

(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
2023年11月16日(16.11.2023)



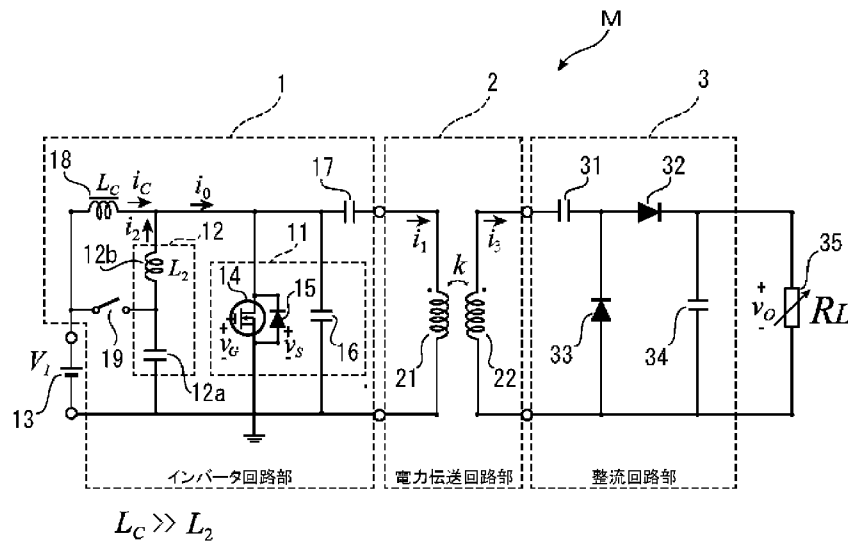
(10) 国際公開番号

WO 2023/219107 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01) *H02J 50/12* (2016.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/017590
- (22) 国際出願日: 2023年5月10日(10.05.2023)
- (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 2022-079500 2022年5月13日(13.05.2022) JP
- (71) 出願人: 国立大学法人千葉大学(NATIONAL UNIVERSITY CORPORATION CHIBA UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒2638522 千葉県千葉市稲毛区弥生町1番33号 Chiba (JP).
- (72) 発明者: 関屋 大雄(SEKIYA Hiroo); 〒2638522 千葉県千葉市稲毛区弥生町1番33号 国立大学法人千葉大学内 Chiba (JP). 朱聞起(ZHU Wenqi); 〒2638522 千葉県千葉市稲毛区弥生町1番33号 国立大学法人千葉大学内 Chiba (JP).
- (74) 代理人: 重信 和男, 外(SHIGENOBU Kazuo et al.); 〒1020094 東京都千代田区紀尾井町3番1号 K K Dビル7階 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, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR,

(54) Title: INVERTER CIRCUIT AND WIRELESS POWER TRANSFER CIRCUIT

(54) 発明の名称: インバータ回路および無線電力伝送回路



- 1 Inverter circuit section
2 Power transfer circuit section
3 Rectifier circuit section

(57) Abstract: Provided is an inverter circuit capable of providing both a constant current power supply and a constant voltage power supply. This inverter circuit has: input inductance connected in series between a DC power supply and a switching element constituting the inverter circuit; a harmonic resonance circuit that includes harmonic resonance capacitance and harmonic resonance inductance, and is connected in parallel with the switching element; and a switch having one end connected to the DC power supply, and another end connected to the harmonic resonance capacitance and the

HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, 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, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, 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, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, 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, ME, 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))

harmonic resonance inductance. The input inductance is connected in parallel to the harmonic resonance inductance and the switch.

(57) 要約: 定電流給電と定電圧給電の双方が可能なインバータ回路を提供すること。直流電源とインバータ回路を構成するスイッチング素子との間に直列接続された入力インダクタンスと、高調波共振キャパシタンスと高調波共振インダクタンスとを含むとともにスイッチング素子に並列接続された高調波共振回路と、一端が直流電源に接続されるとともに、他端が高調波共振キャパシタンスと高調波共振インダクタンスとに接続されたスイッチと、を有し、入力インダクタンスを高調波共振インダクタンスとスイッチに対して並列接続する。

明 細 書

発明の名称： インバータ回路および無線電力伝送回路

技術分野

[0001] 本発明は、直流電力を交流電力に変換するインバータ回路および、これらインバータ回路にて変換された交流電力によって無線電力伝送を行う無線電力伝送回路に関する。

背景技術

[0002] 近年、繰り返し充電可能な二次電池の電力にて動作する携帯電話等の普及に伴い、これら二次電池の充電電力を非接触にて供給する無線電力伝送（Wireless Power Transfer; WPT）が、利用者の利便性向上の観点から注目されている。これら無線電力伝送（WPT）においては、例えば、産業科学医療用周波数帯域（ISMバンド）である6.7MHzや13.5MHz等の従来よりも高い周波数の電波を使用する必要があるため、これら高周波での電力制御を高効率で行うことを目的として、従来から使用されている矩形波（PWM）コンバータではなく、インバータ回路を用いた共振型コンバータの利用が検討されている（例えば、特許文献1参照）。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2021-191111号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] これら無線電力伝送（WPT）の給電対象となる二次電池としては、携帯電話等の携帯端末において多く普及しているリチウムイオン電池のように、発熱等による電池の劣化を防止すること等を目的として、定電流充電から定電圧充電に切り替えるものや、充電を常に定電流充電または定電圧充電だけで行う種類の二次電池も存在するが、引用文献1の高周波に対応したインバ

ータ回路を用いた共振型コンバータにおいては、定電流充電に対応した定電流給電と定電圧充電に対応した定電圧給電の双方の給電ができないという問題があった。

[0005] 本発明は、このような問題点に着目してなされたもので、定電流給電と定電圧給電の双方が可能なインバータ回路および無線電力伝送回路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] 請求項 1 のインバータ回路は、
直流電源に接続されて該直流電源から出力される直流電力を交流電力に変換するインバータ回路であって、
前記直流電源とインバータ回路を構成するスイッチング回路との間に直列接続された入力インダクタと、
前記スイッチング回路とともに前記直流電源に並列接続された回路であって、共振キャパシタと共振インダクタとを含む共振回路と、
一端が前記直流電源に接続されるとともに、他端が前記共振キャパシタと前記共振インダクタとに接続されたスイッチと、
を有し、
前記共振インダクタと前記入力インダクタは、前記スイッチに並列接続されている、
を有することを特徴としている。
この特徴によれば、スイッチを切り替えることによって、1 のインバータ回路にて、定電流給電と定電圧給電の双方の給電を行うことができる。

[0007] 請求項 2 のインバータ回路は、請求項 1 に記載のインバータ回路であって、
前記共振インダクタのインダクタンスは、前記入力インダクタのインダクタンスよりも小さく、
前記インバータ回路から出力される交流電力が供給される電力負荷の変動に依存することなく定電流給電と定電圧給電とが可能となるように、前記イ

ンバータ回路を構成する各素子の定数が適正化されていることを特徴としている。

この特徴によれば、例えば、共振インダクタを入力インダクタのインダクタンスの10分の1以下の十分に小さなものとするこゝで、あらたな制御機構を加えることなく負荷変動に依存しない定電流給電と定電圧給電とを行うことができ、負荷変動に対応した制御を行うための回路構成を簡素化することができる。

[0008] 請求項3の無線電力伝送回路は、
請求項2に記載のインバータ回路と、
磁界共鳴又は電界共鳴により非接続状態にて電力伝送を行う電力伝送回路と、
を含むことを特徴としている。

この特徴によれば、スイッチを切り替えることによつて、1の無線電力伝送回路にて、定電流給電と定電圧給電の双方の給電を、負荷変動に対応した制御を行うための回路構成を簡素化しつつ行うことができる。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]本発明のインバータ回路が適用された無線電力伝送回路を示す回路図である。

[図2]図1の無線電力伝送回路の等価回路を示す図である。

[図3]切替スイッチを開放することにより等価回路における定電流給電の状態を示す図である。

[図4]切替スイッチを閉成することにより等価回路における定電圧給電の状態を示す図である。

[図5]負荷非依存E/F級インバータ（E/F級インバータ）の設定手法を説明する説明図である。

[図6]本発明のインバータ回路の設計手順を示す説明図である。

[図7]試作したインバータ回路を示す外観写真とインバータ回路に使用した各素子の設計値と測定値を示す図である。

[図8]試作したインバータ回路の特性グラフを示す図である。

[図9]変形例のインバータ回路が適用された無線電力伝送回路を示す回路図である。

[図10]従来型の無線電力伝送装置の構成を示す図である。

発明を実施するための形態

[0010] 本発明のインバータ回路が適用された無線電力伝送回路を実施するための形態を図面に基づいて以下に説明する。尚、本実施形態において、説明の便宜上、電気素子についてアラビア数字の符号に加えて、カッコ書きにて特性や略称を併記している。

[0011] 図1は、本発明のインバータ回路が適用された無線電力伝送回路Mの一例を示す回路図である。本発明のインバータ回路が適用された無線電力伝送回路Mは、図1に示すように、主に、磁界共鳴によって非接続状態にて電力伝送を行う回路部であって、送電コイル(L1)21と受電コイル(L3)22の1対の電磁コイルから成る電力伝送回路部2と、送電コイル(L1)21に所定周波数の交流電力を供給するインバータ回路部1と、受電コイル(L3)22によって受電された交流電力を直流電力に変換して電力負荷(RL)35に供給する整流回路部3とから構成されている。

[0012] 尚、電力負荷(RL)35としては、二次電池等の直流電力にて充電を行うものであって、直流電力の供給によって負荷(抵抗)が時系列に変化するものが想定されるが、これら二次電池に限定されるものではない。

[0013] 電力伝送回路部2に使用される送電コイル(L1)21と受電コイル(L3)22は、公知の電磁コイルを使用することができ、伝送に必要な電力の大きさや、伝送に使用する周波数、並びに伝送する距離等に応じて適宜なものを選択すればよく、特に、先行技術文献として示した特開2021-191111号に開示されているように、ポアンカレ長が最短となるように整合回路を設けるようにしてもよい。

[0014] また、整流回路部3としては、受電コイル(L3)22によって受電された交流電力を直流電力に変換して電力負荷(RL)35に安定して供給可能

なものであればよく、図 1 に示すように、負荷に対して並列接続されるダイオード (D 2) 3 3 並びにコンデンサ (C F) 3 4 と、負荷に対して直列接続されるコンデンサ (C 3) 3 1 とダイオード (D 1) 3 2 とから構成されるパッシブ回路としての公知の D 級整流器を好適に用いることができ、これら各素子のパラメータは、電力負荷 (R L) 3 5 のインピーダンス等に合わせて適宜に設定すればよい。

[0015] 送電コイル (L 1) 2 1 に交流電力を供給するインバータ回路部 1 は、図 1 に示すように、直流電源 1 3 から出力される直流電力を所定周波数の交流電力に変換するためのスイッチング回路 1 1 と、該スイッチング回路 1 1 と並列に直流電源 1 3 に接続される高周波共振回路 1 2 と、入力インダクタ (L C) 1 8 と、切替スイッチ (S 2) 1 9 と、送電コイル (L 1) 2 1 との組み合わせによって直列フィルタを形成するための出力コンデンサ (C 1) 1 7 とから主に構成されている。

[0016] 送電コイル (L 1) 2 1 に出力コンデンサ (C 1) 1 7 を介して接続されるスイッチング回路 1 1 は、例えば、窒化ガリウム N チャンネル MOS-FET からなるスイッチング素子 (S 1) 1 4 を有しており、このスイッチング素子 (S 1) 1 4 に、逆並列にダイオード 1 5 が接続され、また、容量コンデンサ (C S) 1 6 が接続された構成となっており、このような構成とすることで、スイッチング素子 (S 1) 1 4 がオフ状態のとき、容量コンデンサ (C S) 1 6 に電荷が蓄積され、スイッチング素子 (S 1) 1 4 がオン状態に移行する前に容量コンデンサ (C S) 1 6 に蓄積した電荷がすべて放出されることで、ゼロボルトスイッチング (ZVS ; 図 8 参照) を達成できるようになっている。尚、ダイオード 1 5 については、これを省いた回路構成としてもよい。

[0017] また、スイッチング回路 1 1 は、入力インダクタ (L C) 1 8 を介して直流電源 1 3 と直列接続されているとともに、該スイッチング回路 1 1 と並列に、高周波共振キャパシタ (C 2) 1 2 a と高周波共振インダクタ (L 2) 1 2 b とを含む高周波共振回路 1 2 が、入力インダクタ (L C) 1 8 とスイ

ッチング回路 11 との間において接続されている。

[0018] そして、高周波共振キャパシタ (C2) 12a と高周波共振インダクタ (L2) 12b との間と直流電源 13 とを短絡可能となるように切替スイッチ (S2) 19 が設けられている。つまり、切替スイッチ (S2) 19 は、一端が直流電源 13 に接続されるとともに、他端が高周波共振キャパシタ (C2) 12a と高周波共振インダクタ (L2) 12b とに接続されたスイッチとなる。

[0019] 尚、本発明の高周波共振インダクタ (L2) 12b としては、入力インダクタ (LC) 18 よりもインダクタンスが十分に小さい ($L_c \gg L_2$) ものであって、後述するように、切替スイッチ (S2) 19 が閉成して ON 状態となったときに、入力インダクタ (LC) 18 側よりも高周波共振インダクタ (L2) 12b 側に大部分の電流が流れる程度のものを使用することが必要であり、具体的には、高周波共振インダクタ (L2) 12b のインダクタンスを、入力インダクタ (LC) 18 のインダクタンスよりも、 $1/10 \sim 1/100$ 程度とすることが好ましい。

[0020] 次に、切替スイッチ (S2) 19 を切り替えた場合のインバータ回路部 1 の動作等について以下に説明する。尚、これらインバータ回路部 1 の動作を説明するにあたって、整流回路部 3 は入力リアクタンスを持たず、インバータ回路部 1 側から見た受電側の等価抵抗は、電力負荷 (RL) 35 により変化する電力負荷 ($R' L$) と見なすことができるため、図 1 に示す回路は、便宜上、図 2 に示す等価回路として表すことが可能であるので、以下、図 2 に示す等価回路を用いて説明を行うものとする。

[0021] 図 3 は、図 2 に示す等価回路において切替スイッチ (S2) 19 を開放 (OFF) したときの動作状況を説明する説明図である。切替スイッチ (S2) 19 が開放 (OFF) であるときは、入力インダクタ電流 i_C が入力インダクタ (LC) 18 を流れ、高周波電流 i_2 (図示略) が高周波共振回路 12 を流れる。

[0022] この場合、図 5 に示すように、例えば、スイッチング素子 (S1) 14 に

おける時比率 (Duty Ratio) D として 0.415 を決定し、 $\omega \times L_B / R' L$ にて定義される λ_B と、 $\omega \times C S \times R' L$ にて定義される γS と相関グラフ (設計曲線グラフ) について、時比率 D を上記の 0.415 とした場合のグラフ曲線上における負荷非依存 E 級となる適正ポイント (図 5 おいて星印にて示す) から求めた $\lambda_B = 1.92$ 、 $\gamma S = 0.177$ となるように、回路の各素子の定数を決定することで、電力負荷 ($R' L$) の負荷変動に依存することなくほぼ一定電流を出力する E 級負荷非依存と呼ばれる動作を達成できる。尚、E/F 級負荷非依存と呼ばれる動作を達成する場合には、図 5 に示す相関グラフにおいて、スイッチング素子 (S1) 14 の時比率 D として 0.300 (相関グラフには図示しない) を決定すればよい。

[0023] 尚、上記の定義式における ω は、スイッチング素子 (S1) 14 によるスイッチングの動作角周波数であるとともに、図 5 においては、送電コイル ($L1$) 21 を、前段コイル L_A と後段コイル L_B として捉え、 λ_B においては、電力負荷 $R' L$ に近い後段コイル L_B のインダクタンスを用いている。このように、送電コイル ($L1$) 21 を前段コイル L_A と後段コイル L_B として捉えるのは、回路解析の便宜上、動作周波数である 1 MHz において出力コンデンサ ($C1$) 17 と共振を取る成分 (L_A) と出力電流位相差の原因となる誘導性成分 (L_B) を分けて回路解析を行う必要があるためであり、図 5 に示す回路においては、出力コンデンサ ($C1$) 17 と前段コイル L_A とは、動作角周波数 ω に完全に同調し、動作角周波数 ω は、 $\sqrt{C1 \times L_A}$ を満足する。

[0024] 一方、図 4 は、図 2 に示す等価回路において切替スイッチ (S2) 19 を閉成 (ON) したときの動作状況を説明する説明図である。切替スイッチ (S2) 19 が閉成 (ON) であるときは、高周波共振キャパシタ ($C2$) 12a に印加する電圧が直流電源 13 の電圧 $V1$ にクランプされる。そして、上述したように、高周波共振インダクタ ($L2$) 12b のインダクタンスは、入力インダクタ (L_C) 18 のインダクタンスよりも十分に小さい ($L_C \gg L2$) ため、ほとんどの入力電流が、切替スイッチ (S2) 19 と高周

波共振インダクタ (L_2) 12bとを流れる i_2 となる。よって、高周波共振インダクタ (L_2) 12bが、見かけ上の入力インダクタンスを構成するようになるため、E級負荷非依存と呼ばれる動作を達成し、出力電圧 V_1 は電力負荷 $R' L$ の負荷変動に対してほぼ一定となる。

[0025] このように、図5に示す手法である、時比率 D_E を決定した上で λ_B と γ_S と相関グラフにおける適正ポイントから各パラメータを求めることで、定電流給電と定電圧給電とを共に負荷非依存とする適正な各パラメータを簡便に求めることができる。

[0026] ここで、本発明のインバータ回路部1の適正な各素子値並びに各パラメータを得るための設計手順について、図7を用いてより詳細に説明すると、まず、回路の設計手順として、入力電圧 V_1 、送電コイル (L_1) 21のインダクタンス、入力インダクタ (L_C) 18のインダクタンス、負荷抵抗値を与える。送電コイル (L_1) 21と入力インダクタ (L_C) 18のインダクタンスには共振周波数、RFチョークとなるような適切な値を与え、負荷抵抗値には、定電流給電のE級インバータでは R_E として与え、定電圧給電のE/F級インバータでは R_{EF} として与える。

[0027] そして、設計の第1段階として、定電圧給電の負荷非依存E/F級インバータの各素子値並びに各パラメータを設計する。この際、該設計のためにスイッチング素子 (S_1) 14における時比率 D_{EF} を与える。そして、公知文献 (S. Aldhafer, D. C. Yates and P. D. Mitcheson, "Load-Independent Class E/EF Inverters and Rectifiers for MHz-Switching Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 10, pp. 8270-8287, Oct. 2018) に示されている負荷非依存E/F級インバータの設計理論に則るように、図6の表内に示す定義式にて定義されているパラメータ γ_S 、パラメータ λ_B 、パラメータ ω_2 を導出する。そして、これら導出されたパラメータ γ_S 、パラメータ λ_B 、パラメータ ω_2 から、容量コンデンサ (C_S) 16や出力コンデンサ (C_1) 17の素子値、前段コイル L_A と後段コイル L_B のインダクタンス、高周波共振インダクタ (L_2) 12bと高周波

共振キャパシタ（ C_2 ）12aとによる共振周波数を一意に求めることができる。

[0028] 次いで、設計の第2段階として、定電圧給電の負荷非依存E級インバータを設計する。このとき、送電コイル（ L_1 ）21のインダクタンスは、初期に与えた値を使用するとともに、容量コンデンサ（ C_S ）16や出力コンデンサ（ C_1 ）17の素子値としては、上記の第1段階においてもとめた素子値と同一とする必要がある。このように、負荷非依存E/F級インバータの条件を満たす中で負荷非依存条件を満足するためのE級インバータのスイッチング素子（ S_1 ）14における時比率 D_E と、高周波共振インダクタ（ L_2 ）12bのインダクタンスを一意に求めることができる。

[0029] 具体的には、横軸をパラメータ λ_B 、縦軸をパラメータ γ_S とする無次元化パラメータによる図5に示す設計曲線グラフを用いて時比率 D_E を決定する。つまり、図5（なお図6にも記載あり。）の設計曲線グラフに示すように、負荷非依存E/F級インバータの設計段階（第1段階）で求めた設計値であるパラメータ $\lambda_B = 1.92$ （横軸）およびパラメータ $\gamma_S = 0.177$ （縦軸）に対応する設計曲線グラフ上の位置は、図5に示す星印の位置となる。

[0030] ここで、図5に示す設計曲線グラフ中の曲線は、E級インバータのスイッチング素子（ S_1 ）14における時比率 D_E における後段コイル L_B および容量コンデンサ（ C_S ）16の設計値である。このとき、時比率 D_E が0.415のときのみ設計曲線が星印を通過することが分かる。

[0031] したがって、負荷非依存E級インバータの時比率 D_E を0.415と決定し、該決定した時比率 D_E にもとづいて、図6に示すように、パラメータ ω_S を、上記した公知文献に示されているE級負荷非依存条件式から導出することができ、これら導出したパラメータ ω_S によって高周波共振インダクタ（ L_2 ）12bのインダクタンスが決まる。また、このように決定した高周波共振インダクタ（ L_2 ）12bのインダクタンスと、負荷非依存E/F級インバータの設計段階（第1段階）で求めた共振周波数とから、高周波共振キャパ

シタ（C 2） 1 2 a の容量も決定することができることから、すべての素子値が決定する。

[0032] つまり、本発明は、前述したように、負荷非依存と呼ばれる定電流給電（C Cモード）と定電圧給電（C Vモード）とを、切替スイッチ（S 2） 1 9 のON／OFF切り替えで満足させるためには、回路の素子値（各素子の定数と同義）を任意に設定してよいわけではなく、負荷非依存動作が可能な定電流給電（C Cモード）が可能となる上記した公知文献に示されている各条件と、負荷非依存動作が可能な定電圧給電（C Vモード）が可能となる上記した各条件とを全て満たすように決定しなければならないものであって、本発明における「素子値の定数の適正化」とは、「素子値を上記した各条件を満足するように求めること」である。但し、上記において示した設計手順は、一例であって、各条件を全て満たすような素子値の導出方法は、上記の設計手順に限定されるものではなく、その他の設計手順を用いて各条件を全て満たすような素子値の導出するようにしてもよいことはいうまでもない。

[0033] 尚、上記にて説明した設計手順によって導出される各素子値は、あくまで設計値であって、実際の部品の素子値とは、後述する図7に示すように誤差があってもよい。つまり、高周波動作下で用いているE級回路における効率は、素子の個体差による素子値のばらつきに対してロバスト性を持つので、素子値にばらつきが生じても効率などの回路動作への影響は限定的なものとなることから、効率等において必要十分な性能が得られる範囲で、設計値からの誤差を許容することができる。

[0034] （実施例）図7は、本発明のインバータ回路が適用されたインバータ回路基板を示す試作品である。インバータ回路基板は、40mm×50mmの小型の基板とされている。基板には、図7に示すように、入力インダクタ（L C） 1 8と高周波共振インダクタ（L 2） 1 2 bと送電コイル（L 1） 2 1からなる3つのコイルが設けられているとともに、最も大きな送電コイル（L 1） 2 1に覆われている基板面上には、容量コンデンサ（C S） 1 6、出力コンデンサ（C 1） 1 7、高周波共振キャパシタ（C 2） 1 2 aとがセラミ

ックコンデンサにて実装されている。

[0035] インバータ回路基板は、入力インダクタ（ L_C ）18の近傍に設けられている3つの端子部を介して24Vの直流電源13に配線接続されているとともに、送電コイル（ L_1 ）21の近傍に設けられている2つの端子を介して手動の切替スイッチ（ S_2 ）19に配線接続されていて、切替スイッチ（ S_2 ）19のON/OFFを手動で切り替えることによって、負荷非依存型の定電流動作と負荷非依存型の定電圧動作とを切り替えることができるようになっている。

[0036] 尚、試作したインバータ回路基板は、設計動作周波数 f_s が1MHz、入力直流電圧 V_1 が24.0Vであって、入力インダクタ（ L_C ）18のインダクタンスは100 μ H、送電コイル（ L_1 ）21のインダクタンスは11.9 μ H、高周波共振インダクタ（ L_2 ）12bのインダクタンスは3.24 μ H、容量コンデンサ（ C_S ）16の容量は5.50nF、出力コンデンサ（ C_1 ）17の容量は2.43nF、高周波共振キャパシタ（ C_2 ）12aの容量は2.70nFのものを使用し、実装後に各素子の設計値からのズレを測定したが、図7に示すように、ほぼ、設計値からのずれがない状態であった。ここで、高周波共振インダクタ（ L_2 ）12bのインダクタンスは、入力インダクタ（ L_C ）18のインダクタンスの約1/31である。

[0037] このように試作したインバータ回路基板について、スイッチング素子（ S_1 ）14に印加される電圧 V_g 、スイッチング素子（ S_1 ）14に逆並列接続されたダイオード15に印加される電圧 V_S 、並びに電力負荷 R'_L に印加される電圧 V_1 と電流 i_1 とを実測した結果を図8に示す。

[0038] 図8（a）は、切替スイッチ（ S_2 ）19を開放（OFF）したときの測定結果を示すグラフである。図8（a）に示すように、切替スイッチ（ S_2 ）19を開放（OFF）した場合には、電力負荷 R'_L が、 R_{LEF} の1/10、1/2、1/1に変化すると電力負荷 R'_L に印加される電圧 V_1 は大きく変化するものの、電流 i_1 は殆ど変化することがなく、定電流給電が行われていることが解るとともに、スイッチング素子（ S_1 ）14によ

るスイッチングが実行されるときは、電圧 V_S 並びに電圧 V_g が共に 0 V となっており、ゼロボルトスイッチング（ZVS）が実現されていることが解る。

[0039] また、図8（c）に示すように、切替スイッチ（ S_2 ）19を開放（OFF）して定電流モードとした場合において、電力負荷 R'_L を、 R_{LEF} の $1/10 \sim 1/1$ まで、より細かく変化させて測定しても、電力負荷 R'_L を流れる電流 I_1 は、ほぼ変化しておらず、負荷非依存型の定電流動作が達成されていることが解る。

[0040] また、図8（b）は、切替スイッチ（ S_2 ）19を閉成（ON）したときの測定結果を示すグラフである。図8（b）に示すように、切替スイッチ（ S_2 ）19を閉成（ON）した場合には、電力負荷 R'_L が、 R_{LEF} の $1/10$ 、 $1/2$ 、 $1/1$ に変化すると電力負荷 R'_L に印加される電流 i_1 は大きく変化するが電圧 V_1 は殆ど変化することがなく、定電圧給電が行われていることが解るとともに、スイッチング素子（ S_1 ）14によるスイッチングが実行されるときは、電圧 V_S 並びに電圧 V_g が共に 0 V となっており、ゼロボルトスイッチング（ZVS）が実現されていることが解る。

[0041] また、図8（c）に示すように、切替スイッチ（ S_2 ）19を閉成（ON）して定電圧モードとした場合において、電力負荷 R'_L を、 R_{LEF} の $1/10 \sim 1/1$ まで、より細かく変化させて測定しても、電力負荷 R'_L に印加される電圧 V_1 は、ほぼ変化しておらず、負荷非依存型の定電圧動作が達成されていることが解る。

[0042] 以上のように、本発明のインバータ回路によれば、切替スイッチ（ S_2 ）19のON/OFFを切り替えることによって、単一のスイッチング素子（ S_1 ）14を用いて定電流給電と定電圧給電の双方の給電を行うことができ、インバータ回路を簡素化、小型化（軽量化）、低コスト化することができる。

[0043] 特に、高周波共振インダクタ（ L_2 ）12bのインダクタンスを、入力インダクタ（ L_C ）18のインダクタンスよりも十分に小さなものとする

もに、インバータ回路を構成する各素子のパラメータを、図5に示す設計手法によって適正化することで、負荷非依存型の定電流給電と定電圧給電とを達成することができ、電力負荷 R_L の変化に応じた電圧や電流の変化を抑えるための制御に係わる構成、具体的には、受電コイル（ L_3 ）22と整流回路部3とから成る受電側から電力負荷 R_L に印加される電圧や電流の情報を、図10の従来例に示すように、無線通信等によってインバータ回路部1側に送信し、これら送信された電圧や電流によって電圧や電流の変化を抑える制御をするための構成を、省くことが可能となるので、より、一層、インバータ回路を簡素化、小型化（軽量化）、低コスト化することができる。

[0044] また、無線電力伝送（WPT）に許される周波数範囲は、電磁妨害問題を防ぐために各国の法律で定められており、日本では、前記したように、産業科学医療用周波数帯域（ISMバンド）という非常に狭い帯域、具体的には、 $6.765 \sim 6.795 \text{ MHz}$ 、 $13.553 \sim 13.567 \text{ MHz}$ の帯域が割り当てられているが、上記した図10に示す従来例で示すように、電力負荷 R_L に印加される電圧や電流の情報を受電側から受信し、これらの狭い帯域で周波数を変化させて定電圧や定電流とする制御を行うことは非常に困難であるが、本発明によれば、これら周波数を変化させることなく、1の周波数を用いて定電流給電と定電圧給電を実現することもできる。

[0045] さらに、無線電力伝送（WPT）に用いる周波数が高くなればなる程、高周波化によってキャリアセンス等によるゆらぎを含む制御情報に係わる無線通信の遅延等による影響が大きくなり、電圧制御や電流制御に係わる最適制御パラメータの同定に困難性が生じることから、適切な電圧制御や電流制御を実現し難いとともに、高周波化ではスイッチング損失が増大するため、高効率を達成するにはソフトスイッチング動作が必須となるため、一定出力およびソフトスイッチングを同時に保証しなければならないという新たな問題も生じ、制御システムの複雑化を招き、回路の小型化（軽量化）、簡素化、小型化、低コスト化が困難となるが、本発明によれば、上記したように、ゼロボルトスイッチング（ZVS）による動作が可能であるので、高周波での

スイッチング損失を有効に抑えられるため、高周波動作において高効率を達成することが可能であるとともに、負荷非依存型の定電流動作や定電圧動作が可能となるため、制御システムを大幅に簡素化することができるので、インバータ回路を簡素化、小型化（軽量化）、低コスト化することもできる。

[0046] 以上、本発明の実施例を図面により説明してきたが、具体的な構成はこれら実施例に限られるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲における変更や追加があっても本発明に含まれる。

[0047] 例えば、上記実施例では、磁界共鳴による磁界結合にて非接続状態での電力伝送を実施した形態を例示しているが、本発明はこれに限定されるものではなく、これら非接続状態での電力伝送の方式としては、電界共鳴による電力伝送としてもよいし、結合部をトランスで結合し、接続状態の絶縁形共振コンバータとしてもよい。

[0048] また、前記した実施例では、切替スイッチ（S 2）19を手動で操作して切り替える形態を例示したが、本発明はこれに限定されるものではなく、図9の変形例に示すように、これらスイッチが自動で切り替えられるようにしてもよい。つまり、本発明の課題においても説明したように、二次電池として多く利用されているリチウムイオン二次電池においては、充電初期においては定電流充電を実行し、充電途中から定電圧充電を実行することが、劣化防止の観点から重要視されている。

[0049] このため、電力負荷をリチウムイオン二次電池とする場合にあっては、充電の途中で切替スイッチ（S 2）19をOFFからONに切り替えて負荷非依存型の定電流モードから負荷非依存型の定電圧モードに変更する必要があるが、これら定電流モードから定電圧モードへの変更を手動で行うと、利用者の利便性が低下してしまうことから、これら定電流モードから定電圧モードへの変更を自動的に行えるようにしたものが、図9に示す変形例である。

[0050] 具体的には、図9に示すように、インバータ回路部1側に、送電コイル（L 1）21に印加される電圧 V_L を検出する電圧センサ41と、送電コイル（L 1）21を流れる電流 i_L を検出する電流センサ42と、これら電圧セ

ンサ41と電流センサ42とに接続されるとともに、電氣的に切替可能とされた電氣式スイッチ（S2'）19'を制御可能なマイコン等から成る制御回路40を設け、電圧センサ41にて検出された電圧 V_L と電流センサ42にて検出された電流 i_L とが、予め設定されている切替電圧 V_L と切替え電流 i_L から成る切替条件を満たしたと制御回路40が判断したときに、制御回路が電氣式スイッチ（S2'）19'の状態を、充電開始時のON状態からOFF状態に切り替える。

[0051] このようにすれば、リチウムイオン二次電池の充電における利便性を向上できるとともに、特に、受電コイル（L3）22と整流回路部3とから成る受電側から電氣式スイッチ（S2'）19'を切り替えるための制御情報を受信する制御情報通信手段等を設ける必要がないことから、負荷非依存型とすることによる制御情報通信手段の削減効果が得られなくなってしまうことを回避することができることから好ましいが、本発明はこれに限定されるものではなく、リチウムイオン二次電池に供給される電圧や電流をより正確に把握して電氣式スイッチ（S2'）19'を切り替えられるようにするために、電圧センサや電流センサを受電側に設けて、これら電圧センサや電流センサにて検出された電圧や電流の情報を、制御情報としてインバータ回路側に送信手段を用いて送信するようにしてもよい。

[0052] また、上記実施例では、インバータのスイッチング素子として窒化ガリウムMOS-FETを使用した形態を例示しているが、本発明はこれに限定されるものではなく、当然ながら窒化ガリウム以外のMOS-FETを使用してもよく、これらインバータのスイッチング素子は、使用する電圧や効率等を考慮して、適宜に選択すればよい。

[0053] また、上記実施例では、実施例の周波数を1MHzとしているが、本発明はこれに限定されるものではなく、当然ながら、上記した産業科学医療用周波数帯域（ISMバンド）の周波数としてもよいし、これら高周波に限らず、自動車用充電周波数の85kHzで実施してもよいことはいうまでもない。つまり、本発明が適用される周波数としては、高周波のみに限定されるも

のではなく、低周波や中周波であってもよい。

[0054] また、上記実施例では、各コイルやコンデンサやスイッチング素子の配置を図7に示すように設けた形態を例示しているが、本発明はこれに限定されるものではなく、これらの各コイルやコンデンサやスイッチング素子の配置は、干渉や発熱等を考慮して適宜に決定すればよい。

[0055] また、上記実施例では、電力負荷RLとして直流電流による充電を行う二次電池を想定しているため、整流回路部3を受電側に設けた構成としているが、本発明はこれに限定されるものではなく、これら受電側の電力負荷RLが、交流電流を供給する必要のあるものであれば、整流回路部3を設けなくてもよい。

[0056] また、上記実施例では、本発明のインバータ回路となるインバータ回路部1を、無線電力伝送回路Mに適用した形態を例示しているが、本発明はこれに限定されるものではなく、上記のように、定電流や定電圧の出力が可能な交流電源（高周波に限らない）としても使用することができる。

[0057] （産業上の利用可能性）

本発明は、バッテリー充電のためのワイヤレス給電、共振形コンバータへ応用できる可能性がある。また、将来の蓄電デバイス、たとえばスーパーキャパシタ（スーパーコンデンサ）への充電にも応用できる可能性がある。本発明の技術は理論的には電力レベルに依存しない。したがって、蓄電デバイスを使うあらゆる応用先に、充電回路として適用可能である。

[0058] 尚、近距離充電や長距離給電の規格に関しては、本発明の技術は、これらの規格よりも一段階低いレイヤである送電回路の中身に関する発明であるので、上記した各規格に対しては影響は及ぼさないため、上記した各規格においても利用可能である。

符号の説明

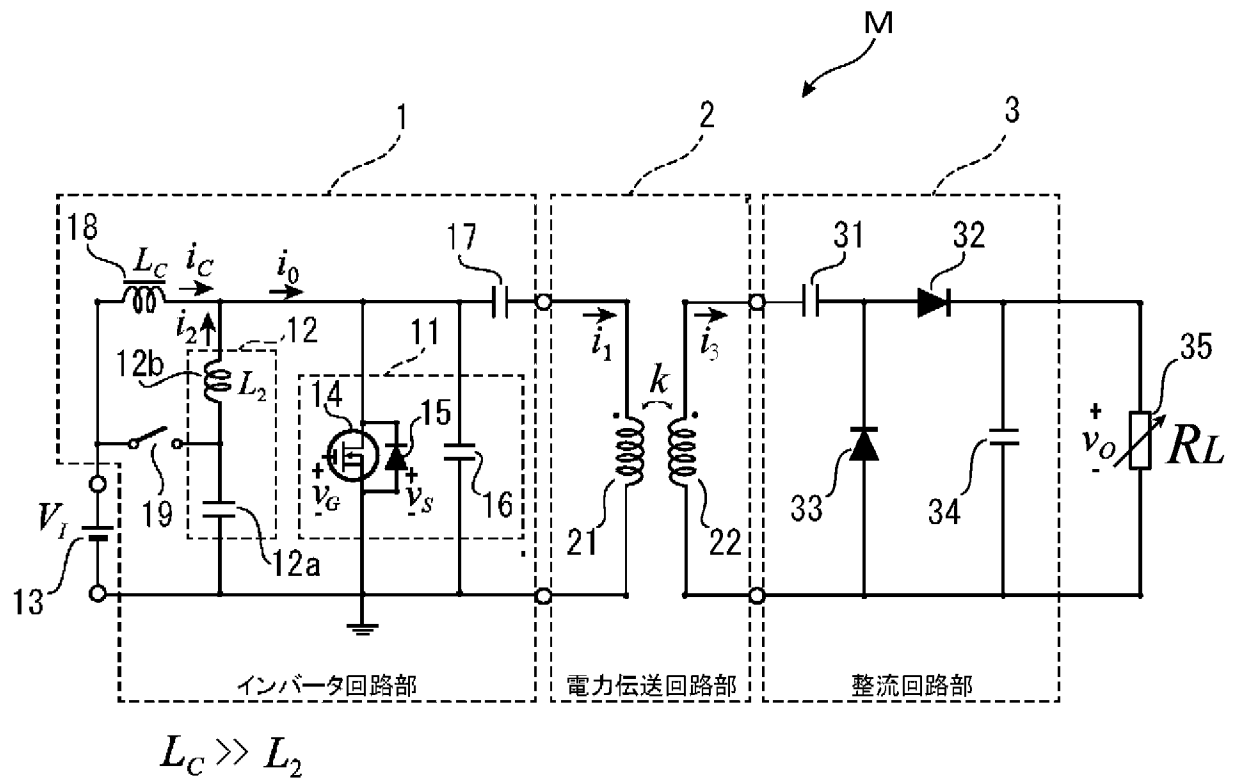
[0059] M	無線電力伝送回路
1	インバータ回路部
2	電力伝送回路部

3	整流回路部
1 1	スイッチング回路
1 2	高周波共振回路
1 2 a	高周波共振キャパシタ
1 2 b	高周波共振インダクタ
1 3	直流電源
1 4	スイッチング素子
1 5	ダイオード
1 6	容量コンデンサ
1 7	出力コンデンサ
2 1	送電コイル
2 2	受電コイル
3 1、3 4	コンデンサ
3 2、3 3	ダイオード
3 5	電力負荷

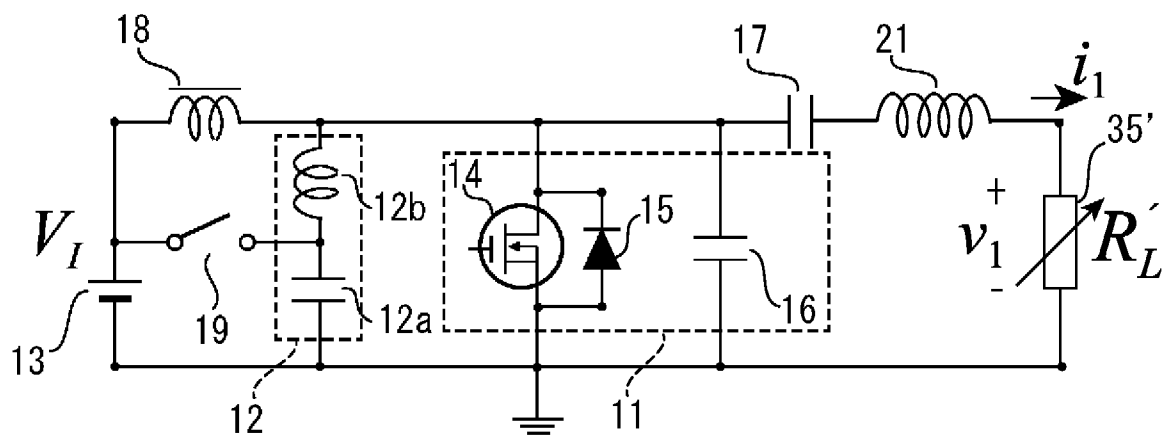
請求の範囲

- [請求項1] 直流電源に接続されて該直流電源から出力される直流電力を交流電力に変換するインバータ回路であって、
- 前記直流電源とインバータ回路を構成するスイッチング回路との間に直列接続された入力インダクタと、
- 前記スイッチング回路とともに前記直流電源に並列接続された回路であって、共振キャパシタと共振インダクタとを含む共振回路と、
- 一端が前記直流電源に接続されるとともに、他端が前記共振キャパシタと前記共振インダクタとに接続されたスイッチと、
- を有し、
- 前記共振インダクタと前記入力インダクタは、前記スイッチに並列接続されている、
- を有することを特徴とするインバータ回路。
- [請求項2] 前記共振インダクタのインダクタンスは、前記入力インダクタのインダクタンスよりも小さく、
- 前記インバータ回路から出力される交流電力が供給される電力負荷の変動に依存することなく定電流給電と定電圧給電とが可能となるように、前記インバータ回路を構成する各素子の定数が適正化されていることを特徴とする請求項1に記載のインバータ回路。
- [請求項3] 請求項2に記載のインバータ回路と、
- 磁界共鳴又は電界共鳴により非接続状態にて電力伝送を行う電力伝送回路と、
- を含むことを特徴とする無線電力伝送回路。

[図1]



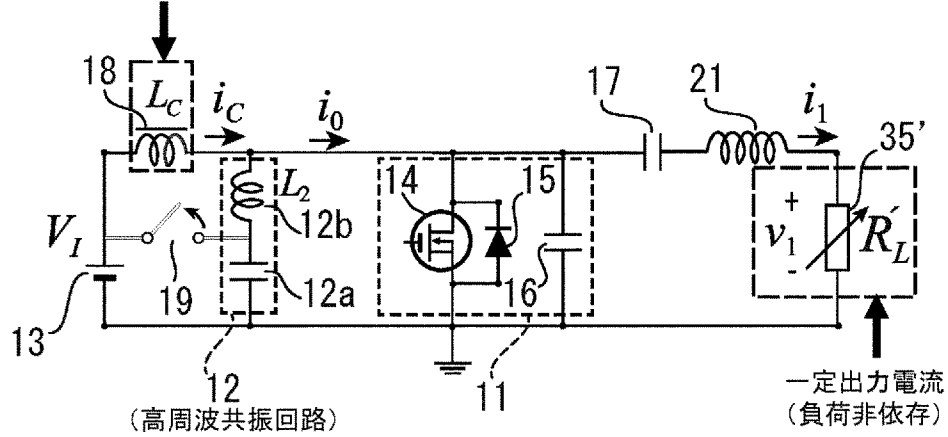
[図2]



[図3]

切替スイッチ19がOFF時

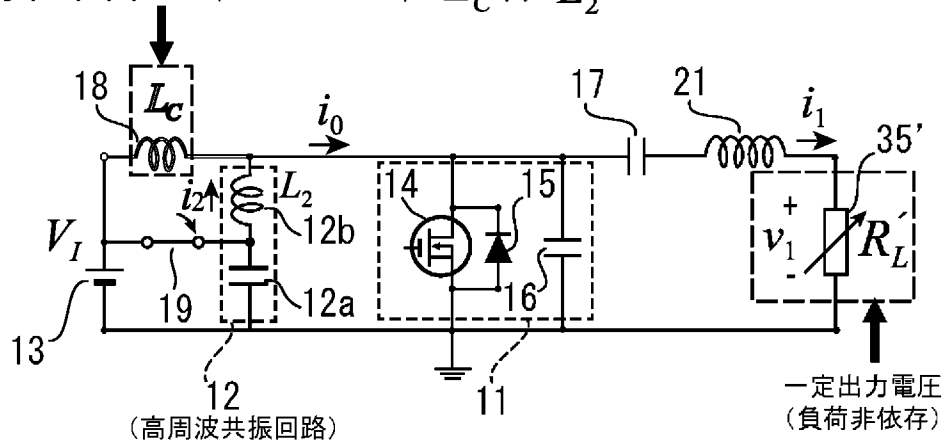
入力インダクタンス (Infinite choke)



[図4]

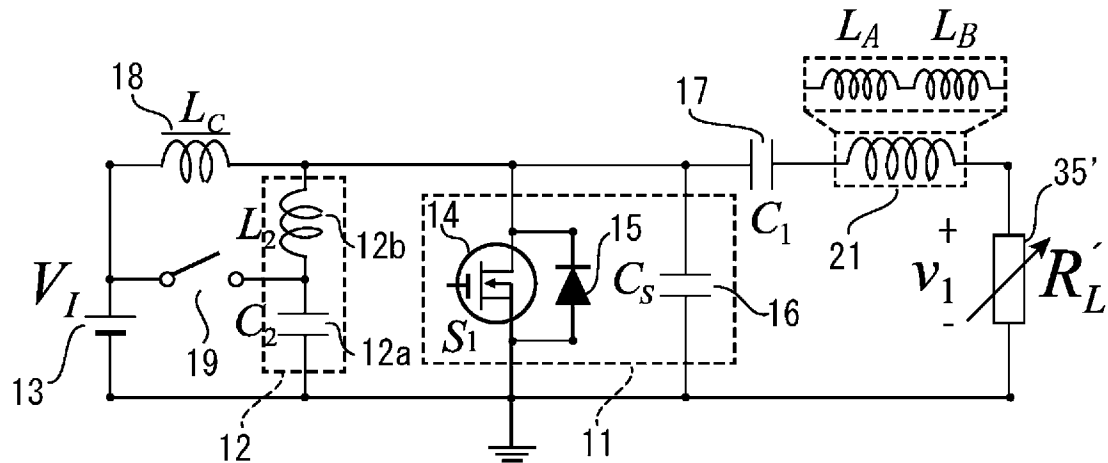
切替スイッチ19がON時

入力インダクタンス (Infinite choke) $L_C \gg L_2$

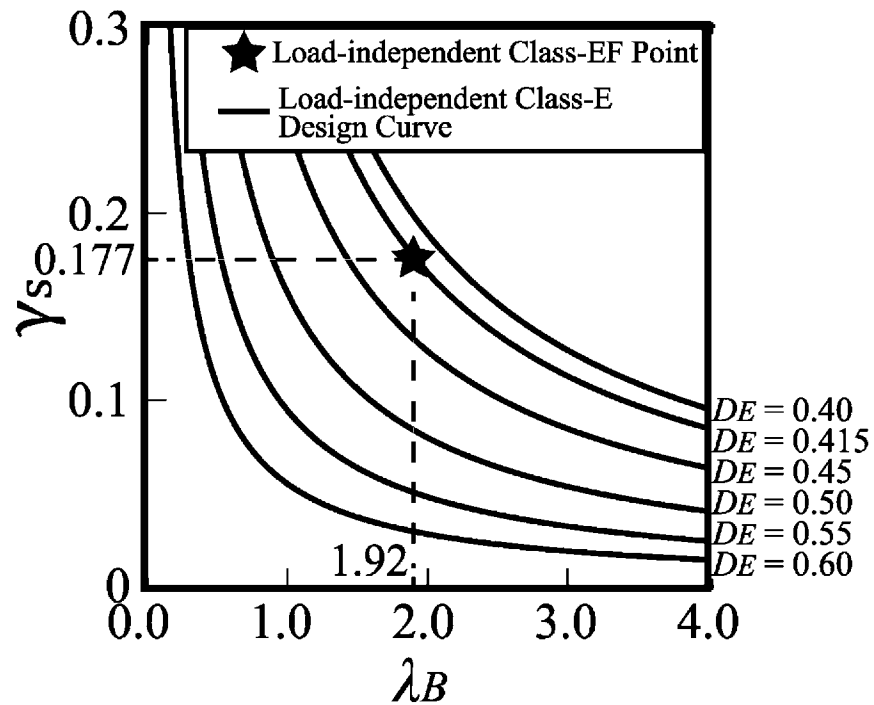


[図5]

負荷非依存E F級インバータの設計手法



$$\gamma_S = \omega C_S R'_L \quad \lambda_B = \omega L_B / R'_L$$

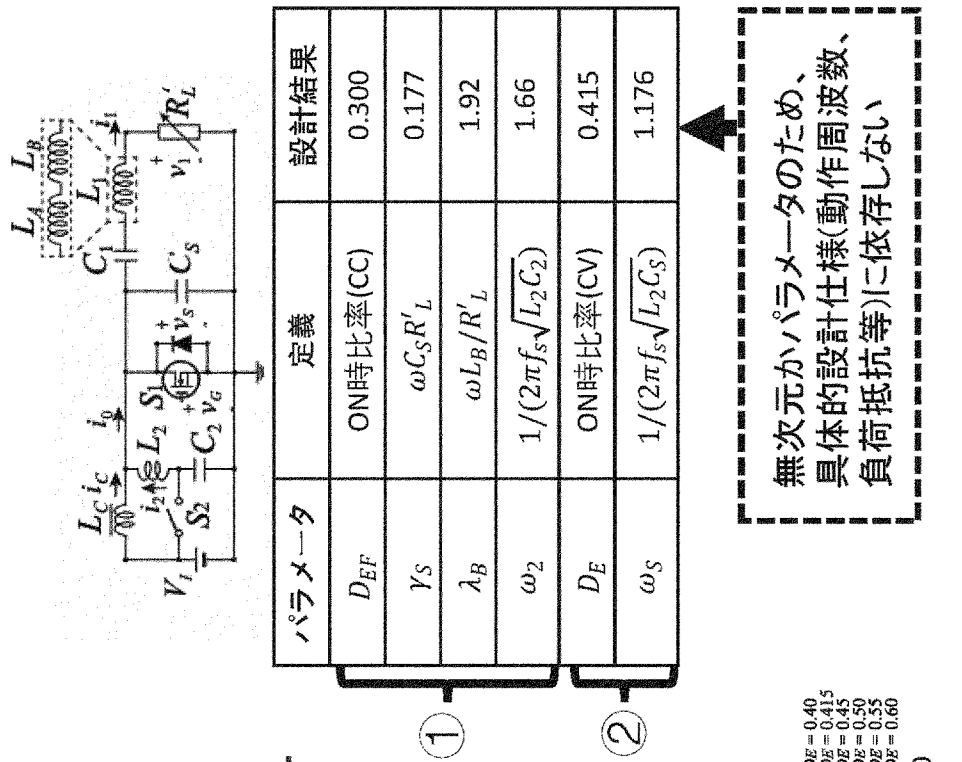


$$\gamma_S = G(\lambda_B, DE).$$

↑
負荷非依存E級の時比率を決める

パラメータ	定義	設計値
DE	S1 On-duty ratio(class-E)	0.415
γ_S	$\omega C_S R_{LEF}$	0.177
λ_B	$\omega L_B / R_{LEF}$	1.92
ω_2	$1 / (\omega \sqrt{L_2 C_2})$	1.66
D_{EF}	S1 On-duty ratio(class-E/F)	0.300

[図6]



① CCモード(負荷非依存EF級インバータ)の初期設計

- EF級負荷非依存条件を適用(公知文献)

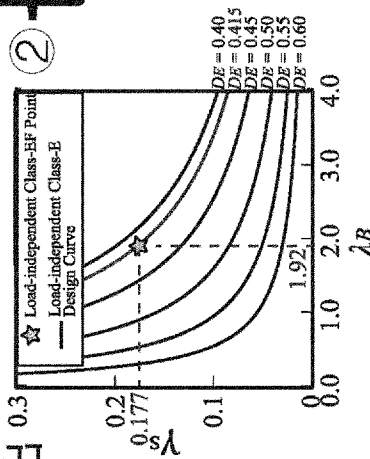
$$D_{EF} \quad \gamma_S \quad \lambda_B \quad \omega_2 \quad \text{を導出}$$

② CVモード(負荷非依存E級インバータ)の初期設計

- ①の結果に基づいて D_E を導出

$$\gamma_S = G(\lambda_B, D_E)$$

γ_S, λ_B により一意に定まる

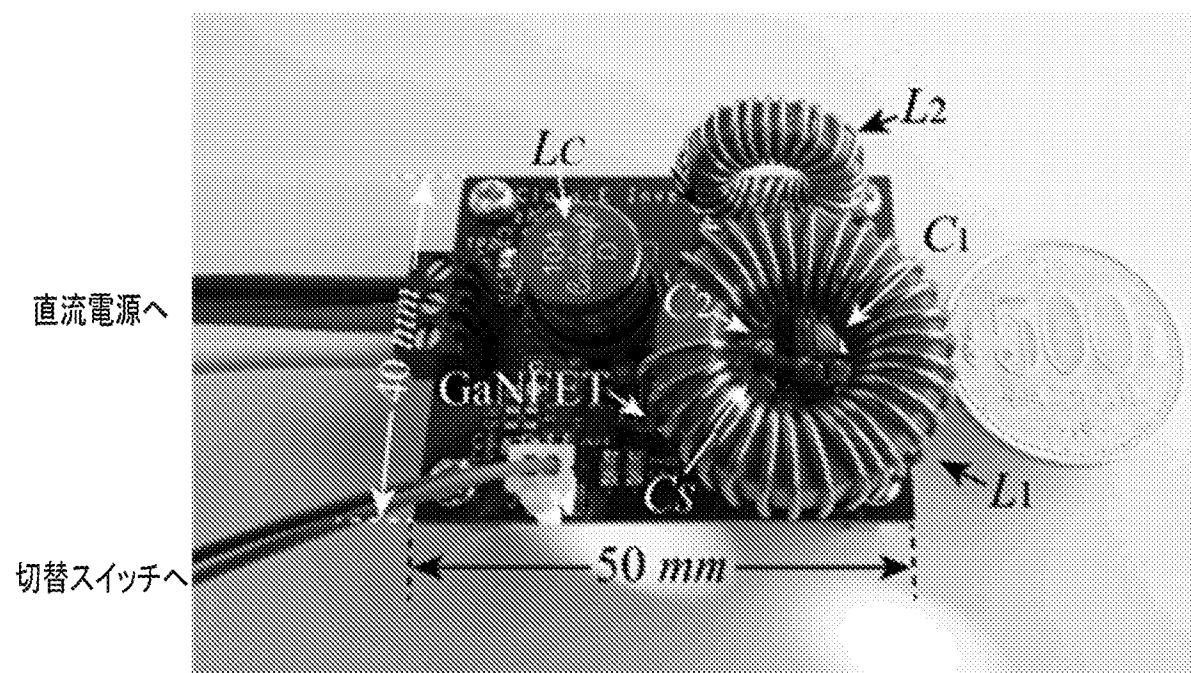


2. ω_S の導出

- E級負荷非依存条件式(公知文献): $1 + \frac{\pi(1 - D_E)\omega_S}{\tan(\pi D_E \omega_S)} = 0$

D_E により一意的に決定

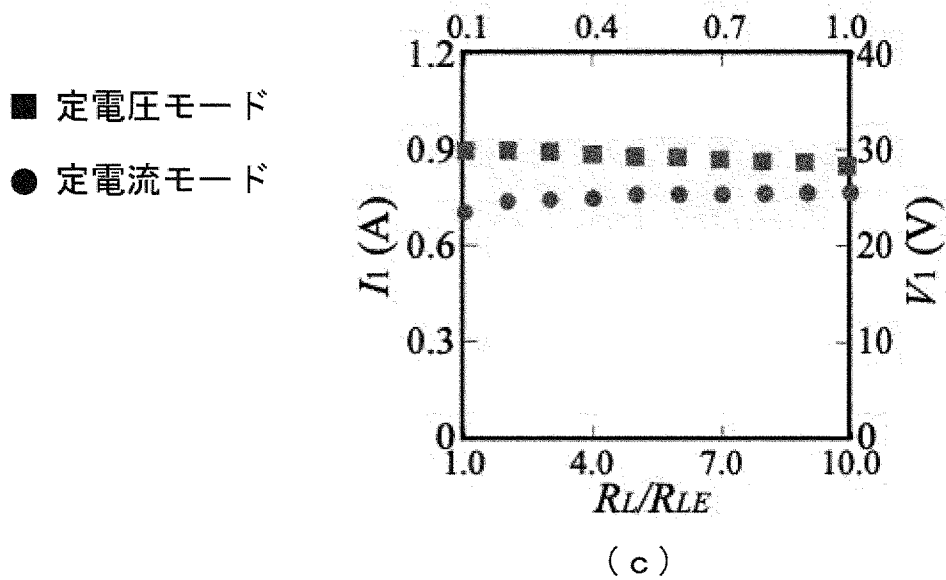
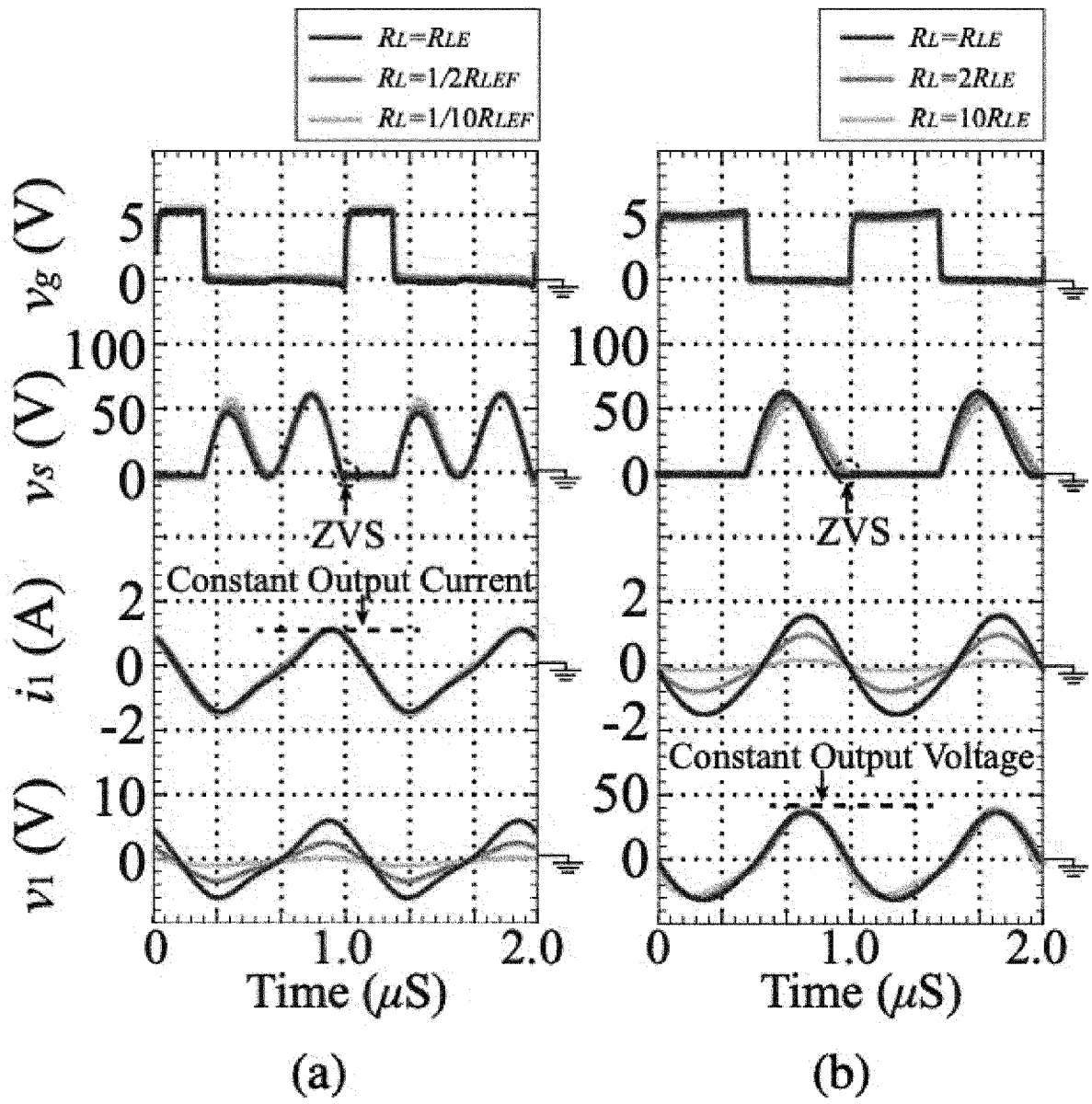
[図7]



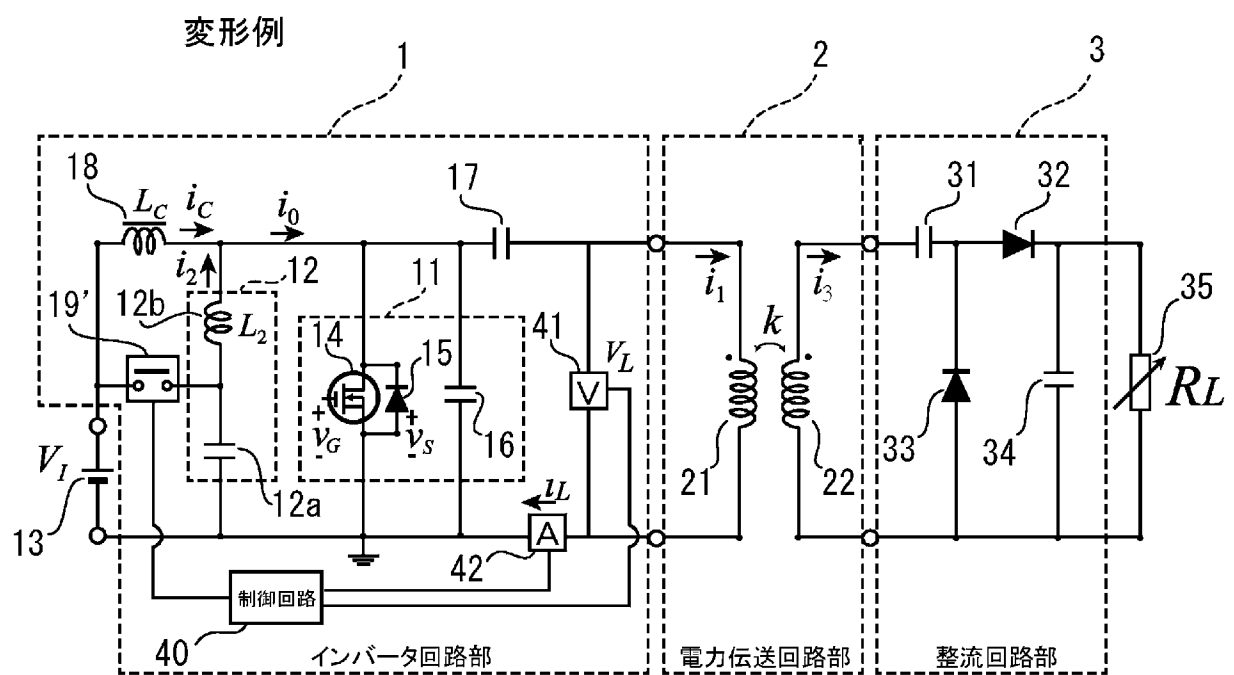
素子値

Param.	Designed	Measured	Difference
f_s	1.00 MHz	1.00 MHz	0.00 %
V_I	24.0 V	24.0 V	0.00 %
L_C	100.0 μH	99.2 μH	-0.80 %
L_1	11.9 μH	11.9 μH	0.00 %
L_2	3.24 μH	3.25 μH	+0.30 %
C_S	5.50 nF	5.50 nF	0.00 %
C_1	2.43 nF	2.42 nF	-0.41 %
C_2	2.70 nF	2.68 nF	+0.74 %

[図8]

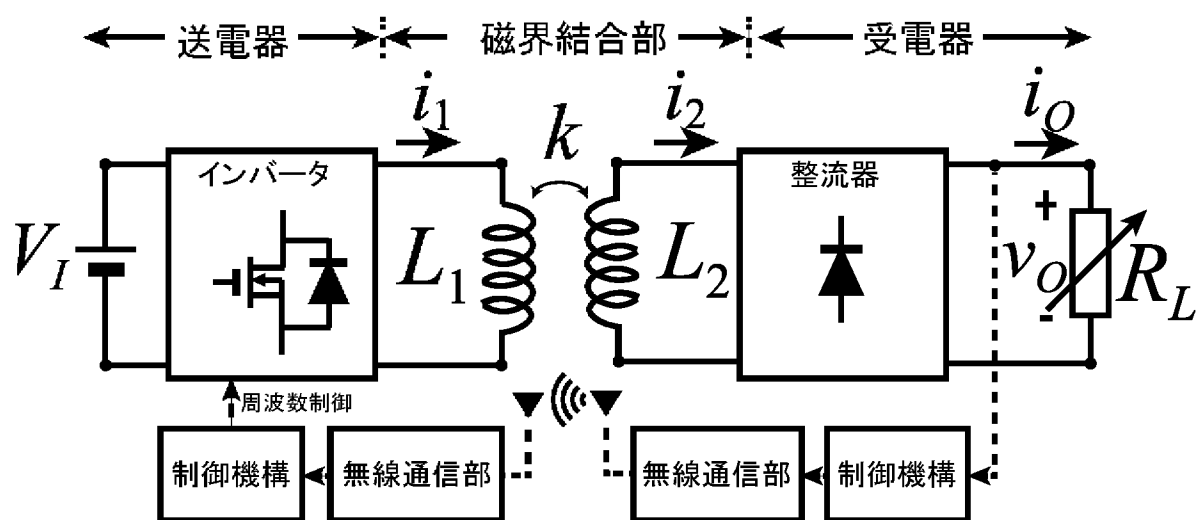


[図9]



[図10]

従来例



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/017590

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02M 7/48**(2007.01)i; **H02J 50/12**(2016.01)i

FI: H02M7/48 A; H02J50/12

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)

H02M7/48; H02J50/12

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

Published examined utility model applications of Japan 1922-1996
 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2023
 Registered utility model specifications of Japan 1996-2023
 Published registered utility model applications of Japan 1994-2023

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 2021-530946 A (IMPERIAL COLLEGE INNOVATIONS LTD.) 11 November 2021 (2021-11-11) entire text, all drawings	1-3
A	JP 6-276078 A (HITACHI, LTD.) 30 September 1994 (1994-09-30) entire text, all drawings	1-3
A	JP 2017-93175 A (DAIHEN CORP.) 25 May 2017 (2017-05-25) entire text, all drawings	1-3
A	US 4785387 A (VIRGINIA TECH INTELLECTUAL PROPERTIES, INC.) 15 November 1988 (1988-11-15) entire text, all drawings	1-3
A	US 5313382 A (AT&T BELL LABORATORIES) 17 May 1994 (1994-05-17) entire text, all drawings	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

10 July 2023

Date of mailing of the international search report

18 July 2023

Name and mailing address of the ISA/JP

Japan Patent Office (ISA/JP)
 3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915
 Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2023/017590

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2021-530946	A	11 November 2021	US 2021/0203192 A1 entire text, all drawings WO 2019/229217 A1 CN 112534677 A	
JP	6-276078	A	30 September 1994	(Family: none)	
JP	2017-93175	A	25 May 2017	(Family: none)	
US	4785387	A	15 November 1988	(Family: none)	
US	5313382	A	17 May 1994	(Family: none)	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02M 7/48(2007.01)i; H02J 50/12(2016.01)i FI: H02M7/48 A; H02J50/12		
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）） H02M7/48; H02J50/12 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 1971-2023年 日本国実用新案登録公報 1996-2023年 日本国登録実用新案公報 1994-2023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 2021-530946 A（インペリアル・カレッジ・イノベーションズ・リミテッド） 11.11.2021（2021-11-11） 全文, 全図	1-3
A	JP 6-276078 A（株式会社日立製作所）30.09.1994（1994-09-30） 全文, 全図	1-3
A	JP 2017-93175 A（株式会社ダイヘン）25.05.2017（2017-05-25） 全文, 全図	1-3
A	US 4785387 A（VIRGINIA TECH INTELLECTUAL PROPERTIES, INC.）15.11.1988 （1988-11-15） 全文, 全図	1-3
A	US 5313382 A（AT&T BELL LABORATORIES）17.05.1994（1994-05-17） 全文, 全図	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、一般的な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抵触するものではなく、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 10.07.2023	国際調査報告の発送日 18.07.2023	
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	権限のある職員（特許庁審査官） 佐藤 匡 5G 2573 電話番号 03-3581-1101 内線 3526	

国際調査報告
 パテントファミリーに関する情報

国際出願番号

PCT/JP2023/017590

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	2021-530946	A	11.11.2021	US 2021/0203192 A1 全文, 全図 WO 2019/229217 A1 CN 112534677 A	
JP	6-276078	A	30.09.1994	(ファミリーなし)	
JP	2017-93175	A	25.05.2017	(ファミリーなし)	
US	4785387	A	15.11.1988	(ファミリーなし)	
US	5313382	A	17.05.1994	(ファミリーなし)	