

(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
2012 年 9 月 27 日(27.09.2012)



(10) 国際公開番号
WO 2012/127730 A1

- (51) 国際特許分類:
H05B 6/06 (2006.01) *H05B 6/44* (2006.01)
H05B 6/10 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/075251
- (22) 国際出願日: 2011 年 11 月 2 日(02.11.2011)
- (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 2011-063528 2011 年 3 月 23 日(23.03.2011) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 三井造船株式会社(MITSUI ENGINEERING & SHIP-BUILDING CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1048439 東京都中央区築地 5 丁目 6 番 4 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 内田 直喜(UCHIDA Naoki) [JP/JP]; 〒7068651 岡山県玉野市玉 3 丁目 1 番 1 号 三井造船株式会社 玉野事業

所内 Okayama (JP). 川中 啓二(KAWANAKA Keiji) [JP/JP]; 〒7068651 岡山県玉野市玉 3 丁目 1 番 1 号 三井造船株式会社 玉野事業所内 Okayama (JP). 阿尾 高広(AO Takahiro) [JP/JP]; 〒7068651 岡山県玉野市玉 3 丁目 1 番 1 号 三井造船株式会社 玉野事業所内 Okayama (JP).

(74) 代理人: 磯野 道造(ISONO Michizo); 〒1020093 東京都千代田区平河町 2 丁目 7 番 4 号 砂防会館別館内 磯野国際特許商標事務所気付 Tokyo (JP).

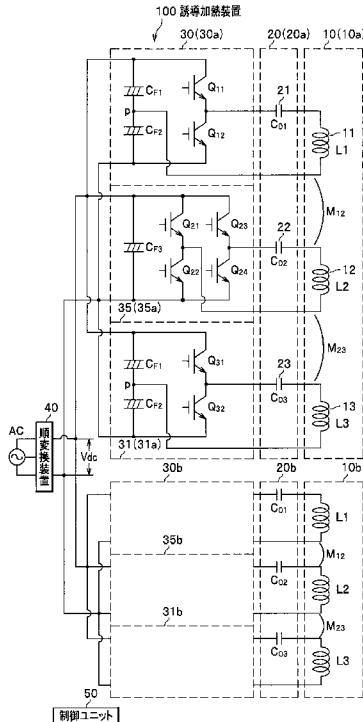
(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK,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

[続葉有]

(54) Title: INDUCTION HEATING DEVICE, CONTROL METHOD FOR INDUCTION HEATING DEVICE, AND CONTROL PROGRAM

(54) 発明の名称: 誘導加熱装置、誘導加熱装置の制御方法、及び制御プログラム

[図3]



40 Power rectifier
50 Control unit
100 Induction heating device

(57) Abstract: The present invention comprises the following: a plurality of closely-positioned induction heating coils (11, 12, 13); capacitors (21, 22, 23) respectively connected in series to the induction heating coils; a plurality of power inverters (30, 35, 31) that apply to the serial resonance circuits of each of the induction heating coils and capacitors a high-frequency voltage converted from a direct voltage; and a control circuit (50) that synchronizes the plurality of power inverters to the same frequency and current, controls to the minimum level the potential difference between the high frequency voltage generated by a specific power inverter that supplies maximum power to the plurality of induction heating coils and the resonance current flowing through the serial resonance circuits, and sets the direct-current power supply voltage (Vdc) applied to the plurality of power inverters to a voltage such that the output voltage (Vinv) from the power inverters exceeds the mutual induction voltage (Vm).

(57) 要約: 近接して配置された複数の誘導加熱コイル(11, 12, 13)と、各々に直列接続されたコンデンサ(21, 22, 23)と、直流電圧から変換させられた高周波電圧を各々の前記誘導加熱コイル及びコンデンサの直列共振回路に印加する複数の逆変換装置(30, 35, 31)と、複数の逆変換装置を周波数同一かつ、電流同期させるとともに、複数の誘導加熱コイルに最大電力を供給する特定の逆変換装置が発生する高周波電圧と直列共振回路に流れる共振電流との位相差が最小になるように制御し、複数の逆変換装置に印加される直流電源電圧Vdcは、逆変換装置の出力電圧(Vinv)が相互誘導電圧(Vm)を超える電圧に設定されている制御回路(50)とを備える。



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, MD, 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))

明 細 書

発明の名称：

誘導加熱装置、誘導加熱装置の制御方法、及び制御プログラム

技術分野

[0001] 本発明は、誘導加熱コイルに高周波電力を供給する逆変換装置を備える誘導加熱装置、誘導加熱装置の制御方法、及び制御プログラムに関する。

背景技術

[0002] ビレット（鋳塊）を鍛造や圧延、押出しを行って種々の製品に仕上げる前には、例えば整定温度 1 2 5 0℃までビレットを加熱して軟化させる必要がある。単一コイルで、棒状のビレットを整定温度に保とうとすると、温度分布が不均一になるので、スタンバイ時、スタンバイ時～通常加熱に移行する場合など、過渡時に所定温度にならない無駄焼き材が発生することがある。また、両端部を整定温度に保とうとすると、中央部が高温になり、炉自体が溶解することもある。そこで、加熱には、誘導加熱コイルを複数に分割して、分割された誘導加熱コイルごとに個別に高周波電源（例えば、インバータ）を接続して電力制御を行う誘導加熱装置が用いられる。

[0003] ところが、分割された各々の誘導加熱コイルは、誘導加熱コイル間の温度低下を防止するために、互いに近接させているので、相互インダクタンス M が存在し、相互誘導電圧が発生する状態となる。そのため、各インバータは、相互インダクタンス M を介して並列運転される状態となり、インバータ相互間で電流位相にズレがある場合はインバータ相互間で電力の授受が生じることがある。すなわち、各インバータの電流位相のズレによって、分割された誘導加熱コイル間で磁界に位相差が生じるため、隣接する誘導加熱コイルの境界付近で磁界が弱まり、誘導加熱電力による発熱密度が低下する。その結果、被加熱物（ビレットやウェハ）の表面に温度ムラが生じるおそれがある。

[0004] そこで、隣接する誘導加熱コイル間に相互インダクタンス M が存在して相

互誘導電圧が生じる状況下でも、インバータ相互間に循環電流が流れないようにすると共に、分割された誘導加熱コイルの境界付近で発熱密度が低下しないようにして、誘導加熱電力の適正な制御を行うことが可能な「ゾーンコントロール誘導加熱（Zone Controlled Induction Heating：Z C I H）」の技術が発明者等によって提案された。このZ C I Hの技術によれば、各電源ユニットは、それぞれ、降圧チョッパと電圧形インバータ（以下、単にインバータという）とを備えて構成されている。そして、複数の電力供給ゾーンに分割された各電源ユニットは、分割されたそれぞれの誘導加熱コイルに個別に接続されて電力供給を行っている。

[0005] このとき、各電源ユニットにおけるそれぞれのインバータは、電流同期制御（つまり、電流位相の同期制御）され、各インバータに流れる電流位相を一致させることにより、複数のインバータ相互間に循環電流が流れないようにしている。言い換えると、複数のインバータ相互間で電流の授受を起こさないようにして、インバータに流れ込む回生電力によって過電圧が発生することのないようにしている。また、インバータは、分割されたそれぞれの誘導加熱コイルに流れる電流位相を一致させることにより、各誘導加熱コイルの境界付近で誘導加熱電力による発熱密度が急激に低下しないようにしている。

[0006] さらに、各降圧チョッパは、それぞれのインバータの入力直流電圧を可変することにより、各インバータの電流振幅制御を行い、各誘導加熱コイルに供給する誘導加熱電力の制御を行っている。すなわち、特許文献１に開示されたZ C I Hの技術は、各降圧チョッパごとに電流振幅制御を行うことにより、各ゾーンごとに誘導加熱コイルの電力制御を行い、各インバータの電流同期制御によって、複数のインバータ相互間の循環電流の抑制と、各誘導加熱コイルの境界付近での誘導加熱電力による発熱密度の均一化とを図っている。このようなZ C I Hの技術を用いて、降圧チョッパの制御系とインバータの制御系とが個別の制御を行うことで、被加熱物上の発熱分布を任意に制御することが可能となる。すなわち、特許文献１に開示されたZ C I Hの技

術によって、急速かつ精密な温度制御、及び温度分布制御を行うことが可能となる。

[0007] 特許文献1に記載の技術は、過熱コイルと直列に共振コンデンサを接続し、電流共振逆変換装置を構成すると共に、直流電力を供給する電源として単一の順変換装置（チョッパ）を複数の共振型逆変換装置に接続し、複数の共振型逆変換装置に共通に印加される電源電圧を変化させ、矩形波電圧の立ち上がりタイミングと共振電流のゼロクロスタイミングとの位相差を長くすることにより、ZVS（Zero Voltage Switching）を実現し、転流ダイオードのリカバリ損失を低減したインバータ回路が開示されている。

[0008] また、特許文献2には、複数の誘導加熱コイルに個別に接続したインバータに同時に直流電力を供給し、複数の誘導加熱コイルを同時に稼働させる技術が開示されている。この技術は、定格出力電流運転時における定格時出力電圧と、定格時電圧降下と定格時誘導電圧との和との比が所定値以上となる係数と、このときの制御対象インバータの定格時出力電圧と定格出力電流との間の位相角とを求め、任意運転時の制御対象インバータを、求めた係数（実施形態では「2」）と位相角とが得られるように制御対象インバータの出力周波数を制御する技術である。

先行技術文献

特許文献

[0009] 特許文献1：特開2010-287447号公報

特許文献2：特開2004-134138号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0010] ところで、誘導加熱コイルを複数の分割しない、1ゾーンで構成された一般の誘導加熱装置は、固有共振周波数に運転周波数を追従させて運転することができ、逆変換装置の出力矩形波電圧の立ち上がりタイミングと共振電流のゼロクロスタイミングとの位相差を最小にすることにより、力率を向上さ

せる最小位相角運転を行うことができた。

[0011] この点、誘導加熱コイルを複数に分割した特許文献 1, 2 の技術の場合、相互誘導電圧により、位相角が増大するので、すべてのゾーンで最小位相角制御を行うことができない。このため、このため、出力電力が大きいゾーン（2 ゾーン）でのみ位相角を最小に制御することが考えられる。

[0012] しかしながら、ビレットは、キュリー点を超えるような温度上昇による磁性体から非磁性体への変化や、被加熱物の形状変化（空隙変化）に起因する位相角変化（位相角低下）があり、固有共振周波数が高くなると共に、共振電流が約 3 倍になる特性を有する。

		冷材	HOT材	空芯コイル	
等価抵抗	R (比率)	1	0.3	0.15	(約 7 倍)
インダクタンス	L (μH)	118	84	110	

[0013] 位相角最小制御の対象でないゾーン（1, 3 ゾーン）が、早くキュリー点を超える温度になった場合、インダクタンス L が小さくなるので固有共振点が高くなる。（固有共振点が高くなると、周波数一定のインバータでは、所定電流を流すための位相角が低下し、力率が良くなる。）

しかしながら、固有共振点が高くなると、インバータ電圧 V_{inv} が相互誘導電圧 V_m に負けて ($V_{inv} < V_m$)、急峻な逆位相電流（逆方向電流）が流れる（図 2 (a)）。

例えば、空コイルは冷材コイルに対して等価抵抗 R が $1/7$ になるので、相互誘導電圧 V_m が変化することなく、等価抵抗の電圧降下 V_R や等価インダクタンスの電圧降下 V_L が低下する。この結果、インバータ電圧 V_{inv} が相互誘導電圧 V_m に負けることがあり、すべての負荷状態で正常運転できるとはいえない。

[0014] また、1, 3 ゾーン（隣接ゾーン）が整定温度になると出力電流が低減するので、最大出力ゾーン（当該ゾーン）の位相角が小さくなることがある。この場合も、共振電流が負から正に遷移するときのゼロクロスタイミングが

インバータの矩形波出力電圧の立ち上がりタイミングよりも進み、 ZVS を維持できなくなることがある。

例えば、図9の温度変化を示す図を参照すれば、加熱が完了する整定温度（ 1250°C ）付近では急激に電流低下するため、最初に整定温度に到達したゾーンは最小電流となり、未到達ゾーンは大電流が継続していることになる。このとき、最小電流ゾーンは、インバータの出力電圧 V_{inv} が、隣接するゾーンから到達する相互誘導電圧 V_m よりも小さくなり、正常運転することができない。

[0015] そこで、本発明は、最大電力を出力すべきゾーンの正常運転を確保することができる誘導加熱装置、誘導加熱装置の制御方法、及び制御プログラム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

[0016] 前記課題を解決するため、本発明の一の手段は、何れか一台又は複数台の逆変換装置を最小位相角で制御すると共に、各々の前記逆変換装置の出力電圧（ V_{inv} ）が相互誘導電圧（ V_m ）を超えるように、前記逆変換装置に印加される電源電圧を変更する。

[0017] ここで、逆変換装置の出力電圧（高周波電圧）がどのような周波数でも電流（ I_{in} ）に対して遅れ位相（すなわち、共振電流が進み位相）にならないようにする位相角を最小位相角という。このためには、出力電圧（ V_{inv} ）が隣接ゾーンから到来する相互誘導電圧（ V_{m12} 、 V_{m32} ）よりも大きな値（ $V_{inv} > V_{m12}$ 、 $V_{inv} > V_{m32}$ ）になるように設定する。 $V_{inv} = V_m$ のときの位相角（最小位相角）は、 30° である（図2（c）参照）。

[0018] 何れか一台又は複数台のインバータ（好ましくは、最大出力インバータ、全インバータ）が最小位相角となるように制御することが好ましい。

[0019] また、各々の前記逆変換装置の出力電圧（ V_{inv} ）が相互誘導電圧（ V_m ）を超え、前記相互誘導電圧の2倍までの範囲になるように、前記逆変換装置に印加される電源電圧を変更する。

[0020] 出力電圧（ V_{inv} ）が隣接ゾーンから到来する相互誘導電圧（ V_{m12} 、 V

$m32)$ の和よりも大きな値 ($V_{inv} > (V_{m12} + V_{m32})$) になるように設定する。特に、隣接ゾーンから到来する相互誘導電圧 (V_{m12} , V_{m32}) が等しいとき、 $V_{inv} > 2 |V_m|$ となる。

[0021] 商用電源を用いて、前記電源電圧を可変させる順変換装置をさらに有し、前記逆変換装置が振幅が変調された等価正弦波電圧を発生するときは、前記出力電圧は、前記電源電圧 (V_{dc}) を2の平方根で除した値に、変調率を乗算した値であり、

前記逆変換装置がチョッパであるとき、前記出力電圧 (V_{inv}) は、前記電源電圧に通流率 ($Duty$) を乗じた値に規定されることを特徴とする。例えば、前記出力電圧 (V_{inv}) は、前記電源電圧に通流率 ($Duty$) 及び波形歪率 (0.9) を乗じた値に設定される。

発明の効果

[0022] 本発明によれば、最大電力を出力すべきゾーンの正常運転を確保することができる。このため、複数の誘導加熱コイル、及び複数の逆変換装置を用いた場合、固有共振周波数に追従させて、各誘導加熱コイルに流れる略共振電流を位相遅れモードにすることができる。なお、最大電力を供給する逆変換装置は、最小位相角制御を行うことにより変換器容量を低減することができる。

図面の簡単な説明

[0023] [図1]本発明の一実施形態である誘導加熱装置に使用されるビレットヒータの断面図である。

[図2]ビレットヒータの等価回路図、及び動作を説明するためのベクトル図である。

[図3]本発明の一実施形態である誘導加熱装置の回路構成図である。

[図4]冷材とHOT材とで相違する共振特性を説明するための周波数－電流特性図である。

[図5]本発明の一実施形態である誘導加熱装置の順変換装置、及び逆変換装置を説明するための回路図である。

[図6]等価正弦波電圧、及び平均値制御を説明するための説明図である。

[図7]逆変換装置を制御する制御ユニットのブロック構成図である。

[図8]チョッパを制御する制御ユニットのブロック構成図である。

[図9]各ゾーンの温度変化を示す図である。

[図10] I P Mモジュールを用いた第2実施形態の回路図である。

[図11] I P Mモジュールを用いた第3実施形態の回路図である。

[図12]高次共振防止リアクトルを用いた第4実施形態の回路図である。

[図13]矩形波電圧を用いたときの動作を説明するための波形図である。

発明を実施するための形態

[0024] 以下、図面を参照して、本発明の本実施形態につき詳細に説明する。なお、各図は、本発明を十分に理解できる程度に、概略的に示してあるに過ぎない。よって、本発明は、図示例のみに限定されるものではない。また、各図において、共通する構成要素や同様な構成要素については、同一の符号を付し、それらの重複する説明を省略する。

[0025] (第1実施形態)

(全体構成)

図1(a)(b)は、本発明の一実施形態である誘導加熱装置に使用されるビレットヒータの構造図であり、図2は、ビレットヒータの等価回路図、及び動作を説明するためのベクトル図であり、図3は、誘導加熱装置の回路構成図である。

図1(a)(b)に示すように、ビレットヒータ10は、加熱対象の円柱状のビレット(鋳塊)1を中心として、同心円状の耐火材、及び断熱材を備え、断熱材の外周表面に誘導加熱コイルが巻回されて構成されている。この耐火材、及び断熱材は、高温に熱せられたビレットの放熱を回避すると共に、コイル素線を溶断させないようにしている。なお、ビレット1の径は直径55mmである。

図1(a)の軸方向断面図において、誘導加熱コイルは、1ゾーンから3ゾーンまで、空隙を介して3分割されており、分割された誘導加熱コイル1

1, 12, 13から構成されている。なお、誘導加熱コイル12を誘導加熱中央コイルといい、誘導加熱コイル11, 13を誘導加熱隣接コイルということがある。

[0026] ビレット1を誘導加熱する場合、渦電流損が発生するので、誘導加熱コイル11, 12, 13は、等価インダクタと等価抵抗器との直列回路で等価的に表現される(図2(a))。また、図3に示すように、誘導加熱コイル11, 12, 13は、それぞれ直列にコンデンサ21, 22, 23が接続されている。したがって、誘導加熱コイル11, 12, 13、及びコンデンサ21, 22, 23の直列回路は、RLC直列共振回路と等価的に表され、その一端に出力電圧 V_{inv} のインバータ電源 E_{inv} が接続され、他端に相互誘導電圧 V_m の交流電源 E_m が接続されて表現される(図2(a))。これにより、インバータ電流 I_{inv} (実線矢印)が流れ、逆方向に相互誘導電流 I_m (破線矢印)が流れる。逆方向電流を流さないために、逆変換装置30, 35, 31(図3)の出力電圧 V_{inv} は、相互誘導電圧 V_m よりも高くなければならない。

[0027] また、整定温度(1250°C)では、キュリー点(740°C~770°C)を超えているので、ビレット1は、磁性体から非磁性体に変化する。このため、固有共振周波数が高くなると共に、共振電流が約3倍になる。相互誘導電圧 V_m が周波数により位相が360°変化し、円形の軌跡を示すので(図2(b))、インバータ(逆変換装置35)の出力電圧(インバータ電圧 V_{inv})がどのような周波数でも遅れ位相(すなわち、共振電流が進み位相)にならないようにするためには、出力電圧(インバータ電圧 V_{inv})が隣接ゾーン(1, 3ゾーン)から到来する相互誘導電圧 V_{m12} , V_{m32} の和よりも大きな値($V_{inv} > (V_{m12} + V_{m32})$)になるように設定する。1, 3ゾーンから到来する相互誘導電圧 V_{m12} , V_{m32} が等しいとき、 $V_{inv} > 2|V_m|$ となり、 $V_{inv} = 2|V_m|$ のときの位相角は、30°である(図2(c)のa点)。

[0028] 図3の回路構成図において、本発明の一実施形態である誘導加熱装置10

0は、2組のビレットヒータ10（10a、10b）と、2組のコンデンサユニット20（20a、20b）と、2組の逆変換装置30（30a、30b）、35（35a、35b）、31（31a、31b）と、順変換装置40と、制御ユニット50とを備えて構成される。

[0029] ビレットヒータ10は、図1を用いて説明したように、インダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 の誘導加熱コイル11、12、13を備え、誘導加熱コイル11、12の相互インダクタンスを M_{12} とし、誘導加熱コイル12、13の相互インダクタンスを M_{23} とする。なお、誘導加熱コイル L_1 、 L_3 との間の距離は長いので、その相互インダクタンスは無視する。

[0030] コンデンサユニット20は、キャパシタンス C_{01} 、 C_{02} 、 C_{03} の3つのコンデンサ21、22、23を内蔵している。コンデンサ21、22、23は、それぞれ誘導加熱コイル11、12、13と直列接続されており、LC共振回路を構成している。

[0031] 図4は、ビレットの冷材とHOT材とで変化する周波数特性を示す各ゾーンの周波数－電流特性図である。図4（a）は1、3ゾーンの冷材の特性を示し、図4（b）は1、3ゾーンのHOT材の特性を示し、図4（c）は2ゾーンの冷材の特性を示し、図4（d）は2ゾーンのHOT材の特性を示している。図からわかるように、HOT材の方が冷材よりも電流が3倍に増加している。

[0032] 図4（b）（c）に示すように、誘導加熱装置100は、1、3ゾーンのHOT時固有共振周波数（350Hz）が、最大電力ゾーン（2ゾーン）の冷材時固有共振周波数（400Hz）よりも低くなるようにコンデンサ21、22、23（図3）のキャパシタンス C_{01} 、 C_{02} 、 C_{03} を設定する。

言い換えれば、誘導加熱装置100は、1ゾーンに2、3ゾーンから相互誘導電圧（それぞれ、 V_{m21} 、 V_{m31} ）を受けたとき、1ゾーンの逆変換装置30の出力電圧（インバータ電圧 V_{inv} ）が、2、3ゾーンから到来する相互誘導電圧よりも高い値（ $V_{inv} > V_{m21}$ または $V_{inv} > V_{m31}$ ）になるように、コンデンサ21、22のキャパシタンスを設定する。同様に、

誘導加熱装置 100 は、3 ゾーンの逆変換装置 31 の出力電圧（インバータ電圧 V_{inv} ）が、2, 1 ゾーンから到来する相互誘導電圧よりも高い値（ $V_{inv} > V_{m23}$ または $V_{inv} > V_{m13}$ ）になるように、コンデンサ 22, 23 のキャパシタンスを設定する。

[0033] また、HOT材の方が冷材よりも共振周波数が高くなるので、図4（c）（d）からわかるように、誘導加熱装置 100 は、インバータ電圧 V_{inv} を同一にしつつ、各々のゾーンで固有共振周波数の変化に追従させる制御を行うことにより、各ゾーンの共振電流を同等にすることができる。

すなわち、誘導加熱装置 100 は、2 ゾーンにおいて、固有共振点 400 Hz の冷材が、加熱され、HOT材になると、共振電流が3倍に増加すると共に、固有共振点が550 Hz まで上昇する。550 Hz の固有共振点に追従させることにより、共振電流が減少して、冷材の共振電流と同等に制御できる。このとき、誘導加熱装置 100 は、1, 3 ゾーンは、固有共振周波数が350 Hz に低く設定されているが、2 ゾーンと同一周波数の550 Hz で駆動することになるので、共振電流がさらに低減する。すなわち、2 ゾーンから1, 3 ゾーンが受ける相互誘導電圧は変化しないので、逆変換装置 30, 31 の出力電圧（インバータ電圧 V_{inv} ）は、低減する。

[0034] 図3に示す逆変換装置 30（31）は、直列接続された電解コンデンサ C_{F1} , C_{F2} と、2 個の IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）Q11, Q12（Q31, Q32）とを備え、ハーフブリッジ回路を構成し、コンデンサ 21, 23 を介して、誘導加熱コイル 11, 13 に電力を供給している。

[0035] 逆変換装置 30（31）は、トランジスタ Q11 のエミッタ端とトランジスタ Q12 のコレクタ端とが接続され、トランジスタ Q11 のコレクタ端とトランジスタ Q12 のエミッタ端との間に直流電圧 V_{dc} が印加され、直列接続された電解コンデンサ C_{F1} , C_{F2} に直流電圧 V_{dc} が印加される。

誘導加熱装置 100 は、トランジスタ Q11 のエミッタ端、及びトランジスタ Q12 のコレクタ端の接続点と、コンデンサ 21 の一端とが接続され、

コンデンサ 21 の他端と誘導加熱コイル 11 の一端とが接続され、誘導加熱コイル 11 の他端と電解コンデンサ C_{F1} , C_{F2} の接続点 P とが接続されている。

[0036] 逆変換装置 35 は、単一の電解コンデンサ C_F3 と、4 個のトランジスタ Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} , Q_{24} とを備え、フルブリッジ回路を構成し、コンデンサ 22 を介して誘導加熱コイル 12 に、逆変換装置 30, 31 よりも大きな電力を供給している。

逆変換装置 35 は、トランジスタ Q_{21} のエミッタ端とトランジスタ Q_{22} のコレクタ端とが接続され、トランジスタ Q_{23} のエミッタ端とトランジスタ Q_{24} のコレクタ端とが接続され、トランジスタ Q_{21} , Q_{23} のコレクタ端とトランジスタ Q_{22} , Q_{24} のエミッタ端とに直流電圧 V_{dc} が印加され、電解コンデンサ C_F3 に直流電圧 V_{dc} が印加される。誘導加熱装置 100 は、トランジスタ Q_{23} のエミッタ端とトランジスタ Q_{24} のコレクタ端との接続点とコンデンサ 22 の一端とが接続され、コンデンサ 22 の他端と誘導加熱コイル 12 の一端とが接続されている。

また、誘導加熱装置 100 は、トランジスタ Q_{21} のエミッタ端とトランジスタ Q_{22} のコレクタ端との接続点と、誘導加熱コイル 12 の他端とが接続されている。

[0037] 逆変換装置 31 は逆変換装置 30 と同様の構成であり、逆変換装置 30b, 35b, 31b は逆変換装置 30a, 35a, 31a と同一構成である。

順変換装置 40 は、ダイオードブリッジ 41、及びチョッパ 45 (図 5) により構成され、商用電源 AC を用いて直流電圧 V_{dc} を発生させて、第 1 の逆変換装置集合体 (逆変換装置 30a, 35a, 31a) 及び第 2 の逆変換装置集合体 (逆変換装置 30b, 35b, 31b) に電力供給を行っている。これにより、順変換装置 40 は、逆変換装置 30a, 35a, 31a に同一の直流電圧 V_{dc} を印加する。

[0038] なお、コンデンサ 21, 22, 23 は、図 4 を用いて前記したように、1, 3 ゾーンの HOT 時固有共振周波数が、最大電力ゾーン (2 ゾーン) の冷

材時固有共振周波数よりも低くなるようにキャパシタンス C_{01} , C_{02} , C_{03} を設定する。

[0039] 図5は、本発明の一実施形態である誘導加熱装置の順変換装置、及び逆変換装置を説明するための回路図である。

順変換装置40aは、ダイオードブリッジ41と、電解コンデンサ42と、スイッチング素子としてのトランジスタ（IGBT）Q41, Q42と、転流ダイオードと、平滑リアクトルLとを備える。ダイオードブリッジ41は、商用電源の交流電圧を全波整流する。電解コンデンサ42は、ダイオードブリッジ41が整流した直流電圧を平滑する。トランジスタQ41, Q42、及び転流ダイオードは、電解コンデンサ42の両端電圧 V_{dc0} を所定のDUTY比で断続させて、矩形波電圧を生成する。平滑リアクトルLは、IGBT Q41, Q42が生成した矩形波電圧を平滑する。

[0040] 逆変換装置35aは、前記した構成と同様であるが、電解コンデンサCF3の代わりに容量の小さなフィルムコンデンサ（コンデンサCF4）を用いてもよい。なお、直流電圧 V_{dc} は、コンデンサCF3, CF4の両端電圧をいう。

[0041] （制御ユニットの機能）

制御ユニット50は、逆変換装置30, 31, 35内部のトランジスタ（IGBT）のゲートを制御するゲート信号を生成するものであり、ROM（Read Only Memory）、RAM（Random Access Memory）、CPU（Central Processing Unit）により構成され、CPUが記憶媒体に格納された所定のプログラムを実行することにより、下記の機能を実現する。

[0042] 1) 全ゾーンを同一周波数、電流同期で運転する。

分割された誘導加熱コイル11, 12, 13は互いに近接しているので、相互誘導インダクタンス M_{12} , M_{23} が存在し、相互誘導電圧 V_m が発生する状態となる。逆変換装置相互間で生じる電力の授受に伴って発生する誘導加熱コイル間での磁界の位相差を回避するために、1, 2, 3ゾーンを同一周波数で、かつ同期された正弦波電流で運転する。これにより、局所的に

発熱量が低下して発熱ムラが発生する現象が回避される。

[0043] 2) 制御ユニット50は、逆変換装置30, 35, 31をPWM非共振インバータとして機能させている。具体的には、逆変換装置30, 35, 31は、ZVSを実現する必要があるので、所定のキャリア周波数の矩形波電圧を所定の運転周波数の正弦波信号($\sin \omega t$)でPWM変調した矩形波状の等価正弦波電圧(フルブリッジ回路である逆変換装置35では図6(a))を発生する。この等価正弦波電圧は、 $L-R$ 時定数($(L1-CO1)R$ 時定数)により平均化され、誘導加熱コイル11, 12, 13には略正弦波形のコイル電流が流れる。そして、制御ユニット50は、同期制御時定数を共振時定数($T=2L/R$)より長くさせる平均値制御を行い(図6(b)参照)、コイル電流の周波数が目標運転周波数、及び目標位相になるように、逆変換装置30, 35, 31の等価正弦波電圧を帰還制御する。なお、この目標位相は、等価正弦波を生成する正弦波信号が負から正に遷移するゼロクロス点と、略正弦波形のコイル電流が負から正に遷移するゼロクロス点との間の位相をいう。このように、制御ユニット50は、PWM制御により、キャリア周波数8kHzの三角波信号を用いて、運転周波数1kHzの等価正弦波信号を生成して、逆変換装置30, 35, 31内部のIGBTのゲートを制御している。

[0044] 3) 最小位相角制御

最大電力を出力する2ゾーンの逆変換装置35は、固有共振周波数に追従させつつ最小位相角制御を行っている。以下、最小位相角制御について説明する。

最大出力ゾーン(2ゾーン)の最小位相角(例えば、 30°)となるように制御する。

具体的には、前記したように、最小位相角は、出力電圧(インバータ電圧 V_{inv})が隣接ゾーン(1, 3ゾーン)から到来する相互誘導電圧 V_{m12} , V_{m32} の和よりも大きな値($V_{inv} > (V_{m12} + V_{m32})$)になるように設定する。1, 3ゾーンから到来する相互誘導電圧 V_{m12} , V_{m32} が

等しいとき、 $V_{inv} > 2 |V_m|$ となり（図 2（c））、このときの最小位相角は、 30° である。

[0045] なお、固有共振周波数の変化があっても、常に他ゾーンから到来する相互誘導電圧 V_m に勝るインバータ電圧 V_{inv} を出すために、十分大きな位相角となる固定周波数で運転することも考えられる。しかしながら、以下の問題点が生じる。

a) 十分に大きな位相角を付けていたので、高力率運転することができない。

b) 従来の逆変換装置は、相互誘導電圧 V_m を超えるインバータ電圧 V_{inv} を発生していたので、電圧電流定格（実効電力 $V_{dc} \times I_{dc}$ ）に余裕が必要である。

[0046] また、ZCITHでは、定格電力に対し最大比率で出力するゾーンが最小位相角となるので、1，3ゾーンのHOT材の固有共振点（350Hz）が2ゾーンの冷材の固有共振点（400Hz）よりも低くなるようにキャパシタンスを設定する（図 2（a））。なお、1，3ゾーンは、コイル電圧が低いので、コンデンサが無くてもよい。

[0047] （制御ユニットの構成）

次に、逆変換装置 30，31，35、及び順変換装置（チョッパ）45の制御を行うための制御ユニット 50の構成を具体的に説明する。

図 7 は、逆変換装置 30，31，35を制御する制御ユニット 50aのブロック構成図であり、1，3ゾーンを制御する制御ユニットの構成図を示すが、2ゾーンの制御ユニットの構成図も同様である。制御ユニット 50aは、外部にA/D変換器を備え、コイル電流 i_L を検出する。

[0048] 制御ユニット 50aは、振幅演算器 201と、目標電流生成器 202と、加算器 203と、PI演算器 204，208と、ゼロクロス検出器 205と、電流同期用基準位相信号生成器 206と、同期ズレ検出器 207と、電圧指令値演算器 209と、三角波比較器 210と、周波数設定器 211、位相角比較器 215と、 30° 基準値生成器 216と、比較器 217，219と

、PI制御器218とを備える。

[0049] 振幅演算器201は、コイル電流 i_L をA/D変換した変換値 I_L の振幅を演算する。目標電流生成器202は、コイル電流 i_L の目標値を生成する。加算器203は、目標電流生成器202の出力値から、振幅演算器201の出力波形を減算して誤差信号を出力する。PI制御器204は、加算器203が出力する誤差信号を比例積分演算する。

[0050] ゼロクロス検出器205は、コイル電流 i_L をA/D変換した変換値 I_L を用いて、コイル電流 i_L が負から正に変化する時のゼロクロス点を演算する。電流同期用基準位相信号生成器206は、誘導加熱コイル11, 12, 13に流れるコイル電流を同期させるために、目標電流生成器202との位相差の基準値を出力する。この基準値は、2ゾーンの場合は、 30° の最小位相角に設定され、1, 3ゾーンの場合は、消費電力が小さいので最小位相角よりも大きな値でもよい。

[0051] 同期ズレ検出器207は、電流同期用基準位相信号生成器206の出力値と、ゼロクロス検出器205の出力値との間の差分（同期ズレ）を検出する。PI制御器208は、同期ズレ検出器206の出力偏差を比例積分演算する。

[0052] 電圧指令演算器209は、PI制御器204, 208の出力信号、及び周波数指令値 f^* に基づいて、運転周波数1kHzの正弦波形を示す電圧指令値 V_{inv}^* を生成する。周波数設定器211は、キャリア周波数8kHzの値を出力する。三角波比較器210は、電圧指令値 V_{inv}^* と周波数設定器211が設定したキャリア周波数の三角波信号とを比較して、PWM制御信号を生成する。PWM制御信号が、逆変換装置30, 35, 31に入力され、誘導加熱コイル11, 12, 13に流れるコイル電流 i_L がA/D変換値 I_L として帰還されることにより、コイル電流 i_L の振幅は運転周波数の正弦波信号の波形に収束し、コイル電流 i_L が負から正に変化する時の位相が各ゾーンで一致する。また、正弦波形を示す電圧指令値 V_{inv}^* のゼロクロス点と三角波信号の反転タイミングとは一致している。これにより、逆変換装置30, 35

， 31 の出力電圧 V_{inv} は、電圧指令値 V_{inv}^* がゼロクロスする時に、矩形波状電圧が正負反転するとともに、原点 0 で正負反転する前後の遷移タイミングとゼロクロス点との間の時間 T_1 ， T_2 （図 6（a））が一致する。

[0053] 位相角比較器 215 は、ゼロクロス検出器 205 の出力位相と、電圧指令値演算器 209 が出力する電圧指令値 V_{inv}^* の位相とを比較する。すなわち、位相角比較器 215 は、電圧指令値 V_{inv}^* の正弦波信号とコイル電流 i_L との位相差を演算し、電圧－電流位相差 θ_v^* を出力する。30° 生成器 216 は、最小位相角である 30° の値を出力する。

[0054] 比較器 217 は、位相角比較器 215 が出力する電圧－電流位相差 θ_v^* と、30° の値とを比較し、電圧－電流位相差 θ_v^* の値が 30° よりも大きいときに、負の一定値を出力し、電圧－電流位相差 θ_v^* の値が 30° よりも小さいときに、正の一定値を出力する。このとき、比較器 217 は、他ゾーン（2， 3 ゾーン）からの電圧－電流位相差と、30° の値とも比較する。PI 制御器 218 は、比較器 217 の出力信号を比例積分演算し、約 1 kHz の周波数指令値 f^* を電圧指令値演算器 209 に出力する。これにより、電圧－電流位相差 θ_v^* の値が 30° よりも大きいときに、周波数指令値 f^* が低下するように帰還制御され、電圧－電流位相差 θ_v^* の値が 30° よりも小さいときに、周波数指令値 f^* が上昇するように帰還制御される。

[0055] 比較器 219 は、電圧指令値 V_{inv}^* と、他ゾーンからの相互誘導電圧 V_m の 2 倍（ $2V_m$ ）とを比較して、比較結果を電圧指令値演算器 209 に出力する。ここで、電圧指令値演算器 209 は、他ゾーンからの $2V_m$ よりも電圧指令値 V_{inv}^* が小さいとき、電圧指令値 V_{inv}^* の値を上昇させるようにマイナーループで制御する。なお、1 ゾーンが 2， 3 ゾーンから受ける相互誘導電圧 V_m は、 $V_m = (M_{12} i_2 + M_{13} i_3)$ により演算される。

[0056] 図 8 は、チョッパを制御する制御ユニットのブロック構成図である。

制御ユニット 50b は、チョッパ 45 を制御するために、2 ゾーンのコイル電流 i_{L2} 、及びチョッパ 45 の出力矩形波電圧平滑後の直流電圧 V_{dc} に基づいて、パルス幅制御信号 DUTY を生成する。制御ユニット 50b は、

ゲインユニット255、259と、加算器256と、電圧制御器257と、パルス幅信号生成器258とを備える。

ゲインユニット255は、2ゾーンのコイル電流 i_L のA/D変換値 I_{L2} に相互誘導係数 M の2倍（ $2M$ ）を乗算して、 $2MI_{L2}$ を出力する。相互誘導電圧 V_m は MI_{L2} なので、ゲインユニット255は、 $2V_m$ を出力する。ゲインユニット259は、チョッパ45の直流出力電圧 V_{dc} に波形歪み率0.9を乗算する。加算器256は、ゲインユニット255の出力値からゲインユニット259の出力値を減算する。

[0057] 電圧制御器257は、加算器256が出力する偏差を用いて直流電圧指令値 V_{dc}^* を演算する。パルス幅信号生成器258は、直流電圧指令値 V_{dc}^* と、固定周波数の三角波信号とを比較して、パルス幅制御信号DUTYを生成する。このパルス幅制御信号DUTYをチョッパ45のゲート信号として入力することにより、チョッパ45は、2ゾーンの相互誘導電圧の2倍の直流電圧を出力するように帰還制御される。

[0058] (効果)

本実施形態によれば、最大出力ゾーン（2ゾーン）を対象とする逆変換装置35は、逆変換装置出力の矩形波電圧の立ち上がりタイミングと共振電流が負から正に遷移するときのゼロクロスタイミングとの間の位相角が最小値になるよう制御される。

この最小位相角は、隣接ゾーン（1，3ゾーン）から相互誘導電圧（ V_{m12} ， V_{m32} ）を受けたとき、最大出力ゾーンである中央ゾーン（2ゾーン）の逆変換装置35の出力電圧（インバータ電圧 V_{inv} ）が1，3ゾーンから到来する相互誘導電圧（ V_{m12} ， V_{m32} ）の和よりも大きな値（ $V_{inv} > (V_{m12} + V_{m32})$ ）になるように設定する。

[0059] また、隣接ゾーン（1，3ゾーン）は、キュリー点以上でのHOT時固有共振周波数が、（最大電力ゾーン（2ゾーン）の）冷材時固有共振周波数以下になるようにコンデンサ21，22，23のキャパシタンスを設定する。すなわち、2ゾーンや3ゾーンから相互誘導電圧（ V_{m21} ， V_{m31} ）を

受けたとき、１ゾーンの逆変換装置３０の出力電圧 V_{inv} が相互誘導電圧 V_{m21} 、 V_{m31} よりも高い値（ $V_{inv} > V_{m21}$ または $V_{inv} > V_{m31}$ ）になるように、コンデンサ２１，２２，２３のキャパシタンスを設定する。

[0060] 逆変換装置３０，３５，３１は、所定のキャリア周波数でPWM変調された等価正弦波電圧を発生し、この等価正弦波電圧が $L-R$ 時定数により平均化され、誘導加熱コイル１１，１２，１３には略正弦波形のコイル電流が流れる。これにより、逆変換装置３０，３５，３１は、ZVSにすることができるので、転流ダイオードがオン状態からオフ状態になることはなくリカバリ電流が発生しない。そして、逆変換装置３０，３５，３１は、同期制御時定数を共振時定数（ $T = 2L/R$ ）より長くさせて、コイル電流の周波数が目標運転周波数、及び目標位相になるように、発生する等価正弦波電圧をPWM制御させる。すなわち、逆変換装置３０，３５，３１は、PWM共振型インバータとして機能する。

[0061] また、最大電力ゾーン（２ゾーン）は、最小位相角制御を行う。これによれば、隣接ゾーン（１，３ゾーン）を誘導加熱コイル１１，１２，１３の固有共振周波数に追従させて、位相制御することができるので、周波数同一かつ電流同期させつつ、ZVSにすることができる。なお、最大電力を供給する逆変換装置３５は、共振電流位相遅れモードになるような制御、及び最小位相角制御を行うことにより変換器容量を低減することができる。

したがって、高力率運転、及びこれによる効率向上、逆変換装置の低容量化（定格容量に収める）を図ることができる。

[0062] 図９は、各ゾーンの温度変化を示す図である。

加熱が完了する整定温度（ 1250°C ）付近では急激に電流低下する。

このため、最初に整定温度に到達したゾーンは最小電流となり、未到達ゾーンは大電流が継続していることになる。このとき、最小電流ゾーンは、インバータの出力電圧 V_{inv} が、隣接するゾーンから到達する相互誘導電圧 V_m よりも小さくなっている。このため、 $V_m \sim 2V_m$ になるように、チョッパ４５の出力電圧を上昇させる。

[0063] (第2実施形態)

前記第1実施形態は、逆変換装置30、31にハーフブリッジ回路を用い、逆変換装置35にフルブリッジ回路を用いて、独立した回路を構成していたが、3ゾーン構成では、3相IPM(Intelligent Power Module)モジュールを使用して並列接続することができる。

図10は、IPMモジュールを用いた逆変換装置、及びビレットヒータの回路図である。

IPMモジュールは、3相モータを駆動することを目的として、6個のIGBTと、6個の転流ダイオードとをモジュール化して、汎用化したものである。IPMモジュール60は、電源端子V+、V-と、出力端子U、V、Wと、ゲート端子とを備えている。

[0064] 誘導加熱装置101は、3個の誘導加熱コイル11、12、13の各々に対して、1個のIPMモジュール60を用いて、ハーフブリッジ回路を3回路構成にしたものであり、電源端子V+、V-の両端に直列接続された電解コンデンサ C_{F1} 、 C_{F2} が接続され、直流電圧Vdcが印加される。出力端子U、V、Wは、それぞれ、コンデンサ24、25、26の一端が接続され、コンデンサ24、25、26の他端が誘導加熱コイル11、12、13の一端に接続され、誘導加熱コイル11、12、13の他端がコンデンサ27、28、29の一端に接続され、コンデンサ27、28、29の他端が一括して、電解コンデンサ C_{F1} 、 C_{F2} の接続点Pに接続されている。なお、コンデンサ24、25、26、27、28、29のキャパシタンスは、コンデンサ21、22、23(図2)のキャパシタンスの2倍である。

[0065] IPMモジュール60を用いることにより、簡易、小型のZCIHを実現することができるので、半導体の基板加熱の用途に用いて好適である。

[0066] (第3実施形態)

第2実施形態は、IPMモジュールを1個用いたが、2個以上のIPMモジュールを並列接続して、大容量化を図ることができる。

図11は、IPMモジュールを用いた逆変換装置、及びビレットヒータ周

辺の回路図である。

誘導加熱装置 102 は、2 個の I P M モジュール 60 a, 60 b と、電解コンデンサ C_{F1} , C_{F2} と、コンデンサ 24 a, 25 a, 26 a と、コンデンサ 27, 28, 29 と、コンデンサ 24 b, 25 b, 26 b と誘導加熱コイル 11, 12, 13 とを備える。

[0067] I P M モジュール 60 a, 60 b は、その電源端子 $V+$, $V-$ の両端に直列接続された電解コンデンサ C_{F1} , C_{F2} が接続され、直流電圧 V_{dc} が印加される。I P M モジュール 60 a の出力端子 $U1$, $V1$, $W1$ は、コンデンサ 24 a, 25 a, 26 a の一端に接続され、コンデンサ 24 a, 25 a, 26 a の他端は、誘導加熱コイル 11, 12, 13 の一端、及びコンデンサ 24 b, 25 b, 26 b の一端に接続され、誘導加熱コイル 11, 12, 13 の他端は、コンデンサ 29, 28, 27 の一端に接続され、コンデンサ 29, 28, 27 の他端は、一括して電解コンデンサ C_{F1} , C_{F2} の接続点 P に接続される。また、コンデンサ 24 b, 25 b, 26 b の他端は、I P M モジュール 60 b の出力端子 $U2$, $V2$, $W2$ に接続される。

[0068] 本実施形態の誘導加熱装置 102 によれば、I P M モジュール 60 a, 60 b を用いたそれぞれの逆変換装置の出力電力が加算されるので、出力増大を図ることができる。

[0069] (第 4 実施形態)

前記第 1 実施形態は、逆変換装置の電源側に電解コンデンサ C_{F1} のみを接続していたが、高次の電流成分が電源側に環流することを防止するために、逆変換装置毎に低域通過フィルタを設けることができる。

図 12 は、高次共振防止リアクトルを用いた第 4 実施形態の回路図である。

誘導加熱装置 103 は、第 1 実施形態と同様に、逆変換装置 30, 35, 31 とコンデンサ 21, 22, 23 と、誘導加熱コイル 11, 12, 13 とを備え、さらに、逆変換装置 30, 35, 31 の各々の電源側に L C ローパスフィルタを構成する高次共振リアクトル 73、及びコンデンサ 74 を備え

、 3 個の高次共振リアクトル 7 3 の一端が接続されて、電解コンデンサ 7 2 の一端、及びチョークコイル 7 1 の一端に接続される。チョークコイル 7 1 の他端は、直流電圧 V_{dc} が印加され、電解コンデンサ 7 2 の他端、及びコンデンサ 7 4 の他端は接地される。

[0070] 高次共振防止リアクトル 7 3 は、配線のインダクタンス（数 μH ）に追加することにより、コンデンサ 7 4（例えば、 $1000 \mu F$ ）とで決まる共振周波数 f_0 を高次共振周波数 $2f_0$ よりも下げるように、そのインダクタンスを設定する。

これにより、相互誘導起電力 V_m の高次共振周波数 $2f_0$ の成分が、逆変換装置 3 0， 3 5， 3 1 の電源側に環流することを防止することができる。

[0071] （第 5 実施形態）

前記各実施形態は、すべてのゾーン（1， 2， 3 ゾーン）で、制御ユニット 5 0 は、逆変換装置 3 0， 3 5， 3 1 を PWM 共振インバータとして機能させ、キャリア周波数の矩形波電圧（高周波電圧）を運転周波数の正弦波で PWM 変調させ、等価正弦波を出力していた。加熱中心の 2 ゾーンは供給電力が多くなるので、制御ユニット 5 0 は、逆変換装置 3 5 を運転周波数の矩形波電圧を出力する電流共振型インバータとして機能させて、損失低減させることができる（特開 2 0 1 0 - 2 8 7 4 4 7 号公報参照）。

すなわち、制御ユニット 5 0 は、逆変換装置 3 5 に対して、正弦波電流が負から正にゼロクロスするゼロクロスタイミングが矩形波駆動電圧の立ち上がりタイミングよりも遅れる共振電流位相遅れモードになるようにパルス幅を制御している。これにより、逆変換装置 3 5 内部の転流ダイオードの逆回復損失が発生しないようにしている。なお、この場合も、制御ユニット 5 0 は、逆変換装置 3 0， 3 1 に対しては PWM 共振インバータとして機能させている。

[0072] 図 1 3 は、矩形波電圧を用いたときの動作を説明するための波形図である。この波形図は、逆変換装置 3 5 の出力電圧 V_{inv} （矩形波電圧波形）とその基本波電圧波形とコイル電流波形を示しており、縦軸は電圧・電流であり、

横軸は位相 (ωt) である。逆変換装置 35 の出力電圧 V_{inv} は、実線で示される正負対称の奇関数波形 (矩形波電圧波形) であり、その基本波が、破線の基本波電圧波形として示されている。出力電圧 V_{inv} は、最大振幅が $\pm V_{dc}$ であり、基本波電圧波形のゼロクロス点に対して制御角 δ の位相角が設定されている。すなわち、逆変換装置 35 の出力電圧 V_{inv} の立ち上がりタイミング及び立ち下がりタイミングの双方と、基本波電圧波形のゼロクロスタイミングとが制御角 δ の位相差を有している。このとき、基本波電圧波形の振幅は、 $(4 V_{dc} / \pi) \cdot \cos \delta$ であり、周波数は運転周波数 (1 kHz) である。

また、破線で示されるコイル電流波形 i_L は、基本波電圧波形のゼロクロスタイミングよりも位相差 θ だけ遅れている正弦波である。

[0073] (変形例)

本発明は前記した実施形態に限定されるものではなく、例えば以下のような種々の変形が可能である。

[0074] (1) 前記第 1 実施形態は、誘導加熱コイル 11, 12, 13 に直列にコンデンサ 24, 25, 26 を接続していたが、1, 3 ゾーンの誘導加熱コイル 11, 13 にはコンデンサ 24, 26 を接続せずに直結することができる。

すなわち、1, 3 ゾーンは、供給電力が少ないので、コンデンサを追加することにより PWM 非共振インバータとして機能させることができる。1, 3 ゾーンは、出力電圧 V_{inv} を下げて、力率を下げたり、逆変換装置の容量を下げたりする必要が無いからである。

(2) 前記第 1 実施形態は、逆変換装置 30, 35, 31 と、コンデンサ 24, 25, 26、及び誘導加熱コイル 11, 12, 13 の直列回路とを直接接続していたが、整合変圧器を介して接続することができる。

例えば、電源電圧 $400 V_{dc}$ のときに出力電圧 $V_{inv} = 200 V_{ac}$ で足りる場合は、整合変圧器によりインバータの出力電流を小さくすることができるという点で有効である。

[0075] (3) 前記各実施形態は、ビレット 1 本焼きのビレットヒータ (図 1) に電

力供給する回路について説明していたが、縦型炉や、パンケーキ型の渦巻きコイルでも使用することができる。

縦型炉では、温度低下しやすい最下段ゾーンが最大出力に設定されるので、最小位相角制御の対象は、最下段ゾーンである。上のゾーンは、固有共振点が最下段ゾーンの固有共振点よりも低くなるようにコンデンサのキャパシタンスを設定する。

パンケーキ型の渦巻きコイルでは、最外周ゾーンが最大出力となるので、最外周ゾーンを位相角一定制御の対象にする。他のゾーンは、固有共振点が最外周ゾーンの固有共振点よりも下になるようにキャパシタンスを設定する。なお、中心コイル（特異点）の運転周波数は200kHz、その他は40kHzとする。

[0076] (4) 前記各実施形態は、金属ビレットの直接、誘導加熱していたが、非磁性体としてのグラファイトを誘導加熱して、半導体ウエハ等を間接加熱することができる。

最大出力を出すゾーンを最小位相角制御を行い、他ゾーンのコンデンサも固有共振点が最下段ゾーンの固有共振点よりも下になるようにキャパシタンスを設定する。

ソレノイドコイルによる縦形グラファイトチューブ加熱や、パンケーキコイルによる円板状グラファイト加熱に使用される。

なお、この場合は、加熱周波数＝約20kHz～50kHzでチョッパ共振型インバータを用いる。ことが好ましい。

符号の説明

[0077] 10 ビレットヒータ
11, 12, 13 誘導加熱コイル
20 コンデンサユニット
21, 22, 23, 24a, 24b, 25a, 25b, 26a, 26b コンデンサ
30, 30a, 30b, 31, 31a, 31b, 35, 35a, 35b 逆

変換装置

40 順変換装置

41 ダイオードブリッジ

42 電解コンデンサ

45 チョップ

50, 50a, 50b 制御ユニット

55, 56, 57 A/D変換器

60, 60a, 60b IPMモジュール

71, 73 リアクトル

72, 74 コンデンサ

100, 101, 102, 103 誘導加熱装置

201 振幅演算ユニット

202 目標電流生成器

203 加算器

204, 208, 218 PI制御器

205 ゼロクロス検出ユニット

206 電流同期用基準位相信号生成器

207 同期ズレ検出ユニット

209 電圧指令値演算器

210 三角波比較器

211 周波数設定器

215 位相角比較器

216 30° 設定器

217, 219 比較器

255, 259 ゲインユニット

256 加算器

257 電圧制御器

258 パルス幅信号生成器

請求の範囲

[請求項1] 近接して配置された複数の誘導加熱コイルと、この誘導加熱コイルの各々に直列接続されたコンデンサと、直流電圧から変換させられた高周波電圧を各々の前記誘導加熱コイル及び前記コンデンサの直列共振回路に印加する複数の逆変換装置と、前記高周波電圧をパルス幅制御するとともに前記複数の誘導加熱コイルに流れるコイル電流の位相を揃えるように前記複数の逆変換装置を制御する制御回路とを備える誘導加熱装置であって、

前記制御回路は、前記複数の逆変換装置を周波数同一かつ、電流同期させるとともに、前記複数の誘導加熱コイルに最大電力を供給する特定の逆変換装置が発生する前記高周波電圧と前記直列共振回路に流れるコイル電流との位相差が最小になるように制御し、

前記複数の逆変換装置に印加される直流電源電圧は、前記高周波電圧が隣接する前記誘導加熱コイルから受ける相互誘導電圧を超える電圧に設定されていることを特徴とする誘導加熱装置。

[請求項2] 前記最小にする位相差は、任意の周波数において前記高周波電圧が前記コイル電流に対して進み位相になるような位相差であることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の誘導加熱装置。

[請求項3] 商用電源の交流電圧を直流電圧に変換し、前記直流電源電圧として前記逆変換装置に印加する順変換装置をさらに有し、

前記逆変換装置が前記パルス幅制御された等価正弦波電圧を発生するときは、前記高周波電圧は、前記直流電源電圧を2の平方根で除した値に、変調率を乗算した値であり、

前記逆変換装置がチョッパ制御を行うときは、前記高周波電圧は、前記直流電源電圧に通流率を乗じた値に規定されることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の誘導加熱装置。

[請求項4] 前記制御回路は、何れか1台又は複数台の逆変換装置が前記最小の位相差になるように制御することを特徴とする請求の範囲第1項に記

載の誘導加熱装置。

[請求項5] 前記制御回路は、出力電力が最大となる特定の前記逆変換装置、又はすべての前記逆変換装置を前記最小の位相差になるように制御することを特徴とする請求の範囲第1項に記載の誘導加熱装置。

[請求項6] 前記高周波電圧は、矩形波電圧を呈し、
前記位相差は、前記矩形波電圧の立ち上がりタイミングと前記コイル電流のゼロクロスタイミングとの間の位相差であることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の誘導加熱装置。

[請求項7] 前記高周波電圧は、正弦波信号と三角波信号とを比較して得られる矩形波状の等価正弦波電圧であり、
前記位相差は、前記正弦波信号のゼロクロスタイミングと前記コイル電流のゼロクロスタイミングとの間の位相差であることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の誘導加熱装置。

[請求項8] 前記コイル電流のゼロクロスタイミングは、前記正弦波信号のゼロクロスタイミングよりも遅れることを特徴とする請求の範囲第7項に記載の誘導加熱装置。

[請求項9] 前記高周波電圧は、時間積分値が正弦波の形状に変化する矩形波状の等価正弦波電圧であり、
前記位相差は、前記正弦波のゼロクロスタイミングと前記コイル電流のゼロクロスタイミングとの間の位相差であることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の誘導加熱装置。

[請求項10] 前記高周波電圧は、前記近接配置された複数の誘導加熱コイルに流れる共振電流に起因する相互誘導電圧の和よりも大きな値であることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の誘導加熱装置。

[請求項11] 近接して配置された複数の誘導加熱コイルと、この誘導加熱コイルの各々に直列接続されたコンデンサと、直流電圧から変換させられた高周波電圧を各々の前記誘導加熱コイル及び前記コンデンサの直列共振回路に印加する複数の逆変換装置と、前記高周波電圧を電圧幅制御

するとともに前記複数の誘導加熱コイルに流れるコイル電流の位相を揃えるように前記複数の逆変換装置を制御する誘導加熱装置の制御方法であって、

前記複数の逆変換装置に印加される直流電源電圧は、前記高周波電圧が隣接する前記誘導加熱コイルから受ける相互誘導電圧を超える電圧に設定されており、

前記複数の逆変換装置を周波数同一かつ、電流同期させるとともに、前記複数の誘導加熱コイルに最大電力を供給する特定の逆変換装置が発生する前記高周波電圧と前記直列共振回路に流れるコイル電流との位相差が最小になるように制御することを特徴とする誘導加熱装置の制御方法。

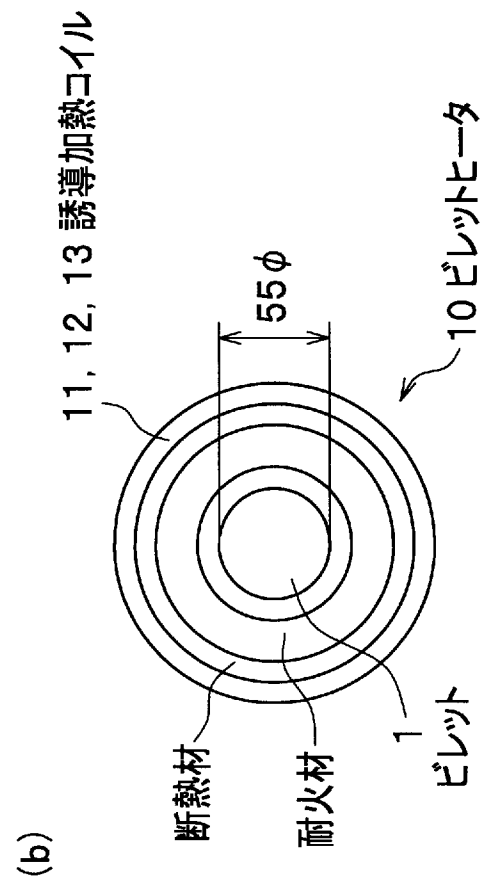
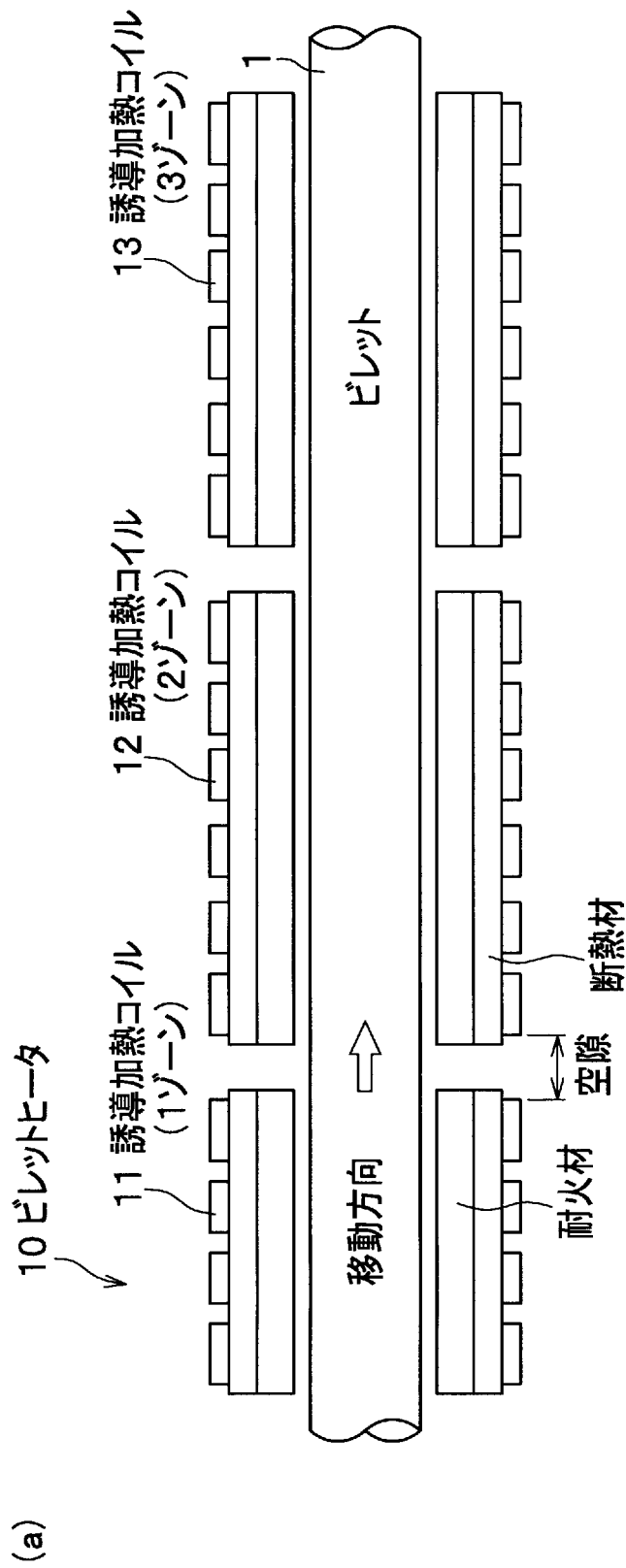
[請求項12]

近接して配置された複数の誘導加熱コイルと、この誘導加熱コイルの各々に直列接続されたコンデンサと、直流電圧から変換させられた高周波電圧を各々の前記誘導加熱コイル及び前記コンデンサの直列共振回路に印加する複数の逆変換装置と、前記高周波電圧を電圧幅制御するとともに前記複数の誘導加熱コイルに流れるコイル電流の位相を揃えるように前記複数の逆変換装置を制御する制御回路の制御プログラムであって、

前記複数の逆変換装置に印加される直流電源電圧は、前記高周波電圧が隣接する前記誘導加熱コイルから受ける相互誘導電圧を超える電圧に設定されており、

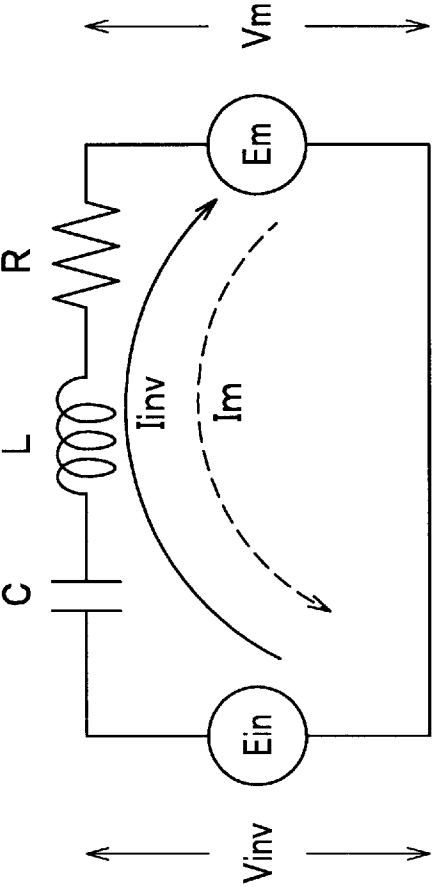
前記複数の逆変換装置を周波数同一かつ、電流同期させるとともに、前記複数の誘導加熱コイルに最大電力を供給する特定の逆変換装置が発生する前記高周波電圧と前記直列共振回路に流れるコイル電流との位相差が最小になるように、前記制御回路のコンピュータに実行させることを特徴とする制御回路の制御プログラム。

[図1]

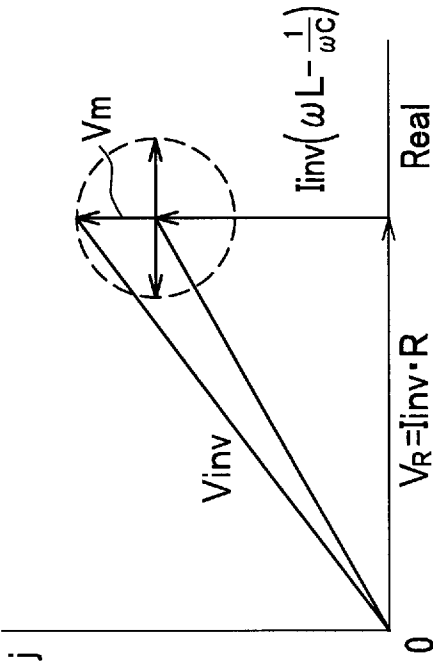


[図2]

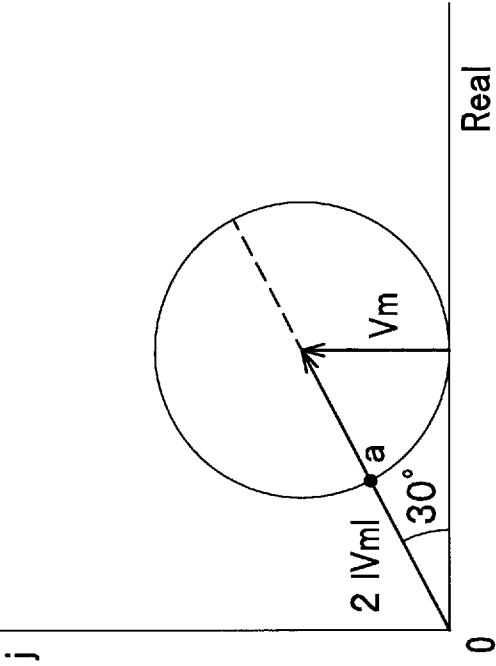
(a)



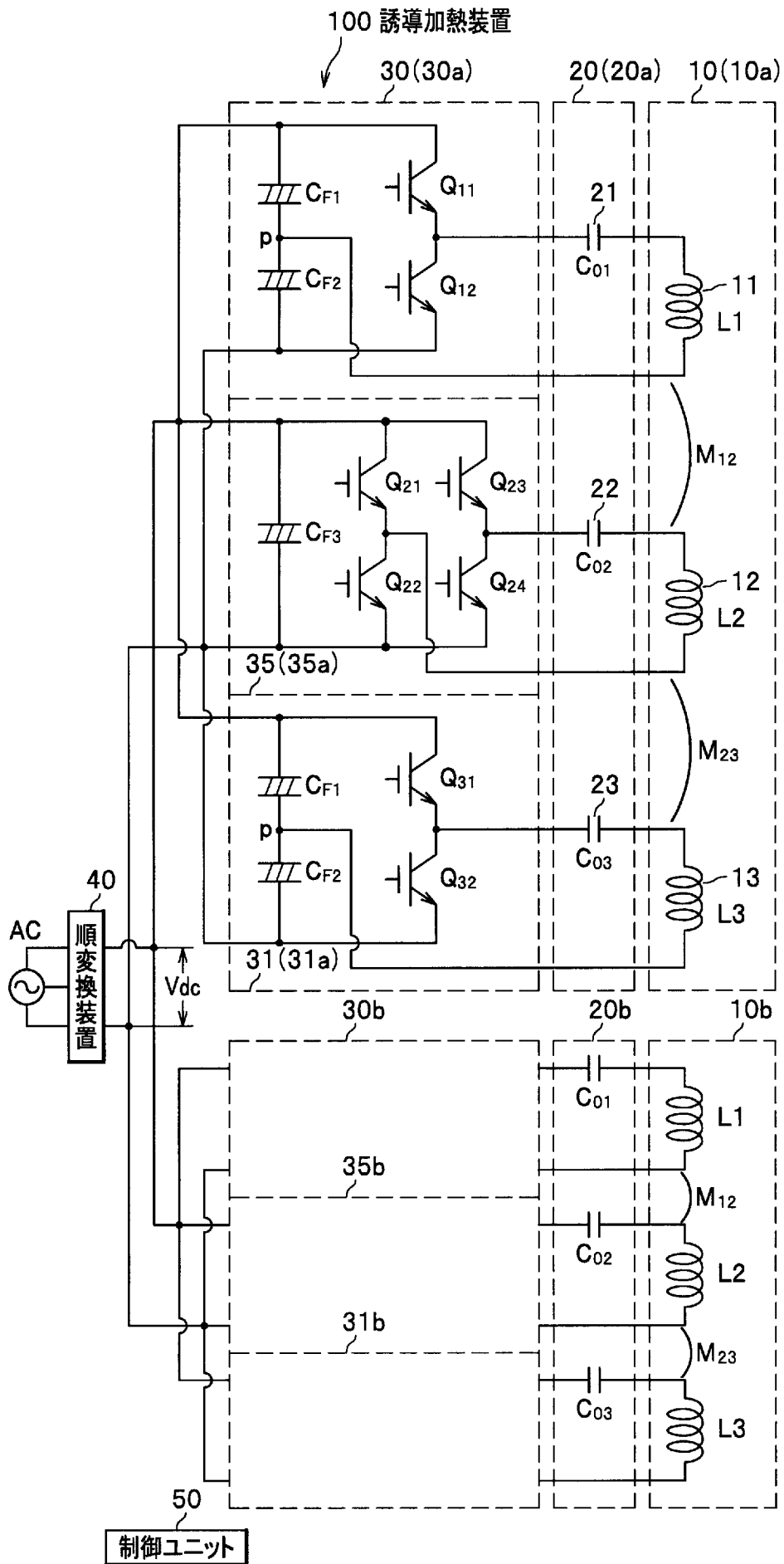
(b)



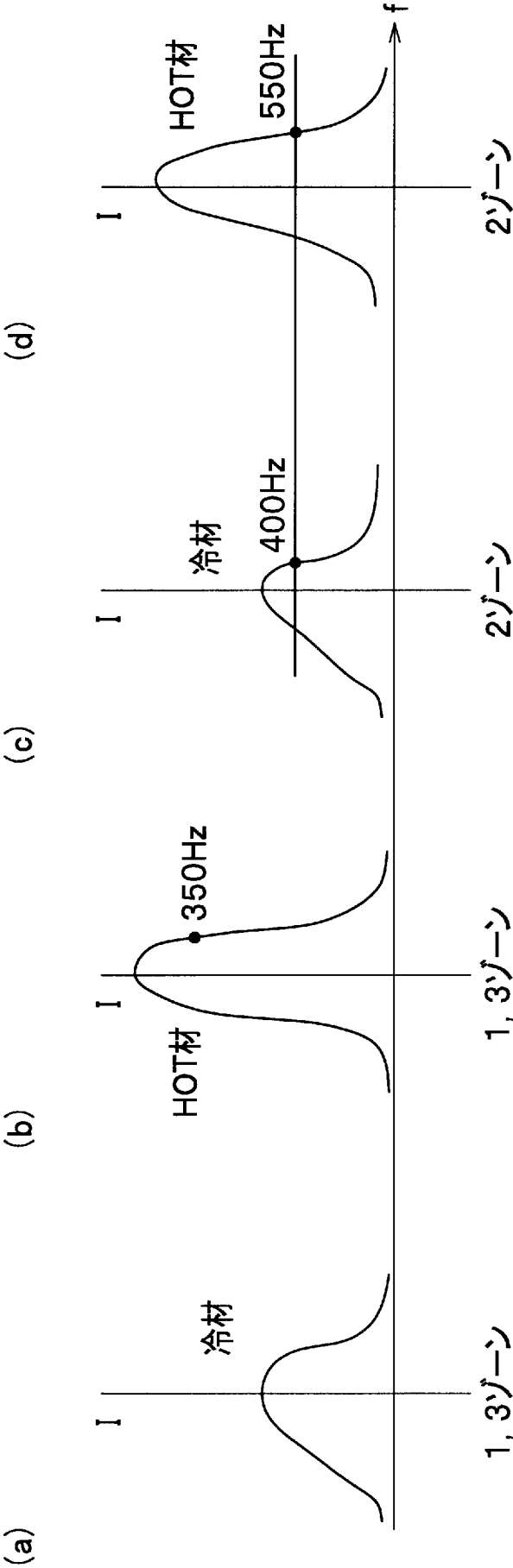
(c)



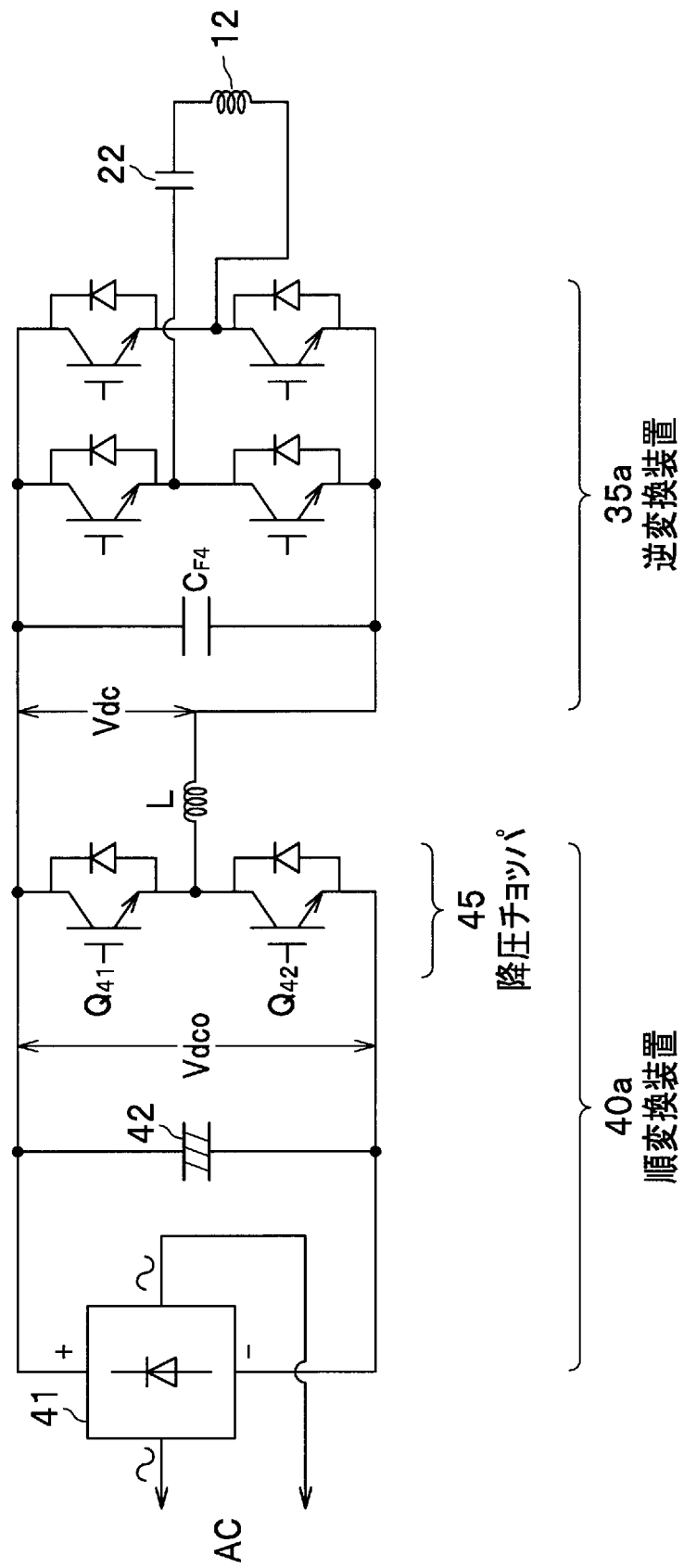
[図3]



[図4]

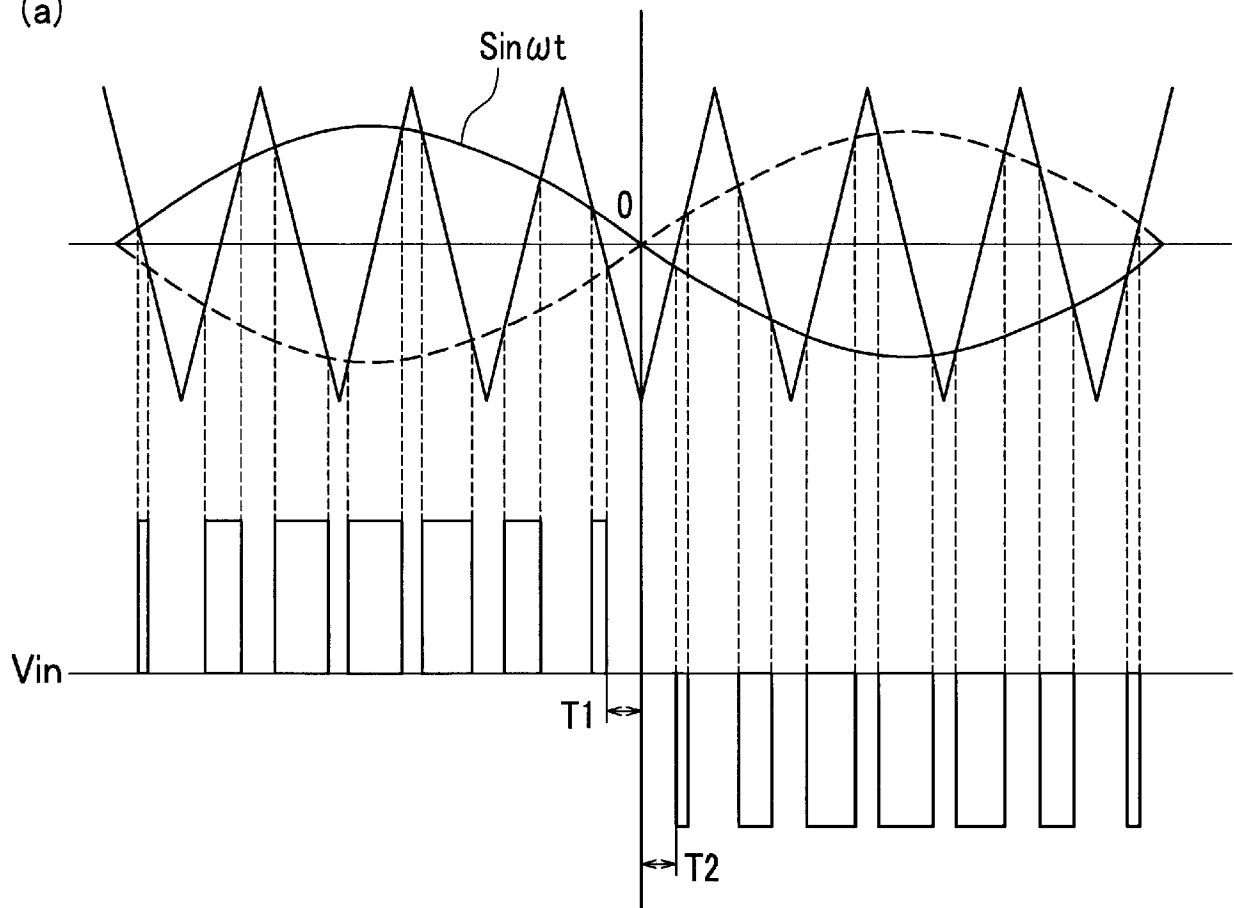


[図5]



[図6]

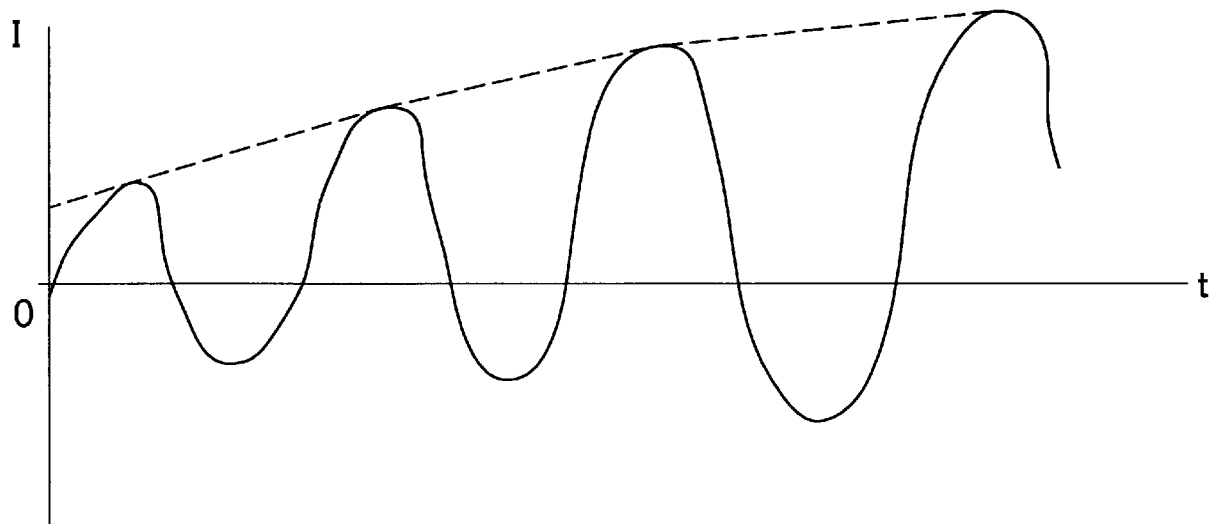
(a)



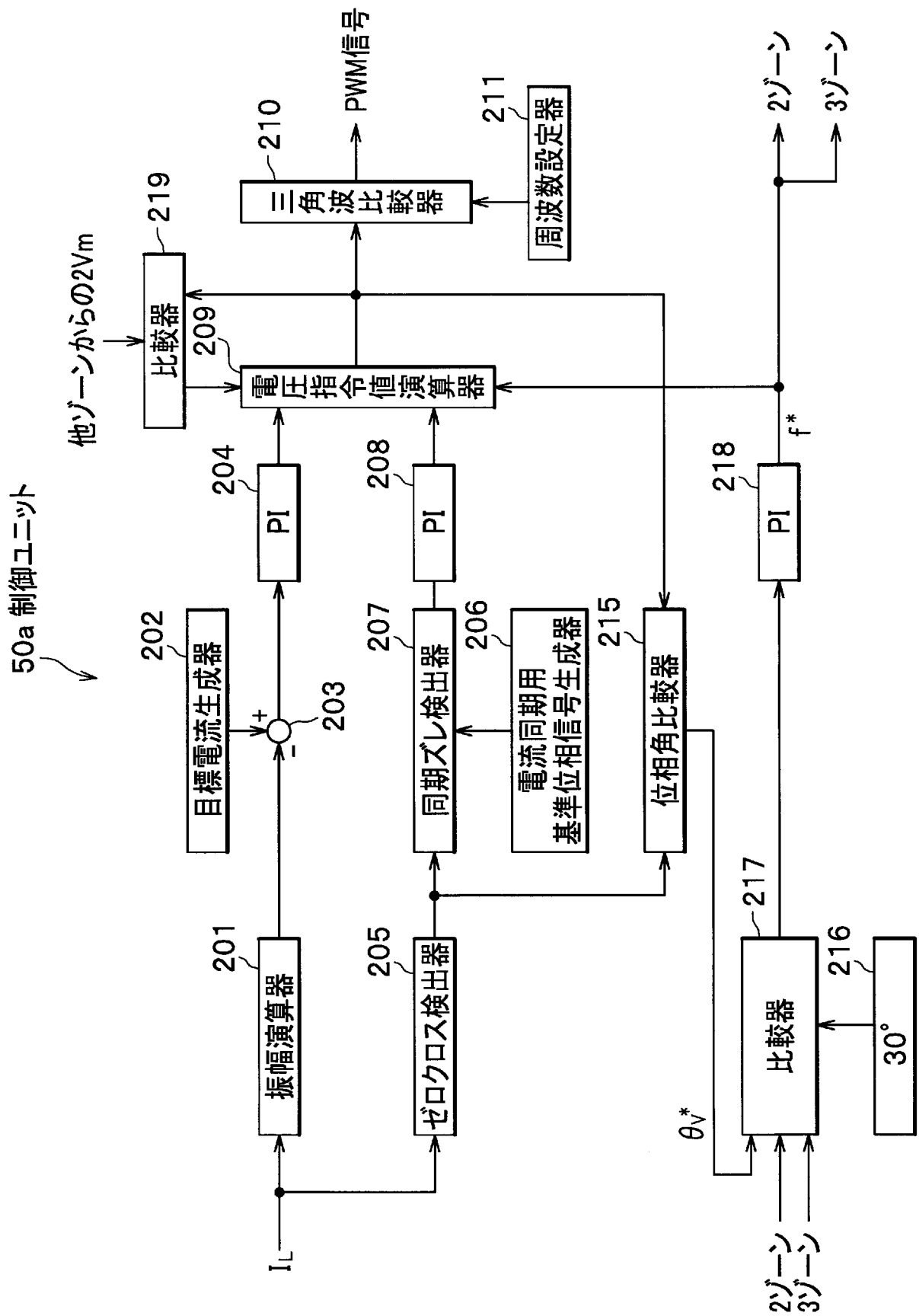
(b)

平均值制御

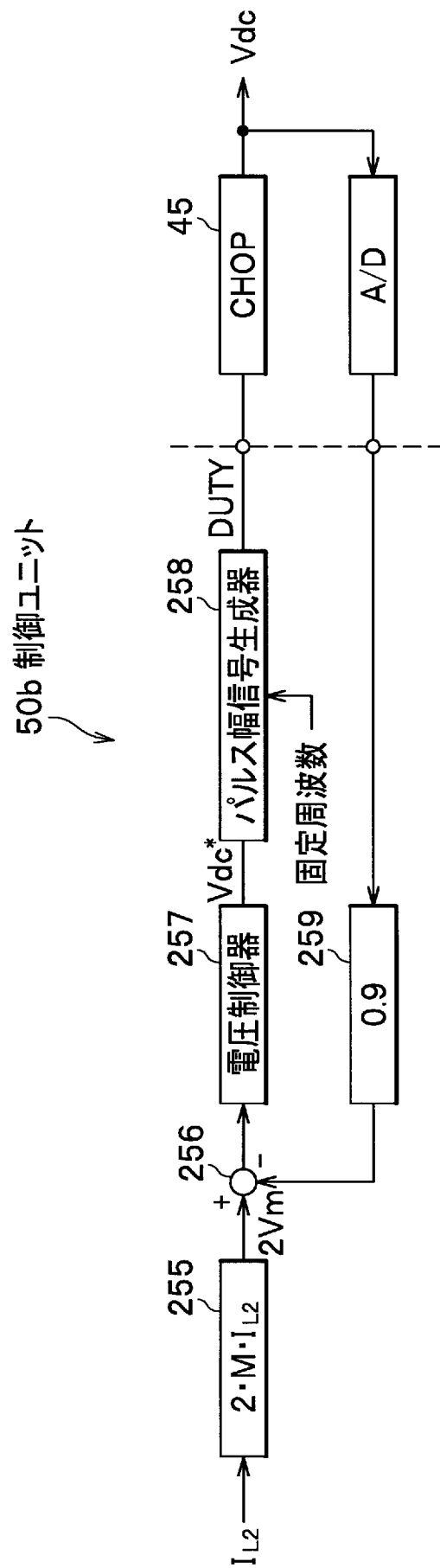
時定数 $T = \frac{2L}{R}$



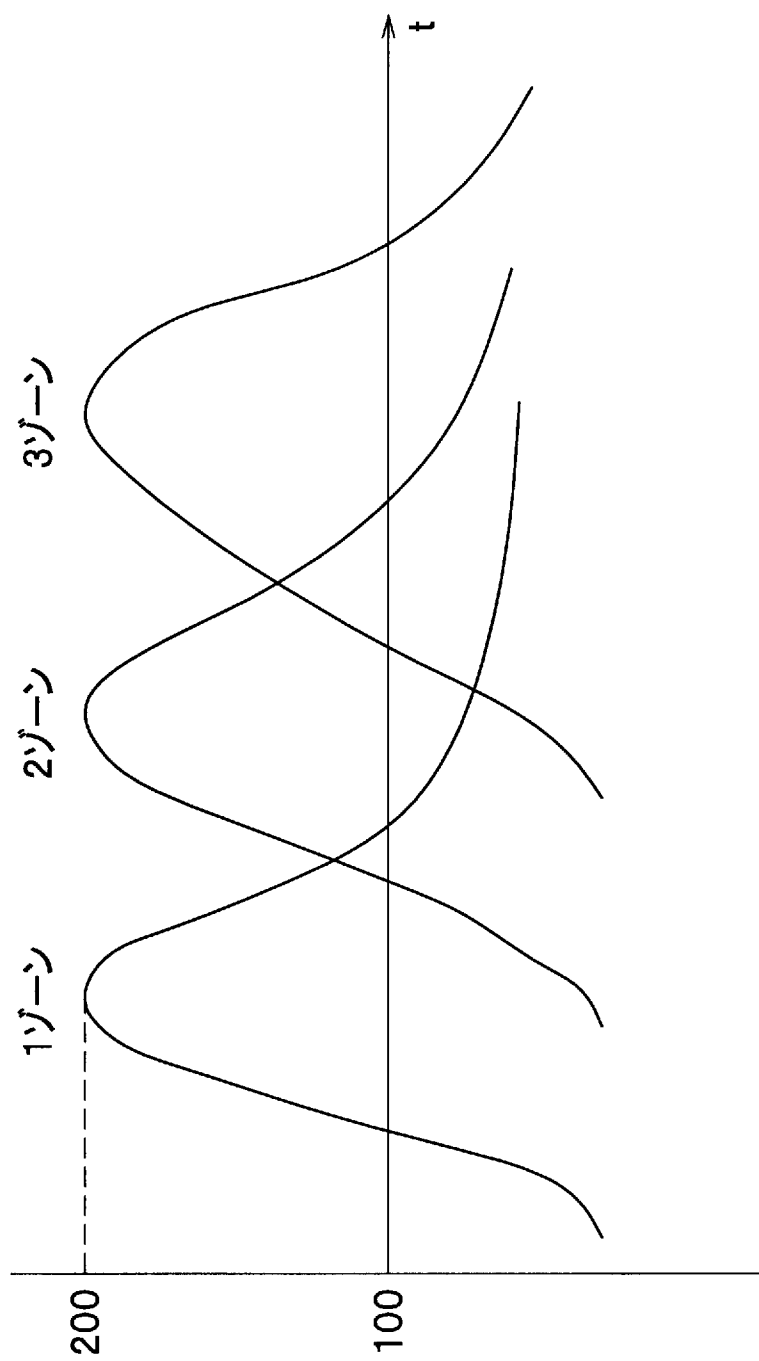
[図7]



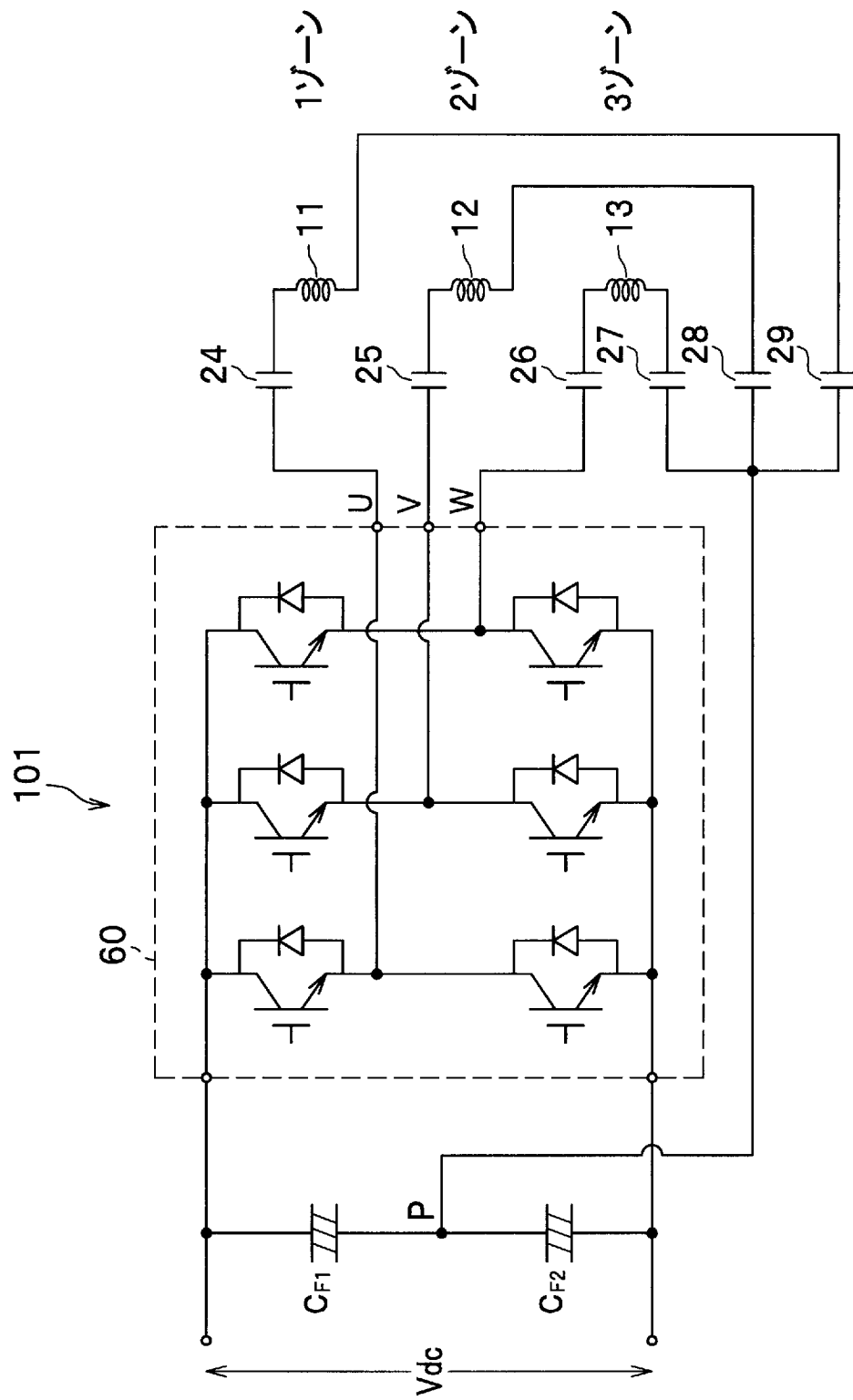
[図8]



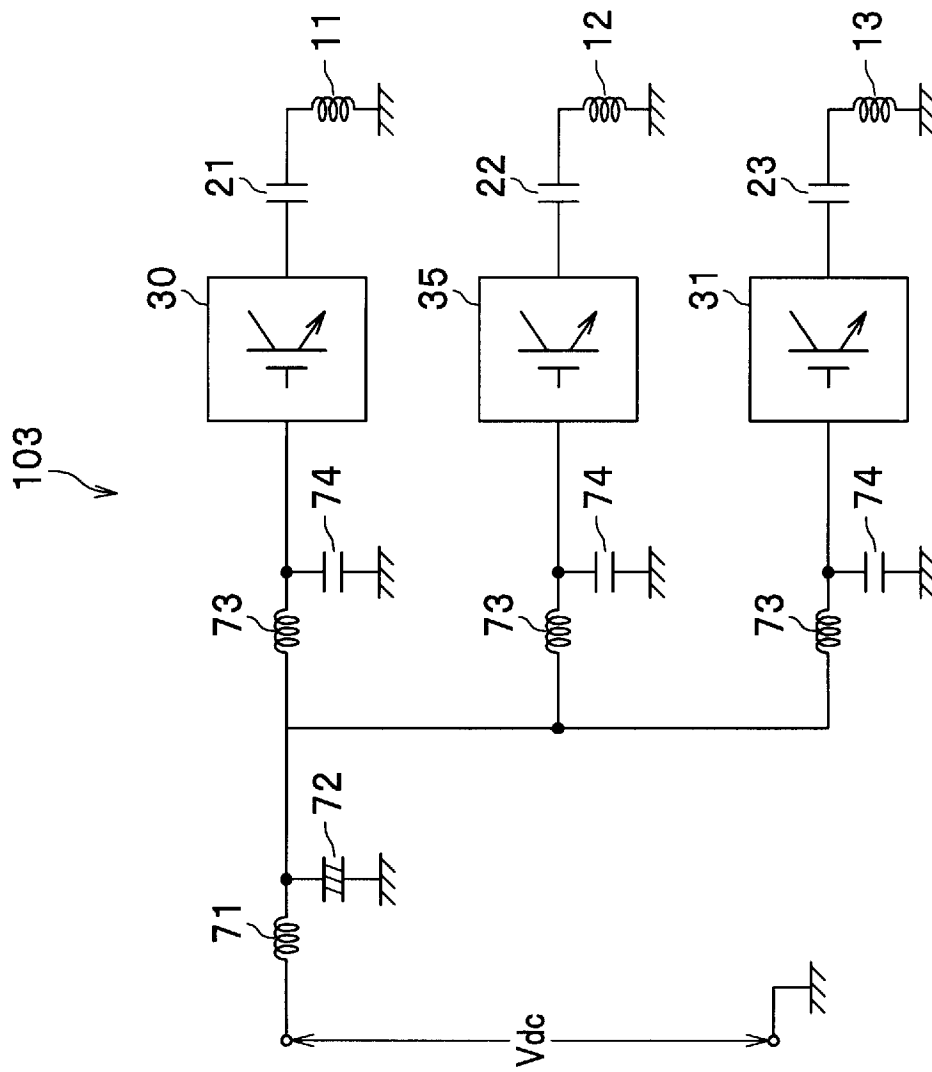
[図9]



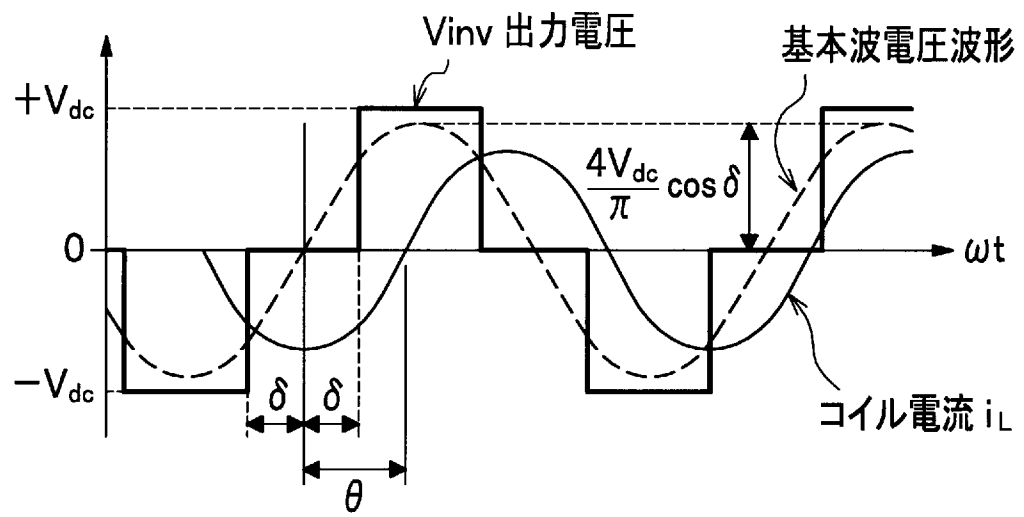
[図10]



[図12]



[図13]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/075251

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H05B6/06(2006.01)i, H05B6/10(2006.01)i, H05B6/44(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)

H05B6/06, H05B6/10, H05B6/44

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 1996-2011

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2011 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2011

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 2010-287447 A (Mitsui Engineering & Shipbuilding Co., Ltd.), 24 December 2010 (24.12.2010), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
A	JP 2004-134138 A (Mitsui Engineering & Shipbuilding Co., Ltd.), 30 April 2004 (30.04.2004), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
A	JP 2007-328918 A (Fuji Electric FA Components & Systems Co., Ltd.), 20 December 2007 (20.12.2007), entire text; all drawings (Family: none)	1-12



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

16 November, 2011 (16.11.11)

Date of mailing of the international search report

29 November, 2011 (29.11.11)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H05B6/06(2006.01)i, H05B6/10(2006.01)i, H05B6/44(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. H05B6/06, H05B6/10, H05B6/44

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 1 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 1 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 1 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 2010-287447 A（三井造船株式会社）2010. 12. 24, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-12
A	JP 2004-134138 A（三井造船株式会社）2004. 04. 30, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-12
A	JP 2007-328918 A（富士電機機器制御株式会社）2007. 12. 20, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-12

C 欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 6 . 1 1 . 2 0 1 1

国際調査報告の発送日

2 9 . 1 1 . 2 0 1 1

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）

土屋 正志

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 3 7

3 L

3 7 3 9