

(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
2013 年 9 月 19 日(19.09.2013)



(10) 国際公開番号
WO 2013/136755 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01) *H02M 7/48* (2007.01)
H02J 17/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/001540
- (22) 国際出願日: 2013 年 3 月 8 日(08.03.2013)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2012-059786 2012 年 3 月 16 日(16.03.2012) JP
- (71) 出願人: パナソニック株式会社 (PANASONIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真 1 〇 〇 6 番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 定方 秀樹 (SADAKATA, Hideki). 藤田 篤志 (FUJITA, Atsushi). 柏本 隆 (KASHIMOTO, Takashi). 別荘 大介 (BESSYO, Daisuke).
- (74) 代理人: 特許業務法人前田特許事務所 (MAEDA & PARTNERS); 〒5410053 大阪府大阪市中央区本町 2 丁目 5 番 7 号 大阪丸紅ビル 5 階 Osaka (JP).

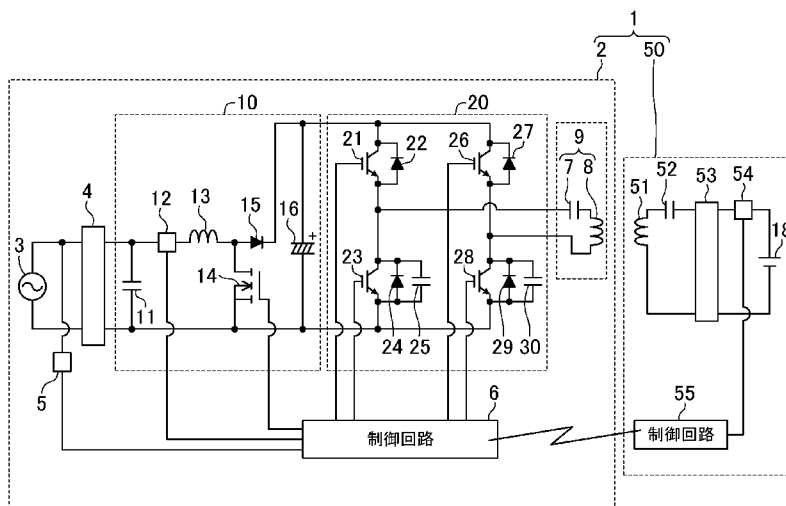
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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, 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: POWER FEED DEVICE OF INDUCTIVE CHARGING DEVICE

(54) 発明の名称: 非接触充電装置の給電装置



6, 55 Control circuit

(57) Abstract: A power feed device (2) of an inductive charging device (1) is provided with: a power factor correction circuit (10) that converts an AC power source into DC, and that corrects the power factor; a smoothing capacitor (16) that is connected to the output terminal of the power factor correction circuit; an inverter circuit (20) that has a plurality of switching elements (21, 23, 26, 28), and that generates an AC signal using the voltage of the smoothing capacitor as the power source; a power feed unit (9) that feeds power based on the AC signal to a power-receiving device (50); and a control circuit (6) that synchronizes the duty factor of the switching elements in the inverter circuit with the AC power source and modulates the duty factor. The control circuit controls the plurality of switching elements so that width fluctuations related to the modulation of the duty factor are asymmetrical.

(57) 要約: 非接触充電装置 (1) の給電装置 (2) は、交流電源 (3) を直流に変換し、力率を改善する力率改善回路 (10) と、力率改善回路の出力端に接続される平滑コンデンサ (16) と、平滑コンデンサの電圧を電源として、交流信号を発生するインバータ回路 (20) と、交流信号に基づく電力を受電装置 (50) に供給する電力供給部 (9) と、インバータ回路の各スイッチング素子の通電率を、交流電源に同期して変調する制御回路 (6) とを備え、制御回路は、通電率の変調に係る増減幅が非対称となるように複数のスイッチング素子を制御する。

6) と、複数のスイッチング素子 (21, 23, 26, 28) を有し、平滑コンデンサの電圧を電源として、交流信号を発生するインバータ回路 (20) と、交流信号に基づく電力を受電装置 (50) に供給する電力供給部 (9) と、インバータ回路の各スイッチング素子の通電率を、交流電源に同期して変調する制御回路 (6) とを備え、制御回路は、通電率の変調に係る増減幅が非対称となるように複数のスイッチング素子を制御する。

WO 2013/136755 A1

明 細 書

発明の名称：非接触充電装置の給電装置

技術分野

[0001] 本開示は、例えば電気推進車両（電気自動車やハイブリッド車）などに搭載される２次電池を非接触で充電する非接触充電装置に関する。

背景技術

[0002] 非接触で電力を伝送するための技術として、磁界、電界、電波などを用いる技術が開発されている。このような非接触電力伝送技術によって、給電装置と受電装置とを接続する配線が不要となるため、ユーザにとっては、接続の手間が省け、雨天時などの漏電や感電の心配がなくなる。

[0003] ところで、非接触電力伝送では、例えば高効率化のため、給電装置と受電装置との位置関係が重要となる。この問題に対処するため、従来、給電装置及び受電装置のそれぞれに交流信号を共振させる共振部を備えることで、給電装置と受電装置との位置関係の制約を低減する技術が提案されている（例えば、特許文献１参照）。

[0004] しかしながら、特許文献１に記載の技術の場合、給電装置から出力される給電電力には商用電源の周波数と同じ周波数の高調波成分が重畳する。その結果、給電装置の出力には高調波成分の電流リップルあるいは電圧リップルが発生し、受電装置の出力、すなわちバッテリーなどへの出力電流にもリップルが発生するといった課題がある。

[0005] また、従来、このような電気推進車両などを充電するために、電源と電気推進車両とを有線で接続する方式もある。有線方式では、バッテリーへの出力電流にリップルが発生したことを検知したときに高速にフィードバック制御をすることが可能である。ところが、非接触充電方式では、出力電流のリップルを検知したときに無線通信で給電側に通知することになるため、高速なフィードバック制御をすることが困難であるといった課題がある。

[0006] そこで、複数の平滑コンデンサを共有するように、直列接続された４段の

回路からなる3つの列回路（コンバータ）を並列接続し、各列回路毎に位相を $2\pi/3$ （rad）ずらして各列回路を駆動するようにしたものも提案されている（例えば、特許文献2参照）。この技術では、複数の平滑コンデンサへの充放電電流を列回路間で融通し合うことにより、電圧リプルを低減することができる。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特開2009-296857号公報

特許文献2：特開2008-263715号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 特許文献2に記載の構成の場合、平滑コンデンサの電圧リプルを低減することができるものの、列回路（コンバータ）を複数必要とすることから、給電装置の部品点数が多く、給電装置の大型化やコストアップを招き、給電損失が増加するという問題がある。

[0009] かかる点に鑑みて、本開示は、出力に生じるリプルを低減するとともに、小型化および低コスト化が可能で、かつ給電損失を極力抑制することができる、非接触充電装置の給電装置を提供することを課題とする。

課題を解決するための手段

[0010] 上記課題を解決するため本開示によって次のような解決手段を講じた。すなわち、受電装置に非接触で電力を供給する非接触充電装置の給電装置は、交流電源を直流に変換し、力率を改善する力率改善回路と、前記力率改善回路の出力端に接続される平滑コンデンサと、複数のスイッチング素子を有し、前記平滑コンデンサの電圧を電源として、前記各スイッチング素子をスイッチングすることによって交流信号を発生するインバータ回路と、前記インバータ回路の出力端に接続される、共振コンデンサ及び第1のインダクタを有し、前記交流信号に基づいて、当該第1のインダクタと前記受電装置に設

けられた第2のインダクタとの間に生じる電力を前記受電装置に供給する電力供給部と、前記電力供給部から前記受電装置に電力が供給されるときに、前記インバータ回路の前記各スイッチング素子の通電率を、前記交流電源に同期して変調する制御回路とを備え、前記制御回路は、前記通電率の変調に係る増減幅が非対称となるように前記複数のスイッチング素子を制御するものである。

発明の効果

[0011] 本開示によると、非接触充電装置の給電装置において、出力に生じるリップルを低減するとともに、小型化および低コスト化が可能で、かつ給電損失を抑制することができる。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]図1は、実施の形態1に係る非接触充電装置を示す回路図である。

[図2]図2は、図1に示す入力検知部の構成例を示す回路図である。

[図3]図3は、図1に示す同期信号発生部の構成例を示す回路図である。

[図4]図4は、図1の非接触充電装置と比較するための、従来の電力伝送システムの各部の波形図である。

[図5]図5は、図1に示すインバータ回路の通電率を変えた場合の、図1の非接触充電装置における各部の波形図である。

[図6]図6は、入力電力が高い場合におけるインバータ回路の動作波形図を拡大した図である。

[図7]図7は、入力電力が低い場合におけるインバータ回路の動作波形図を拡大した図である。

[図8]図8は、図1に示す給電装置の入力電流と Δ 通電率との関係を示す図である。

[図9]図9は、図1に示す給電装置の入力電力と通電率との関係を示す図である。

発明を実施するための形態

[0013] 本開示は、受電装置に非接触で電力を供給する非接触充電装置の給電装置

であって、交流電源を直流に変換し、力率を改善する力率改善回路と、力率改善回路の出力端に接続される平滑コンデンサと、複数のスイッチング素子を有し、平滑コンデンサの電圧を電源として、各スイッチング素子をスイッチングすることによって交流信号を発生するインバータ回路と、インバータ回路の出力端に接続される、共振コンデンサ及び第１のインダクタを有し、交流信号に基づいて、当該第１のインダクタと受電装置に設けられた第２のインダクタとの間に生じる電力を受電装置に供給する電力供給部と、電力供給部から受電装置に電力が供給されるときに、インバータ回路の各スイッチング素子の通電率を、交流電源に同期して変調する制御回路とを備え、制御回路は、通電率の変調に係る増減幅が非対称となるように複数のスイッチング素子を制御するものである。

[0014] また、制御回路は、交流電源から当該給電装置への入力が大きくなるにつれて、複数のスイッチング素子の通電率の変調量を大きくするものである。

[0015] さらに、制御回路は、通電率を変調するパターンが交流電源の２倍の周波数の略正弦波となるようにするものである。

[0016] この構成により、高い検知精度が要求されるフィードバック制御ではなく、フィードフォワード制御であっても、給電装置の出力リップルを低減することができる。その結果、受電装置の出力に生じるリップルの低減が可能となるとともに、給電装置には、第１のインダクタの出力を検知するための部品や平滑コンデンサの電圧を検知するための部品などが不要となる。したがって、給電装置の部品点数が少なくなり、給電装置の小型化および低コスト化を図ることができる。

[0017] 以下、本開示の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。なお、この実施の形態によって本開示が限定されるものではない。

[0018] （実施の形態１）

図１は、実施の形態１に係る非接触充電装置の回路図である。

[0019] 図１に示されるように、非接触充電装置１は、例えば駐車スペースに設置される給電装置２と、例えば電気推進車両に搭載される受電装置５０とを備

えている。給電装置 2 は、商用電源 3、第 1 の整流回路 4、同期信号発生部 5、給電装置 2 側の制御回路 6（以下、単に「制御回路 6」という）、電力供給部 9、力率改善回路 10、及びインバータ回路 20 を有する。

[0020] 受電装置 50 は、第 2 のインダクタ 51、第 2 の共振コンデンサ 52、第 2 の整流回路 53、負荷（例えばバッテリー）18、受電検知部 54、及び受電装置 50 側の制御回路 55（以下、単に「制御回路 55」という）を有する。

[0021] 以下、これらの回路ブロックの構成について説明する。

[0022] まず、力率改善回路 10 の構成について説明する。力率改善回路 10 は、商用電源 3 の力率を改善する回路である。具体的に、力率改善回路 10 は、バイパスコンデンサ 11、入力検知部 12、チョークコイル 13、第 1 のスイッチング素子 14（本実施の形態においては MOSFET : metal-oxide-semiconductor field-effect transistor）、第 1 のダイオード 15、及び、平滑コンデンサ（電解コンデンサ）16 を含んでいる。

[0023] 商用電源 3 は、例えば、低周波交流電源である 200V 商用電源であり、ブリッジダイオードと入力フィルタとを含む第 1 の整流回路 4 の入力端に接続される。

[0024] 第 1 の整流回路 4 の高電位側（正極側）の出力端子には、バイパスコンデンサ 11 の高電位側端子と入力検知部 12 とが接続される。入力検知部 12 の出力端子は、チョークコイル 13 の入力側端子が接続される。

[0025] チョークコイル 13 の出力側端子と第 1 のダイオード 15 のアノードとの接続ラインには、第 1 のスイッチング素子 14 の高電位側端子（ドレイン）が接続される。第 1 の整流回路 4 の低電位側（負極側）の出力端子には、バイパスコンデンサ 11 の低電位側端子と第 1 のスイッチング素子 14 の低電位側端子（ソース）と平滑コンデンサ 16 の低電位側端子とが接続される。また、平滑コンデンサ 16 の高電位側端子は、第 1 のダイオード 15 のカソードに接続される。

[0026] 以上のように構成された力率改善回路 10 には、第 1 の整流回路 4 の出力

電圧が直流電源として入力される。具体的に、第1の整流回路4の出力電圧は、まず、バイパスコンデンサ11により電圧の変動が抑制される。そして、第1のスイッチング素子14のオンオフ動作とチョークコイル13とによって、第1の整流回路4の出力電圧は、そのピーク値よりも大きい値を有する直流電圧である任意の電圧に昇圧される。この昇圧された電圧は、平滑コンデンサ16の両端に供給されて平滑化される。

[0027] 本実施の形態においては、力率改善回路10を高周波動作させて力率改善効果を高めるために、スイッチング速度が速いMOSFETを第1のスイッチング素子14として使用している。この場合、MOSFETに逆向きにダイオードが付帯してもよいが、このダイオードが無くても本実施の形態の基本動作に何ら影響を与えないため、図には記載していない。平滑コンデンサ16の出力電圧は、インバータ回路20の入力端子間に供給される。

[0028] インバータ回路20の入力端子は力率改善回路10の出力端子、つまり平滑コンデンサ16の両端に接続される。平滑コンデンサ16の両端には、直列接続された、第2及び第3のスイッチング素子21、23と、直列接続された、第4及び第5のスイッチング素子26、28とが、並列に接続される。

[0029] 第2及び第3のスイッチング素子21、23には、それぞれ第2及び第3のダイオード22、24が逆並列に接続される。具体的には、スイッチング素子の高電位側端子（コレクタ）とダイオードのカソードとが接続される。また、第3のスイッチング素子23には、スナバコンデンサ25が並列に接続される。なお、スナバコンデンサ25は、第2のスイッチング素子21に並列に接続されていてもよい。

[0030] 同様に、第4及び第5のスイッチング素子26、28には、それぞれ第4及び第5のダイオード27、29が逆並列に接続される。具体的には、スイッチング素子の高電位側端子（コレクタ）とダイオードのカソードとが接続される。また、第5のスイッチング素子28には、スナバコンデンサ30が並列に接続されている。なお、スナバコンデンサ30は、第4のスイッチン

グ素子 26 に並列に接続されていてもよい。

[0031] さらに、第 2 のスイッチング素子 21 と第 3 のスイッチング素子 23 との接続ラインと、第 4 のスイッチング素子 26 と第 5 のスイッチング素子 28 との接続ラインには、電力供給部 9 が接続される。

[0032] インバータ回路 20 は、第 2 ～第 5 のスイッチング素子 21, 23, 26, 28 をスイッチングすることによって交流信号を生成し、電力供給部 9 に出力する。

[0033] 電力供給部 9 は、第 1 の共振コンデンサ 7 と第 1 のインダクタ 8 とを直列接続して構成することができる。

[0034] 第 2 のインダクタ 51 は、例えば電気推進車両の移動に伴い、第 1 のインダクタ 8 と対向するように配置される。これにより、電力供給部 9 は、インバータ回路 20 から出力される交流信号に基づいて第 1 及び第 2 のインダクタ 8, 51 の間に生じる電力を、受電装置 50 に供給することができる。

[0035] また、第 2 のインダクタ 51 の高電位側には、第 2 の共振コンデンサ 52 が接続される。第 2 のインダクタ 51 の低電位側と第 2 の共振コンデンサ 52 との間には、平滑フィルタを内包する第 2 の整流回路 53 が接続される。そして、第 2 の整流回路 53 の高電位側に受電検知部 54 が接続され、受電検知部 54 と第 2 の整流回路 53 の低電位側との間には負荷としての例えばバッテリー 18 が接続される。

[0036] 次に、入力検知部 12 の具体例について図 2 を用いて説明する。図 2 は、図 1 に示す入力検知部の構成例を示す回路図である。

[0037] 入力検知部 12 は、図 2 に示されるように、電流検知部 31、電圧検知部 32、及び電力演算部 33 で構成されている。電力演算部 33 は制御回路 6 に接続される。なお、電流または電圧のいずれか一方で入力電力が推定できる場合は、電流検知部 31 および電圧検知部 32 のいずれか一方を設けていればよい。

[0038] 図 3 は、図 1 に示す同期信号発生部の構成例を示す回路図である。同期信号発生部 5 は、図 3 に示されるように、複数の抵抗素子 34, 35, 36,

37とトランジスタ38で構成される。同期信号発生部5は、商用電源3の周波数と同期した周波数の信号を生成して制御回路6に出力する。図3中のV_{dd}は制御回路6の制御電圧である。

[0039] 具体的に、同期信号発生部5は、商用電源3の出力が正の半波である期間は、トランジスタ38がオンするため、略0V (=LOW) となり、商用電源3の出力が負の半波である期間はトランジスタ38がオフするため、V_{dd} (=HIGH) となる同期信号を制御回路6に出力する。

[0040] 制御回路6はこの同期信号に同期して、インバータ回路20に対する変調制御を行う。なお、後述するがこの同期信号はトランジスタ38のオンオフによる遅延時間を含んでおり、その遅延時間は、商用電源3に対して $\Delta\theta$ である。

[0041] なお、受電検知部54については詳述しないが、受電検知部54は、入力検知部12と同様の構成であってもよい。

[0042] 次に、制御回路6の構成について説明する。制御回路6は、無線通信により、制御回路55から、受電装置50に供給すべき電力値を示す電力指令値を受信する。制御回路6は、入力検知部12が検知する入力電流に基づく電力と、受信した電力指令値とを比較し、電力指令値に相当する電力を出力できるようにインバータ回路20の第2及び第3のスイッチング素子21, 23と第4及び第5のスイッチング素子26, 28、ならびに、力率改善回路10の第1のスイッチング素子14を駆動制御する。なお、制御回路6によって第1のスイッチング素子14を制御するのではなく、第1のスイッチング素子14を制御するための専用の制御ICを用いてもよい。

[0043] 制御回路55は、受電検知部54が検知したバッテリー18の残電圧に応じて電力指令値を決定し、その電力指令値を無線通信により制御回路6に送信する。また、給電装置2が動作しているとき、制御回路55は、バッテリー18に過電流や過電圧がかからないように、受電検知部54によって検知された受電電力に基づいて、制御回路6への電力指令値を変更する。

[0044] 本実施の形態に係るバッテリー18には、電気推進車両用のバッテリーを

用いている。バッテリーを充電する場合、バッテリーの残電圧以上の電圧を供給して充電するが、給電電圧がバッテリーの残電圧を超えると、急激に充電電流が流れる。このことは、給電装置からみた負荷のインピーダンスがバッテリーの残電圧や給電電圧によって大きく変動することを意味している。

[0045] 以上のように構成された非接触充電装置 1 の動作を以下説明するが、まず、特許文献 1 に記載の電力伝送システムにおける各部の電圧波形、電流波形等を、図 4 を参照しながら説明する。ただし、本実施の形態に係る非接触充電装置 1 と、特許文献 1 に記載の電力伝送システムとは、当然のことながら構成が異なっている。図 4 において、「第 1 の整流回路 4 の出力電圧」、「力率改善回路 10 の出力電圧」等と記載しているのは、本実施の形態に係る非接触充電装置 1 と、特許文献 1 に記載の電力伝送システムとを比較するためであり、特許文献 1 に記載の電力伝送システムにおける対応部位の出力電圧等を示すためである。

[0046] 図 4 (a) は、商用電源 3 の交流電圧の波形を示す模式図であり、図 4 (b) は、直流電源の出力電圧の波形、すなわち第 1 の整流回路 4 の出力電圧の波形を示す模式図である。この電圧は、力率改善回路 10 に入力され、昇圧された後に平滑コンデンサ 16 に出力される。

[0047] 図 4 (c) は、平滑コンデンサ 16 に印加される電圧の波形、すなわち力率改善回路 10 の出力電圧の波形であり、かつインバータ回路 20 の入力電圧の波形を示す模式図である。

[0048] 図 4 (d) は、第 1 のインダクタ 8 に発生する高周波電流の波形を示す模式図であり、図 4 (e) は、給電装置 2 から受電装置 50 に給電される電力の波形を示す模式図である。

[0049] 図 4 (f) は、第 2 の整流回路 53 の出力電流の波形、すなわち負荷 18 の入力電流の波形を示す模式図である。

[0050] また、図 4 (g) 及び (h) は、それぞれ、インバータ回路 20 の通電率（デューティ比）及び動作周波数を示す模式図である。

[0051] 一方、図 5 は、本実施の形態に係る非接触充電装置の各部の電圧波形、電

流波形等を示しており、図5（a）～（h）は、図4（a）～（h）にそれぞれ対応している。なお、従来の技術では、図4（g）及び（h）に示すように、インバータ回路20の通電率（デューティ比）及び動作周波数はともに一定である。

[0052] まず、力率改善回路10の動作について説明する。

[0053] 図5（a）に示す商用電源3の出力は、第1の整流回路4によって全波整流され、図5（b）の電圧波形に示されるような直流電源が形成される。この直流電源は、力率改善回路10の入力端子間に供給される。力率改善回路10において、この直流電源の電圧の瞬時値の大きさが平滑コンデンサ16の電圧よりも小さい場合に、力率改善回路10に含まれる第1のダイオード15及び第1の整流回路4のブリッジダイオードがターンオンできずに入力電流波形が歪み、力率が著しく低くなる。このとき、制御回路6が、第1のスイッチング素子14をターンオン・オフさせることにより、力率改善回路10における力率が改善される。

[0054] 第1のスイッチング素子14がターンオンしている状態では、商用電源3からチョークコイル13にエネルギーが蓄えられる。その後、第1のスイッチング素子14がターンオフすると、チョークコイル13に蓄えられたエネルギーが第1のダイオード15を介して、平滑コンデンサ16に供給される。これにより、商用電源3からチョークコイル13を介して入力電流が流れるようになり、商用電源3側から歪んだ入力電流が流れないようにする。

[0055] また、本実施の形態では、力率改善回路10は、力率改善機能だけでなく、昇圧機能も同時に有する。このため、図5（c）に示されるように、平滑コンデンサ16の電圧は、そのピーク値が商用電源3のピーク値、すなわち直流電源のピーク値である力率改善回路10の入力電圧のピーク値よりも高い電圧となり、平滑コンデンサ16を介してインバータ回路20に供給される。この平滑コンデンサ16の電圧には、図5（c）に示すように、力率改善回路10の目標出力電圧 V_{pf} に商用電源3の2倍の周波数の電圧リップルが発生する。

- [0056] なお、図4（a）～（c）及び図5（a）～（c）を比較すれば分かるように、特許文献1に記載の電力伝送システムと本実施の形態に係る非接触充電装置1とにおける商用電源3の交流電圧波形、第1の整流回路4の出力電圧波形、及び、力率改善回路10の出力電圧波形に大きな違いはない。
- [0057] 次に、インバータ回路20の動作について説明する。
- [0058] 力率改善回路10の出力端間に接続された平滑コンデンサ16の両端に、平滑化されて出力された直流電圧は、インバータ回路20に供給される（図5（C）参照）。
- [0059] インバータ回路20において、第2及び第3のスイッチング素子21，23のオンオフ、ならびに第4及び第5のスイッチング素子26，28のオンオフによって、第1の共振コンデンサ7と第1のインダクタ8に、図5（d）に示されるように所定の周波数の高周波電流が発生する。
- [0060] 第2及び第3のスイッチング素子21，23のオンオフ制御、ならびに第4及び第5のスイッチング素子26，28のオンオフ制御は、制御回路6が第2～第5のスイッチング素子21，23，26，28のゲートにオン信号あるいはオフ信号を加えることで行われる。
- [0061] 図6は、入力電力が高い場合におけるインバータ回路の動作波形図を拡大した図であり、図7は、入力電力が低い場合におけるインバータ回路の動作波形図を拡大した図である。
- [0062] 図6及び図7において、（a）は、第2及び第5のスイッチング素子21，28、ならびに第2及び第5のダイオード22，29に流れる電流、（b）は、第3及び第4のスイッチング素子23，26、ならびに第3及び第4のダイオード23，27に流れる電流、（c）は、第2及び第5のスイッチング素子21，28の電圧、（d）は、第2及び第5のスイッチング素子21，28のゲート電圧、（e）は、第3及び第4のスイッチング素子23，26のゲート電圧を示している。
- [0063] また、図6及び図7における（f）は、第1のインダクタ8に流れる電流 I_L1 を示している。図6及び図7の（f）において、スイッチング周期の

うち、T_{on}期間中は第2及び第5のスイッチング素子21, 28、ならびに第2及び第5のダイオード22, 29に電流が流れる。一方、スイッチング周期の残りの期間中（図中のT_{off} - T_{on}）は、第3及び第4のスイッチング素子23, 26、ならびに第3及び第4のダイオード24, 27に電流が流れる。後述するデッドタイムT_dの間中は第1のインダクタ8と第1の共振コンデンサ7とスナバコンデンサ25, 30の共振電流が流れる。

[0064] 図6及び図7に示されるように、直列接続された第2及び第3のスイッチング素子21, 23には排他的に通電される。また、第4及び第5のスイッチング素子26, 28には、第2及び第3のスイッチング素子21, 23の駆動信号と位相がずれた駆動信号によって排他的に通電される。

[0065] すなわち、第2のスイッチング素子21と第5のスイッチング素子28とは同期してオンオフ制御され、第2のスイッチング素子21と第5のスイッチング素子28とがオンのときに、第3のスイッチング素子23と第4のスイッチング素子26とがオフ制御される。また、第2のスイッチング素子21と第5のスイッチング素子28とがオフのときに、第3のスイッチング素子23と第4のスイッチング素子26とがオン制御される。このように、第3のスイッチング素子23と第4のスイッチング素子26とは同期してオンオフ制御される。

[0066] なお、デッドタイムT_dは、第2のスイッチング素子21と第3のスイッチング素子23とが同時にオンしないように、また第4のスイッチング素子26と第5のスイッチング素子28とが同時にオンしないように、第2及び第4のスイッチング素子21, 26のオン期間と第3及び第5のスイッチング素子23, 28のオン期間とが重ならないように設定される。

[0067] まず、第2及び第5のスイッチング素子21, 28がオン状態からオフ状態になる場合について説明する。第1のインダクタ8と第1の共振コンデンサ7とスナバコンデンサ25の共振によって、スナバコンデンサ25が徐々に放電する。そのため、第2及び第5のスイッチング素子21, 28は零ボ

ルトスイッチング（ZVS）ターンオフ動作を行う。また、このときスナバコンデンサ30が充電される。そして、スナバコンデンサ25が放電しきると、第3及び第4のダイオード24，27がオンする。第3及び第4のダイオード24，27がオンしている期間中に、第3及び第4のスイッチング素子23，26のゲートにオン信号が加えられ、所定の時間が経過すると、第1のインダクタ8の共振電流の向きが反転し、第3のダイオード24がターンオフする。その後、第3及び第4のスイッチング素子23，26に電流が転流し、第3及び第4のスイッチング素子23，26はZVS及び零電流スイッチング（ZCS）ターンオン動作を行う。

[0068] 次に、第3及び第4のスイッチング素子23，26がオン状態からオフ状態になる場合について説明する。第1のインダクタ8と第1の共振コンデンサ7とスナバコンデンサ30の共振によって、スナバコンデンサ30が徐々に放電する。そのため、第3及び第4のスイッチング素子23，26はZVSターンオフ動作を行う。また、このときスナバコンデンサ25が充電される。スナバコンデンサ30が放電しきると、第2及び第5のダイオード22，29がオンする。第2及び第5のダイオード22，29がオンしている期間中に第2及び第5のスイッチング素子21，28のゲートにオン信号が加えられ、所定の時間が経過すると、第1のインダクタ8の共振電流の向きが反転し、第5のダイオード29がターンオフする。その後、第2及び第5のスイッチング素子21，28に電流が転流し、第2及び第5のスイッチング素子21，28はZVS及びZCSターンオン動作を行う。

[0069] 以上のように、インバータ回路20は動作する。

[0070] 本実施の形態では、平滑コンデンサ16を短絡しないように、例えば約2 μ sのデッドタイムTdが設定され、第2及び第5のスイッチング素子21，28、ならびに第3及び第4のスイッチング素子23，26が交互にオンオフ制御される。

[0071] また、図5（h）に示されるように、第2～第5のスイッチング素子21，23，26，28の駆動（動作）周波数を一定にしつつ、図5（g）に示

されるように、通電率（デューティ比）を制御することで高周波電力を制御している。なお、ここでいう「通電率」とは、図6及び図7に示されるように、第2及び第5のスイッチング素子21, 28（あるいは第3及び第4のスイッチング素子23, 26）のオンオフの1周期に要する時間に対する第2及び第5のスイッチング素子21, 28（あるいは第3及び第4のスイッチング素子23, 26）のオン時間の比として定義している。

[0072] 図4に示される従来例の場合、図4（c）に示されるように、商用電源3の周波数が60Hzである場合、インバータ回路20には、周波数が2倍の120Hzである電圧リプルを含む入力電圧が印加される。これにより、図4（d）に示されるように、第1のインダクタ8の電流には電流リプルが発生する。したがって、給電電力（送電電力）は、図4（e）に示されるように変動し、結果として、図4（f）に示されるように、負荷18の入力電流には120Hzの電流リプルが発生することになる。これは、商用電源3の周波数が50Hzであっても同様であり、その場合、負荷18には100Hzの電流リプルが発生する。

[0073] これに対して、本実施の形態では、入力検知部12が検知した商用電源3からの入力電流に基づいて決定される変調量である Δ 通電率（図5、図8を参照）で、第2～第5のスイッチング素子21, 23, 26, 28の通電率（デューティ比）を制御回路6によって、商用電源3の出力と同期して変調している。また、通電率（デューティ比）を変調する際に、通電率の増加幅（ Δ 通電率+）が減少幅（ Δ 通電率-）以上となるように変調している。このように変調することで、第1のインダクタ8を流れる電流及び給電装置側の給電電力を図5（d）及び（e）に示されるように、略一定にすることが可能となる。また、インバータ回路20の第2～第5のスイッチング素子21, 23, 26, 28のスイッチング損失を少なくすることができる。

[0074] さらに、図4、図7、図9を参照して詳述する。図4（e）に示すように、送電電力には、正負対象にリプルが発生する。このリプルを略一定にするためには、通電率（デューティ比）を変調して、増加する電力量と減少する

電力量を一致させる必要がある。

[0075] 図7(a)に示すように、第2及び第5のスイッチング素子21, 28の通電率が低い、つまり通電時間 T_{on} が短い場合、図7(b)に示すように、第3のスイッチング素子23及び第4のスイッチング素子26の通電時間が長く、ターンオフ時に流れる電流が少なくなる。したがって、前述したようなスナバコンデンサ25, 30の充放電が十分にできなくなり、図7(a)に示すように、第2のスイッチング素子21及び第5のスイッチング素子28は、スナバコンデンサ25, 30の残存電圧を短絡するために、スイッチング損失が増加するモードで動作する。

[0076] すなわち、例えば、図9における範囲Aで示す通電率でインバータ回路20を動作させる場合、インバータ回路20は、損失増加の動作モードとなる。

[0077] しかしながら、通電率（デューティ比）と入力電力とは、図9に示すように、通電率が50%のときに入力電力が飽和するという関係にある。従って、 Δ 通電率 $+$ と Δ 通電率 $-$ とを同じ値で変調する場合には、図9に示す通電率aのように、通電率に対する入力電力特性曲線が略直線となる範囲（範囲B）で、第2～第5のスイッチング素子21, 23, 26, 28を動作させると制御性を簡略化することができる。

[0078] これに対して、本実施の形態においては、図9に示す通電率bを基準として、図8に示すように Δ 通電率 $+$ が Δ 通電率 $-$ 以上となるように、つまり増減幅が非対称となるように、第2～第5のスイッチング素子21, 23, 26, 28の通電率を変調するようにしている。したがって、通電率bで変調した場合でも増減する電力量を一致させることが可能となり、スイッチング損失が少ないモードでの動作が可能であり、かつ給電装置2の出力における商用電源3の2倍の周波数で生じる、電流リップル及び電圧リップルを低減することが可能となる。また、図8に示す Δ 通電率 $+$ 及び Δ 通電率 $-$ は、商用電源3の周波数によらず一定でよいので、変調を簡略に行うことが可能となる。

- [0079] また、図5（c）に示される平滑コンデンサ16の電圧リップルは、入力電力が大きくなるほど増加する。そのため、本実施の形態では、制御回路6は、図8に示すように入力電流が大きくなるほど Δ 通電率が大きくなるようにインバータ回路20を制御する。制御回路6は、図8に示されるような入力電流と Δ デューティ比との関係情報を保有しており、入力電流に応じてフィードフォワード制御することが可能である。
- [0080] さらに、制御回路6は、図5（i）に示す同期信号発生部5の出力信号に基づいて、商用電源3の出力に同期して通電率を変調するものである。これにより、商用電源3に同期して発生する、図5（c）に示す平滑コンデンサ16の電圧リップルを相殺するように変調することが可能となり、受電装置50の出力に生じる電流リップルを精度良く抑制することが可能となる。
- [0081] また、同期信号発生部5の出力には、商用電源3の周期に対して、図5（i）に示す遅延時間 $\Delta\theta$ が含まれるため、制御回路6は、この遅延時間 $\Delta\theta$ を補正して変調する。この遅延時間 $\Delta\theta$ は、入力電力等によらず固定でよいため、制御回路6における遅延時間 $\Delta\theta$ の補正処理は容易である。
- [0082] また、図6及び図7に示されるように、入力電力が高い時は、低い時に比べて、通電率が大きくなるように設定される（入力電力が高い時の通電率は例えば40～50%、低い時の通電率は例えば20%～30%）。そして、図5（c）に示されるように、力率改善回路10の出力電圧に電圧リップルがある場合、電圧が高い時には通電率が小さく、電圧が低い時には通電率が大きく設定されるように（図5（g）参照）、制御回路6は、第2～第5のスイッチング素子21，23，26，28を変調する。これにより、第1のインダクタ8に流れる電流及び受電装置50に供給される給電電力を略一定にすることができる（図5（e）参照）。
- [0083] 充電動作が開始されると、制御回路55は、受電検知部54が検知したバッテリーの残電圧に応じて、充電電流、電圧、電力などの指令値を決定する。そして、制御回路55は、決定した指令値（例えば上述した電力指令値）を無線通信により制御回路6に送信する。また、充電中においても、制御回

路 5 5 は、充電電流、電圧、電力などの情報を無線通信により制御回路 6 に送信する。これにより、制御回路 6 は、受信した情報に基づいて、受電装置 5 0 に供給すべき充電電流、電圧、電力などを制御する。

[0084] また、受電装置 5 0 において、第 2 のインダクタ 5 1 および第 2 の共振コンデンサ 5 2 を共振させることにより、第 1 のインダクタ 8 と第 2 のインダクタ 5 1 との間の電力伝送効率を高めることができる。これは、第 2 のインダクタ 5 1 のうち、第 1 のインダクタ 8 と磁気結合できない漏れインダクタンスによるインピーダンス成分を第 2 の共振コンデンサ 5 2 で打ち消すことができるため、2 次側（受電側）のインピーダンスを下げることができ、結果として、電力を伝送しやすくなると言うことができる。なお、第 2 の共振コンデンサ 5 2 を省略してもよい。

[0085] 制御回路 6 は制御回路 5 5 からの電力指令値を受信すると、上述した動作を行い、電力指令値と入力検知部 1 2 の検知結果が一致するように、力率改善回路 1 0 とインバータ回路 2 0 を駆動制御する。

[0086] なお、本実施の形態において、制御回路 6 は、入力検知部 1 2 で検知した電流値に基づいて第 2 ～第 5 のスイッチング素子 2 1, 2 3, 2 6, 2 8 を制御するようにしたが、入力検知部 1 2 で検知した入力電力に基づいて変調量を決定してもよい。

[0087] また、本実施の形態では、通電率の増加幅が減少幅以上となるようにインバータ回路 2 0 を制御する場合について説明したが、通電率の減少幅が増加幅よりも大きくなるように制御してもよい。

産業上の利用可能性

[0088] 本発明に係る非接触充電装置の給電装置は、商用電源の周波数に起因する高調波成分の電流・電圧リップルが給電装置の出力に重畳するのを低減できるばかりでなく、給電装置の部品点数を少なくすることができる。したがって、給電装置の小型化あるいはコストダウンを図ることができ、給電損失を極力低減することができるので、例えば電気推進車両の受電装置への給電等に有用である。

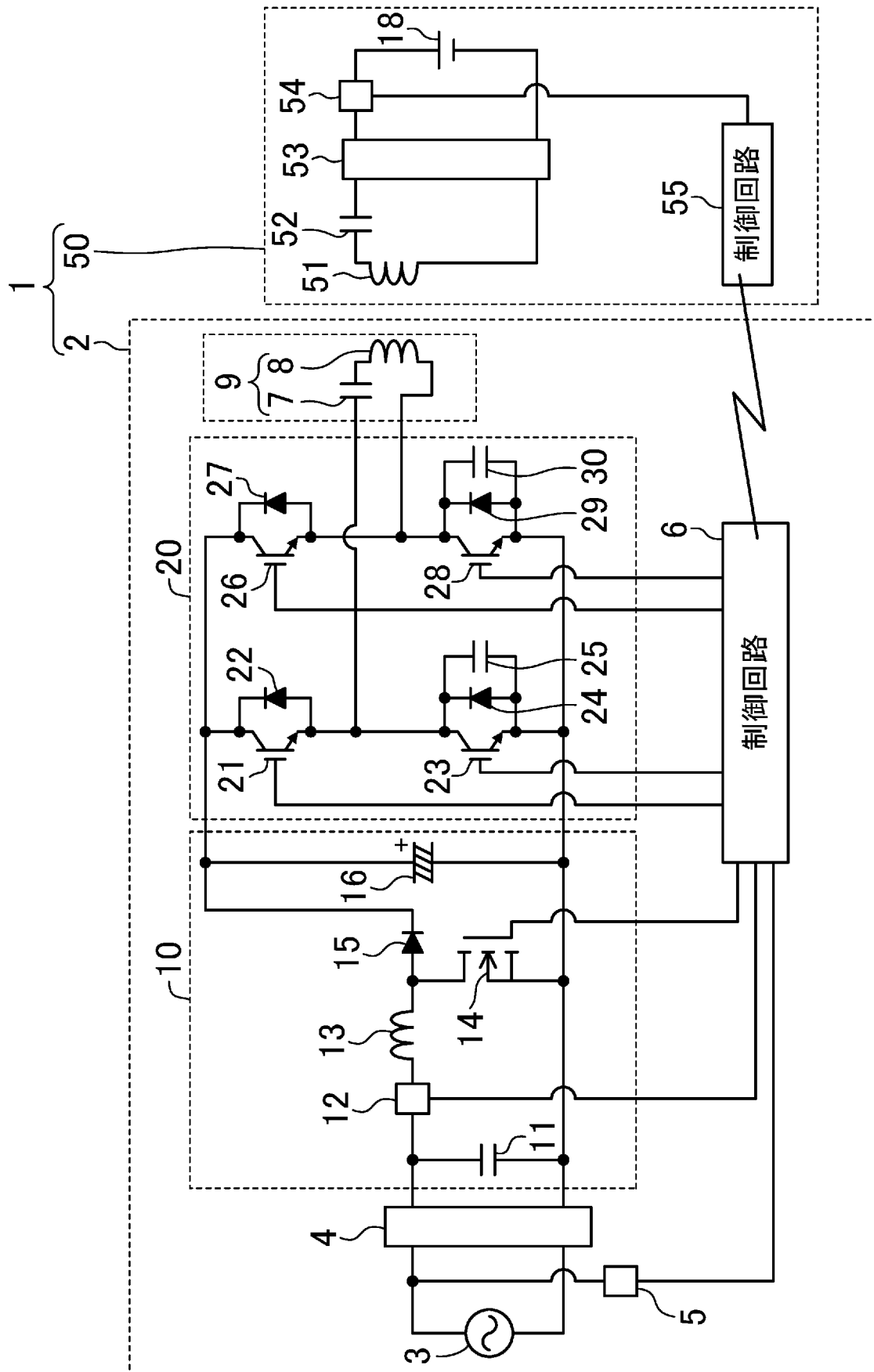
符号の説明

[0089]	1	非接触充電装置
	2	給電装置
	3	交流電源（商用電源）
	6	制御回路
	7	共振コンデンサ
	8	第1のインダクタ
	9	電力供給部
	10	力率改善回路
	16	平滑コンデンサ
	20	インバータ回路
	21, 23, 26, 28	スイッチング素子
	50	受電装置
	51	第2のインダクタ

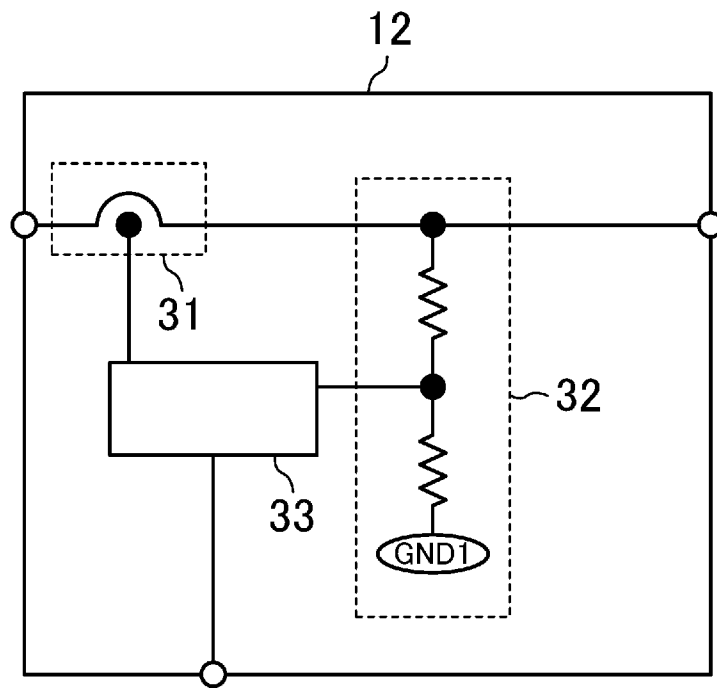
請求の範囲

- [請求項1] 受電装置に非接触で電力を供給する非接触充電装置の給電装置であって、
- 交流電源を直流に変換し、力率を改善する力率改善回路と、
- 前記力率改善回路の出力端に接続される平滑コンデンサと、
- 複数のスイッチング素子を有し、前記平滑コンデンサの電圧を電源として、前記各スイッチング素子をスイッチングすることによって交流信号を発生するインバータ回路と、
- 前記インバータ回路の出力端に接続される、共振コンデンサ及び第1のインダクタを有し、前記交流信号に基づいて、当該第1のインダクタと前記受電装置に設けられた第2のインダクタとの間に生じる電力を前記受電装置に供給する電力供給部と、
- 前記電力供給部から前記受電装置に電力が供給されるときに、前記インバータ回路の前記各スイッチング素子の通電率を、前記交流電源に同期して変調する制御回路とを備え、
- 前記制御回路は、前記通電率の変調に係る増減幅が非対称となるように前記複数のスイッチング素子を制御することを特徴とする非接触充電装置の給電装置。
- [請求項2] 前記制御回路は、前記交流電源から当該給電装置への入力が大きくなるにつれて、前記複数のスイッチング素子の通電率の変調量を大きくする
- ことを特徴とする請求項1に記載の非接触充電装置の給電装置。
- [請求項3] 前記制御回路は、前記通電率を変調するパターンが前記交流電源の2倍の周波数の略正弦波となるようにする
- ことを特徴とする請求項1に記載の非接触充電装置の給電装置。

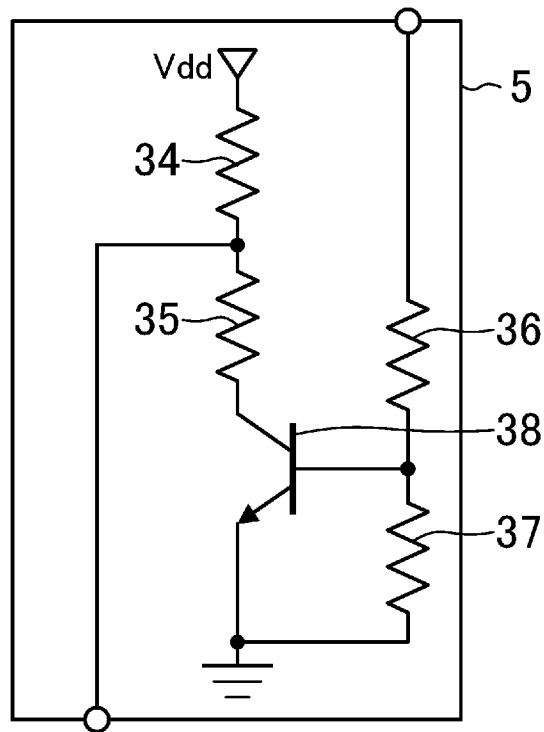
[図1]



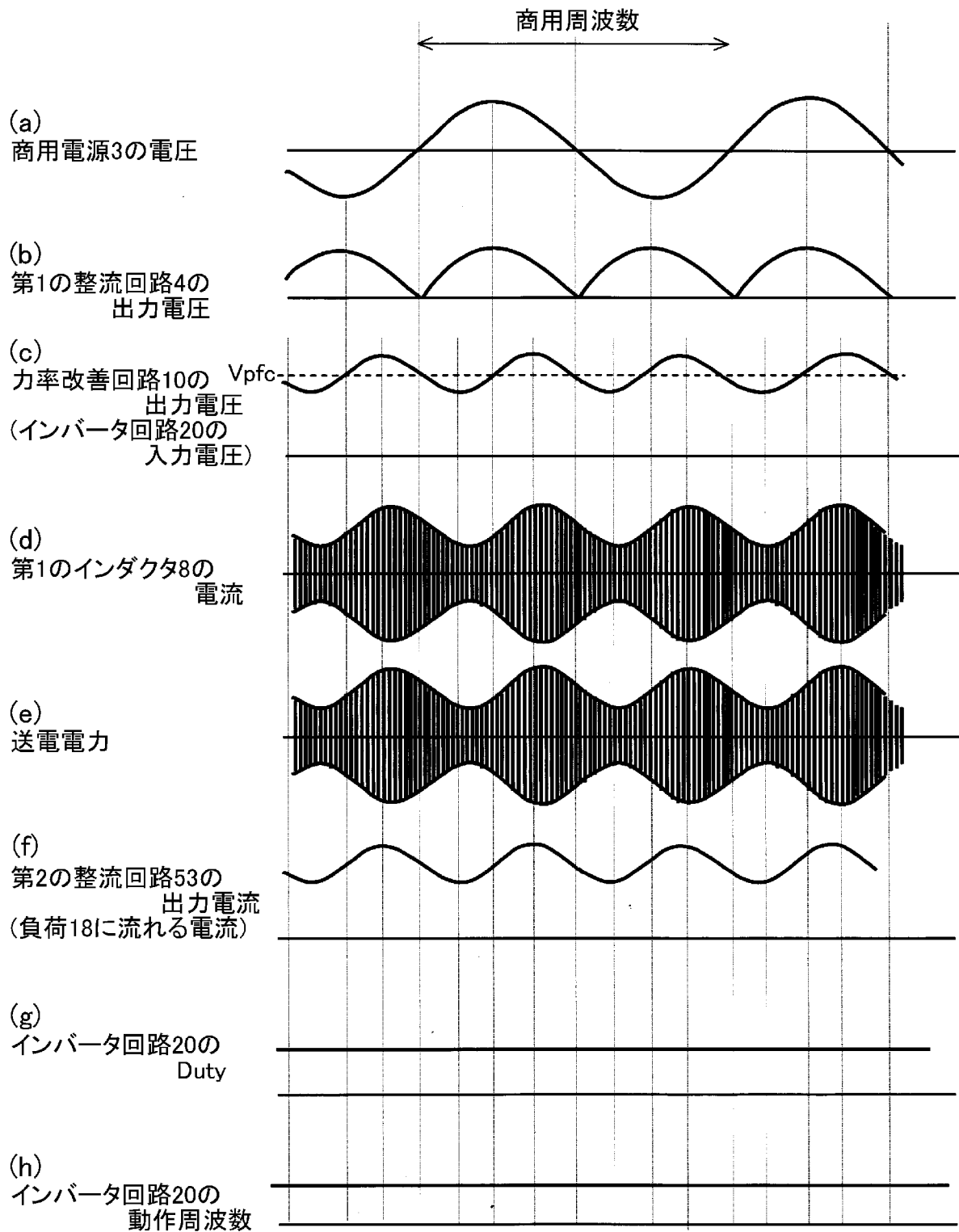
[図2]



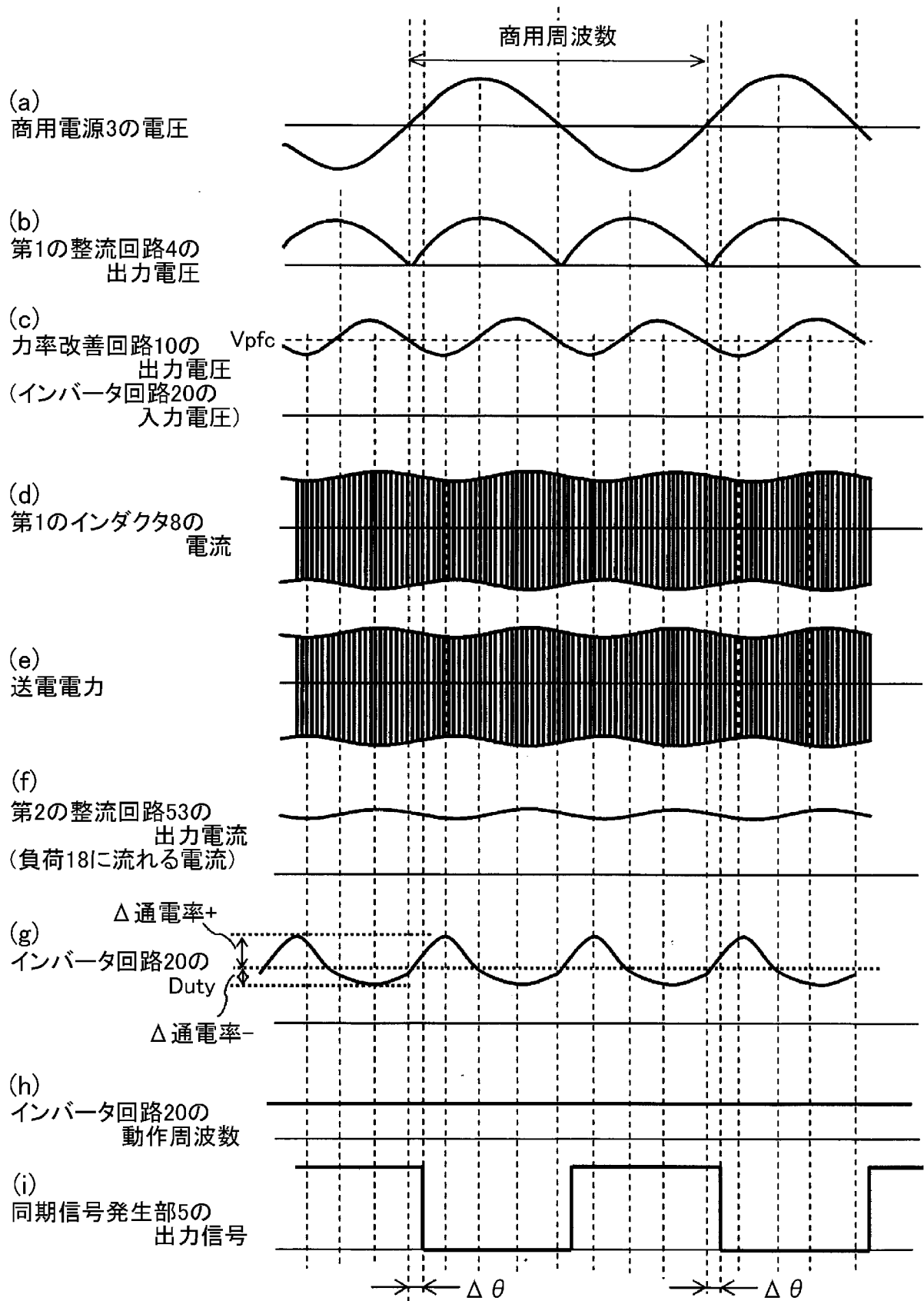
[図3]



[図4]

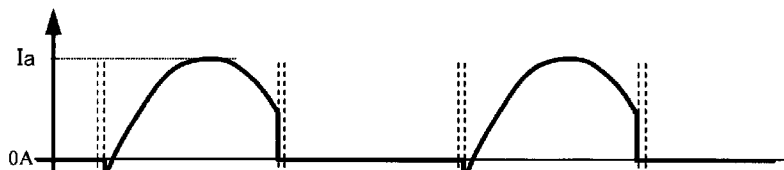


[図5]

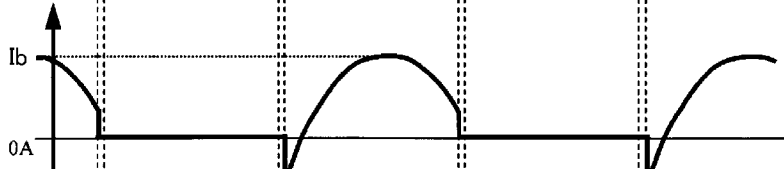


[図6]

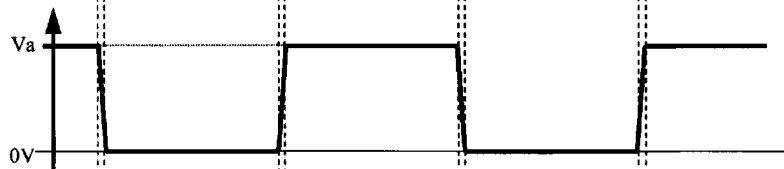
(a) 第2のスイッチング素子21、
第2のダイオード22及び
第5のスイッチング素子28
第5のダイオード29に
流れる電流



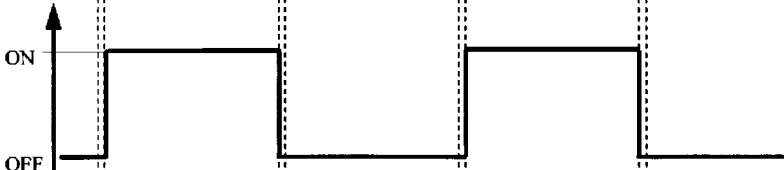
(b) 第3のスイッチング素子23、
第3のダイオード24及び
第4のスイッチング素子26
第4のダイオード27に
流れる電流



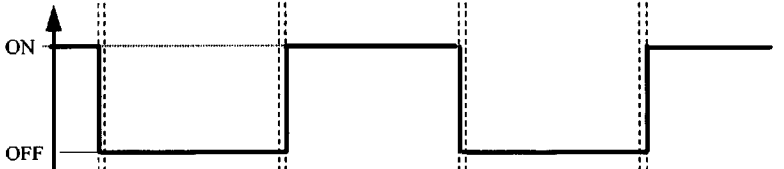
(c) 第2のスイッチング素子21
及び第5のスイッチング素子
28の電圧



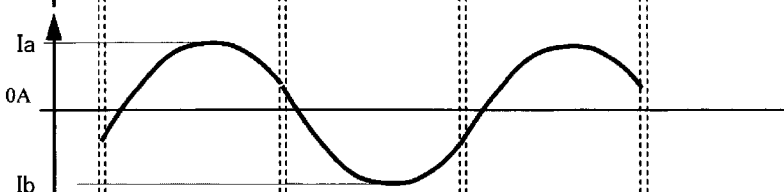
(d) 第2のスイッチング素子21
及び第5のスイッチング素子
28のゲート電圧



(e) 第3のスイッチング素子23
及び第4のスイッチング素子
26のゲート電圧



(f) 第1のインダクタ8に
流れる電流IL1



T_{on} T_d

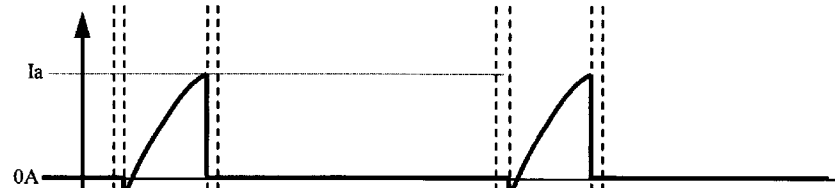
T

通電率(デューティ比) = T_{on}/T

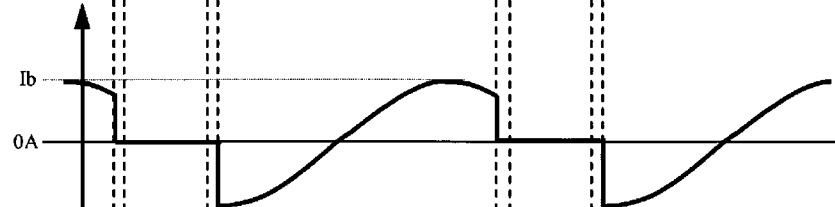
入力電力が高い時(通電率=50%)

[図7]

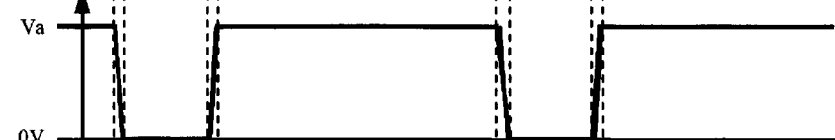
(a) 第2のスイッチング素子21、
第2のダイオード22及び
第5のスイッチング素子28
第5のダイオード29に
流れる電流



(b) 第3のスイッチング素子23、
第3のダイオード24及び
第4のスイッチング素子26
第4のダイオード27に
流れる電流



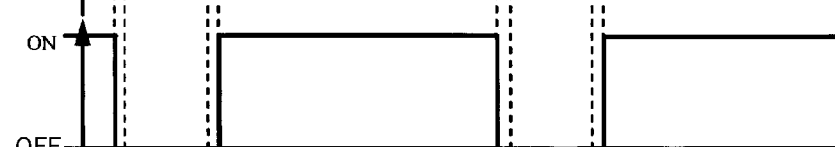
(c) 第2のスイッチング素子21
及び第5のスイッチング素子
28の電圧



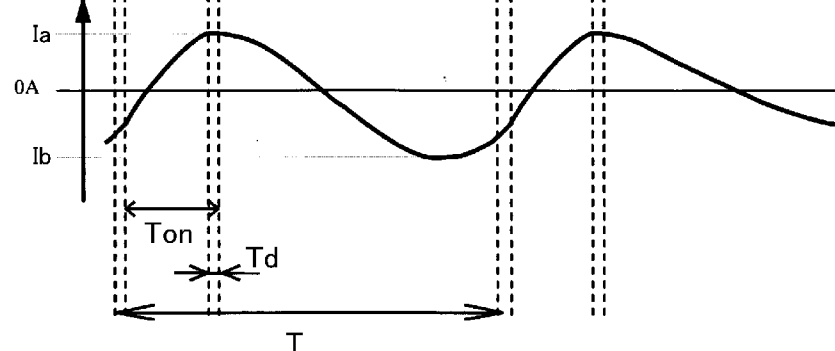
(d) 第2のスイッチング素子21
及び第5のスイッチング素子
28のゲート電圧



(e) 第3のスイッチング素子23
及び第4のスイッチング素子
26のゲート電圧



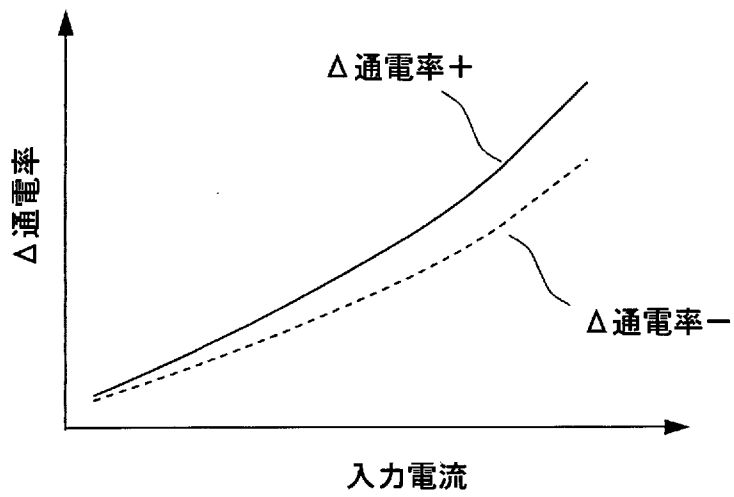
(f) 第1のインダクタ8に
流れる電流IL1



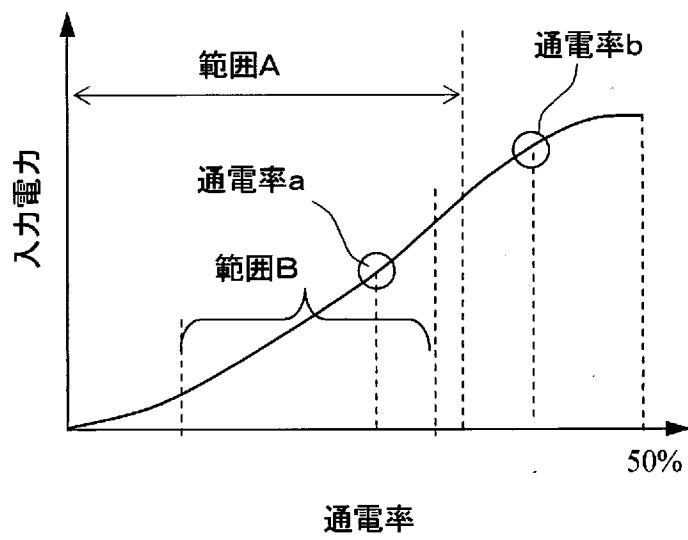
通電率(デューティ比) = T_{on}/T

入力電力が低い時(通電率=30%)

[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/001540

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M3/28(2006.01) i, H02J17/00(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)

H02M3/28, H02J17/00, 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	1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2013	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2013

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	JP 2012-39707 A (Panasonic Corp.), 23 February 2012 (23.02.2012), entire text (Family: none)	1-3
A	JP 2003-274656 A (Nagano Japan Radio Co., Ltd.), 26 September 2003 (26.09.2003), entire text (Family: none)	1-3
A	JP 2009-296857 A (Sony Corp.), 17 December 2009 (17.12.2009), entire text & US 2009/0302690 A1	1-3



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

08 May, 2013 (08.05.13)

Date of mailing of the international search report

21 May, 2013 (21.05.13)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/001540

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 2008-263715 A (Mitsubishi Electric Corp.), 30 October 2008 (30.10.2008), entire text & US 2008/0253156 A1 & CN 101286694 A	1-3

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H02M3/28(2006.01)i, H02J17/00(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（I P C）） Int.Cl. H02M3/28, H02J17/00, 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 1 9 2 2 - 1 9 9 6 年 日本国公開実用新案公報 1 9 7 1 - 2 0 1 3 年 日本国実用新案登録公報 1 9 9 6 - 2 0 1 3 年 日本国登録実用新案公報 1 9 9 4 - 2 0 1 3 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	JP 2012-39707 A（パナソニック株式会社）2012.02.23, 全文（ファミリーなし）	1 - 3	
A	JP 2003-274656 A（長野日本無線株式会社）2003.09.26, 全文（ファミリーなし）	1 - 3	
A	JP 2009-296857 A（ソニー株式会社）2009.12.17, 全文 & US 2009/0302690 A1	1 - 3	
A	JP 2008-263715 A（三菱電機株式会社）2008.10.30, 全文 & US 2008/0253156 A1 & CN 101286694 A	1 - 3	
☐ 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 0 8 . 0 5 . 2 0 1 3		国際調査報告の発送日 2 1 . 0 5 . 2 0 1 3	
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 1 0 0 - 8 9 1 5 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） 武市 匡紘 電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8	3 V 4 4 1 4