

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2014-50298

(P2014-50298A)

(43) 公開日 平成26年3月17日(2014.3.17)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2M 7/487 (2007.01)	HO2M 7/487	5H007
HO2M 7/497 (2007.01)	HO2M 7/497	

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 11 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2012-194032 (P2012-194032)</p> <p>(22) 出願日 平成24年9月4日 (2012.9.4)</p> <p>特許法第30条第2項適用申請有り 平成24年3月5日、一般社団法人電気学会発行の「平成24年 電気学会全国大会 講演論文集 (DVD大会プログラム)」に発表、および平成24年3月21日、一般社団法人電気学会主催の「平成24年 電気学会全国大会」において発表</p>	<p>(71) 出願人 800000068 学校法人東京電機大学 東京都足立区千住旭町5番</p> <p>(74) 代理人 100083806 弁理士 三好 秀和</p> <p>(74) 代理人 100100712 弁理士 岩▲崎▼ 幸邦</p> <p>(74) 代理人 100101247 弁理士 高橋 俊一</p> <p>(74) 代理人 100095500 弁理士 伊藤 正和</p> <p>(74) 代理人 100098327 弁理士 高松 俊雄</p>
--	---

最終頁に続く

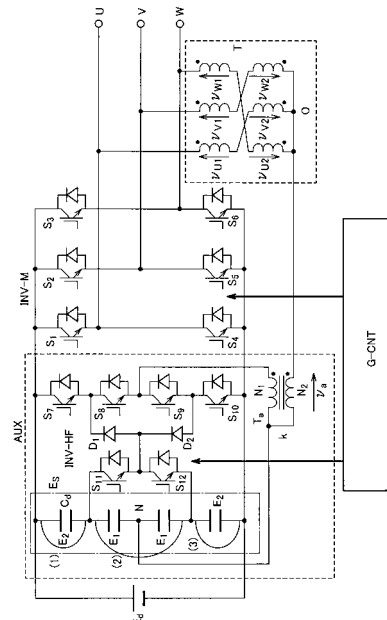
(54) 【発明の名称】 マルチステップインバータ

(57) 【要約】

【課題】 小型化が図れるマルチステップインバータを提供する。

【解決手段】 異なる4電圧の定電圧源の最高電圧点と最低電圧点とに、直流電圧を三相電圧に変換する主インバータINV-Mの直流側を接続し、主インバータの各相交流出力端に、三相単巻変圧器Tの各相出力を接続し、三相単巻変圧器Tの中性点に単相変圧器Taの二次巻線を接続し、4電圧の定電圧源の最高電圧点、最低電圧点、第2位電圧点と第4位電圧点にNPCインバータINV-HFの入力側を接続し、さらに4電圧の定電圧源の電圧中位点は単相変圧器の2次巻線を介して三相単巻変圧器Tの中性点に接続し、単相変圧器の一次巻線を4電圧の定電圧源の電圧中位点NとNPCインバータの出力との間に接続し、NPCインバータの出力電圧を三相単巻変圧器Tの中性点に注入するようにしたマルチステップインバータ。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

異なる 4 電圧の定電圧源の最高電圧点と最低電圧点とに、直流電圧を三相電圧に変換する主インバータの直流側を接続し、

前記主インバータの各相交流出力端に、三相単巻変圧器の各相出力を接続し、

前記三相単巻変圧器の中性点に単相変圧器の二次巻線側を接続し、

前記 4 電圧の定電圧源の最高電圧点、最低電圧点、第 2 位電圧点、第 4 位電圧点に N P C インバータの入力側を接続し、

前記 4 電圧の定電圧源の電圧中位の第 3 電圧点を、前記単相変圧器の 2 次巻線を介して前記三相単巻変圧器の中性点に接続し、

前記単相変圧器の一次巻線を前記 4 電圧の定電圧源の電圧中位点と前記 N P C インバータの出力との間に接続し、

前記 N P C インバータの出力電圧を前記三相単巻変圧器の中性点に注入するようにしたことを特徴とするマルチステップインバータ。

10

【請求項 2】

前記異なる 4 電圧の定電圧源は、直流電圧源を 2 組の電圧に分割する 4 つのコンデンサと、前記 2 組の電圧を調整するチョッパにて構成したことを特徴とする請求項 1 に記載のマルチステップインバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

20

【0001】

本発明は、三相 2 4 ステップインバータのようなマルチステップインバータに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、マルチステップインバータとして、非特許文献 1 に開示された三相電圧形 2 4 ステップインバータが知られている。この従来のマルチステップインバータでは、1 周期 2 4 ステップ波形とするのに、各三相変圧器の巻線を工夫して各相のユニットの出力電圧に位相差を持たせなくてはならず、スター・デルタ結線の三相変圧器を設けていた。

【0003】

しかしながら、このような従来のマルチステップインバータでは、その三相出力側に三相変圧器を設けて負荷電流を流すようにしているので、巻線が大型化し、ひいてはインバータシステム全体が大型化する問題点があった。

30

【0004】

特に、航空機に搭載してエンジンの回転で発電機を回転させ、その交流電源を電力変換して所定電圧の三相交流電力を取り出すような用途に用いる場合、マルチステップインバータの小型化が強く求められていた。例えば、数 10 k V a から 100 k V a の電力を取り出す従来のマルチステップインバータの場合、6 個のスイッチング素子からなる主インバータの出力電流のピーク値は、通常の 1 . 5 倍の大きな電流が流れるが、スター・デルタ結線の三相変圧器には、通常の負荷電流が流れる。そのため、各相コイルには、この負荷電流に耐える大きな巻線を必要とするため、ひいては、マルチステップインバータの全体を大型化してしまう問題点があった。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献 1】特開 2009 - 171807 号公報

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献 1】柘川・飯田、「高調波注入方式三相電圧形 2 4 ステップインバータ」、平成 20 年、電気学会全国大会論文、No . 4 - 080

【発明の概要】

50

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

本発明は、上記従来技術の課題に鑑みてなされたもので、インバータ回路の出力側に大型のスター・デルタ結線の三相変圧器を必要とせず、ひいては小型化が図れるマルチステップインバータ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】

本発明は、異なる4電圧の定電圧源の最高電圧点と最低電圧点とに、直流電圧を三相電圧に変換する主インバータの直流側を接続し、前記主インバータの各相交流出力端に、三相単巻変圧器の各相出力を接続し、前記三相単巻変圧器の中性点に単相変圧器の二次巻線を接続し、前記4電圧の定電圧源の最高電圧点、最低電圧点、第2位電圧点と第4位電圧点にNPCインバータの入力側を接続し、さらに前記4電圧の定電圧源の電圧中位点は前記単相変圧器の2次巻線を介して前記三相単巻変圧器の中性点に接続し、前記単相変圧器の一次巻線を前記4電圧の定電圧源の電圧中位点と前記NPCインバータの出力との間に接続し、前記NPCインバータの出力電圧を前記三相単巻変圧器の中性点に注入するようにしたマルチステップインバータを特徴とする。

10

【0009】

上記発明において、前記異なる4電圧の定電圧源は、直流電圧源を2組の電圧に分割する4つのコンデンサと、前記2組の電圧を調整するチョッパにて構成することができる。

【発明の効果】

20

【0010】

本発明によれば、三相主インバータ、NPCインバータ、異なる4電圧の定電圧源、三相単巻変圧器と単相変圧器から構成され、主インバータの出力側にスター・デルタ結線の三相変圧器を必要としないため、巻線が複雑で容量が大型化する三相変圧器に起因するインバータ装置全体の大型化を避けることができ、小型のマルチステップインバータを提供することができる。

【0011】

また本発明によれば、4電圧の定電圧源を4つの分圧コンデンサとチョッパにより構成することにより、直流電圧源の電圧を安定して4電圧に分割してその電圧を維持することができ、マルチステップインバータの出力波形をも安定したものとすることができる。

30

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の第1の実施の形態の24ステップインバータの回路図。

【図2】上記実施の形態の24ステップインバータのスイッチング素子のパルスパターン、U相出力端電圧 v_{UN} 、単相変圧器の二次巻線電圧 v_a 、出力相電圧 v_{UO} の波形図。

【図3】上記実施の形態の24ステップインバータのシミュレーション結果におけるU相出力端電圧 v_{UN} 、単相変圧器の二次巻線電圧 v_a 、出力相電圧 v_{UO} の波形図。

【図4】上記実施の形態の24ステップインバータの直流電圧源の回路図。

【図5】本発明の第2の実施の形態の24ステップインバータの回路図。

【図6】上記実施の形態におけるチョッパの動作状態(1)の電流の流れ方の説明図。

40

【図7】上記実施の形態におけるチョッパの動作状態(2)の電流の流れ方の説明図。

【図8】従来例と第2の実施の形態のシミュレーション結果の出力波形図。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下、本発明の実施の形態を図に基づいて詳説する。

【0014】

[第1の実施の形態]

図1～図5を用いて、本発明の第1の実施の形態として三相電圧形24ステップインバータについて説明する。本実施の形態の24ステップインバータは、6レベル出力の三相主インバータの出力端にジグザグ結線の三相単巻変圧器を設け、4レベルの高調波を注入

50

することで、出力電圧を24ステップ波形にすることを特徴とする。

【0015】

図1に示すように、本実施の形態の24ステップインバータは、直流電圧源 E_d 、スイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ からなる主インバータ $INV-M$ と破線部の補助回路 AUX からなる。

【0016】

主インバータ $INV-M$ は、U相の上下のスイッチング素子 S_1 、 S_4 、V相のスイッチング素子 S_2 、 S_5 、W相のスイッチング素子 S_3 、 S_6 を備えており、後述するように各相のスイッチング素子のオン・オフ動作の組み合わせにより6レベルの電圧を出力する。

10

【0017】

補助回路 AUX は、ジグザグ結線の三相単巻変圧器でなる出力変圧器 T 、直流電圧源 E_d を2組の電圧 E_1 、 E_2 に分割する直流電圧分割回路 E_s 、そして、スイッチング素子 $S_7 \sim S_{12}$ 、ダイオード D_1 、 D_2 からなるNPCインバータ $INV-HF$ 、さらに単相変圧器でなる補助変圧器 T_a から構成されている。また、2組の直流電圧 E_1 、 E_2 の接続点 N と出力変圧器 T の中性点 O とは、補助変圧器 T_a の二次巻線を介して結ばれている。図中、 k は補助変圧器 T_a の巻数比であり、以下の説明では一次巻線と二次巻線の巻数を N_1 、 N_2 とし、 $k = N_2 / N_1$ と定義する。

【0018】

図4は、直流電圧源 E_d の詳しい回路例を示したものであり、エンジンにて駆動される発電機により発電される交流電源 A を、一次巻線 W_1 と互いに絶縁された3つの二次巻線 W_{21} 、 W_{22} 、 W_{23} で構成される変圧器 T_b にて降圧され、それぞれ全波整流器 RE_1 、 RE_2 、 RE_3 にて整流され、さらにDC-DCコンバータ $D-CON_1$ 、 $D-CON_2$ 、 $D-CON_3$ に通してそれぞれ電圧 E_2 、 $2E_1$ 、 E_2 の安定した直流に変換して直流電圧分割回路 E_s の(1)端子、(2)端子、(3)端子それぞれに供給される。尚、直流電圧源 E_d については、この回路構成に限定されるものではない。

20

【0019】

NPCインバータ $INV-HF$ は、ゲート制御回路 $G-CNT$ によりスイッチング素子 $S_7 \sim S_{12}$ をオン・オフ動作させ、そのオン・オフ動作の組み合わせにより、各相4レベルの電圧を、補助変圧器 T_a を通じて出力変圧器 T の中性点に出力し、その点の電圧を変動させる。このNPCインバータ $INV-HF$ は、補助変圧器 T_a の二次巻線電圧 v_a が出力相電圧の3倍周波数で左右対称の $k_1 E_d$ 、 $k_2 E_d$ の電圧からなる凸形波形となるように制御される。

30

【0020】

次に、本実施の形態の24ステップインバータの動作について説明する。図2(a)は主インバータ $INV-M$ のスイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ 、NPCインバータ $INV-HF$ のスイッチング素子 $S_7 \sim S_{12}$ のパルスパターン、同図(b)は主インバータ $INV-M$ の出力端電圧 v_{UN} 、同図(c)は補助変圧器 T_a の二次巻線電圧 v_a 、同図(d)は主インバータ $INV-M$ の最終出力相電圧 v_{UO} を示す。尚、スイッチング素子 $S_1 \sim S_{12}$ はゲート制御回路 $G-CNT$ により駆動制御され、図示のパルスパターンで動作する。同時に、図2ではU相に関連する各部の波形を示しているが、V相、W相についてはそれぞれ 120° ずつ位相をずらせた同様の波形が得られる。

40

【0021】

通常電圧形インバータのスイッチング素子は 180° 期間導通するが、本方式では主インバータ $INV-M$ のスイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ を 120° 期間導通させる。これにより、U相のスイッチング素子 S_1 、 S_4 のオン期間A、Bにおける出力端電圧 v_{UN} は次式(1)となる。

【数 1】

$$\left. \begin{aligned} v_{UN} &= E_d/2 \quad \text{期間 A (S}_1 \text{ オン)} \\ v_{UN} &= -E_d/2 \quad \text{期間 B (S}_4 \text{ オン)} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

【0022】

スイッチング素子 S_1 、 S_4 がオフとなる C、D、E、F の期間では、相電圧 v_{v_o} 、 v_{w_o} は次式 (2) で与えられる。

【数 2】

$$\left. \begin{aligned} v_{VO} &= v_{V1} - v_{W2} = (\pm E_d/2 - v_a) \\ v_{WO} &= v_{W1} - v_{U2} = (\mp E_d/2 - v_a) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

10

【0023】

また、出力変圧器 T の巻線電圧の総和は次式 (3) のようになる。

【数 3】

$$\left. \begin{aligned} v_{U1} + v_{V1} + v_{W1} &= 0 \\ v_{U2} + v_{V2} + v_{W2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

20

【0024】

出力相電圧 v_{u_o} は上両式 (2)、(3) より、

【数 4】

$$v_{u_o} = v_{U1} - v_{V2} = 2v_a \quad (4)$$

【0025】

になる。従って、U 相のスイッチング素子 S_1 、 S_4 がオフとなる期間の出力端電圧 v_{u_N} は、回路構成と上式より、次式 (5) で与えられる。

30

【数 5】

$$v_{u_N} = v_{u_o} + v_a = 3v_a \quad (5)$$

【0026】

一方、補助回路 AUX のスイッチング素子 $S_7 \sim S_{12}$ は、補助変圧器 T a の二次巻線電圧 v_a が出力相電圧の 3 倍周波数で左右対称の $k_1 E_d$ 、 $k_2 E_d$ の電圧からなる凸形波形となるように制御される。スイッチング素子 $S_7 \sim S_{12}$ のオン・オフにより、二次巻線電圧 v_a は次の値をとる。

【数 6】

$$\left. \begin{aligned} v_a &= k_1 E_d \quad (S_8, S_{11} \text{ オン}) \\ v_a &= k_2 E_d \quad (S_7, S_8 \text{ オン}) \\ v_a &= -k_1 E_d \quad (S_9, S_{12} \text{ オン}) \\ v_a &= -k_2 E_d \quad (S_9, S_{10} \text{ オン}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

40

【0027】

ここで、 k_1 、 k_2 は電圧比であり、 $k_1/k = E_1/E_d$ 、 $k_2/k = 1/2$ である。

50

【 0 0 2 8 】

図 1 の回路構成より、出力相電圧 v_{UO} は以下の式 (7) のようになる。

【 数 7 】

$$v_{UO} = v_{UN} - v_a \quad (7)$$

【 0 0 2 9 】

その結果、上式 (7) に (1)、(5)、(6) 式を代入すると、U 相の出力相電圧 v_{UO} は図 2 (d) に示すように、1 周期 24 ステップからなる階段波形に改善される。また、V 相出力電圧 v_{VO} 及び W 相出力電圧 v_{WO} は U 相出力電圧 v_{UO} を 120° ずつ遅らせた波形となる。

10

【 0 0 3 0 】

尚、主インバータ IN V - M の各相の 24 ステップ電圧の出力は、フィルターを通して滑らかなサイン波形にならして交流電源として取り出される。

【 0 0 3 1 】

上記構成の第 1 の実施の形態の 24 ステップインバータについて、シミュレーション計算を行った結果について説明する。本方式の波形改善効果は、補助変圧器 T a の二次巻線電圧 v_a をどのような凸形の電圧波形にするか、また、 v_a を形作る k_1 、 k_2 に依存する。そこで、次式で定義する出力相電圧の総合ひずみ率 μ を最小とする場合を本方式の最適値にすると、 $k_1 = 0.040$ 、 $k_2 = 0.115$ となる。

【 数 8 】

20

$$\mu = \sqrt{V_{UO}^2 - V_{UO1}^2} / V_{UO1} \times 100 (\%) \quad (8)$$

【 0 0 3 2 】

ここで、 V_{UO} 、 V_{UO1} は出力相電圧 v_{UO} の全実効値及び基本波実効値である。

【 0 0 3 3 】

最適値における総合ひずみ率 μ は 8.3% になる。従来の 24 ステップ方式のひずみ率 7.5% に比べて 0.8% ほど増加しているが、ほぼ 24 ステップ相当の波形改善効果といえる。さらに、総合ひずみ率 μ の最小値における k 、 E_1 、 E_2 は次式 (9) のようになる。

30

【 数 9 】

$$\left. \begin{aligned} k &= 2k_2 = 0.230 \\ E_1 &= \frac{k_1}{k} E_d = 0.174 E_d \\ E_2 &= \frac{1}{2} E_d - E_1 = 0.326 E_d \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

40

【 0 0 3 4 】

図 3 は $E_d = 200$ V、抵抗負荷 5 Ω における U 相のシミュレーション波形を示す。U 相の出力端電圧 v_{UN} は図式解析と同様に、6 レベルの階段波形となり、補助変圧器 T a の二次巻線電圧 v_a は出力相電圧の 3 倍周波数からなる凸形電圧波形になっている。また、出力相電圧 v_{UO} は補助回路 A U X の働きにより一周期 24 ステップ波形に改善されている。

【 0 0 3 5 】

以上のように、本実施の形態の 24 ステップインバータによれば、従来の大型化の原因となっていたスター・デルタ結線の三相変圧器に代えて三相単巻変圧器を出力変圧器に採

50

用することにより小型化が図れ、例えば、航空機に搭載する交流電源装置のように軽量化を必要とする分野での利用に適したものとなれる。

【0036】

[第2の実施の形態]

図5～図8を用いて、本発明の第2の実施の形態の24ステップインバータについて説明する。第2の実施の形態は、第1の実施の形態に対して、直流電圧源 E_d の直流電圧分割回路 E_s を、チョッパCHと電圧分割コンデンサ $C_1 \sim C_4$ で構成したことを特徴とする。その他の構成については、第1の実施の形態と同様であり、そのため、第1の実施の形態と共通する回路要素については共通する符号を用いて説明する。

【0037】

図5に示す第2の実施の形態の24ステップインバータは、直流電圧 E_d 、スイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ からなる主インバータINV-M、破線部の補助回路AUXからなる。補助回路AUXはジグザグ結線の出力変圧器T、及び4つの電圧分割用のコンデンサ $C_1 \sim C_4$ 、スイッチング素子 $S_7 \sim S_{12}$ 、ダイオード D_1 、 D_2 、補助変圧器 T_a からなるNPCインバータINV-HFと、スイッチング素子 S_{a1} 、 S_{a2} 、リアクトル L_{a1} 、 L_{a2} 、ダイオード D_a からなるチョッパCHで構成される。また、コンデンサの接続中点Nと出力変圧器Tの中性点Oは、単相変圧器 T_a の二次巻線を介して結ばれている。増加したチョッパCHのスイッチング素子 S_{a1} 、 S_{a2} のスイッチング制御の必要のため、ゲート制御回路G-CNT₂はスイッチング素子 $S_1 \sim S_{12}$ それぞれをオン・オフ制御すると共に、これらチョッパCHのスイッチング素子 S_{a1} 、 S_{a2} のオン・オフ制御も行う。

【0038】

本方式でも主インバータINV-Mのスイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ を三相電流形インバータと同様な120°期間導通させる。一方、補助回路AUXのスイッチング素子 $S_7 \sim S_{12}$ は、単相変圧器 T_a の二次巻線電圧 v_a が出力相電圧の3倍周波数で、電圧振幅が $k_1 E_d$ 、 $k_2 E_d$ となる左右対称な凸形電圧波形となるように制御する。

【0039】

図6、図7にチョッパCHの動作を示す。図6に矢印 I_1 で示すように、スイッチング素子 S_{a1} 、 S_{a2} がオンすると、電流 I_1 は $C_1 - S_{a1} - L_{a1}$ 、 $C_4 - L_{a2} - S_{a2}$ と流れ、それぞれのコンデンサ C_1 、 C_4 の電荷をリアクトル L_{a1} 、 L_{a2} を通して放出する。図7に矢印 I_2 で示すように、スイッチング素子 S_{a1} 、 S_{a2} をオフすると、リアクトル L_{a1} 、 L_{a2} に蓄えられたエネルギー I_2 がダイオード D_a を通してコンデンサ C_2 、 C_3 を充電する。以上の動作を繰り返し、スイッチング素子 S_{a1} 、 S_{a2} のオン時間を調整することにより、コンデンサ電圧を所望の所定の電圧に保つ。

【0040】

図8に直流電圧源 $E_d = 450V$ 、力率80%におけるシミュレーション結果を示す。チョッパCHがない場合、 E_1 、 E_2 の電圧を適切な値に保つことができない。出力相電圧 v_{U0} は、同図(a)のようにひずんだ電圧波形となる。一方、本実施の形態のようにチョッパCHを設けることにより、 E_1 、 E_2 の電圧が適切に保たれ、出力相電圧 v_{U0} は、同図(b)のように、1周期24ステップからなる電圧波形となることが確認できた。

【符号の説明】

【0041】

$S_1 \sim S_{12}$ 、 S_{a1} 、 S_{a2} スwitchング素子
 E_1 、 E_2 電圧
 $C_1 \sim C_4$ 、 C_d コンデンサ
 D_1 、 D_2 、 D_a ダイオード
 INV-M 主インバータ
 AUX 補助回路
 T 出力変圧器

10

20

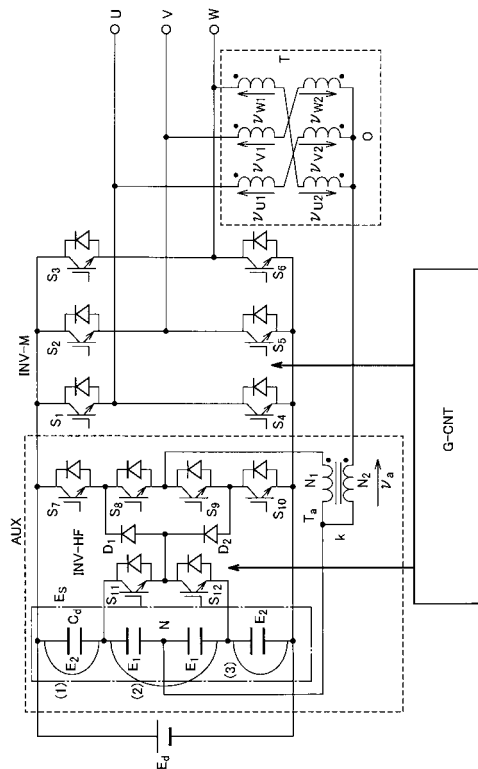
30

40

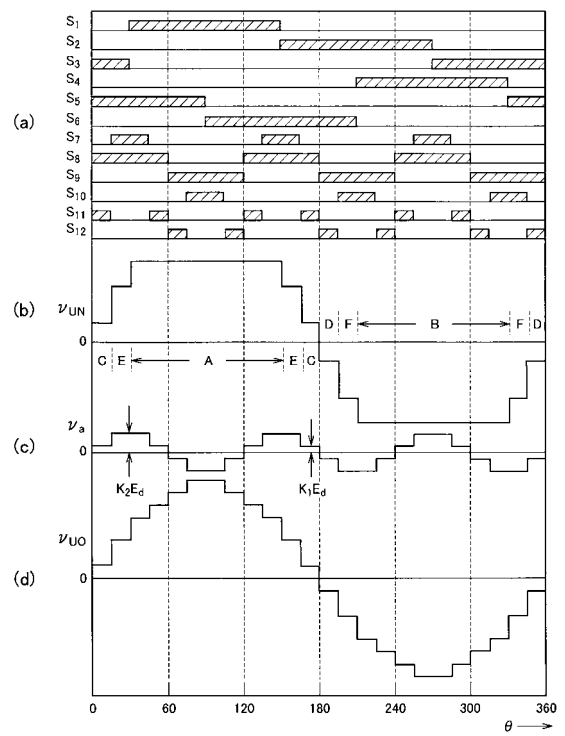
50

- T_a 補助変圧器
- T_b 変圧器
- G - CNT、G - CNT₂ ゲート制御回路
- E_d 直流電圧源
- E_s 電圧分割回路
- N 電圧中位点
- INV - HF NPCインバータ
- CH チョッパ
- RE₁、RE₂、RE₃ 全波整流器
- D - CON₁、D - CON₂、D - CON₃ DC - DCコンバータ

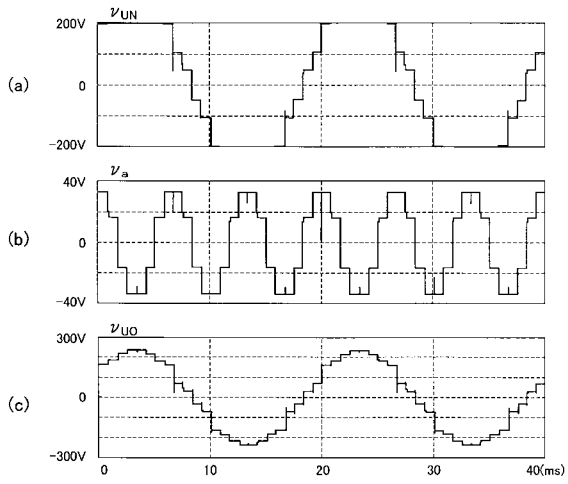
【 図 1 】



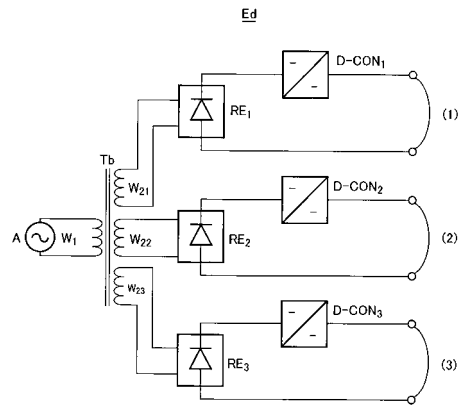
【 図 2 】



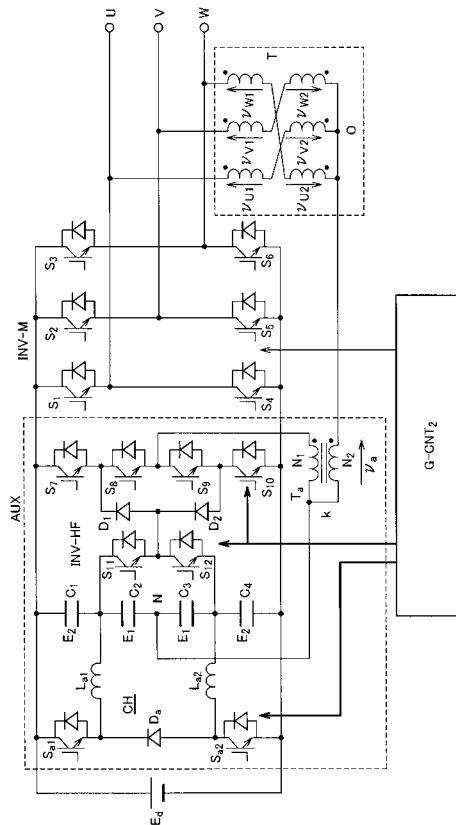
【 図 3 】



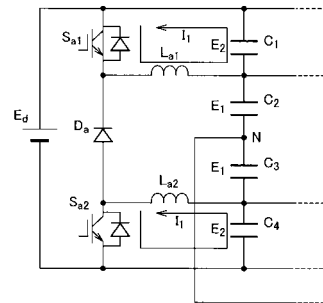
【 図 4 】



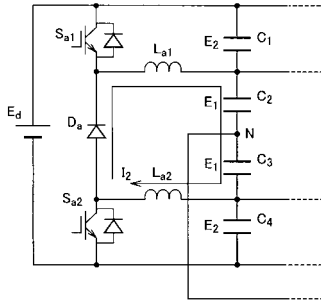
【 図 5 】



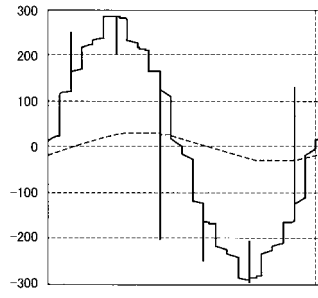
【 図 6 】



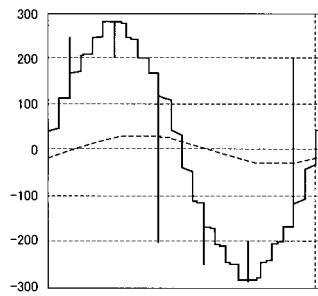
【 図 7 】



【 図 8 】



(a)



(b)

フロントページの続き

(72)発明者 枅川 重男

東京都足立区千住旭町5番 学校法人東京電機大学内

Fターム(参考) 5H007 CA01 CB05 CC12 CC23 CC34