

(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
2020年6月11日(11.06.2020)



(10) 国際公開番号

WO 2020/116338 A1

(51) 国際特許分類:

H02M 1/08 (2006.01) H02M 7/48 (2007.01)
H02M 7/12 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2019/046755

(22) 国際出願日: 2019年11月29日(29.11.2019)

(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 2018-228835 2018年12月6日(06.12.2018) JP
特願 2019-213942 2019年11月27日(27.11.2019) JP

(71) 出願人: ローム株式会社 (ROHM CO., LTD.)
[JP/JP]; 〒6158585 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 Kyoto (JP).

(72) 発明者: 宮 ▲ 崎 ▼ 達也 (MIYAZAKI Tatsuya);
〒6158585 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内 Kyoto (JP). 大河内 裕太 (OKAWAUCHI Yuta); 〒6158585 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内 Kyoto (JP).

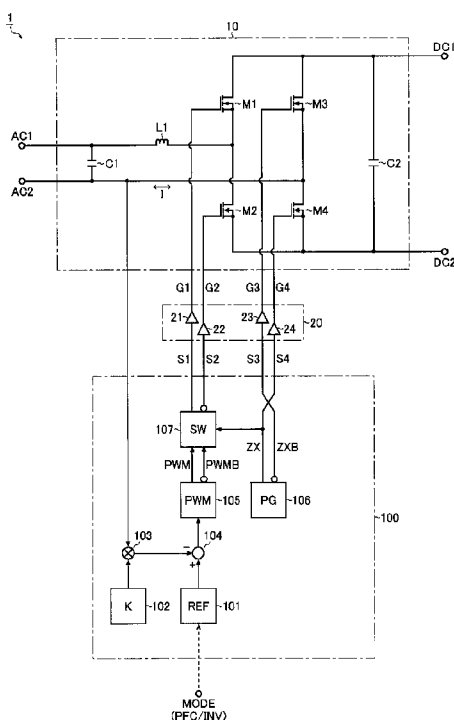
ム株式会社内 Kyoto (JP). 大嶽 浩隆 (OTAKE Hirotaka); 〒6158585 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内 Kyoto (JP). 鶴谷 守 (TSURUYA Mamoru); 〒3500209 埼玉県坂戸市塚越 1 2 2 0 - 1 パワーアシストテクノロジー株式会社内 Saitama (JP).

(74) 代理人: 特許業務法人 佐野特許事務所 (SANO PATENT OFFICE); 〒5400032 大阪府大阪市中央区天満橋京町 2 - 6 天満橋八千代ビル別館 5 F 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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL,

(54) Title: ELECTRIC POWER CONVERSION DEVICE AND CONTROL DEVICE THEREFOR

(54) 発明の名称: 電力変換装置及びその制御装置



(57) Abstract: A control device 100 is used as a principle controller of an electric power conversion device 1 having a switch circuit 10 including transistors M1-M4. The control device: subtracts, from a reference signal REF set in accordance with an operating mode MODE (PFC/INV) of the electric power conversion device 1, a product signal ($K \times I$) obtained by multiplying an object-of-control electric current I of the switch circuit 10 by a prescribed coefficient K; and generates, on the basis of the computation result ($= \text{REF} - K \times I$), control signals S1-S4 (and consequently, gate signals G1-G4) for the transistors M1-M4.

(57) 要約: 制御装置 100 は、トランジスタ M1 ~ M4 を含むスイッチ回路 10 を備えた電力変換装置 1 の制御主体として用いられるものであり、電力変換装置 1 の動作方式 MODE (PFC/INV) に応じて設定される基準信号 REF から、スイッチ回路 10 の制御対象電流 I に所定の係数 K を乗じた乗算信号 ($= K \times I$) を減じ、その演算結果 ($= \text{REF} - K \times I$) に基づいてトランジスタ M1 ~ M4 の制御信号 S1 ~ S4 (延いてはゲート信号 G1 ~ G4) を生成する。

SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類:

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

明 細 書

発明の名称：電力変換装置及びその制御装置

技術分野

[0001] 本明細書中に開示されている発明は、電力変換装置及びその制御装置に関する。

背景技術

[0002] 図11は、力率改善を行いながら交流電力を直流電力に変換するPFC [power factor correction] 回路の一従来例を示す図である。PFC回路の制御主体としては、本図で示すように、出力電圧、出力電流、及び、入力電圧それぞれに応じて負帰還を掛けるPI [proportional-integral] 制御方式のアナログ制御装置Xが一般的である。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2005-218252号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、従来のアナログ制御装置Xでは、PI制御方式が採用されていたので、定常状態に至るまでの振動が大きくなり、制御が難しかった。また、電圧ループと電流ループが存在するので、2つの補償器（アンプX1及びX2）が必要となり、回路規模が大きかった。さらに、ダイオードブリッジレスの大電力型PFC回路では、入力電圧に応じた制御信号を単純な抵抗分圧から生成することが困難になる。そのため、入力電圧の印加端とアナログ制御装置Xとの間に、商用周波数用のトランスを設ける必要があるので、小型化や低コスト化に不向きであった。なお、PI制御方式を採用している限り、アナログ制御装置Xを単純にデジタル制御装置に置き換えても、上記課題は解消されない。

[0005] 一方、上記課題を解決するための従来技術として、入力電圧の代わりに入

力電流を検出して負帰還を掛けるアナログ制御装置が提案されている（例えば、特許文献１を参照）。確かに、本従来技術によれば、電流制御用の補償器を割愛することができる上、入力電圧に応じた制御信号も不要となるので、帰還ループの調整や回路規模の点で有利である。

[0006] しかしながら、特許文献１のアナログ制御装置は、あくまで、PFC回路用であり、例えば、双方向インバータ（＝単一のスイッチ回路の入出力を入れ換えることにより、AC／DC変換動作（PFC動作）とDC／AC変換動作（INV[inverter]動作）の双方を実現する回路）の制御主体として、これをそのまま適用することはできなかった。

[0007] 本明細書中に開示されている発明は、本願発明者らにより見出された上記課題に鑑み、AC／DC変換回路（PFC回路）とDC／AC変換回路（インバータ）の双方を制御することのできる制御装置及びこれを用いた電力変換装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0008] 本明細書中に開示されている制御装置は、トランジスタを含むスイッチ回路を備えた電力変換装置の制御主体として用いられるものであって、前記電力変換装置の動作方式に応じて設定される基準信号から、前記スイッチ回路の制御対象電流に所定の係数を乗じた乗算信号を減じ、その演算結果に基づいて前記トランジスタの制御信号を生成する構成（第１の構成）とされている。

[0009] 第１の構成から成る制御装置は、前記スイッチ回路がPFC回路であり、前記基準信号が一定値であり、前記制御対象電流が入力電流である構成（第２の構成）にするとよい。

[0010] また、第１の構成から成る制御装置は、前記スイッチ回路がインバータであり、前記基準信号が正弦波状信号であり、前記制御対象電流が出力電流である構成（第３の構成）にしてもよい。

[0011] また、第１の構成から成る制御装置は、前記スイッチ回路が双方向インバータであり、AC／DC変換時には前記基準信号が一定値となり、DC／A

C変換時には前記基準信号が正弦波状信号となるように、通電方向の切替時に前記基準信号の波形を変更し、前記制御対象電流として、AC／DC変換時にもDC／AC変換時にも前記スイッチ回路の同一ノードに流れる電流を監視しており、AC／DC変換時には前記制御対象電流が入力電流となり、DC／AC変換時には前記制御対象電流が出力電流となる構成（第4の構成）にしてもよい。

[0012] また、第2または第4の構成から成る制御装置は、前記入力電流に歪みを与えるための変調信号を前記基準信号に重畳する構成（第5の構成）にしてもよい。

[0013] また、第3または第4の構成から成る制御装置は、商用電源から他の負荷に流れる負荷電流の歪みを打ち消すための変調信号を前記基準信号に重畳する構成（第6の構成）にするとよい。

[0014] また、第3または第4の構成から成る制御装置は、前記基準信号の周波数が前記出力電流に要求される周波数に設定されており、前記係数が前記乗算信号が前記基準信号と比べて無視できる程度に小さくなるように設定されている構成（第7の構成）にしてもよい。

[0015] また、本明細書中に開示されている双方向インバータは、第1DCノードと第2DCノードとの間に直列接続された少なくとも2つのコンデンサを含むコンデンサブリッジと；前記第1DCノードと前記第2DCノードとの間に直列接続された2つのトランジスタをそれぞれ含む第1トランジスタブリッジ及び第2トランジスタブリッジと；前記コンデンサブリッジの midpoint ノードと前記第1トランジスタブリッジ及び前記第2トランジスタブリッジそれぞれの出力ノードとの間にそれぞれ接続された第1双方向スイッチ及び第2双方向スイッチと；前記第1トランジスタブリッジ及び前記第2トランジスタブリッジそれぞれの出力ノードに接続された変圧器と；前記変圧器とACノードとの間に接続されたリアクトルと；前記ACノードと前記コンデンサブリッジの midpoint ノードとの間に接続されたコンデンサと；を備え、前記第1トランジスタブリッジと前記第2トランジスタブリッジを互いに180°の

位相差で動作させる構成（第８の構成）とされている。

[0016] なお、第８の構成から成る双方向インバータにおいて、前記第１トランジスタブリッジ及び前記第２トランジスタブリッジ、前記第１双方向スイッチ及び前記第２双方向スイッチ、前記変圧器、前記リアクトル、並びに、前記コンデンサは、３相構成である構成（第９の構成）にするとよい。

[0017] また、第８または第９の構成から成る双方向インバータにおいて、前記変圧器及び前記リアクトルは、双方の機能を有するトランス結合リアクトルとして形成されている構成（第１０の構成）にするとよい。

[0018] また、第８～第１０いずれかの構成から成る双方向インバータにおいて、前記トランジスタ、並びに、前記第１双方向スイッチ及び前記第２双方向スイッチは、それぞれ、ワイドバンドギャップ半導体から成る構成（第１１の構成）にするとよい。

[0019] また、本明細書中に開示されている電力変換装置は、上記第８～第１１いずれかの構成から成る双方向インバータと、上記第１～第８いずれかの構成から成り前記双方向インバータの制御主体となる制御装置と、を有する構成（第１２の構成）とされている。

発明の効果

[0020] 本明細書中に開示されている発明によれば、ＡＣ／ＤＣ変換回路（ＰＦＣ回路）とＤＣ／ＡＣ変換回路（インバータ）の双方を制御することのできる制御装置及びこれを用いた電力変換装置を提供することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0021] [図１]電力変換装置の第１実施形態の一例を示す図

[図２]ＰＦＣ動作（ＡＣ→ＤＣ）の一例を示す図

[図３]ＰＦＣ動作時の入出力波形を示す図

[図４]ＩＮＶ動作（ＤＣ→ＡＣ）の一例を示す図

[図５]ＩＮＶ動作時の入出力波形を示す図

[図６]基準信号の第１変調例を示す図

[図７]基準信号の第２変調例を示す図

[図8]電力変換装置の第2実施形態を示す図

[図9]第2実施形態の一変形例を示す図

[図10]第2実施形態で用いられる制御装置の一構成例を示す図

[図11]PFC回路の一従来例を示す図

発明を実施するための形態

[0022] <電力変換装置（第1実施形態）>

図1は、電力変換装置の第1実施形態の一例を示す図である。第1実施形態の電力変換装置1は、スイッチ回路10と、駆動回路20と、デジタル制御装置100とを有する。

[0023] スwitch回路10は、その入出力（＝通電方向）を入れ換えることにより、AC／DC変換動作（PFC動作）とDC／AC変換動作（INV動作）の双方を実現する双方向インバータであり、トランジスタM1～M4（本図ではいずれもNチャネル型）と、コンデンサC1及びC2と、インダクタL1と、を含む。

[0024] トランジスタM1及びM3それぞれのドレインは、ノードDC1に接続されている。トランジスタM1のソースとトランジスタM2のドレインは、インダクタL1の第1端に接続されている。インダクタL1の第2端は、ノードAC1に接続されている。トランジスタM3のソースとトランジスタM4のドレインは、ノードAC2に接続されている。トランジスタM2及びM4それぞれのソースは、ノードDC2に接続されている。コンデンサC1は、ノードAC1とノードAC2との間に接続されている。コンデンサC2は、ノードDC1とノードDC2との間に接続されている。

[0025] トランジスタM1～M4それぞれのゲートには、ゲート信号G1～G4が入力されている。トランジスタM1～M4は、それぞれ、ゲート信号G1～G4がハイレベルであるときにオンし、ゲート信号G1～G4がローレベルであるときにオフする。なお、トランジスタM1及びM2は、それぞれ、ゲート信号G1及びG2に応じて相補的にオン／オフされる。また、トランジスタM3及びM4は、それぞれ、ゲート信号G3及びG4に応じて相補的に

オン／オフされる。なお、本明細書中における「相補的」という文言は、各トランジスタのオン／オフ状態が完全に逆転している場合だけでなく、貫通電流防止の観点から各トランジスタの同時オフ期間（いわゆるデッドタイム）が設けられている場合も含むものと理解するべきである。

[0026] 駆動回路20は、制御信号S1～S4に応じたゲート信号G1～G4を生成する回路ブロックであり、ゲートドライバ21～24を含む。ゲートドライバ21～24は、それぞれ、制御信号S1～S4の電流能力を高めてゲート信号G1～G4を生成する。

[0027] デジタル制御装置100は、スイッチ回路10（延いては電力変換装置1全体）の制御主体であり、その各種機能部として、基準信号設定部101と、係数設定部102と、乗算部103と、加算部104と、パルス幅変調部105と、ゼロクロス検出部106と、信号切替部107と、を含む。なお、上記の機能ブロックは、デジタル制御装置100で制御プログラムを実行することにより、ソフトウェア的に実装されるものである。また、デジタル制御装置100は、同等の機能を持つアナログ制御装置に置換してもよい。

[0028] 基準信号設定部101は、動作モード設定信号MODE（＝電力変換装置1の動作方式をPFC動作及びINV動作のいずれか一方に切り替えるための制御信号）に応じて、基準信号REFを設定する。

[0029] 係数設定部102は、係数Kを設定して乗算部103に出力する。

[0030] 乗算部103は、スイッチ回路10（本図ではノードAC2）に流れる制御対象電流Iに係数Kを乗じて乗算信号（＝ $K \times I$ ）を出力する。なお、デジタル制御装置100は、制御対象電流Iとして、PFC動作時（AC／DC変換時）にもINV動作時（DC／AC変換時）にもスイッチ回路10の同一ノード（本図ではノードAC2）に流れる電流を監視している。詳細は後述するが、PFC動作時（AC／DC変換時）には制御対象電流Iが入力電流 I_{in} となり、INV動作時（DC／AC変換時）には制御対象電流Iが出力電流 I_{out} となる。

[0031] 加算部104（本図の例では減算器）は、基準信号REFから乗算信号（

$= K \times I$) を差し引いて差分信号 ($= REF - K \times I$) を出力する。

[0032] パルス幅変調部 105 は、差分信号 ($= REF - K \times I$) と三角波状または鋸波状のスロープ信号 (不図示) とを比較することにより、パルス幅変調信号 PWM (及びその論理レベルを反転させた反転パルス幅変調信号 PWM B) を出力する。

[0033] ゼロクロス検出部 106 は、ノード AC1 及び AC2 相互間に印加される交流電圧 ($= PFC$ 動作時には入力電圧 V_{in} 、 INV 動作時には出力電圧 V_{out}) の極性反転タイミング ($=$ ゼロクロスタイミング) を検出し、これに同期したゼロクロス信号 ZX (及びその論理レベルを反転させた反転ゼロクロス信号 ZXB) を生成する。より具体的に述べると、ゼロクロス信号 ZX は、例えば、上記交流電圧が正極性であるときにハイレベルとなり、上記交流電圧が負極性であるときにローレベルとなる。従って、上記交流電圧が日本国内の商用交流電圧である場合、ゼロクロス信号 ZX は、50Hz または 60Hz のパルス信号となる。なお、ゼロクロス信号 ZX と反転ゼロクロス信号 ZXB は、一方が制御信号 S3 として出力され、他方が制御信号 S4 として出力される。上記交流電圧の極性反転タイミングは、フォトカプラなどを用いて検出すればよい。

[0034] 信号切替部 107 は、ゼロクロス信号 ZX に応じて、パルス幅変調信号 PWM 及び反転パルス幅変調信号 PWM B の一方を制御信号 S1 として出力する。また、信号切替部 107 は、制御信号 S1 の論理レベルを反転させた制御信号 S2 ($= S1 B$) も出力する。従って、例えば、 $ZX = L$ であるときには、 $S1 = PWM$ となり、 $S2 = PWM B$ となる。一方、 $ZX = H$ であるときには、 $S1 = PWM B$ となり、 $S2 = PWM$ となる。

[0035] このように、デジタル制御装置 100 は、電力変換装置 1 の動作方式 (動作モード設定信号 MODE) に応じて設定される基準信号 REF から、スイッチ回路 10 の制御対象電流 I に所定の係数 K を乗じた乗算信号 ($= K \times I$) を減じ、その演算結果 ($= REF - K \times I$) に基づいてトランジスタ M1 及び M2 の制御信号 S1 及び S2 を生成する。以下では、電力変換装置 1 に

おけるPFC動作とINV動作について、個別具体的に説明する。

[0036] <PFC動作(AC→DC)>

図2は、電力変換装置1におけるPFC動作(AC→DC)の一例を示す図である。本図では、ノードAC1とノードAC2との間に、交流電力(入力電圧 V_{in} 、入力電流 I_{in})を供給する交流電源E1が接続されている。また、ノードDC1とノードDC2との間には、直流電力(出力電圧 V_{out} 、出力電流 I_{out})の供給を受ける直流負荷Z1が接続されている。このとき、スイッチ回路10は、交流電力を直流電力に変換するPFC回路(昇圧コンバータ)として機能する。

[0037] 本図で示すように、PFC動作時には、基準信号REFが一定値に設定されると共に、制御対象電流として入力電流 $|I_{in}|$ (=入力電流 I_{in} の絶対値)が入力される。また、係数Kは、出力電圧 V_{out} が一定値となるように可変制御される。より具体的に述べると、係数Kは、例えば、出力電圧 V_{out} の抵抗分圧値と所定の出力指令値との差分値に応じて可変制御すればよい。

[0038] また、PFC動作時には、トランジスタM1及びM2のみPWM動作させ、トランジスタM3及びM4はOFF状態としてダイオードとして使用することで、電流方向を一定方向にして逆流を防ぐことができる。効率を改善する場合は、トランジスタM3及びM4を低周波で動作させる。その場合、制御信号S4としてゼロクロス信号ZXが出力され、制御信号S3として反転ゼロクロス信号ZXBが出力される。その結果、トランジスタM3及びM4の一方(リアクトルL1に電力を蓄えるためのスイッチのみ)が動作される。

[0039] 次に、PFC動作の原理について説明する。入力電圧を V_{in} とし、出力電圧を V_{out} とし、スイッチング周期をTとし、トランジスタのオン時間及びオフ時間をそれぞれ T_{on} 及び T_{off} (ただし、オン時間は駆動側トランジスタに対して定義、還流側トランジスタ導通時はオフ)とすると、次の(1)式～(3)式が成り立つ。

[0040] $V_{in} \times T_{on} = (V_{out} - V_{in}) \times T_{off} \quad \dots \quad (1)$

$V_{in} \times (T - T_{off}) = (V_{out} - V_{in}) \times T_{off} \quad \dots \quad (2)$

$V_{in} \times T = V_{out} \times T_{off} \quad \dots \quad (3)$

[0041] 上記(3)式から、スイッチング周期 T と出力電圧 V_{out} が一定であれば、入力電圧 V_{in} がオフ時間 T_{off} に比例することが分かる。ここで、入力電流 I_{in} が入力電圧 V_{in} と同一波形であるならば、入力電流 I_{in} もオフ時間 T_{off} に比例するはずである。従って、入力電流 I_{in} をオフ時間 T_{off} に比例するように制御すれば、入力電圧 V_{in} と同一波形の入力電流 I_{in} を得ることができる。その上で、出力電圧 V_{out} が一定値となるように係数 K を設定すれば、PFC動作を実現することが可能となる。

[0042] 図3は、PFC動作時の入出力波形を示す図であり、上から順に、入力電圧 V_{in} 、入力電流 I_{in} 、及び、出力電圧 V_{out} が描写されている。本図で示したように、電力変換装置1のPFC動作により、交流電力が直流電力に変換されていることが分かる。

[0043] <INV動作(DC→AC)>

図4は、電力変換装置1におけるINV動作(DC→AC)の一例を示す図である。本図では、ノードDC1とノードDC2との間に、直流電力(入力電圧 V_{in} 、入力電流 I_{in})を供給する直流電源E2が接続されている。また、ノードAC1とノードAC2との間には、交流電力(出力電圧 V_{out} 、出力電流 I_{out})の供給を受ける交流負荷Z2が接続されている。すなわち、先出の図2とは、スイッチ回路10の入出力が逆となっている。このとき、スイッチ回路10は、直流電力を交流電力に変換するインバータとして機能する。

[0044] 本図で示すように、INV動作時には、例えば基準信号REFが正弦波状信号(全波整流した正弦波状信号としてもよい)に設定されるとともに、制御対象電流として出力電流 $|I_{out}|$ (=出力電流 I_{out} の絶対値)が入力される。なお、交流電源に電力を回生する回生インバータの場合には、

基準信号 REF をゼロクロス信号 ZX に同期して設定すればよい。一方、自立インバータの場合には、所望の周波数の正弦波信号を生成すればよい。また、係数 K は、出力電圧 $|V_{out}|_{ave}$ (=出力電圧 V_{out} の絶対平均値) が一定値となるように可変制御される。より具体的に述べると、係数 K は、例えば、全波整流された出力電圧 V_{out} の平均値と所定の出力指令値との差分値に応じて可変制御すればよい。また、 INV 動作時には、制御信号 $S3$ として反転ゼロクロス信号 ZXB が出力され、制御信号 $S4$ としてゼロクロス信号 ZX が出力される。これは動作の一例であり、出力が正弦波となるような制御であればこの方式に限定するものではない。

[0045] 次に、 INV 動作の原理について説明する。入力電圧を V_{in} とし、出力電圧を V_{out} とし、スイッチング周期を T とし、トランジスタのオン時間及びオフ時間をそれぞれ T_{on} 及び T_{off} (ただし、オン時間は駆動側トランジスタに対して定義、還流側トランジスタ導通時はオフ) とすると、次の(4)式～(6)式が成り立つ。

$$[0046] \quad (V_{in} - V_{out}) \times T_{on} = V_{out} \times T_{off} \quad \cdots \quad (4)$$

$$(V_{in} - V_{out}) \times T_{on} = V_{out} \times (T - T_{on}) \quad \cdots \quad (5)$$

$$V_{in} \times T_{on} = V_{out} \times T \quad \cdots \quad (6)$$

[0047] 上記(6)式から、スイッチング周期 T と入力電圧 V_{in} が一定であれば、出力電圧 V_{out} がオン時間 T_{on} に比例することが分かる。従って、自立インバータの場合、出力電流 I_{out} が出力電圧 V_{out} と同一波形であるならば、出力電流 I_{out} もオン時間 T_{on} と比例するはずである。従って、出力電流 I_{out} をオン時間 T_{on} に比例するように制御すれば、出力電圧 V_{out} と同一波形の出力電流 I_{out} が得られるように思われる。ただし、このような制御では、出力電流 I_{out} が増大したときにオン時間 T_{on} も比例して長くなり、正帰還制御となってしまうので、 INV 動作が不可能となる。

[0048] そのため、出力電流 I_{out} が増大した場合、オン時間 T_{on} を短縮する必要がある。このような負帰還制御を実現するには、予め出力電圧 V_{out}

と同一波形（出力電圧 V_{out} が正弦波である場合には正弦波）の基準信号 REF を設定しておき、基準信号 REF から出力電流 I_{out} に比例する乗算信号（ $=K \times I_{out}$ ）を差し引いた差分信号（ $=REF - K \times I_{out}$ ）に基づいてオン時間 T_{on} を制御すればよい。

[0049] 基準信号 REF は、正弦波である。また、出力電流 I_{out} が正弦波であるならば、これに比例する乗算信号（ $=K \times I_{out}$ ）も正弦波である。従って、基準信号 REF から乗算信号（ $=K \times I_{out}$ ）を減じた差分信号（ $=REF - K \times I_{out}$ ）も正弦波となるので、これに基づいて制御される出力電流 I_{out} は、正弦波となる。この場合、出力電流 I_{out} が増大したときにはオン時間 T_{on} が短縮される。従って、負帰還制御が実現されるので、安定的な INV 動作が可能となる。また、係数 K を変えることにより、出力電流 I_{out} を調整することもできる。

[0050] なお、電力変換装置 1 を回生インバータ（＝商用交流電源系統に連系される系統連系インバータ）として利用する場合、交流電圧のゼロと極性を検出して基準信号 REF を作成し動作させる。また、回生インバータの出力電圧をソフトスタートさせる場合、電力を送り出すスイッチのみ動作させ、他のスイッチをオフさせておくことにより、電流が逆流することなく安全に起動可能となる。出力電圧が所定の電圧（＝接続された交流電圧値）になった後、他のスイッチを同期整流させれば、損失を低減させることもできる。

[0051] 一方、電力変換装置 1 を自立インバータ（＝交流負荷 Z_2 に接続される一般的なインバータ）として利用する場合、基準信号 REF の周波数は、交流負荷 Z_2 の仕様に応じて、出力電流 I_{out} に要求される周波数に設定しておけばよい。また、係数 K については、乗算信号（ $=K \times I_{out}$ ）が基準信号 REF と比べて無視できる程度に小さくなる値（例えば $K=0$ ）に設定しておけばよい。

[0052] 図 5 は、 INV 動作時の入出力波形を示す図であり、上から順に、入力電圧 V_{in} 、出力電圧 V_{out} 、及び、出力電流 I_{out} が描写されている。本図で示したように、電力変換装置 1 の INV 動作により、直流電力が交流

電力に変換されていることが分かる。

[0053] <動作モード切替 (PFC / INV) >

以上で説明したように、デジタル制御装置 100 は、動作モード設定信号 MODE に応じて、スイッチ回路 10 の PFC 動作時 (AC / DC 変換時) には基準信号 REF が一定値となり、INV 動作時 (DC / AC 変換時) には基準信号 REF が正弦波状信号となるように、通電方向の切替時に基準信号 REF の波形を動的に変更する機能を備えている。

[0054] このような機能を具備することにより、スイッチ回路 10 を双方向インバータとして動作させることができるので、例えば、商用交流電源から供給される交流電力を直流電力に変換して蓄電池を充電したり、これとは反対に、太陽電池で生成される直流電力を交流電力に変換して商用交流電源に回生したりすることが可能となる。また、並列運転やホットスワップなどにも対応できる。

[0055] ただし、動作モードは、必ずしも動的に切り替える必要はない。例えば、スイッチ回路 10 を PFC 回路としてのみ利用する場合には、基準信号 REF を一定値に固定すればよく、また、スイッチ回路 10 を単方向インバータとしてのみ利用する場合には、基準信号 REF を正弦波状信号に固定すればよい。

[0056] <基準信号の変調処理>

図 6 は、PFC 動作時 (AC / DC 変換時) における基準信号 REF の第 1 変調例を示す図であり、上から順に、基準信号 REF と入力電流 I_{in} が描写されている。なお、本図左側には、基準信号 REF の変調処理を行わない場合の波形が描写されており、本図右側には、基準信号 REF の変調処理を行う場合の波形が描写されている。

[0057] 入力電流 I_{in} に意図的な歪み成分を生じさせたい場合には、入力電流 I_{in} に歪み成分を与えるための変調信号 (= 正弦波電流波形と所望の電流波形との差分に相当する変調成分) を基準信号 REF に重畳するとよい。このような変調処理によれば、例えば、疑似電流負荷試験などに用いられる交流

電子負荷装置として、電力変換装置 1 を利用することが可能となる。

[0058] 図 7 は、INV 動作時（特に回生インバータを歪み補正装置として使用する場合）における基準信号 REF の第 2 変調例を示す図であり、上から順に、基準信号 REF、商用電源から回生インバータに供給される入力電流 I_{in} 、他の負荷に流れる負荷電流 I_{load} 、及び、商用電源からの総供給電流 I_{sup} が描写されている。なお、本図左側には、基準信号 REF の変調処理を行わない場合の波形が描写されており、本図右側には、基準信号 REF の変調処理を行う場合の波形が描写されている。

[0059] 負荷電流 I_{load} に意図しない歪み成分が生じた場合には、その歪み成分を打ち消すための変調信号（＝上記の歪み成分と逆の電流を流すための変調成分）を基準信号 REF に重畳して入力電流 I_{in} にも意図的な歪み成分を生じさせ、その入力電流 I_{in} と負荷電流 I_{load} を加えると、総供給電流 I_{sup} は正弦波状電流となる。このような変調処理によれば、例えば、負荷電流 I_{load} の高調波成分を抑制し、外部に歪み電流を出さないようにすることが可能となる。

[0060] <電力変換装置（第 2 実施形態）>

図 8 は、電力変換装置の第 2 実施形態を示す図である。第 2 実施形態の電力変換装置 11 では、スイッチ回路 10 として、3 相 TL-NPC [Trans-Linked Neutral-Point-Clamped] 型の双方向インバータが用いられている。

[0061] 具体的に述べると、スイッチ回路 10 は、例えば、コンデンサ C11 及び C12 と、3 相構成のスイッチ回路部 11～13 及びコンデンサ C21～C23 と、を含む。

[0062] また、スイッチ回路部 11 は、トランジスタ M11 及び M12（Nチャネル型）と、トランジスタ M21 及び M22（Nチャネル型）と、双方向スイッチ SW1 及び SW2（Nチャネル型）と、変圧器 TR11 と、リアクトル L11 と、を含む。

[0063] なお、スイッチ回路部 12 及び 13 それぞれの回路構成は、スイッチ回路部 11 と同様であるため、重複した説明を割愛する。また、本図では、図示

の便宜上、駆動回路20やデジタル制御装置100の描写を省略しているが、これらについては後ほど詳述する。

[0064] コンデンサC11及びC12は、ノードDC11とノードD12との間に直列接続されており、相互間の接続ノードが交流中性点（＝中性点電圧VCの印加端）となるコンデンサブリッジとして機能する。なお、コンデンサC11及びC12それぞれの容量値が等しい場合には、 $VC = (DC11 - DC12) / 2$ となる。

[0065] トランジスタM11のドレインは、ノードDC11に接続されている。トランジスタM11のソースは、トランジスタM12のドレインに接続されている。トランジスタM12のソースは、ノードDC12に接続されている。トランジスタM11及びM12それぞれのゲートには、ゲート信号G11及びG12が入力されている。トランジスタM11及びM12は、それぞれ、ゲート信号G11及びG12がハイレベルであるときにオンし、ゲート信号G11及びG12がローレベルであるときにオフする。このように、トランジスタM11及びM12は、ノードDC11とノードDC12との間に直列接続されており、第1トランジスタブリッジとして機能する。

[0066] トランジスタM21のドレインは、ノードDC11に接続されている。トランジスタM21のソースは、トランジスタM22のドレインに接続されている。トランジスタM22のソースは、ノードDC12に接続されている。トランジスタM21及びM22それぞれのゲートには、ゲート信号G21及びG22が入力されている。トランジスタM21及びM22は、それぞれ、ゲート信号G21及びG22がハイレベルであるときにオンし、ゲート信号G21及びG22がローレベルであるときにオフする。このように、トランジスタM21及びM22は、ノードDC11とノードDC12との間に直列接続されており、第2トランジスタブリッジとして機能する。

[0067] なお、上記の第1トランジスタブリッジ（＝トランジスタM11及びM12）と第2トランジスタブリッジ（＝トランジスタM21及びM22）は、互いに所定の位相差 θ （例えば1/2周期分の位相差、すなわち、 $\theta = \pi$ （

180°))を持って駆動される。

[0068] 双方向スイッチSW1は、コンデンサブリッジの midpoint ノード (=コンデンサC11及びC12相互間の接続ノード) と第1トランジスタブリッジの出力ノード (=トランジスタM11及びM12相互間の接続ノード) との間にそれぞれ接続されている。双方向スイッチSW1のゲートには、ゲート信号G13が入力されている。双方向スイッチSW1は、ゲート信号G13がハイレベルであるときにオンし、ゲート信号G13がローレベルであるときにオフする。

[0069] 双方向スイッチSW2は、コンデンサブリッジの midpoint ノード (=コンデンサC11及びC12相互間の接続ノード) と第2トランジスタブリッジの出力ノード (=トランジスタM21及びM22相互間の接続ノード) との間にそれぞれ接続されている。双方向スイッチSW2のゲートには、ゲート信号G23が入力されている。双方向スイッチSW2は、ゲート信号G23がハイレベルであるときにオンし、ゲート信号G23がローレベルであるときにオフする。

[0070] 変圧器TR11は、第1トランジスタブリッジ及び第2トランジスタブリッジそれぞれの出力ノードとリアクトルL11の第1端との間に接続されている。リアクトルL11の第2端は、ノードAC11に接続されている。

[0071] なお、変圧器TR11の励磁インダクタンス L_{m1} 、 L_{m2} がリアクトルL11に対して十分に大きい場合、変圧器TR11とリアクトルL11は、双方の機能を有するトランス結合リアクトルTCR11 (図9) として構成することができる。この場合、リアクトルL11は、トランス結合リアクトルTCR11の漏れインダクタンス L_{s1} 、 L_{s2} により形成される。また、トランス結合リアクトルTCR11の結合部と漏れインダクタンス L_{s1} 及び L_{s2} との間に現れるノード電圧 V_{N1} 及び V_{N2} は、実質的に、変圧器TR11の midpoint ノードに現れるノード電圧 V_N と同電位になる。

[0072] コンデンサC21～C23は、それぞれ、ノードAC11～AC13とコンデンサブリッジの midpoint ノード (=コンデンサC11及びC12相互間の接

続ノード)との間に接続されている。

[0073] 本実施形態の電力変換装置1であれば、トランジスタブリッジのスイッチング出力レベルを、 H/L の2値(+Eと-E)ではなく、3値(+E、0、-E)またはそれ以上の諧調値を持つように多段階で変化させることができる。従って、リアクトルL11の印加電圧を低減することができるので、リアクトルL11の小型化や低損失化、ないしは、低ノイズ化を実現することが可能となる。また、各トランジスタの印加電圧を低減することもできるので、市場流通の多い低耐圧素子を採用したり、スイッチング損失を低減したりすることも可能となる。

[0074] 特に、電力変換装置は、現在、民生機器や産業機器だけでなく車載機器などの非常に幅広い分野に適用されている。これらの用途に供される電力変換装置は、小型・軽量・高効率が重視されており、大電力装置であるほどその要望は大きいことから、本実施形態の電力変換装置1が好適であると言える。

[0075] 図10は、第2実施形態の電力変換装置1に用いられるデジタル制御装置100の一構成例を示す図である。本構成例のデジタル制御装置100は、第1実施形態(図1)をベースとしつつ、パルス幅変調部105の後段に変更が加えられている。より具体的に述べると、本構成例のデジタル制御装置100は、先出の信号切替部107に代えて、位相シフト部108と信号切替部109及び110と、を含む。

[0076] 位相シフト部108は、パルス幅変調信号PWMを所定の位相差 θ (例えば $1/2$ 周期分の位相差、すなわち、 $\theta = \pi$ (180°))だけシフトさせたパルス幅変調信号PWM2(及びその論理レベルを反転させた反転パルス幅変調信号PWM2B)を出力する。

[0077] 信号切替部109は、ゼロクロス信号ZXに応じて、パルス幅変調信号PWM及び反転パルス幅変調信号PWMBの出力先を切り替える。

[0078] 例えば、 $ZX = H$ であるときには、 $S11 = PWM$ となり、 $S12 = L$ 固定となり、 $S13 = PWMB$ となる。このような信号切替により、交流電圧

が正極性であるとき ($ZX = H$) には、トランジスタ $M11$ と双方向スイッチ $SW1$ が相補的にオン／オフされ、トランジスタ $M12$ が常時オフされる。

[0079] 一方、 $ZX = L$ であるときには、 $S11 = L$ 固定となり、 $S12 = PWM$ B となり、 $S13 = PWM$ となる。このような信号切替により、交流電圧が負極性であるとき ($ZX = L$) には、トランジスタ $M12$ と双方向スイッチ $SW1$ が相補的にオン／オフされ、トランジスタ $M11$ が常時オフされる。

[0080] 信号切替部 110 は、ゼロクロス信号 ZX に応じて、パルス幅変調信号 $PWM2$ 及び反転パルス幅変調信号 $PWM2B$ の出力先を切り替える。

[0081] 例えば、 $ZX = H$ であるときには、 $S21 = PWM$ となり、 $S22 = L$ 固定となり、 $S23 = PWMB$ となる。このような信号切替により、交流電圧が正極性であるとき ($ZX = H$) には、トランジスタ $M21$ と双方向スイッチ $SW2$ が相補的にオン／オフされ、トランジスタ $M22$ が常時オフされる。

[0082] 一方、 $ZX = L$ であるときには、 $S21 = L$ 固定となり、 $S22 = PWM$ B となり、 $S23 = PWM$ となる。このような信号切替により、交流電圧が負極性であるとき ($ZX = L$) には、トランジスタ $M22$ と双方向スイッチ $SW2$ が相補的にオン／オフされ、トランジスタ $M21$ が常時オフされる。

[0083] <ワイドバンドギャップ半導体 (SiC 、 GaN) の適用>

なお、電力変換装置 1 で用いられる各種のスイッチ素子 (図 1 のトランジスタ $M1 \sim M4$ 、ないしは、図 8 (及び図 9) のトランジスタ $M11 \sim M12$ 及び $M21 \sim M22$ 、並びに、双方向スイッチ $SW1$ 及び $SW2$) については、少なくともその一つをワイドバンドギャップ半導体 (SiC 系半導体または GaN 系半導体など) で形成するとよい。

[0084] このように、 SiC 系半導体 ($SiC-MOSFET$ など) または GaN 系半導体 ($GaN-HEMT$ [high electron mobility transistor] など) から成るスイッチ素子であれば、 Si 系半導体から成るスイッチ素子と比べて、その出力容量や帰還容量といった寄生容量を低減することができる

ので、高周波駆動時におけるスイッチング損失の増大を抑制することができる。

[0085] また、上記のスイッチ素子としてSiC-MOSFETを用いれば、低オン抵抗と縦型構造による高い熱伝導率が得られる。従って、大電流・大電力の電力変換装置1を実現することが可能となる。

[0086] また、SiC-MOSFETは、ボディダイオードの逆回復電流が小さく、かつ、寄生容量が小さいので、電流の実効値を低く抑えることができ、スイッチ素子やパターンの導通損失、並びに、トランス結合リアクトルの銅損を低減することが可能となる。

[0087] このように、ワイドバンドギャップ半導体から成るスイッチ素子は、高耐圧でありながらも、低オン抵抗・低スイッチング損失であり、かつ、高温時にもその傾向が比較的保持される。そのため、入力電圧及びスイッチ素子への直接印加電圧が高い場合でも、十分に熱的に許容される動作が可能になる。

[0088] <その他の変形例>

なお、本明細書中に開示されている種々の技術的特徴は、上記実施形態のほか、その技術的創作の主旨を逸脱しない範囲で種々の変更を加えることが可能である。例えば、バイポーラトランジスタとMOS電界効果トランジスタとの相互置換や、各種信号の論理レベル反転は任意である。すなわち、上記実施形態は、全ての点で例示であって、制限的なものではないと考えられるべきであり、本発明の技術的範囲は、上記実施形態に限定されるものではなく、特許請求の範囲と均等の意味及び範囲内に属する全ての変更が含まれると理解されるべきである。

産業上の利用可能性

[0089] 本明細書中に開示されている電力変換装置は、民生機器や産業機器だけでなく車載機器などの非常に幅広い分野で利用することが可能である。

符号の説明

[0090] 1 電力変換装置

1 0 スイッチ回路（双方向インバータ）
1 1 ～ 1 3 スイッチ回路部
2 0 駆動回路
2 1 ～ 2 4 ゲートドライバ
1 0 0 デジタル制御装置
1 0 1 基準信号設定部
1 0 2 係数設定部
1 0 3 乗算部
1 0 4 加算部
1 0 5 パルス幅変調部
1 0 6 ゼロクロス検出部
1 0 7 信号切替部
1 0 8 位相シフト部
1 0 9、1 1 0 信号切替部
A C 1、A C 2、A C 1 1 ～ A C 1 3 ノード（A C ノード）
C 1、C 2、C 1 1、C 1 2、C 2 1 ～ C 2 3 コンデンサ
D C 1、D C 2、D C 1 1、D C 1 2 ノード（D C ノード）
E 1、E 2 電源
L 1 インダクタ
L 1 1 リアクトル
L m 1、L m 2 励磁インダクタンス
L s 1、L s 2 漏れインダクタンス
M 1 ～ M 4、M 1 1、M 1 2、M 2 1、M 2 2 トランジスタ
S W 1、S W 2 双方向スイッチ
T C R 1 1 トランス結合リアクトル
T R 1 1 変圧器
Z 1、Z 2 負荷

請求の範囲

- [請求項1] トランジスタを含むスイッチ回路を備えた電力変換装置の制御主体として用いられる制御装置であって、
- 前記電力変換装置の動作方式に応じて設定される基準信号から、前記スイッチ回路の制御対象電流に所定の係数を乗じた乗算信号を減じ、その演算結果に基づいて前記トランジスタの制御信号を生成することを特徴とする制御装置。
- [請求項2] 前記スイッチ回路がP F C [power factor correction] 回路であり、
- 前記基準信号が一定値であり、
- 前記制御対象電流が入力電流である、
- ことを特徴とする、請求項1に記載の制御装置。
- [請求項3] 前記スイッチ回路がインバータであり、
- 前記基準信号が正弦波状信号であり、
- 前記制御対象電流が出力電流である、
- ことを特徴とする、請求項1に記載の制御装置。
- [請求項4] 前記スイッチ回路が双方向インバータであり、
- A C / D C 変換時には前記基準信号が一定値となり、D C / A C 変換時には前記基準信号が正弦波状信号となるように、通電方向の切替時に前記基準信号の波形を変更し、
- 前記制御対象電流として、A C / D C 変換時にもD C / A C 変換時にも前記スイッチ回路の同一ノードに流れる電流を監視しており、A C / D C 変換時には前記制御対象電流が入力電流となり、D C / A C 変換時には前記制御対象電流が出力電流となる、
- ことを特徴とする、請求項1に記載の制御装置。
- [請求項5] 前記入力電流の歪みを打ち消すための変調信号を前記基準信号に重畳することを特徴とする、請求項2または請求項4に記載の制御装置。

[請求項6] 商用電源から他の負荷に流れる負荷電流の歪みを打ち消すための変調信号を前記基準信号に重畳することを特徴とする、請求項3または請求項4に記載の制御装置。

[請求項7] 前記基準信号の周波数が前記出力電流に要求される周波数に設定されており、

前記係数が前記乗算信号が前記基準信号と比べて無視できる程度に小さくなるように設定されている、

ことを特徴とする、請求項3または請求項4に記載の制御装置。

[請求項8] 第1 DC ノードと第2 DC ノードとの間に直列接続された少なくとも2つのコンデンサを含むコンデンサブリッジと；

前記第1 DC ノードと前記第2 DC ノードとの間に直列接続された2つのトランジスタをそれぞれ含む第1 トランジスタブリッジ及び第2 トランジスタブリッジと；

前記コンデンサブリッジの midpoint ノードと前記第1 トランジスタブリッジ及び前記第2 トランジスタブリッジそれぞれの出力ノードとの間にそれぞれ接続された第1 双方向スイッチ及び第2 双方向スイッチと；

前記第1 トランジスタブリッジ及び前記第2 トランジスタブリッジそれぞれの出力ノードに接続された変圧器と；

前記変圧器と AC ノードとの間に接続されたリアクトルと；

前記 AC ノードと前記コンデンサブリッジの midpoint ノードとの間に接続されたコンデンサと；

を備え、

前記第1 トランジスタブリッジと前記第2 トランジスタブリッジを互いに 180° の位相差で動作させることを特徴とする、双方向インバータ。

[請求項9] 前記第1 トランジスタブリッジ及び前記第2 トランジスタブリッジ、前記第1 双方向スイッチ及び前記第2 双方向スイッチ、前記変圧器

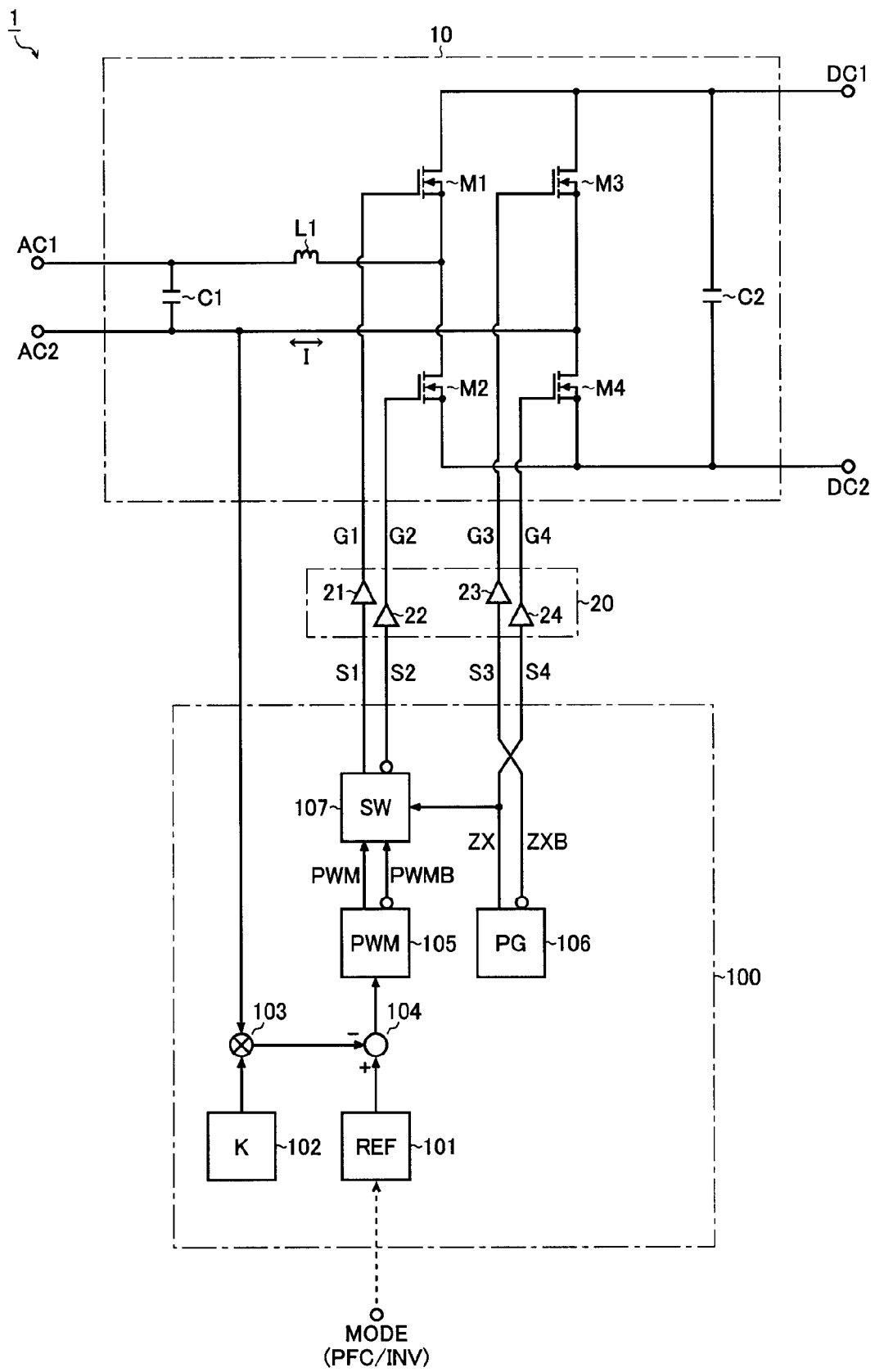
、前記リアクトル、並びに、前記コンデンサは、３相構成であることを特徴とする、請求項８に記載の双方向インバータ。

[請求項10] 前記変圧器と前記リアクトルは、双方の機能を有するトランス結合リアクトルとして形成されていることを特徴とする、請求項８または請求項９に記載の双方向インバータ。

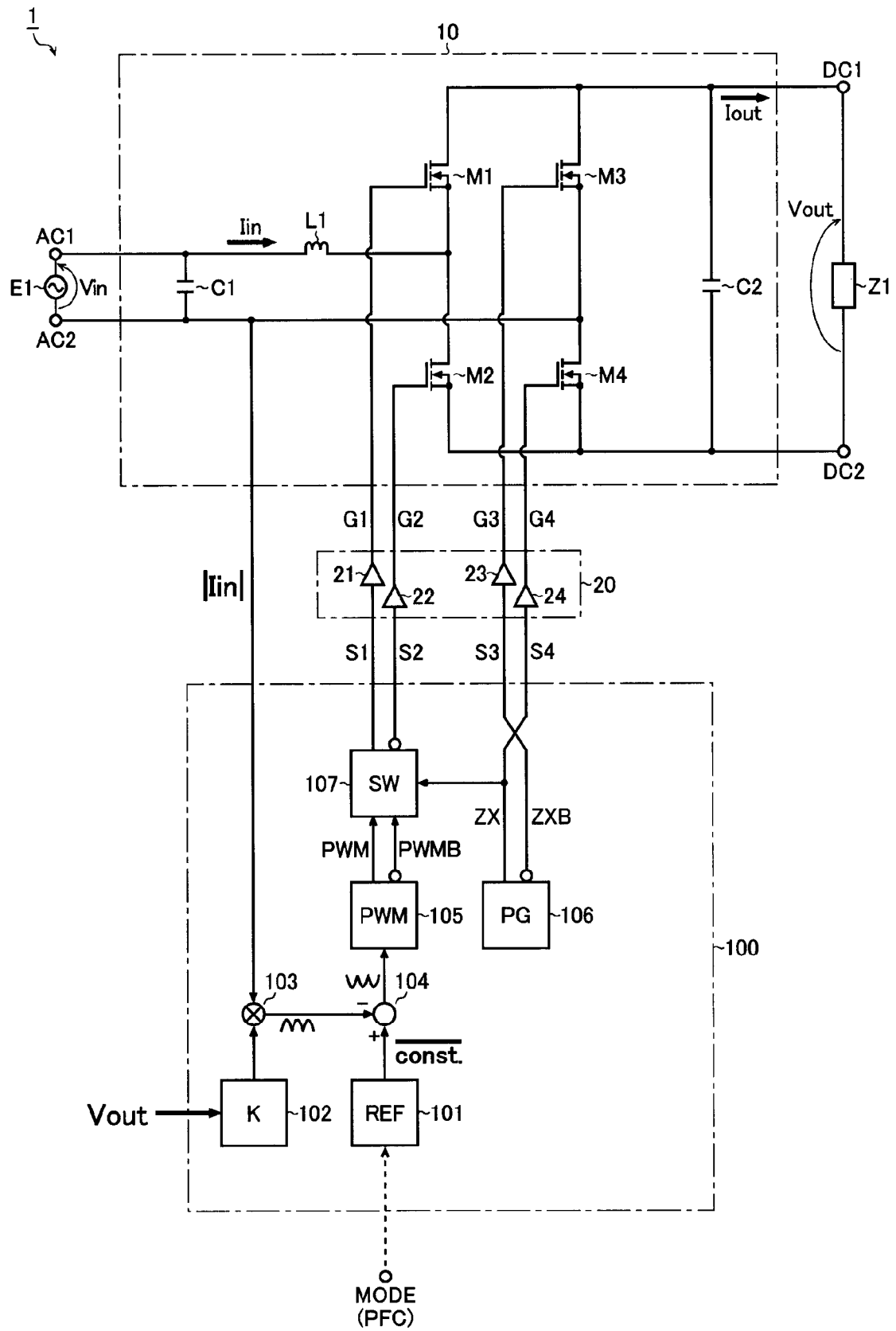
[請求項11] 前記トランジスタ、並びに、前記第１双方向スイッチ及び前記第２双方向スイッチは、それぞれ、ワイドバンドギャップ半導体から成ることを特徴とする、請求項８～請求項１０のいずれか一項に記載の双方向インバータ。

[請求項12] 請求項８～請求項１１のいずれか一項に記載の双方向インバータと、
前記双方向インバータの制御主体となる請求項１～請求項７のいずれか一項に記載の制御装置と、
を有することを特徴とする、電力変換装置。

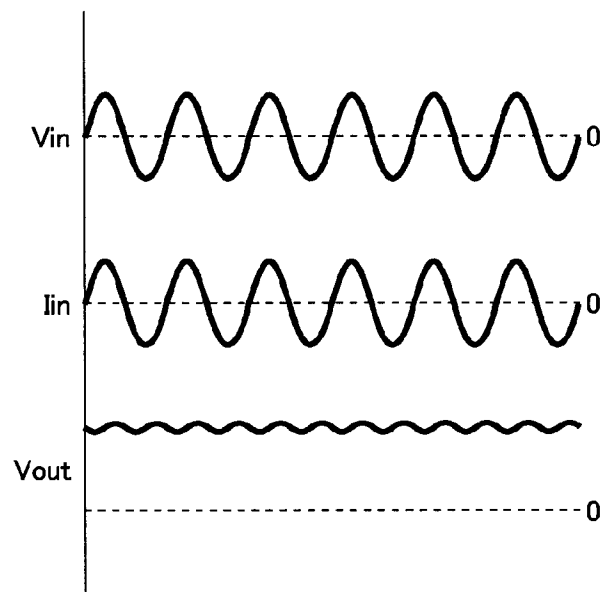
[図1]



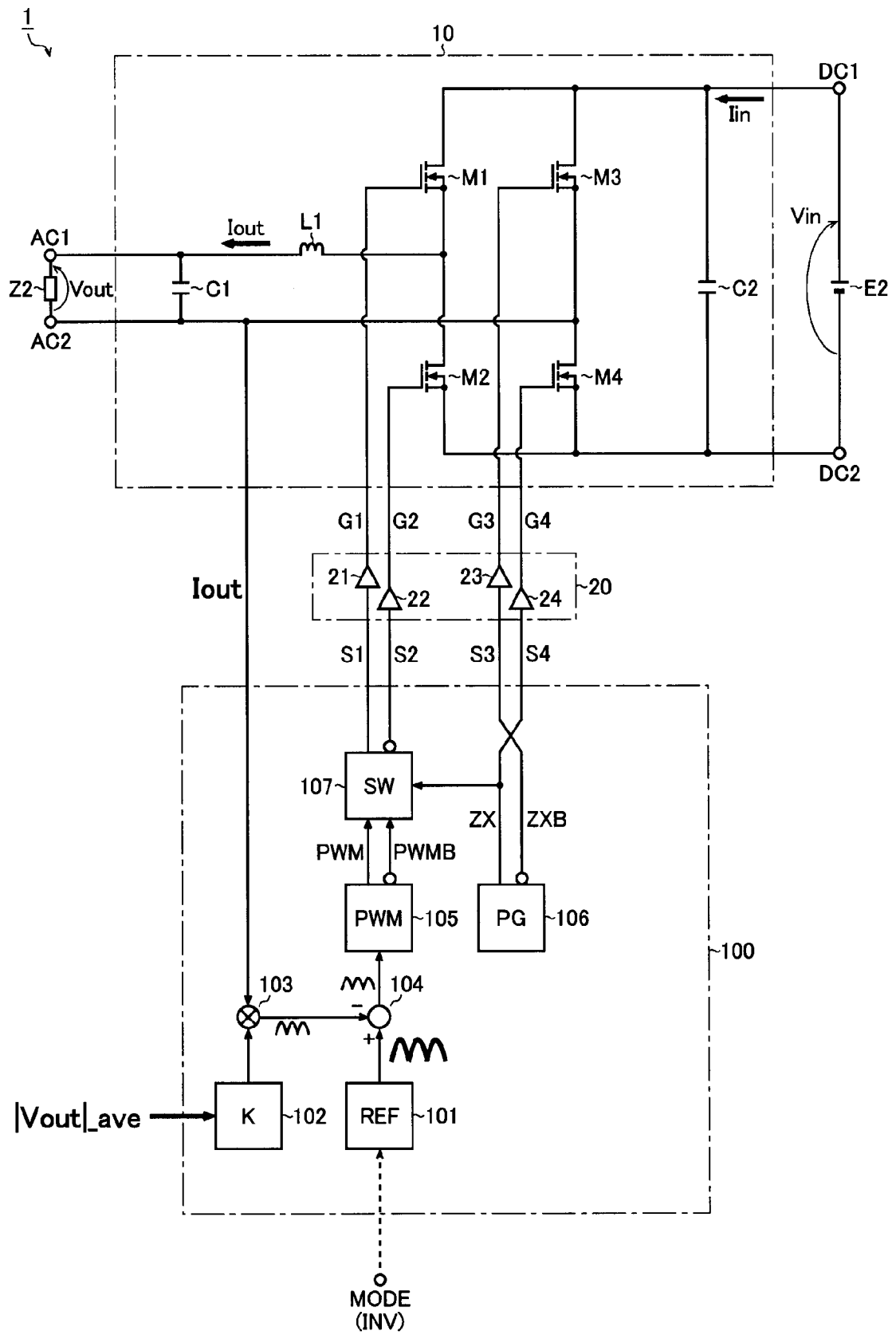
[図2]



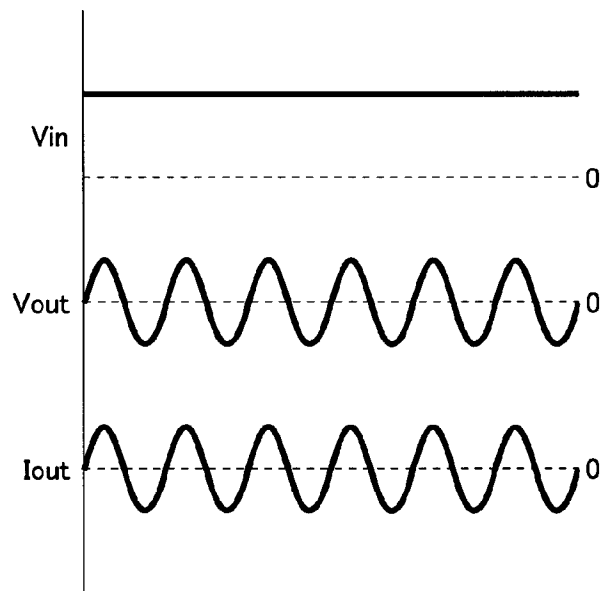
[図3]



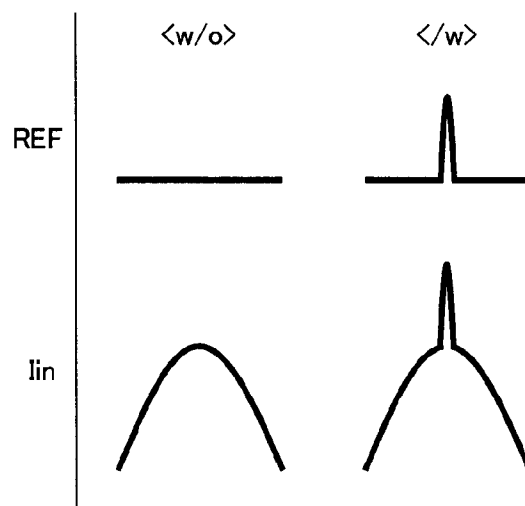
[図4]



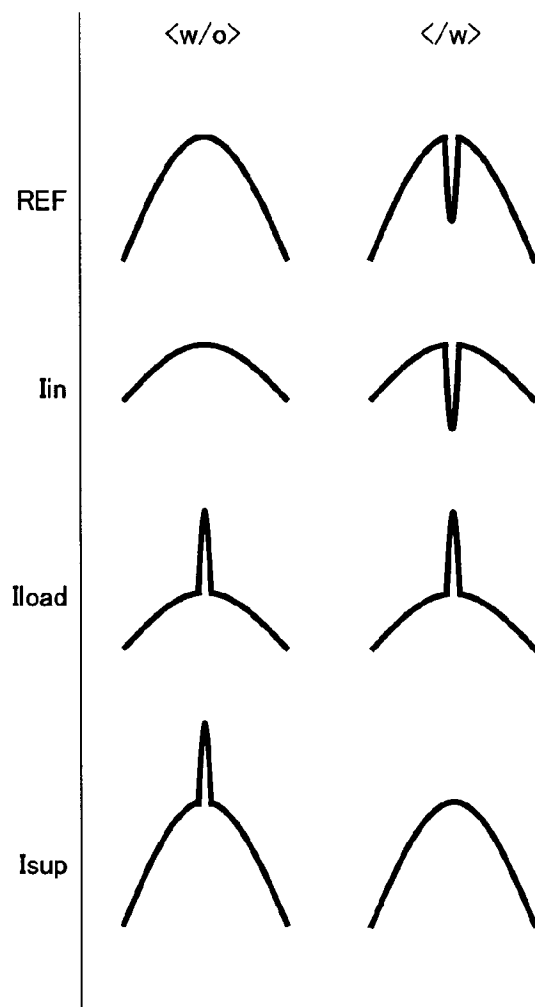
[図5]



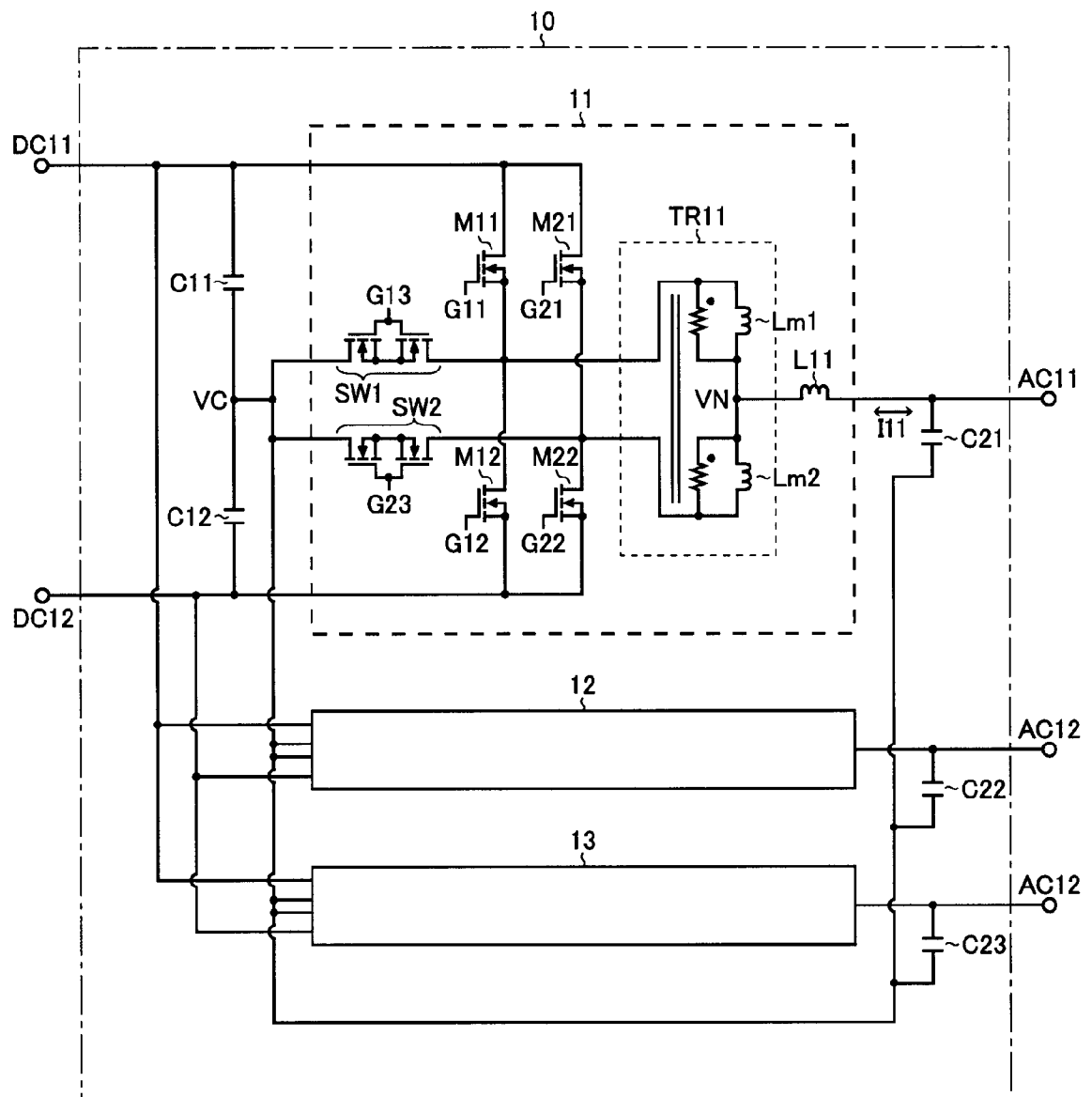
[図6]



[図7]

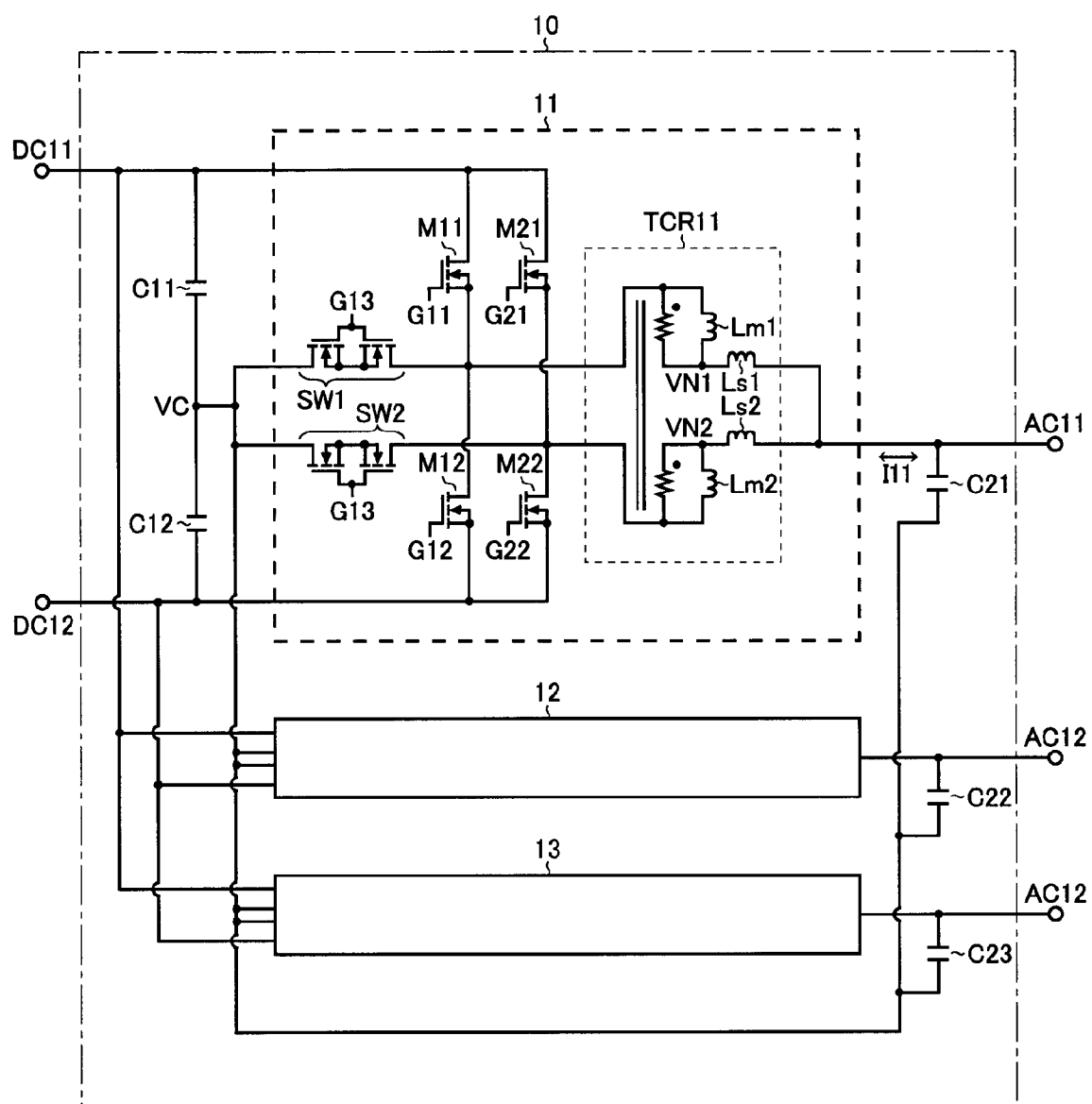


[図8]

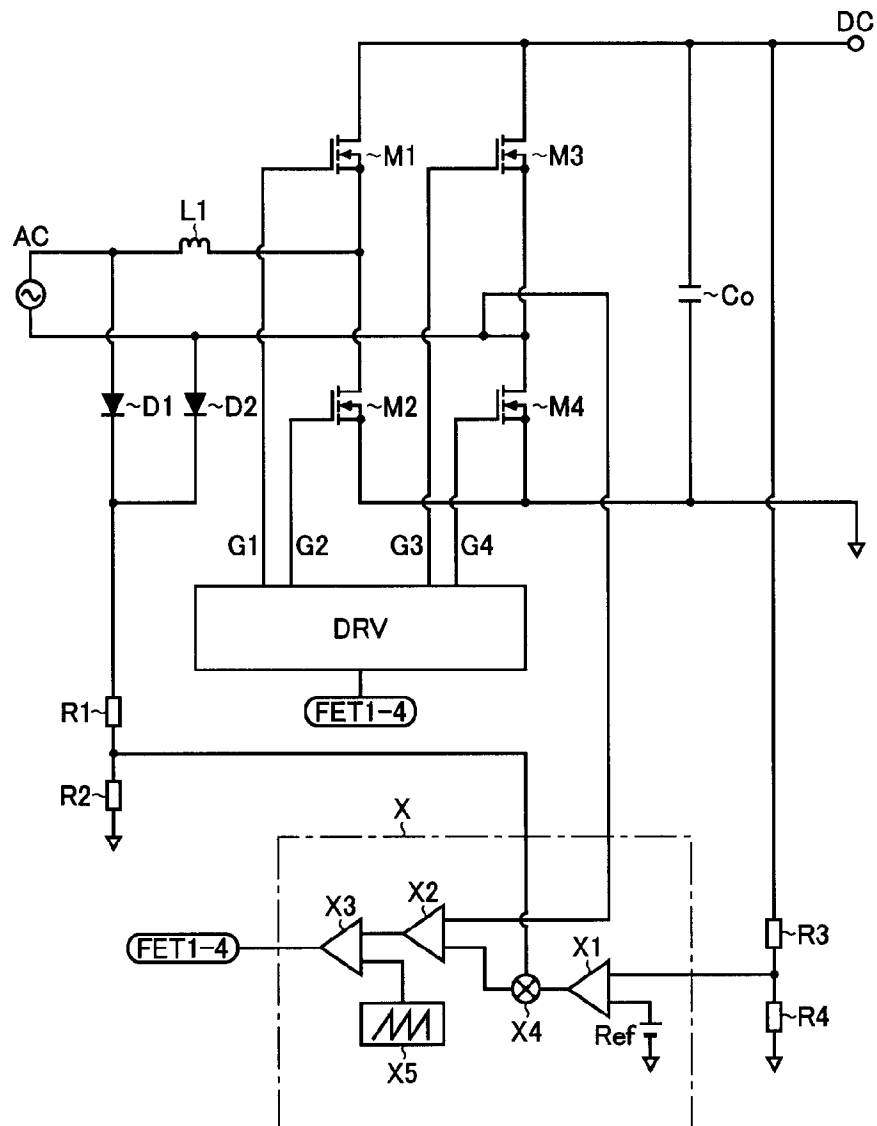
1
↘

[図9]

1 ↘



[図11]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/046755

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 1/08 (2006.01) i; H02M 7/12 (2006.01) i; H02M 7/48 (2007.01) i
FI: H02M1/08 A; H02M7/12 P; H02M7/48 Y

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M1/08; H02M7/12; H02M7/48

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	1971-2020
Registered utility model specifications of Japan	1996-2020
Published registered utility model applications of Japan	1994-2020

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 2005-348563 A (SANKEN ELECTRIC CO., LTD.) 15.12.2005 (2005-12-15) entire text, all drawings	1-12
A	JP 2008-113514 A (HITACHI, LTD.) 15.05.2008 (2008-05-15) entire text, all drawings	1-12
A	JP 2017-189026 A (FUJI ELECTRIC CO., LTD.) 12.10.2017 (2017-10-12) entire text, all drawings	8-12

☐ 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

"I" 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
20 February 2020 (20.02.2020)

Date of mailing of the international search report
03 March 2020 (03.03.2020)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
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/JP2019/046755

Patent referred in the Report	Documents in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
JP 2005-348563 A		15 Dec. 2005	(Family: none)	
JP 2008-113514 A		15 May 2008	EP 1919064 A2 entire text, all drawings	
JP 2017-189026 A		12 Oct. 2017	CN 101174794 A (Family: none)	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02M 1/08(2006.01)i; H02M 7/12(2006.01)i; H02M 7/48(2007.01)i FI: H02M1/08 A; H02M7/12 P; H02M7/48 Y														
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）） H02M1/08; H02M7/12; 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 <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922 - 1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971 - 2020年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996 - 2020年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994 - 2020年</td> </tr> </table>			日本国実用新案公報	1922 - 1996年	日本国公開実用新案公報	1971 - 2020年	日本国実用新案登録公報	1996 - 2020年	日本国登録実用新案公報	1994 - 2020年				
日本国実用新案公報	1922 - 1996年													
日本国公開実用新案公報	1971 - 2020年													
日本国実用新案登録公報	1996 - 2020年													
日本国登録実用新案公報	1994 - 2020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 2005-348563 A（サンケン電気株式会社）15.12.2005（2005 - 12 - 15） 全文, 全図	1-12												
A	JP 2008-113514 A（株式会社日立製作所）15.05.2008（2008 - 05 - 15） 全文, 全図	1-12												
A	JP 2017-189026 A（富士電機株式会社）12.10.2017（2017 - 10 - 12） 全文, 全図	8-12												
☐ 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。														
<table border="0"> <tr> <td>* 引用文献のカテゴリー</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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）</td> <td>“&” 同一パテントファミリー文献</td> </tr> <tr> <td>“O” 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献</td> <td></td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td></td> </tr> </table>			* 引用文献のカテゴリー	“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	“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	“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	“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	“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	“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）	“&” 同一パテントファミリー文献	“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	
* 引用文献のカテゴリー	“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													
“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	“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													
“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	“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													
“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）	“&” 同一パテントファミリー文献													
“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														
国際調査を完了した日 20.02.2020	国際調査報告の発送日 03.03.2020													
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） 遠藤 尊志 5G 3052 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/JP2019/046755

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	2005-348563	A	15.12.2005	(ファミリーなし)	
JP	2008-113514	A	15.05.2008	EP 1919064 A2	
				全文, 全図	
				CN 101174794 A	
JP	2017-189026	A	12.10.2017	(ファミリーなし)	