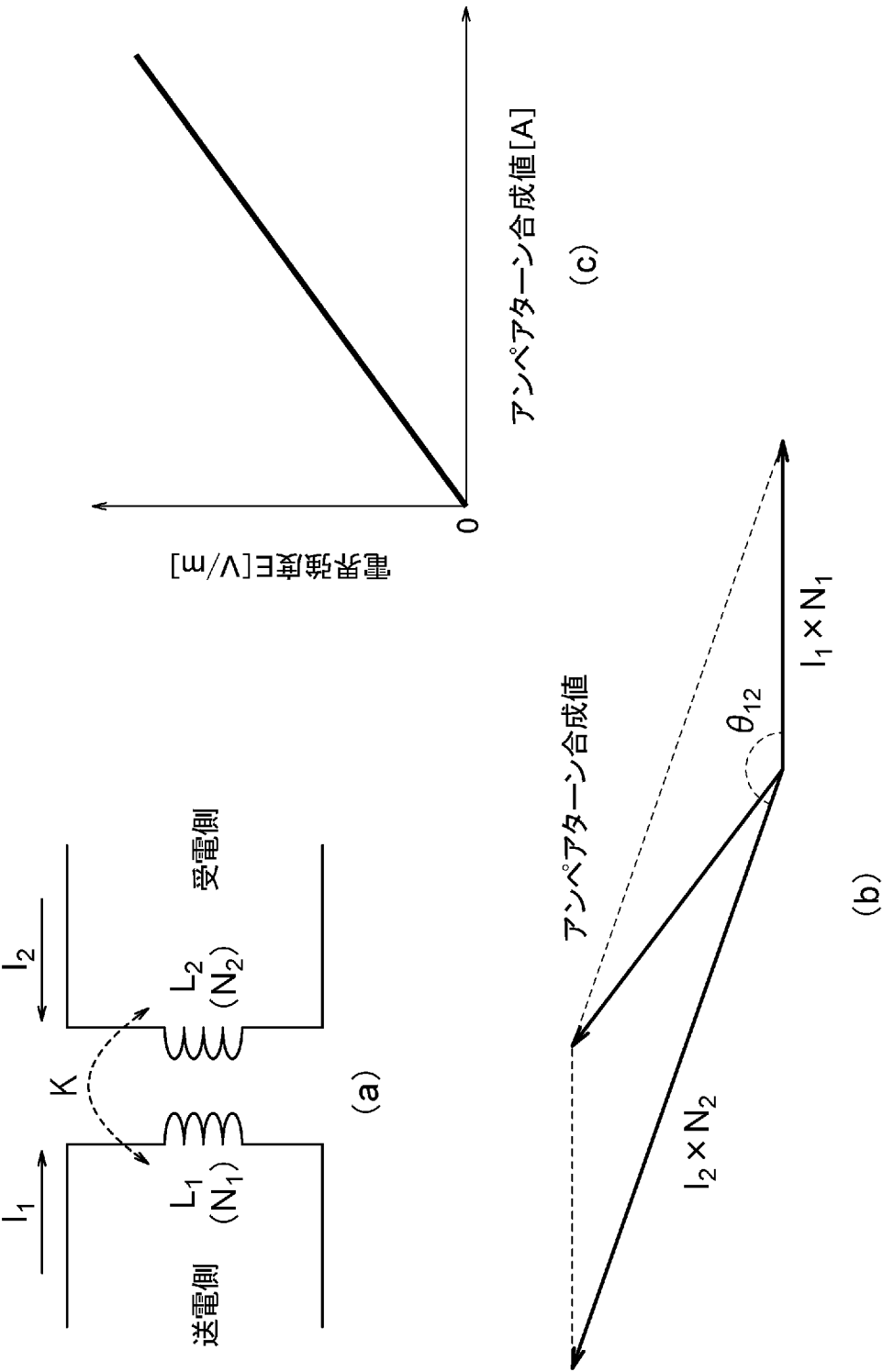
[図3]

図 3



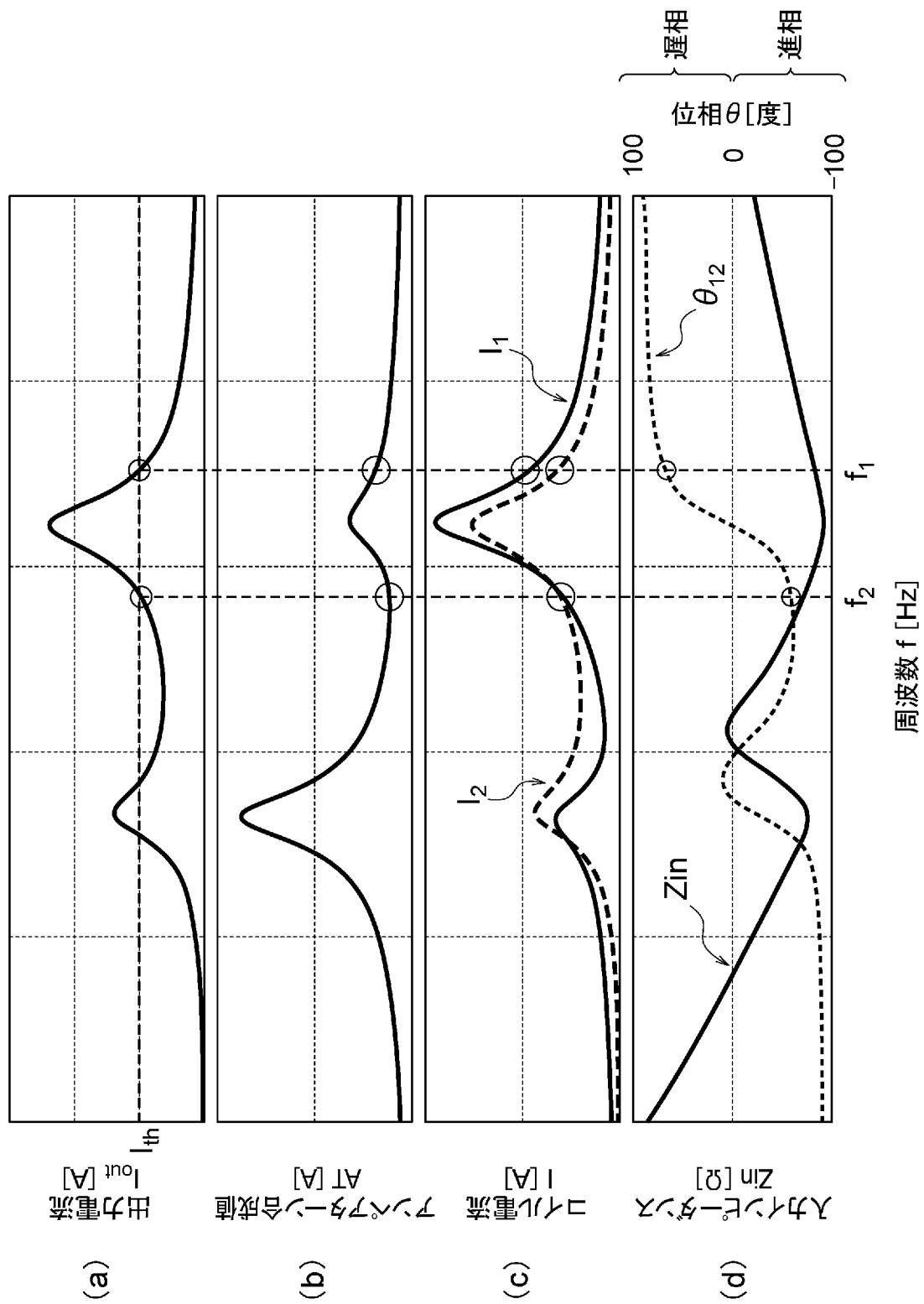
[図4]

 4



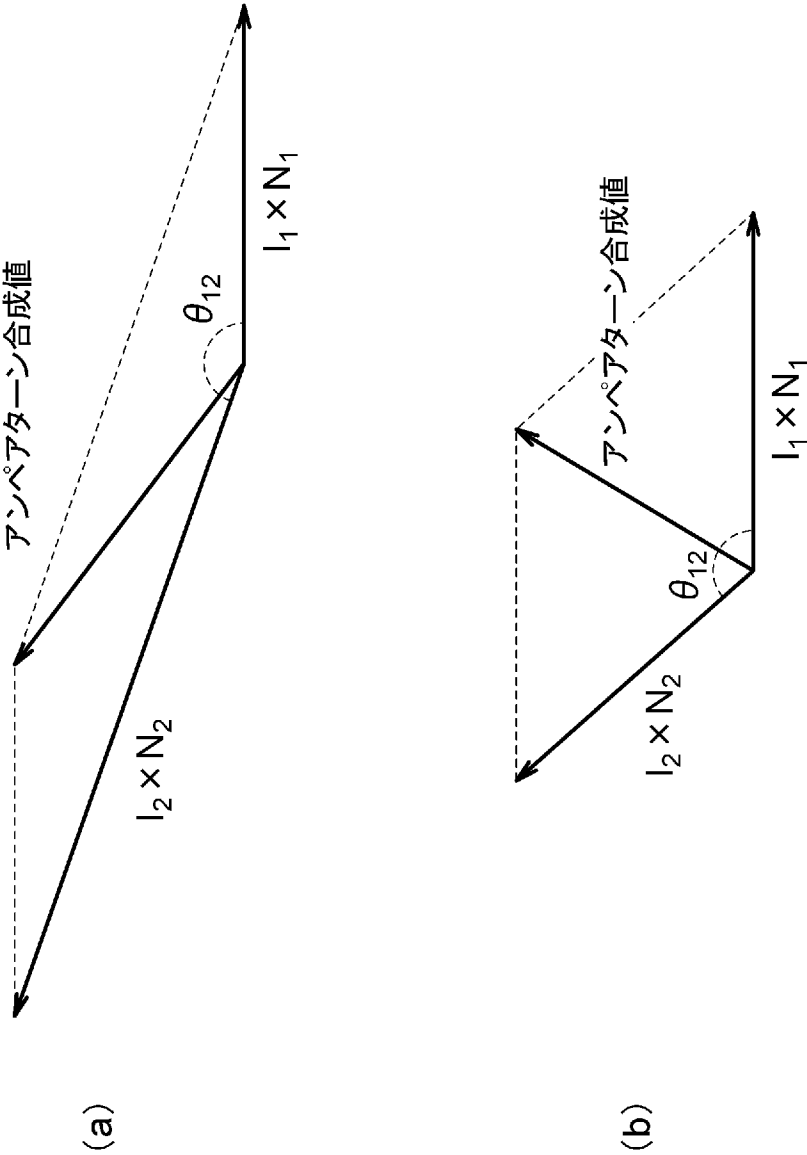
[図5]

図 5



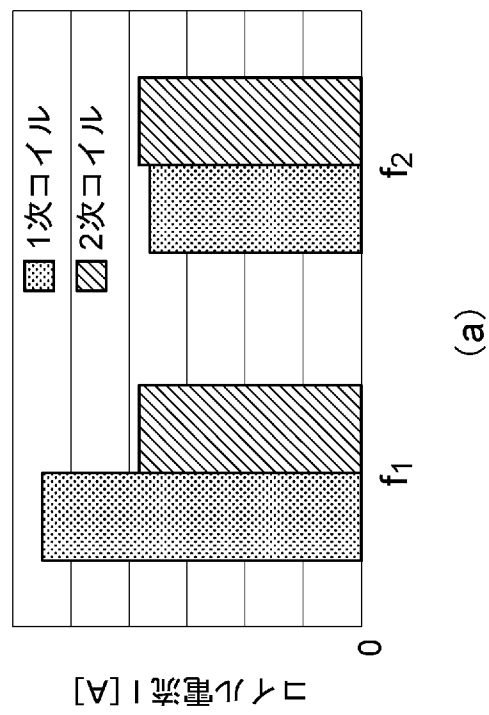
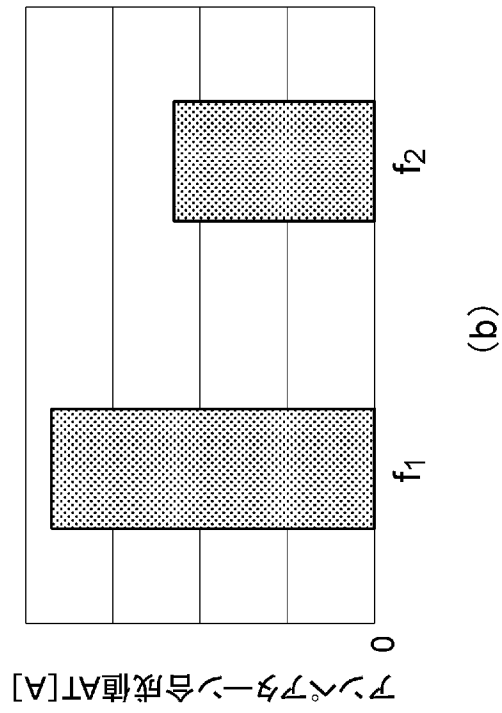
[図6]

図 6

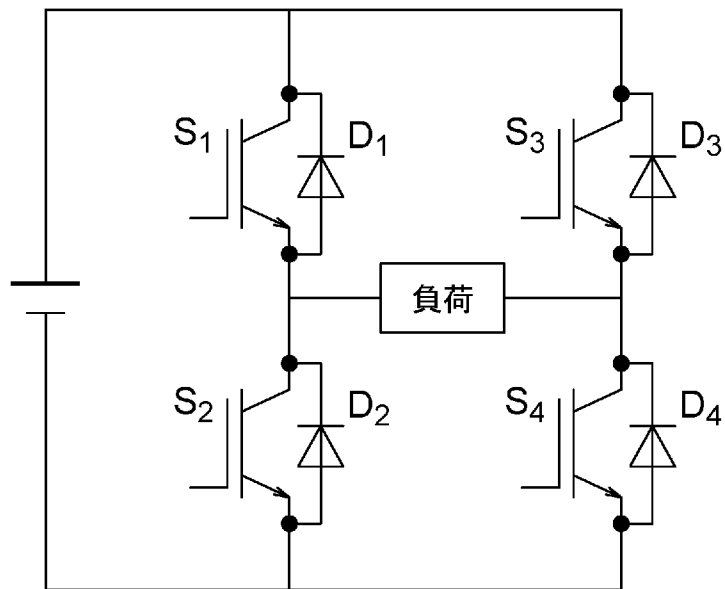


[図7]

図 7

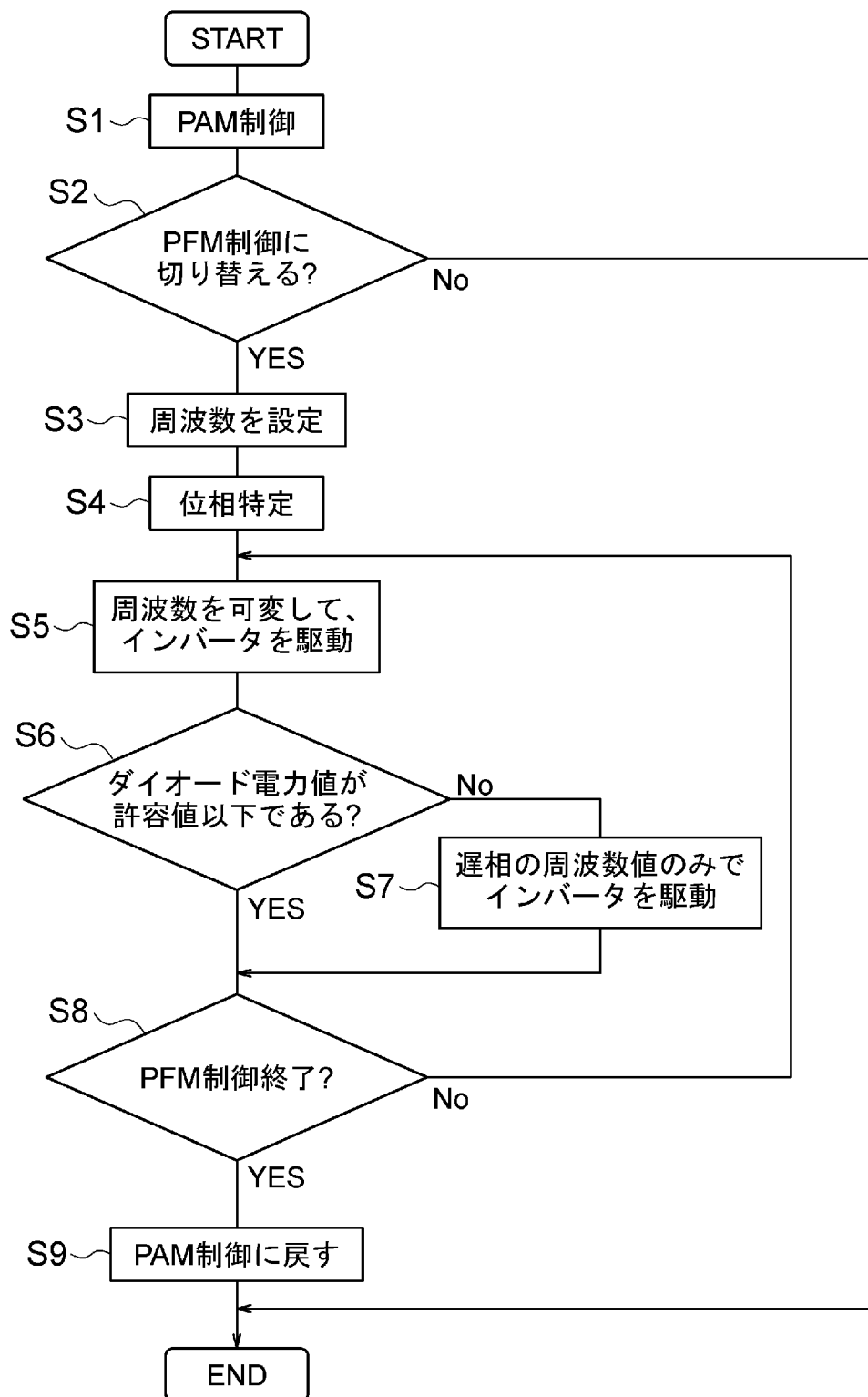


[図8]

図 8

[図9]

図 9



[図10]

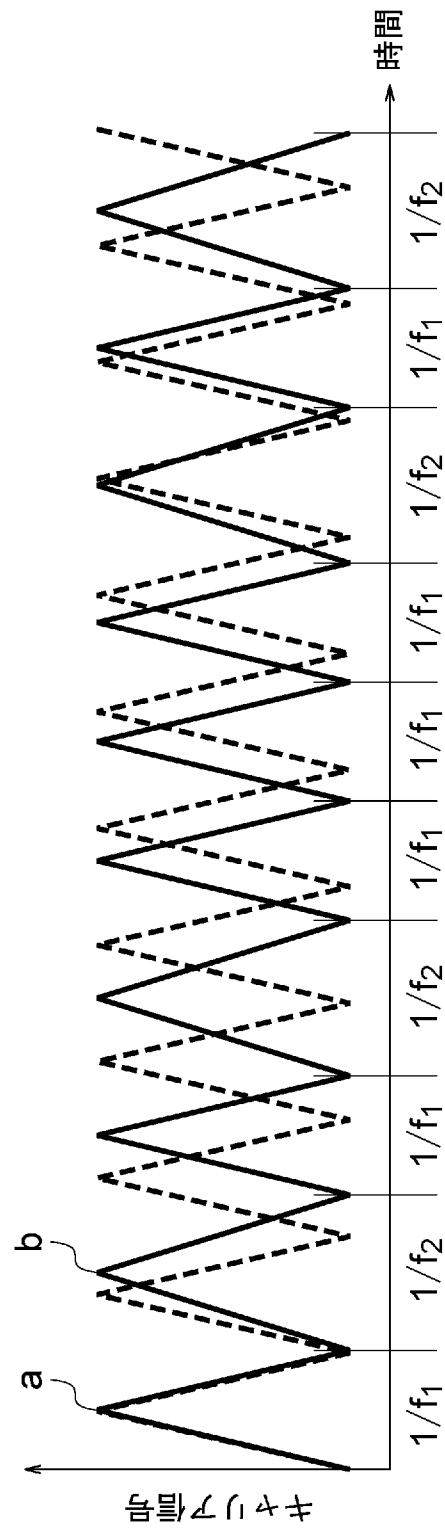
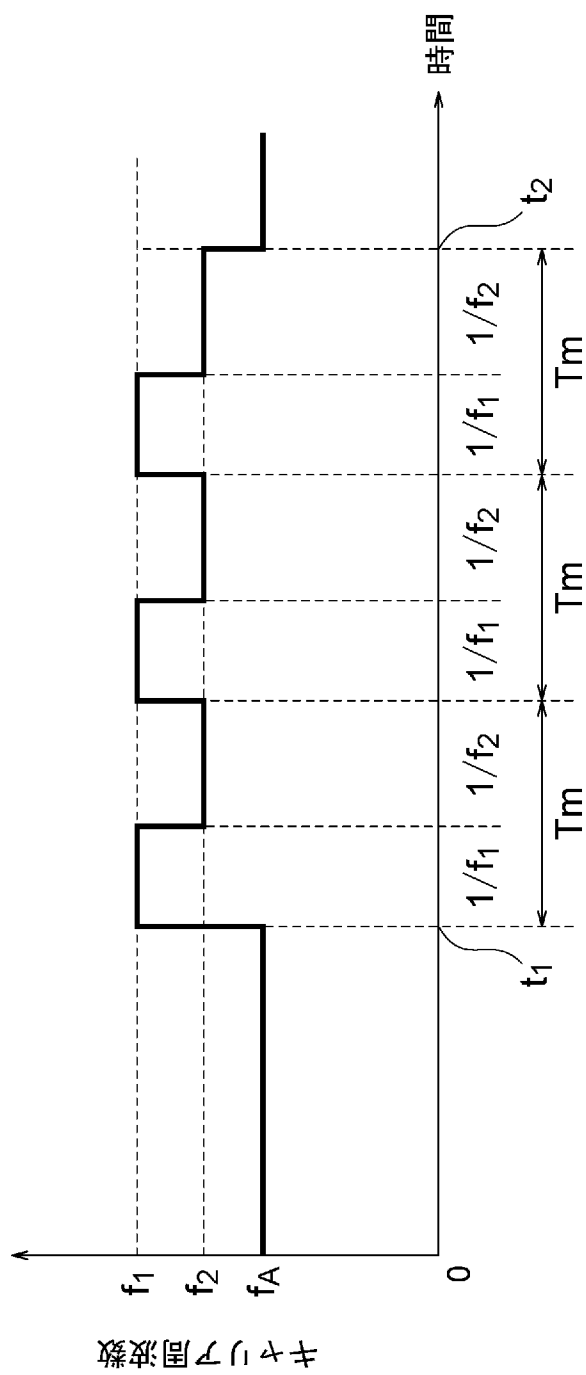
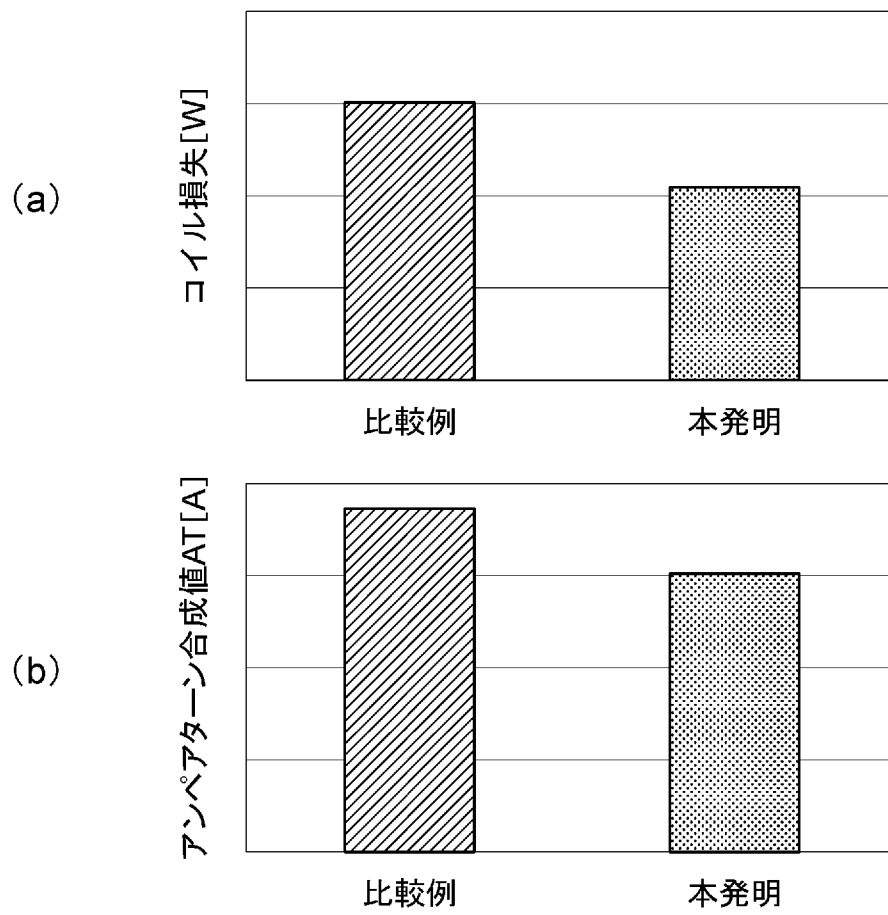
図 10

图 11

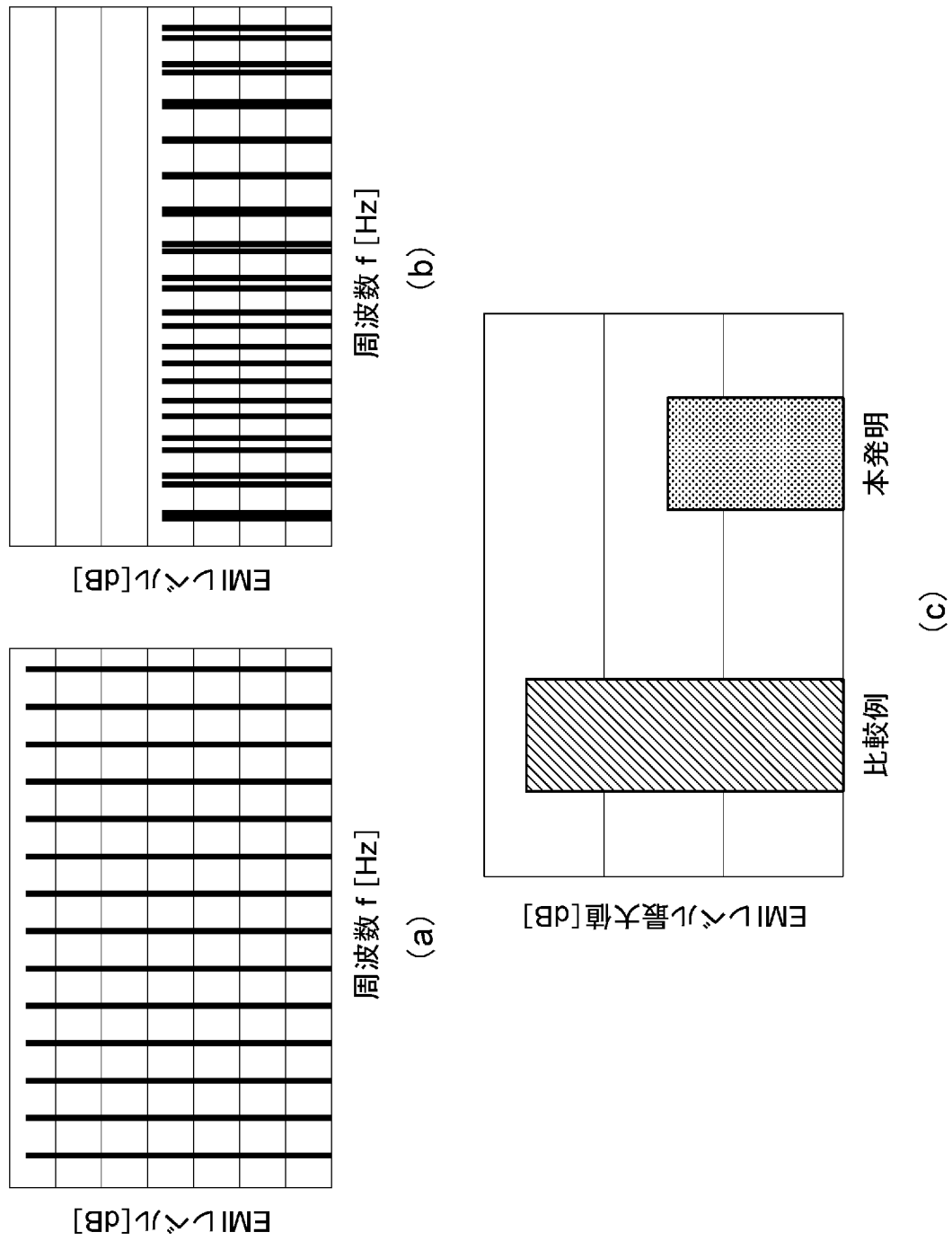


[図12]

図 12

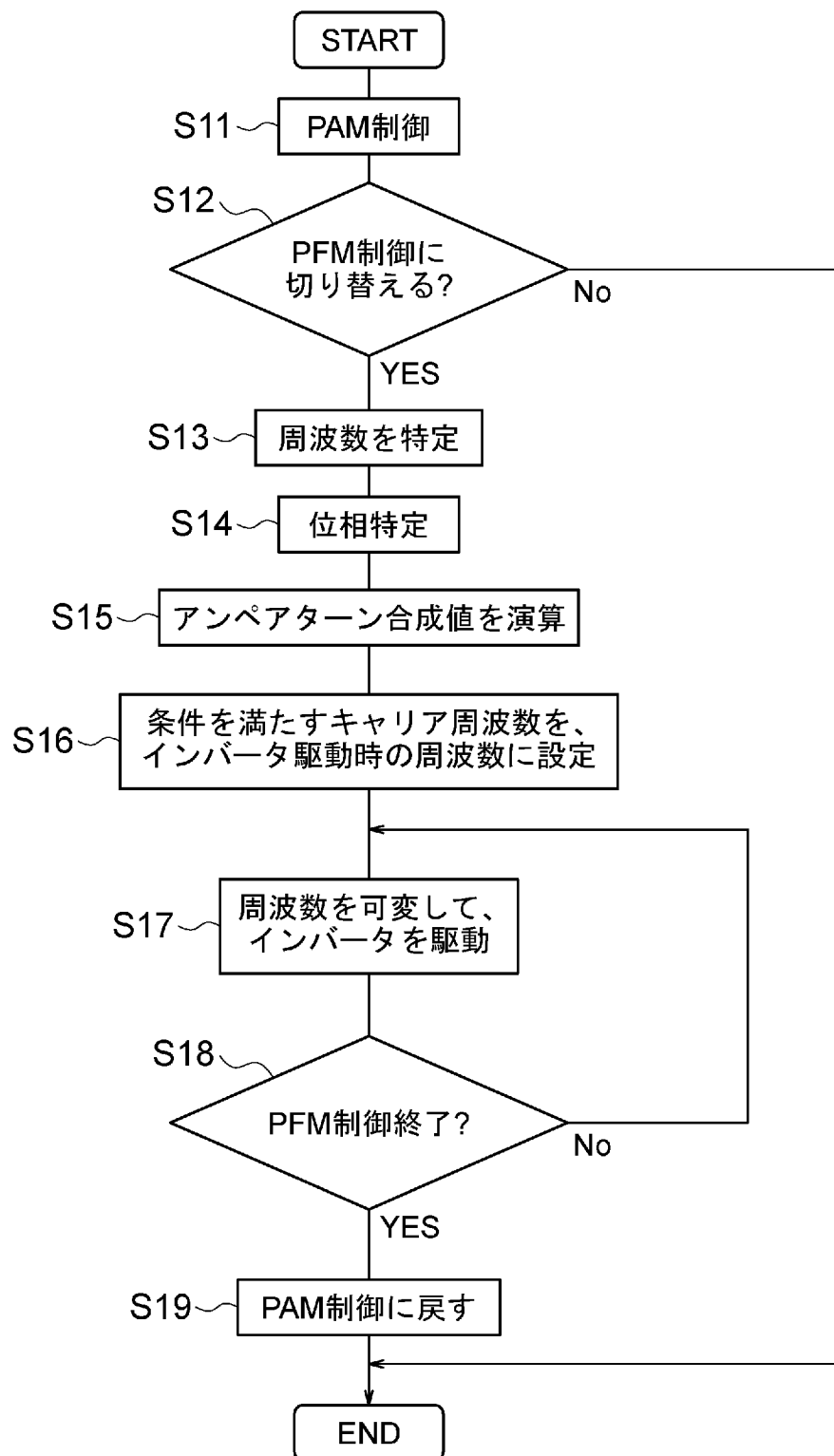
[図13]

図 13



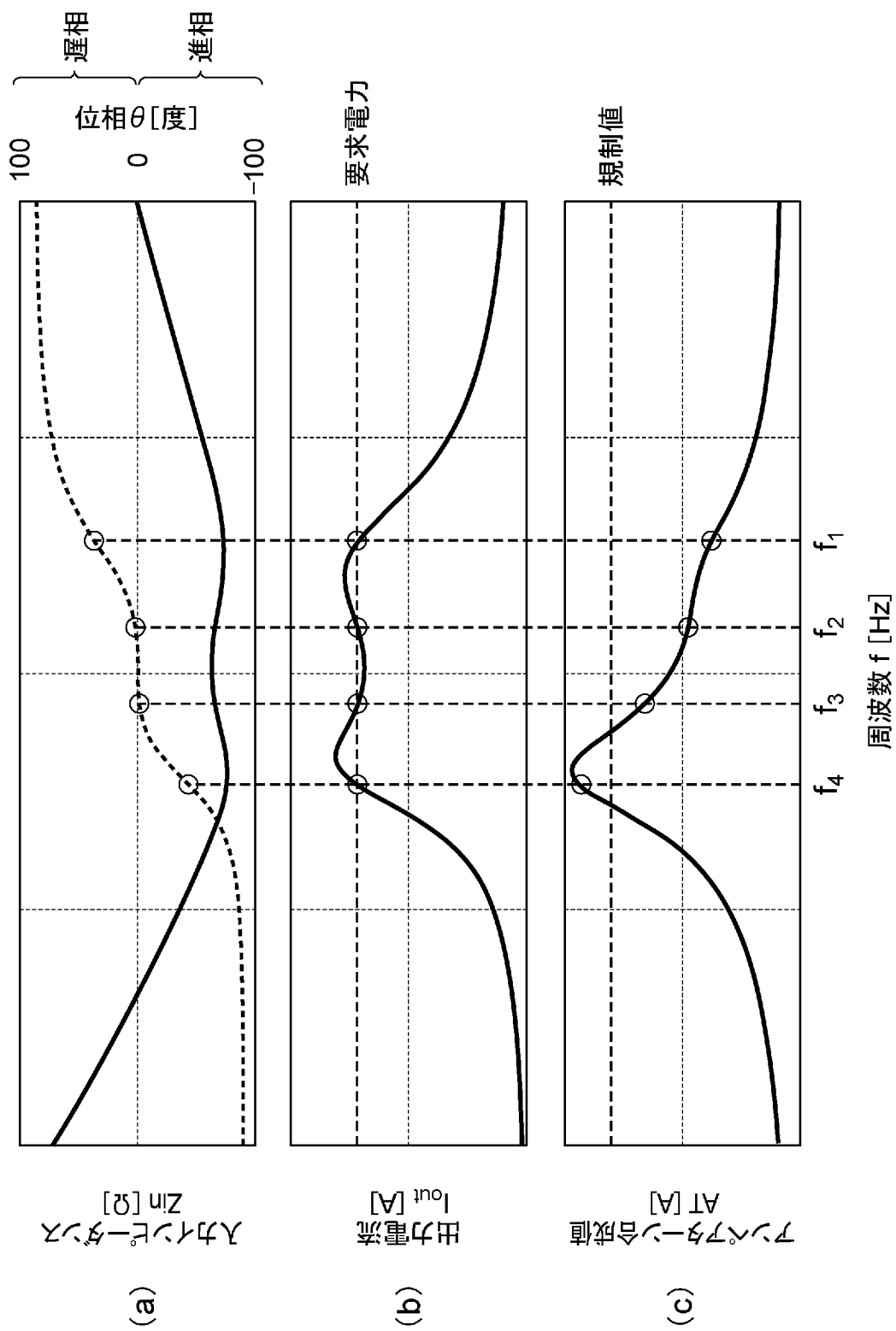
[図14]

図 14



[図15]

図 15

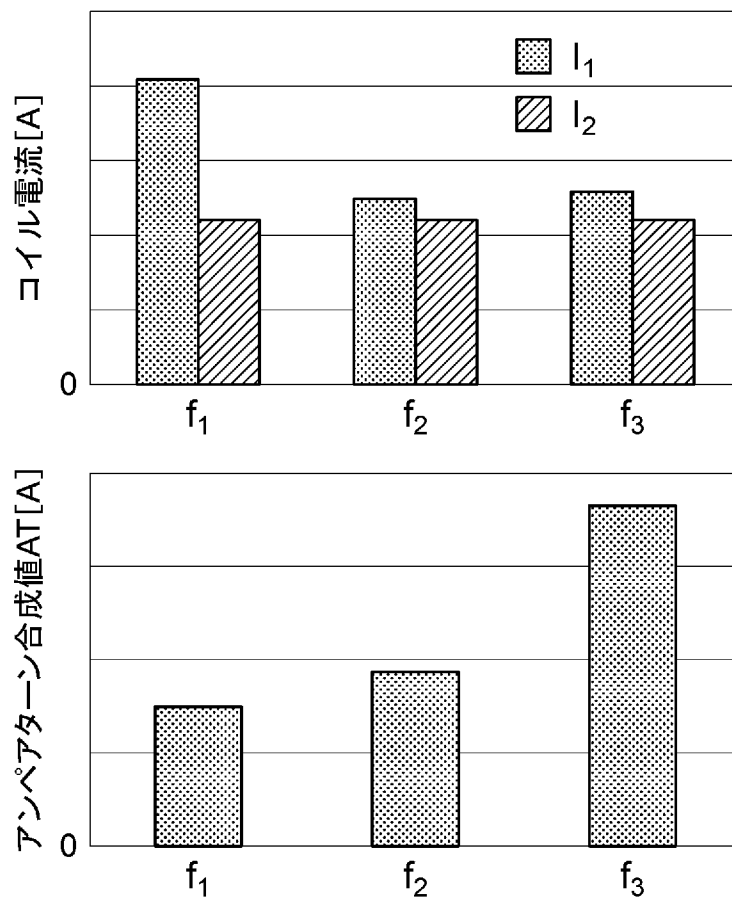


[図16]

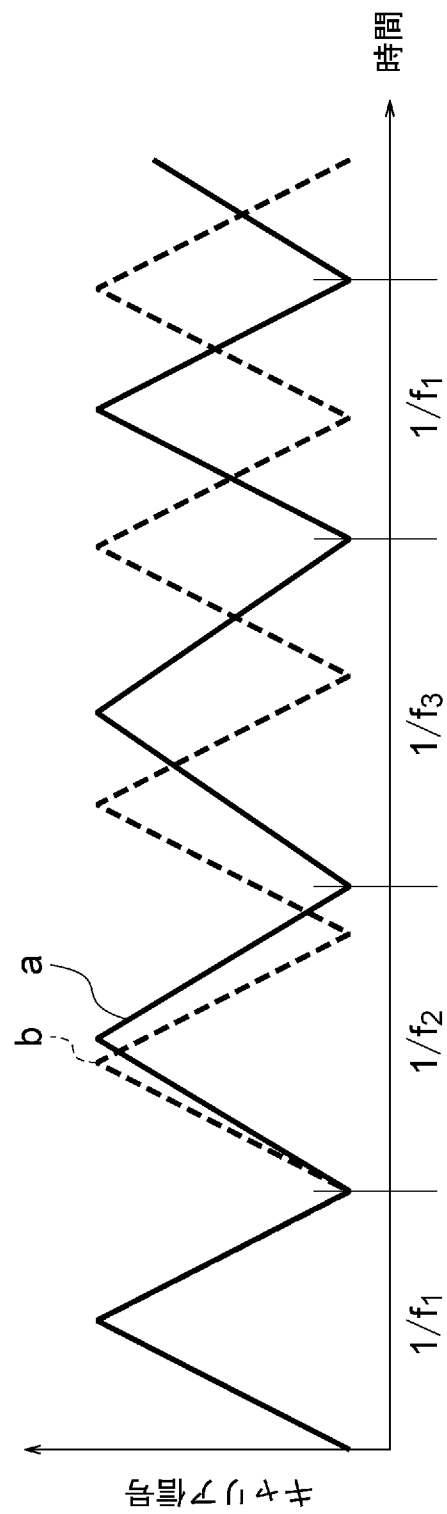
図 16

	f_1	f_2	f_3	f_4
位相	遅相	遅相	遅相	進相
規制値	OK	OK	OK	NG

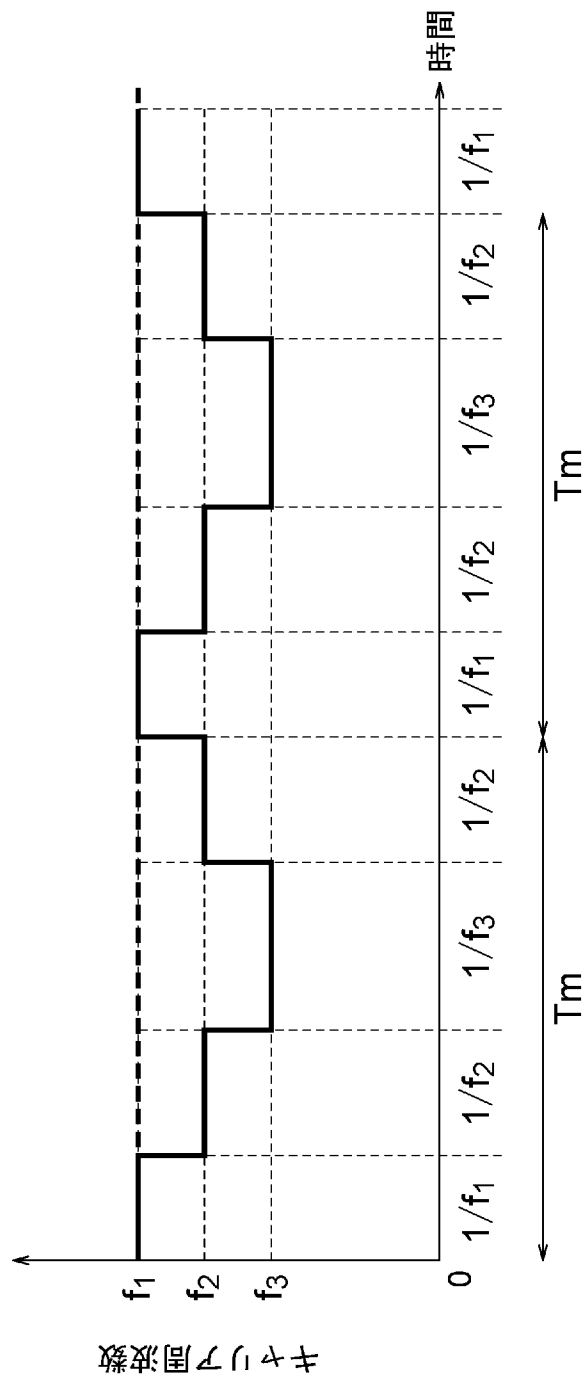
[図17]

図 17

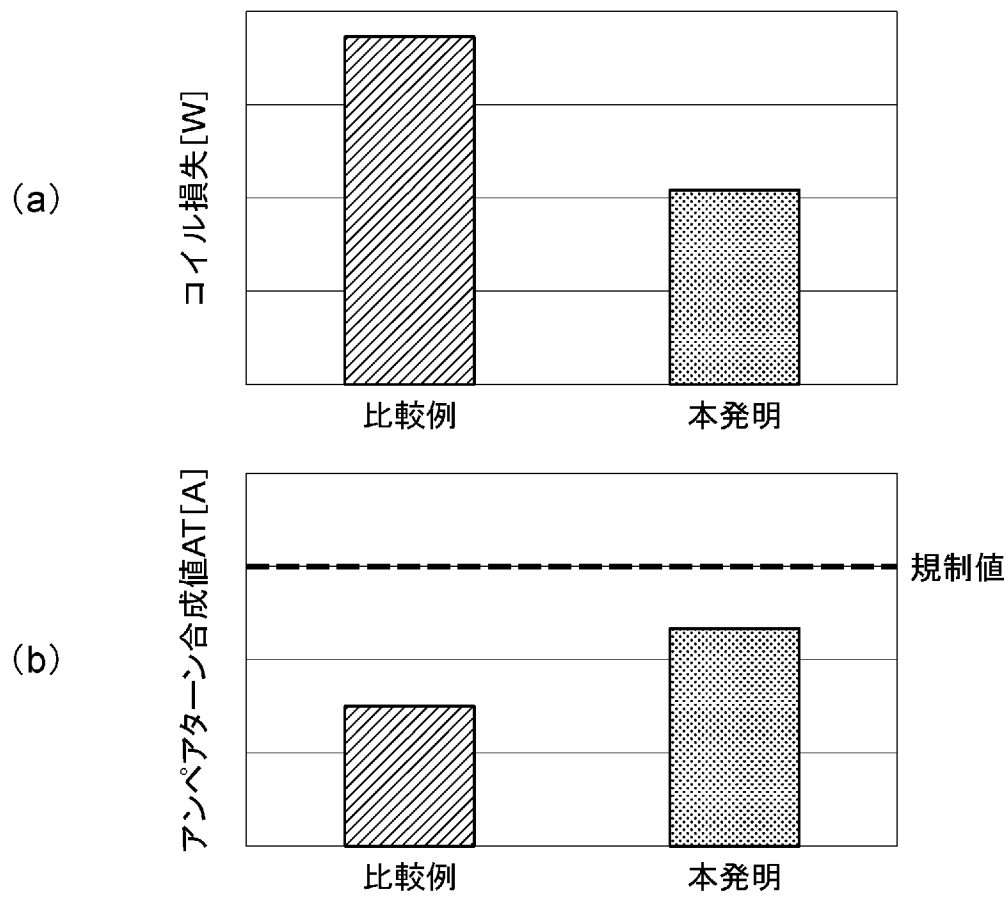
[図18]

図 18

[図19]

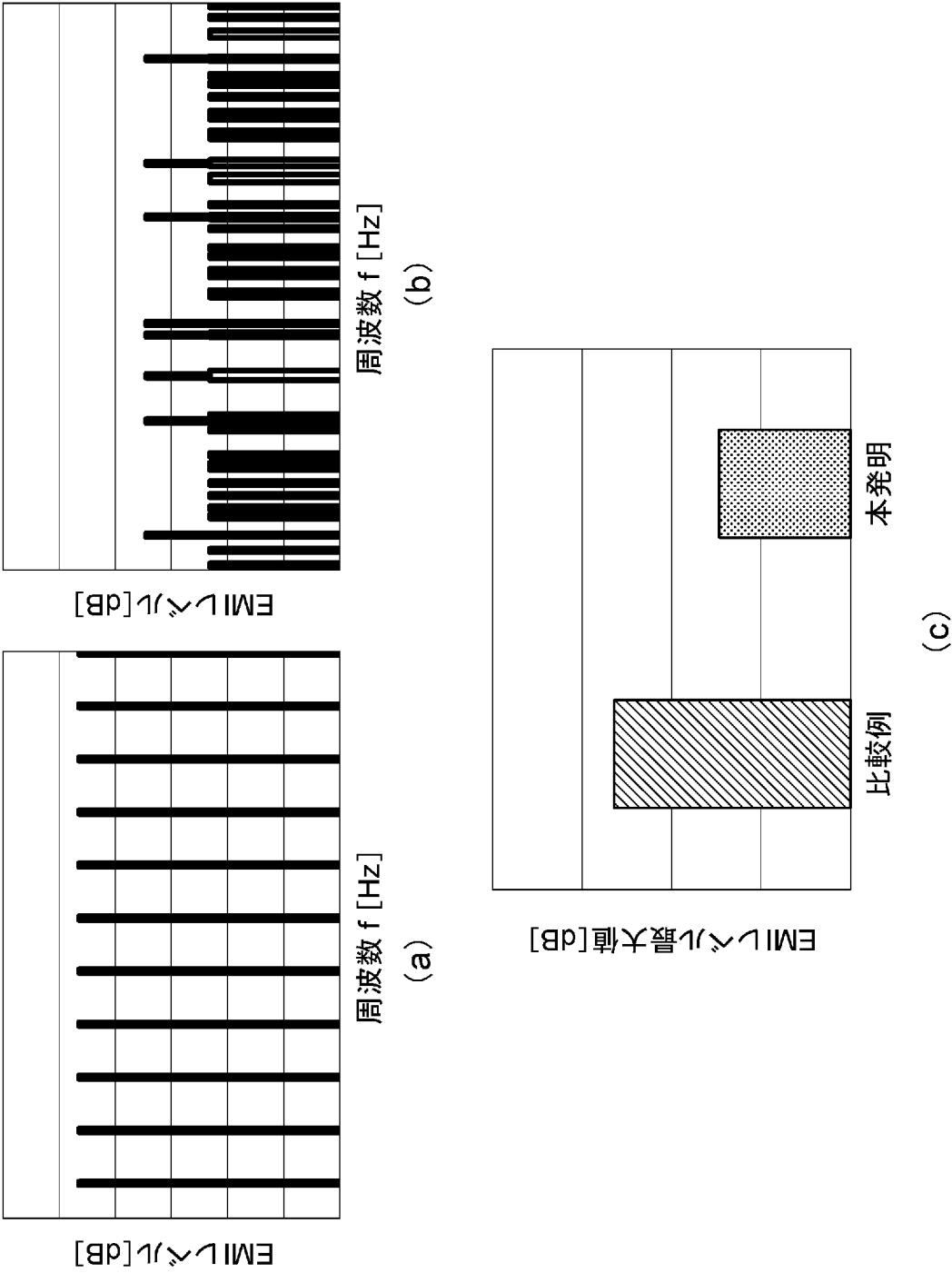
図 19

[図20]

図 20

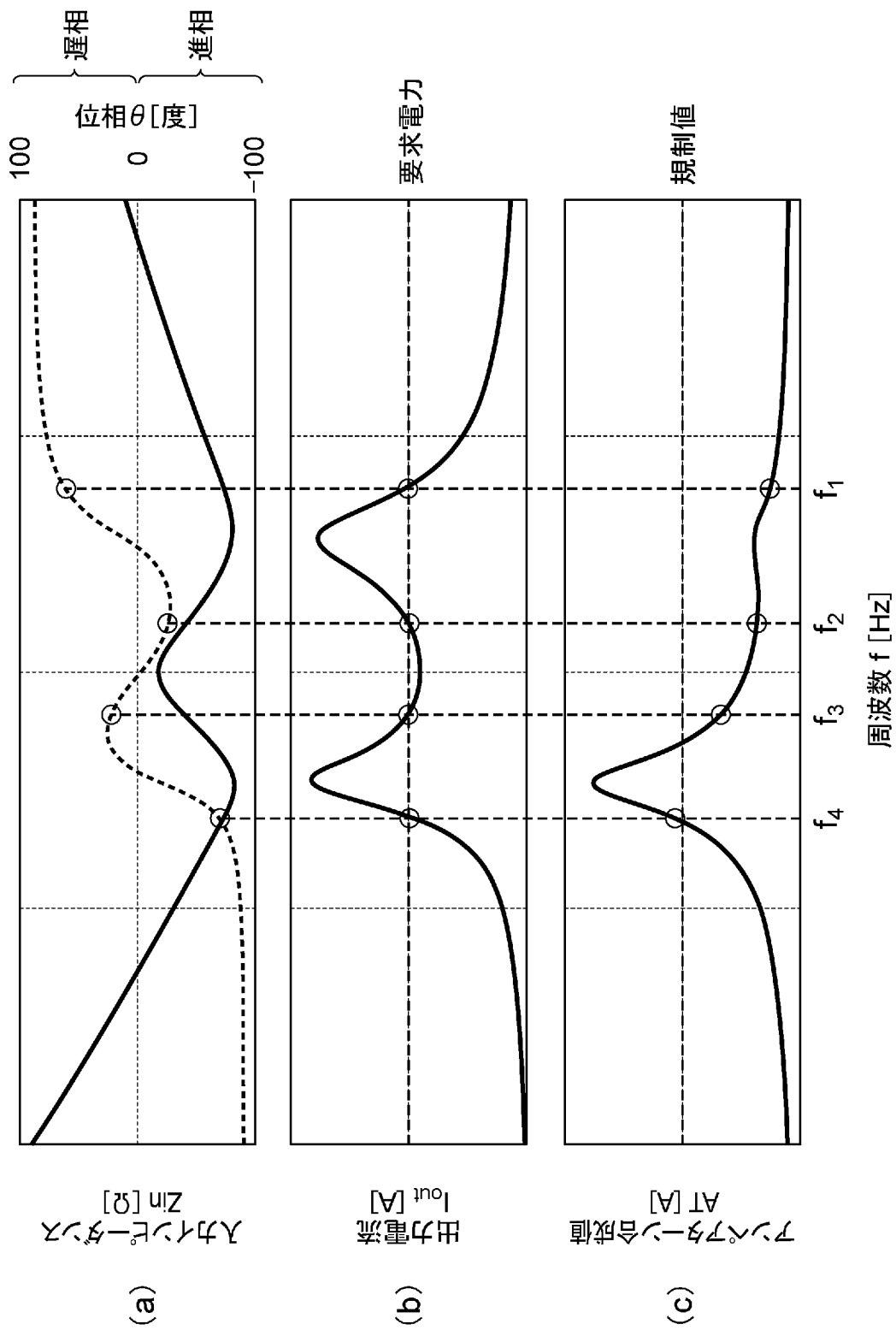
[図21]

図 21



[図22]

図 22

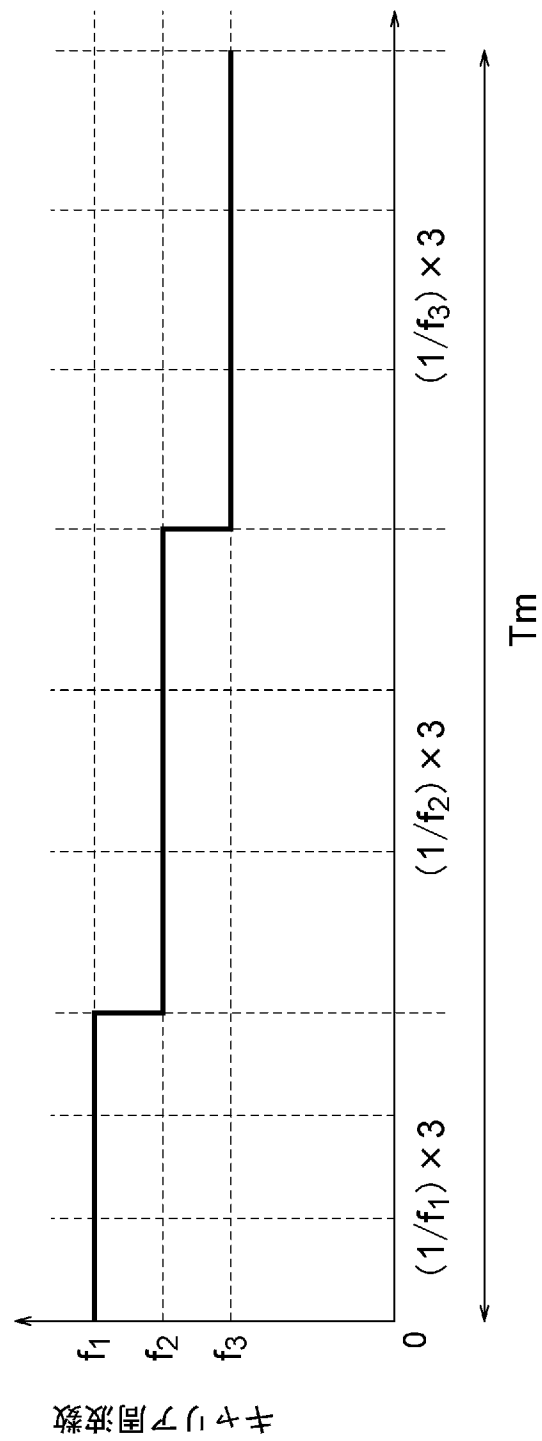


[図23]

図 23

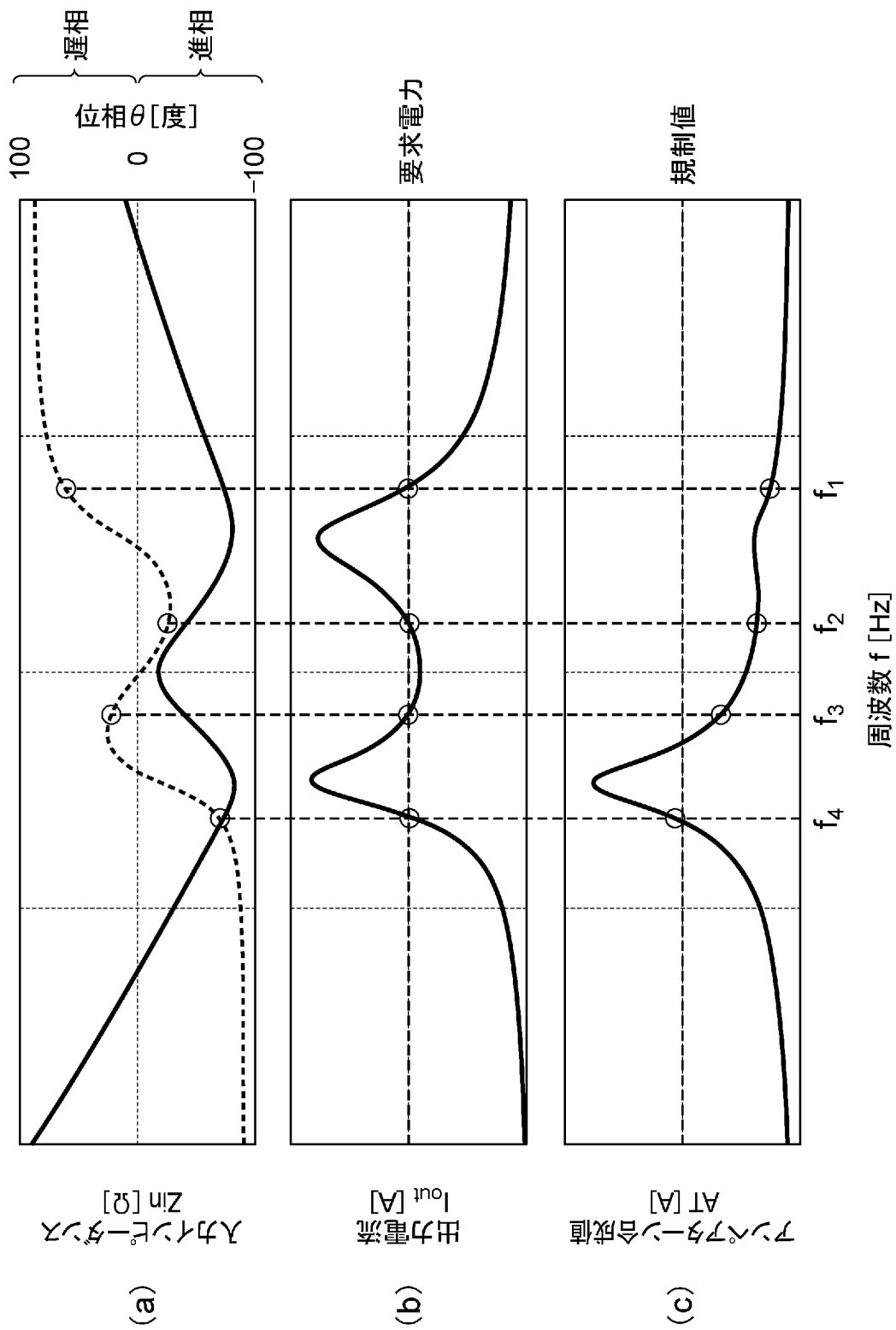
	f_1	f_2	f_3	f_4
位相	遅相	進相	遅相	進相
規制値	OK	OK	OK	NG

[図24]

図 24

[図25]

図 25



[図26]

図 26

	f_1	f_2	f_3	f_4
位相	遅相	進相	遅相	進相
規制値	OK	OK	OK	NG

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/068336

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H02J17/00(2006.01) 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) H02J17/00		
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 1996-2014 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2014 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2014		
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.
X A	JP 2006-278062 A (Matsushita Electric Works, Ltd.), 12 October 2006 (12.10.2006), paragraphs [0030] to [0033], [0063] to [0067]; fig. 3, 15 & US 2008/0157693 A1 & EP 1864554 A & WO 2006/103623 A1 & KR 10-2007-0116810 A & CN 101147428 A	1, 6-7 2-5
X A	WO 2012/093423 A1 (Panasonic Corp.), 12 July 2012 (12.07.2012), paragraphs [0021] to [0066]; fig. 4, 5 (Family: none)	1-3, 7 4-6
☒ 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 06 August, 2014 (06.08.14)		Date of mailing of the international search report 19 August, 2014 (19.08.14)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/068336

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-115369 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 18 April 2003 (18.04.2003), paragraphs [0027] to [0029] (Family: none)	1-7
A	JP 2010-154670 A (Seiko Epson Corp.), 08 July 2010 (08.07.2010), paragraph [0131] (Family: none)	1-7
A	JP 2011-166883 A (Sony Corp.), 25 August 2011 (25.08.2011), paragraphs [0082] to [0084] & US 2011/0193417 A1 & CN 102148537 A	1-7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H02J17/00(2006.01)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（I P C）） Int.Cl. H02J17/00			
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 1971-2014年 日本国実用新案登録公報 1996-2014年 日本国登録実用新案公報 1994-2014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	
X A	JP 2006-278062 A（松下電工株式会社）2006.10.12, 段落【0030】－【0033】、【0063】－【0067】、図3, 図15 & US 2008/0157693 A1 & EP 1864554 A & WO 2006/103623 A1 & KR 10-2007-0116810 A & CN 101147428 A	1, 6-7 2-5	
X A	WO 2012/093423 A1（パナソニック株式会社）2012.07.12, 段落【0021】－【0066】、図4, 図5（ファミリーなし）	1-3, 7 4-6	
☒ 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 06.08.2014		国際調査報告の発送日 19.08.2014	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（I S A / J P） 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） 坂本 聡生 電話番号 03-3581-1101 内線 3568	5 T 5379

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	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	JP 2003-115369 A (松下電器産業株式会社) 2003.04.18, 段落【0027】－【0029】 (ファミリーなし)	1－7
A	JP 2010-154670 A (セイコーエプソン株式会社) 2010.07.08, 段落【0131】 (ファミリーなし)	1－7
A	JP 2011-166883 A (ソニー株式会社) 2011.08.25, 段落【0082】－【0084】 & US 2011/0193417 A1 & CN 102148537 A	1－7