

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3805927号
(P3805927)

(45) 発行日 平成18年8月9日(2006.8.9)

(24) 登録日 平成18年5月19日(2006.5.19)

(51) Int. Cl.	F I	
HO2M 5/293 (2006.01)	HO2M 5/293	Z
GO5F 1/45 (2006.01)	GO5F 1/45	C
HO2P 9/00 (2006.01)	HO2P 9/00	F
HO2P 9/48 (2006.01)	HO2P 9/48	Z

請求項の数 6 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願平11-163842	(73) 特許権者	594128968
(22) 出願日	平成11年6月10日(1999.6.10)		株式会社アイ・ヒッツ研究所
(65) 公開番号	特開2000-354376(P2000-354376A)		神奈川県横浜市青葉区荏子田三丁目3番地4
(43) 公開日	平成12年12月19日(2000.12.19)	(73) 特許権者	392014715
審査請求日	平成15年8月6日(2003.8.6)		株式会社千代田
			埼玉県蕨市錦町1丁目3番11号
		(74) 代理人	100093230
			弁理士 西澤 利夫
		(72) 発明者	鈴木 康暢
			東京都小金井市東町4丁目2番18号
		(72) 発明者	菅原 庸
			埼玉県蕨市中央1丁目17番48号
		審査官	櫻田 正紀

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電圧調整器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波変圧器、第一双方向半導体スイッチ回路部、第二双方向半導体スイッチ回路部、および第三双方向半導体スイッチ回路部とが備えられており、第一双方向半導体スイッチ回路部により入力交流電圧がリング変調され、得られたリング変調電圧は高周波変圧器により高周波変圧された後、第二双方向半導体スイッチ回路部により復調され、得られた交流復調電圧を入力交流電圧に加えて交流昇圧電圧が発生され、さらに、第二双方向半導体スイッチ回路部を構成する全ての双方向半導体スイッチがオフの期間のみオンとなるように制御された第三双方向半導体スイッチ回路部により交流昇圧電圧がパルス幅変調され、このパルス幅変調における第二双方向半導体スイッチ回路部の時比率Dの連続調整によって交流昇圧電圧が連続調整されることを特徴とする交流電圧調整器。

10

【請求項2】

第二双方向半導体スイッチ回路部は、高周波変圧器の二次側において二相半波ブリッジ接続または単相全波ブリッジ接続されて備えられている請求項1の交流電圧調整器。

【請求項3】

スパイク・パルス低減回路部としての四相全波整流回路部が、その4つの交流入力端子に高周波変圧器の二次巻線の2つの出力端子と、交流電圧入力端子および交流電圧出力端子の共通端子と、交流昇圧電圧の発生端子とが接続されて備えられ、この四相全波整流回路部の直流出力側にはスパイク吸収用コンデンサおよび放電用抵抗が並列接続されており、スパイク・パルスの低減化が行なわれる請求項1または2の交流電圧調整器。

20

【請求項 4】

スパイク・パルス低減回路部としての五相全波整流回路部が、その5つの交流入力端子に高周波変圧器の二次巻線の二つの出力端子と、交流電圧入力端子および交流電圧出力端子の共通端子と、交流昇圧電圧の発生端子と、第二双方向半導体スイッチ回路部の一出力端子とが接続されて備えられ、この五相全波整流回路部の直流出力側にはスパイク吸収用コンデンサおよび放電用抵抗が並列接続されており、スパイク・パルスの低減化が行なわれる請求項 1 または 2 の交流電圧調整器。

【請求項 5】

第一双方向半導体スイッチ回路部と第二双方向半導体スイッチ回路部と第三双方向半導体スイッチ回路部とのパルス幅制御を行なう制御回路部が備えられており、四相全波整流回路部の直流出力端子が制御回路部の直流電圧電源部に接続されて、スパイク・パルス放出のためのエネルギーが制御回路部の駆動に用いられるようになっている請求項 3 の交流電圧調整器。

10

【請求項 6】

第一双方向半導体スイッチ回路部と第二双方向半導体スイッチ回路部と第三双方向半導体スイッチ回路部とのパルス幅制御を行なう制御回路部が備えられており、五相全波整流回路部の直流出力端子が制御回路部の直流電圧電源部に接続されて、スパイク・パルス放出のためのエネルギーが制御回路部の駆動に用いられるようになっている請求項 4 の交流電圧調整器。

【発明の詳細な説明】

20

【0001】

【発明の属する技術分野】

この出願の発明は、交流電圧調整器に関するものである。さらに詳しくは、この出願の発明は、小型且つ軽量で、効率、力率ともに優れた、新しい交流電圧調整器に関するものである。

【0002】

【従来の技術とその課題】

従来より、交流電圧調整器（摺動電圧調整器とも呼ぶ）、通称「スライダック」としては、たとえば、図 1 や図 2 (a) (b) に例示した回路構成を有するものが知られている。まず、図 1 に例示した交流電圧調整器は機械式の一代表例であり、この機械式では、手動で電圧調整する形式が一般的であるが、制御部（ア）により出力電圧を検出して可逆転型モータ（図示していない）により定電圧を自動的に保つ形式のものも市販されている。

30

【0003】

ところが、このような手動調整形式の機械式交流電圧調整器では、1 KVA のもので 8 kg 前後、モータ駆動の自動調整形式の機械式交流電圧調整器では 1 KVA のもので 12 kg 前後もの重量があり、非常に重く、且つ、機械式制御が含まれるために入力電圧変動に対する応答速度が遅いという欠点があった。

そこで、近年、応答速度を速めるために、高速半導体スイッチを用いて交流電圧波形をオン・オフ制御、つまりパルス幅制御する交流電圧調整器が実現されている。

【0004】

40

図 2 (a) は、この電子制御式の交流電圧調整器の一例を示した要部回路構成図である。この図 2 (a) に例示した電子制御式の交流電圧調整器では、制御部（イ）により第一半導体スイッチ（ウ）と第二半導体スイッチ（エ）のオン・オフを交互となるように制御し、この交互オン・オフにより交流入力電圧 E_0 をパルス幅制御して、時比率 D をほぼ零から 1 まで変えることにより出力電圧 E_0 。 D を零電圧付近から入力電圧 E_0 近くまで連続制御する。この場合、1 KVA の出力で 4 kg 程度の重量のものが実現されており、機械式よりも軽く、且つ入力電圧変動に対する応答速度も向上されている。

【0005】

しかしながら、このような電子制御式の交流電圧調整器では、入力電圧の昇圧に関して以下のような実用上の問題点があった。

50

すなわち、入力電圧よりも高い電圧まで昇圧するためには、たとえば図2(b)に例示したように低周波の昇圧変圧器(オ)を付加しなければならず、これによって、容積、重量とも相当な増加となり、電子調整式の交流電圧調整器としての特徴は、入力電圧変動に対する応答速度が速いという利点だけになってしまう。

【0006】

【課題を解決するための手段】

そこで、この出願の発明は、以上の通りの事情に鑑みてなされたものであり、従来技術の問題点を解消し、入力電圧変動に対する応答速度が速いだけでなく、小型、且つ軽量でありながら、入力電圧の昇圧をも行なうことのできる、以下の通りの発明を提供する。

【0007】

すなわち、まず第一に、高周波変圧器、第一双方向半導体スイッチ回路部、第二双方向半導体スイッチ回路部、および第三双方向半導体スイッチ回路部が備えられており、第一双方向半導体スイッチ回路部により入力交流電圧がリング変調され、得られたリング変調電圧は高周波変圧器により高周波変圧された後、第二双方向半導体スイッチ回路部により復調され、得られた交流復調電圧を入力交流電圧に加えて交流昇圧電圧が発生され、さらに、第二双方向半導体スイッチ回路部を構成する全ての双方向半導体スイッチがオフの期間のみオンとなるように制御された第三双方向半導体スイッチ回路部により交流昇圧電圧がパルス幅変調され、このパルス幅変調における第二双方向半導体スイッチ回路部の時比率Dの連続調整によって交流昇圧電圧が連続調整されることを特徴とする交流電圧調整器(請求項1)を提供し、この交流電圧調整器において、第二双方向半導体スイッチ回路部は、高周波変圧器の二次側において二相半波ブリッジ接続または单相全波ブリッジ接続されて備えられていること(請求項2)をその態様としている。

【0008】

第二に、上記の交流電圧調整器において、スパイク・パルスの低減化を行なうスパイク・パルス低減回路部が備えられていることが好ましく、このスパイク・パルス低減回路部として、四相全波整流回路部が、その4つの交流入力端子に高周波変圧器の二次巻線の2つの出力端子と、交流電圧入力端子および交流電圧出力端子の共通端子と、交流昇圧電圧の発生端子とが接続されて備えられ、この四相全波整流回路部の直流出力側にはスパイク吸収用コンデンサおよび放電用抵抗が並列接続されており、スパイク・パルスの低減化が行なわれること(請求項3)や、スパイク・パルス低減回路部として、五相全波整流回路部が、その5つの交流入力端子に高周波変圧器の二次巻線の2つの出力端子と、交流電圧入力端子および交流電圧出力端子の共通端子と、交流昇圧電圧の発生端子と、第二双方向半導体スイッチ回路部の一出力端子とが接続されて備えられ、この五相全波整流回路部の直流出力側にはスパイク吸収用コンデンサおよび放電用抵抗が並列接続されており、スパイク・パルスの低減化が行なわれること(請求項4)をその態様として提供し、さらにまた、第一双方向半導体スイッチ回路部と第二双方向半導体スイッチ回路部と第三双方向半導体スイッチ回路部とのパルス幅制御を行なう制御回路部が備えられており、四相全波整流回路部の直流出力端子が制御回路部の直流電圧電源部に接続されて、スパイク・パルス放出のためのエネルギーが制御回路部の駆動に用いられるようになっていること(請求項5)や、第一双方向半導体スイッチ回路部と第二双方向半導体スイッチ回路部と第三双方向半導体スイッチ回路部とのパルス幅制御を行なう制御回路部が備えられており、五相全波整流回路部の直流出力端子が制御回路部の直流電圧電源部に接続されて、スパイク・パルス放出のためのエネルギーが制御回路部の駆動に用いられるようになっていること(請求項6)などもその態様として提供する。

【0009】

【発明の実施の形態】

以下、添付した図面に沿って実施例を示し、この発明の実施の形態についてさらに詳しく説明する。

【0010】

【実施例】

10

20

30

40

50

(実施例1)

図3は、この出願の発明の一実施例である交流電圧調整器を例示したものである。

この図3において、(1a)(1b)は交流電源(図示していない)などと接続される交流入力端子であり、(2)は入力フィルタ、(3)は双方向半導体スイッチSW1およびSW2がハーフ・ブリッジ接続されてなる第一双方向半導体スイッチ回路部、(4)は高周波変圧器、(5)は双方向半導体スイッチSW3およびSW4が2相半波接続されてなる第二双方向半導体スイッチ回路部、(6)は双方向半導体スイッチSW5を有する第三双方向半導体スイッチ回路部、(7)はコイルLおよびコンデンサC5によりなる高周波フィルタ、(8)は制御回路部、(9a)(9b)は交流出力端子である。

【0011】

本実施例における第一双方向半導体スイッチ回路部(3)では、互いに直列接続されたコンデンサC1およびC2が入力端子(31a)(31b)間において並列接続されており、また、これらコンデンサC1およびC2の共通端子(33)は高周波変圧器(4)の一次巻線の一端に接続され、さらに双方向半導体スイッチSW1およびSW2の出力端子(32)は高周波変圧器(4)の一次巻線の他端に接続されている。この第一双方向半導体スイッチ回路部(3)はハーフ・ブリッジ型高周波コンバータとなっている。

【0012】

高周波変圧器(4)の二次巻線側においては、二次巻線にセンタータップ(41)が設けられ、このセンタータップ(41)は交流入力端子(1a)(本実施例では入力フィルタ(2)の出力端子)と結線されている。また、この高周波変圧器(4)の二次巻線の出力端子a、bには、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)を構成する双方向半導体スイッチSW3およびSW4それぞれの入力端子が接続されている。

【0013】

そして、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)の出力端子(52)と、交流入力端子(1b)(本実施例では入力フィルタ(2)の出力端子)および交流出力端子(9b)の共通端子(以下、入出力共通端子と呼ぶ)cとの間に、双方向半導体スイッチSW5が並列接続されて第三双方向半導体スイッチ回路部(6)が設けられ、さらに、この第三双方向半導体スイッチ回路部(6)と並列に高周波フィルタ(7)が接続されており、その出力端子が交流出力端子(9a)(9b)と結線されている。

【0014】

ここで、各双方向半導体スイッチSW1、SW2、SW3、SW4、SW5は、たとえば、図3中に拡大例示したように、2個の単方向MOS-FETQ1、Q2を背面突合せに接続し、ゲート・ソース間を並列駆動した交流スイッチとなっている。もちろん、本実施例ではMOS-FETが用いられたものとなっているが、IGBTその他の半導体スイッチであってもよい。また、第三双方向半導体スイッチ回路部(6)の双方向半導体スイッチSW5は、交流のフライホイール動作を行なう交流スイッチとなっている。

【0015】

制御回路部(8)は、交流入力端子(1a)(1b)と交流出力端子(9a)(9b)と接続されており、各双方向半導体スイッチSW1、SW2、SW3、SW4、SW5の駆動を制御する。

このような回路構成を有する図3の交流電圧調整器において、交流電圧調整は以下のように行なわれる。なお、図4(a)(b)(c)(d)(e)は、各々、各交流電圧の波形を例示したものである。

【0016】

まず、図4(a)に例示したような交流波形を有する交流入力電圧 E_0 は、入力フィルタ(2)を通過した後、第一双方向半導体スイッチ回路部(3)によりリング変調される。得られたリング変調電圧 E_0' は、図4(b)に例示したようなリング変調波形を有し、たとえば20KHzから100KHzの周波数範囲となる。

【0017】

次いで、このリング変調電圧 E_0' は高周波変圧器(4)の一次巻線に加えられて変圧さ

10

20

30

40

50

れる。高周波変圧器(4)の二次巻線から出力されるリング変調出力電圧 E_1 は入力交流電圧 E_0 に加え合わされて、昇圧電圧($E_0 + E_1$)が、高周波変圧器(4)の二次巻線の出力端子aまたはbと入出力共通端子cとの間に合成される。この昇圧電圧($E_0 + E_1$)の波形は、たとえば図4(c)に例示したようになる。ここで、たとえば、高周波変圧器(4)の一次、二次巻線比を n_1 、 $n_2 = n_3$ (センタータップ(41)で n_2 と n_3 とに分かれている)としたとき、 $E_1 / E_0 = n_2 / n_1 = n_3 / n_1$ となる。

【0018】

一方で、このようにして合成された昇圧電圧($E_0 + E_1$)を電源とした第二双方向半導体スイッチ回路部(5)によりリング変調出力電圧 E_1 が復調されるとともに、その復調電圧と入力交流電圧 E_0 とが加えられる。すなわち、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)における二相半波ブリッジ接続された双方向半導体スイッチSW3およびSW4は、加わる位相のとき、つまり電圧が高くなる時のみ、ON駆動されて、交流昇圧電圧が得られるようになる。言うならば、この第二双方向半導体スイッチ回路部(5)は交流昇圧電圧を得るための復調兼ONスイッチの役割を果たしている。

10

【0019】

図3において、この第二双方向半導体スイッチ回路部(5)の出力側の端子dは、交流昇圧電圧が発生する昇圧端子とされている。この昇圧端子dは、第三双方向半導体スイッチ回路部(6)の一方の端子および高周波フィルタ(7)の一方の入力端子と結線されている。

そして、第一双方向半導体スイッチ回路部(3)の双方向半導体スイッチSW1およびSW2、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)の双方向半導体スイッチSW3およびSW4、第三双方向半導体スイッチ回路部(6)の双方向半導体スイッチSW5を、制御回路部(8)によって、たとえば図5(a)(b)(c)(d)(e)に例示したS1, S2, S3, S4, S5のようにそれぞれのオン・オフと関連しながらオン・オフ駆動することにより、時比率Dでパルス幅変調された交流昇圧電圧($E_0 + E_1$)D[但しD=0~1]が発生し、さらに高周波フィルタ(7)により入力交流周波数と同じ波形となるように平滑化されて、低周波の交流出力電圧($E_0 + E_1$)D'が得られ、交流出力端子(9a)(9b)へ出力される。

20

【0020】

ここで、図4(d)に例示した波形は、時比率Dがほぼ1で、出力が最大値付近にある場合の交流昇圧電圧($E_0 + E_1$)Dのものであり、これが高周波フィルタ(7)により平滑化されると、図4(e)に例示したような波形を有する交流出力電圧($E_0 + E_1$)D'となり、入力交流電圧 E_0 よりも昇圧された交流電圧が得られていることがわかる。

30

【0021】

パルス幅変調について以下により具体的に説明する。

まず、図6(a)に例示した波形は、高周波変圧器(4)の二次巻線側の出力端子aまたはbと入出力共通端子cとの間の昇圧電圧($E_0 + E_1$)の波形の一例である。制御回路部(8)により、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)の双方向半導体スイッチSW3およびSW4は、図5(c)のS3および図5(d)のS4で示されたように時比率Dで交互にON/OFF駆動され、第三双方向半導体スイッチ回路部(6)の双方向半導体スイッチSW5は、図5(d)のS5で示されたように常に(1-D)の期間駆動される、すなわち第二双方向半導体スイッチ回路部(5)がOFFの間だけONされるとする。このとき、高周波フィルタ(7)の入力側波形、つまり交流昇圧電圧($E_0 + E_1$)Dは、時比率Dの大小に従って、図6(b)または図6(c)に例示したような出力波形となる。図6(b)の波形は時比率Dがほぼ0.8である場合の一例であり、最大値の80%の交流電圧が得られていることがわかる。図6(c)の波形は時比率Dがほぼ0.2である場合の一例であり、最大値の20%の交流電圧が得られていることがわかる。

40

【0022】

したがって、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)の時比率Dをほぼ零から1まで連続的に調整すれば、最終的に得られる交流出力電圧をほぼ零から入力交流電圧よりも高い最

50

大値 $E_0 + E_1$ まで連続的に滑らかに制御することができる。

図7は、制御回路部(8)の要部回路構成の一例を示したものである。この図7において、(10)は交流出力電圧検出回路部、(11)はパルス幅制御専用IC、(12)(14)はフリップ・フロップ、(13)は信号遅延回路部、(15)は双方向半導体スイッチSW1およびSW2のオン時間が僅かでも重ならないようにするための遅延時間制御回路部、(16)は各双方向半導体スイッチSW1、SW2、SW3、SW4、SW5を絶縁して駆動するための駆動回路部、(17)はAC電源である。駆動回路部(16)は、図7の例ではホト・カプラにより絶縁を行なうものとなっているが、もちろん各双方向半導体スイッチの絶縁駆動が実現できればその他の方式が用いられていてもよい。

【0023】

この制御回路部(8)では、まず、交流出力電圧 V_{out} 、つまり $(E_0 + E_1)D'$ が交流出力電圧検出回路部(10)に入力されて直流電圧に変換され、さらに可変抵抗 V_R の電位と加え合わされる。次いで、パルス幅制御専用IC(11)により、その得られた電圧と基準電圧 V_{REF} とが比較されて、パルス幅制御が行なわれ、各双方向半導体スイッチへの出力電圧の可変設定が実現されるようになっている。なお、双方向半導体スイッチSW1およびSW2は、遅延時間制御回路部(15)を介して、たとえば、常に50%の時間比率からデッド・タイムを引いた時間で、常に交互にオンを繰り返す。

【0024】

このような制御回路部(8)によって、図4(a)~(e)に例示した各駆動波形S1~S5で各双方向半導体スイッチSW1~SW5が制御されるようになる。なお、過電流検出回路部や負荷短絡検出制御回路部等の安全対策用回路部が付加されていることが、実用上さらに好ましい。

また、図3の交流電圧調整器において、第一双方向半導体スイッチ回路部(3)には抵抗 r_1 およびコンデンサC3が挿入されており、また高周波フィルタ(7)には抵抗 r_2 およびコンデンサC4が挿入されている。これらの抵抗 r_1 およびコンデンサC3、ならびに抵抗 r_2 およびコンデンサC4は、パルス波形の立上り、立下り時に発生するスパイク・パルスを抑制するためのスナバ(Snubber)回路であり、ここの定数の選定により交流電圧調整器の電力損失と双方向半導体スイッチSW1~SW5の耐電圧とが密接に関係することは言うまでもない。

【0025】

なお、入力が直流に限定される場合は、たとえば図7の制御回路部(8)における交流出力電圧検出回路部(10)に極少容量のDC-DCコンバータを用いれば動作が可能になる。

(実施例2)

ところで、上述の図3に例示したこの発明の交流電圧調整器では、高周波変圧器(4)にセンタータップ(41)が設けられ、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)は双方向半導体スイッチSW3およびSW4が2相半波ブリッジ接続されてなるものとなっているが、これは、双方向半導体スイッチの数を少なくして経済的に構成する、小容量向きの回路構成のものとするためである。

【0026】

これに対し、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)を大容量向きのものとするには、たとえば図8に例示したように、高周波変圧器(4)にセンタータップ(41)を設けず、4つの双方向半導体スイッチSW3、SW4、SW3'、SW4'を単相全波ブリッジ接続して、全波ブリッジ回路構成とすることができる。この場合、第一双方向半導体スイッチ回路部(3)も4つの双方向半導体スイッチSW1、SW2、SW1'、SW2'で全波ブリッジ回路構成とし、高周波変圧器(4)の一次巻線の一端には双方向半導体スイッチSW1およびSW2の出力端子(32)が接続され、他端には双方向半導体スイッチSW1'およびSW2'の出力端子(34)が接続される。コンデンサC1およびC2は取り除かれ、コンデンサC6が入力フィルタ(2)の出力端子間に挿入されている。第二双方向半導体スイッチ回路部(5)では、高周波変圧器(4)の二次巻線の出力端子aおよ

10

20

30

40

50

びbに、双方向半導体スイッチSW3およびSW4'の入力端子および双方向半導体スイッチSW3'およびSW4の入力端子が接続されている。

【0027】

もちろん、これらの各双方向半導体スイッチは、前述した図3の場合と同様にして、制御回路部(8)によりオン・オフ制御され、第二双方向半導体スイッチ回路部(4)の時比率Dを連続的に調整することにより交流昇圧電圧の連続的なパルス幅制御を実現することができる。

(実施例3)

図9は、この発明のさらに別の一実施例である交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。

10

【0028】

この図9に例示した交流電圧調整器では、スパイク・パルスの低減化を促進するためのスパイク・パルス低減回路部として四相全波整流回路部(18)が備えられている。この四相全波整流回路部(18)では、その4つの交流入力端子に高周波変圧器(4)の出力端子aおよびbと、入出力共通端子cと、昇圧端子dとが接続されており、且つ、その直流出力側にはスパイク吸収用コンデンサC6および放電用抵抗Rがそれぞれ並列接続されている。これによりスパイク・パルスを効率よく低減することができ、また、出力側のスナバ回路、つまりコンデンサC4および抵抗r2は、四相全波整流回路部(18)でも除ききれない極めて細かいパルスのみを吸収すればよくなるため、整流器全体としての損失の低減を図ることができる。

20

【0029】

図9に示した例は、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)が二相半波ブリッジ接続されている場合についてのものであるが、図10は、前述の実施例2における図8に例示したように第二双方向半導体スイッチ回路部(5)が単相全波ブリッジ接続されている場合についてのものである。四相全波整流回路部(18)の回路構成は、図9のものと同じであり、同様にして、スパイク・パルスの低減化を実現することができる。

【0030】

図11は、四相全波整流回路部(18)の代わりに、五相全波整流回路部(19)が備えられている場合の一例である。この五相全波整流回路部(19)は、その5つの交流入力端子に高周波変圧器(4)の出力端子aおよびbと、入出力共通端子cと、昇圧端子dと、第二双方向半導体スイッチ回路部(5)の一出力端子eとが接続されており、且つ、その直流出力側にはスパイク吸収用コンデンサC6および放電用抵抗Rがそれぞれ並列接続されている。

30

【0031】

この五相全波整流回路部(19)によっても、上述の四相全波整流回路部(18)と同様に、スパイク・パルスの効果的な低減、および整流器全体としての損失の低減を実現することができる。

(実施例4)

この発明の交流電圧調整器における制御回路部(8)は、たとえば図12に例示したように、一般に用いられているスイッチング電源を使用して構成されるが、その構成において高圧一次回路と低圧二次回路との間は完全に絶縁しているのが通常である。このため、スパイク・パルス低減回路としての前記四相全波整流回路部(18)や五相全波整流回路部(19)に挿入されている放電用抵抗Rの代わりに、その出力端子P、Qを、図12に例示した制御回路部(8)の入力端子P'、Q'(図12の例では入力端子P'およびQ'は高圧一次回路側の全波ブリッジ回路部の出力端子と接続されている)に接続することにより、無駄な電力の消費を抑制することができ、調整器の軽負荷時の効率を改善することができる。すなわち、制御回路部(8)の電力は調整器の電源投入時には交流入力側からの電力により動作するが、制御回路部(8)以外の構成部分の動作が開始され、負荷がかけられると、スパイク・パルスが増加し、入力電源の整流出力よりもスパイク・パルス低減回路部の整流電圧の方が高くなる。したがって、制御回路部(8)の電力のほとんどは

40

50

スパイク・パルス低減回路部から供給されることになり、消費電力の抑制を実現することができるようになる。

【0032】

以上説明したこの発明の交流電圧調整器の実験結果では、たとえば、重量4kg以下、最大出力時92%の効率と98%の力率を得られることを確認した。もちろんこれらの数値は一例にすぎず、上述した各構成によって得られる数値は異なるが、いずれも前述した従来の機械式や電子式交流電圧調整器と比較して、非常に小型且つ軽量で、優れた効率且つ力率を有し、電圧の滑らかな自動調整を実現できる。

【0033】

この発明は以上の例に限定されるものではなく、細部については様々な態様が可能であることは言うまでもない。 10

【0034】

【発明の効果】

以上詳しく説明した通り、この発明の交流電圧調整器は、従来の機械式交流電圧調整器や電子式交流電圧調整器とは異なり、その電力制御部が高周波高速スイッチング素子と高周波変圧器と高周波フィルタにより構成されているため、従来と比べて非常に小型および軽量であり、効率、力率ともに優れ、交流出力電圧の滑らかな任意設定をほぼゼロから最大電圧まで行なうことのできる自動電圧調整機能を有し、且つ通常発生する受電電圧の変動や負荷の広範囲の変動に対しても常に安定した設定値を保持する、いわゆる定電圧機能をも有している。また、前述した図2の従来の低周波昇圧変圧器を用いた交流電圧調整器は半電子式、この発明の交流電圧調整器は全電子式であるということができ、この全電子式の制御により応答速度も格段に速い。 20

【0035】

したがって、たとえば研究室等での実験データ採取において、受電変動や負荷変動のたびに設定値を微調整する手間が不要となり、測定時間の短縮を実現することができるなど、従来と比べて格段に使いやすく、実験データ採取や生産現場等における各種自動試験用電源などとして極めて有用である。

さらに、原理的に変調・復調技術を用いているので、直流から変調周波数の1/20程度までのあらゆる入力周波数に対して高速度の制御を行なうことができ、回転数(周波数)や発生電圧の広範囲にわたる変動が予想される機器、たとえば風力発電機やエンジン発電機など、の電圧安定化や設定電圧の遠隔制御による変更なども可能となる。 30

【0036】

近年の電力用半導体、特にMOS-FETとIGBTの発展は目覚ましいものがあり、高耐圧、低温抵抗、さらに高速の素子が開発されており、これらを用いることによりこの発明の交流電圧調整器は、さらに小型、軽量、高効率化が可能となり、さらに広範な範囲での応用が実現されるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の機械制御式の交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。

【図2】(a)(b)は、各々、従来の電子制御式の交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。 40

【図3】この発明の一実施例である交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。

【図4】(a)~(e)は、各々、図3の交流電圧調整器における各電圧波形を例示した図である。

【図5】(a)~(e)は、各々、各双方向半導体スイッチのスイッチ駆動波形の一例を示した図である。

【図6】(a)~(c)は、各々、交流昇圧電圧およびパルス幅変調された交流昇圧電圧の波形を例示した図である。

【図7】制御回路部の要部回路構成の一例を示したブロック図である。

【図8】この発明の別の一実施例である交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。

【図 9】この発明のさらに別の一実施例である交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。

【図 10】この発明のさらに別の一実施例である交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。

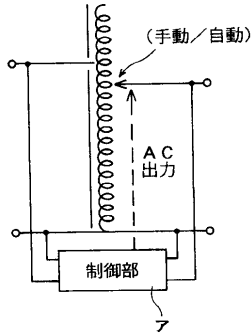
【図 11】この発明のさらに別の一実施例である交流電圧調整器を例示した要部回路構成図である。

【図 12】この発明の交流電圧調整器における制御回路部の一例を示した要部回路構成図である。

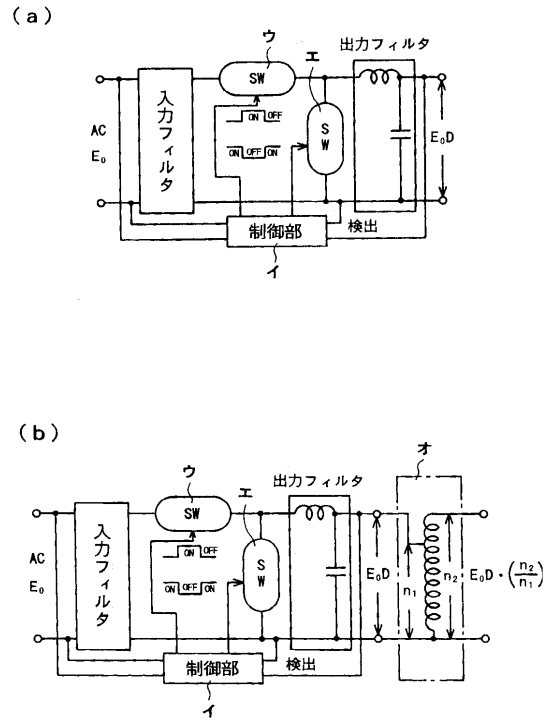
【符号の説明】

1 a、1 b	交流入力端子	10
2	入力フィルタ	
3	第一双方向半導体スイッチ回路部	
3 1 a、3 1 b	入力端子	
3 2	出力端子	
3 3	共通端子	
4	高周波変圧器	
4 1	センタータップ	
5	第二双方向半導体スイッチ回路部	
6	第三双方向半導体スイッチ回路部	
7	高周波フィルタ	20
7 1 a、7 1 b	入力端子	
8	制御回路部	
9 a、9 b	交流出力端子	
10	交流出力電圧検出回路部	
11	パルス幅制御専用 IC	
12	フリップ・フロップ	
13	信号遅延回路部	
14	フリップ・フロップ	
15	遅延時間制御回路部	
16	駆動回路部	30
17	AC電源	
18	四相全波整流回路部	
19	五相全波整流回路部	

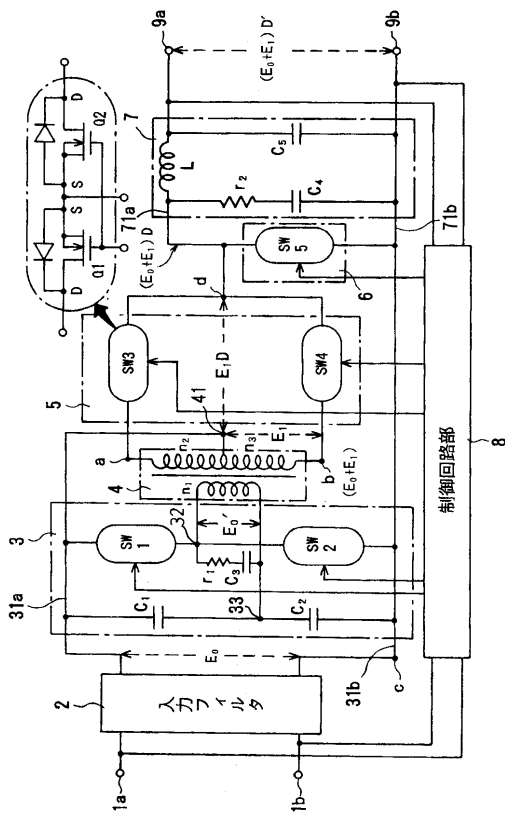
【 図 1 】



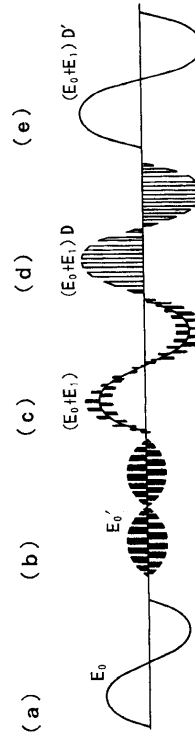
【 図 2 】



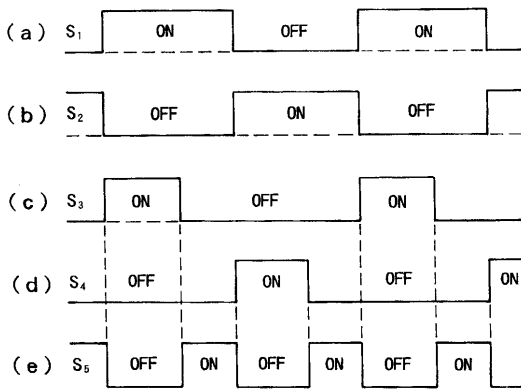
【 図 3 】



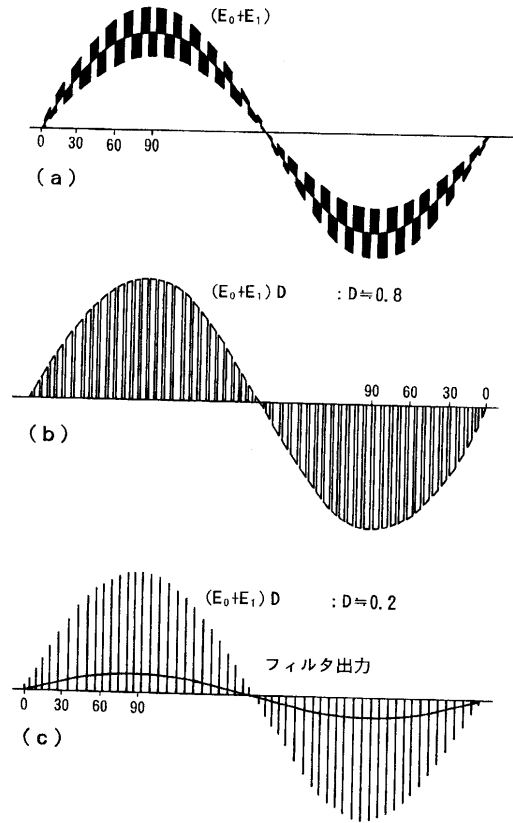
【 図 4 】



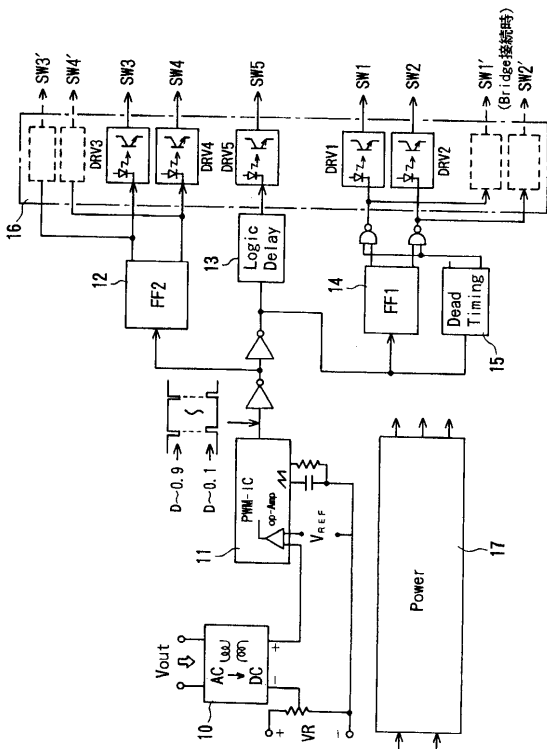
【 図 5 】



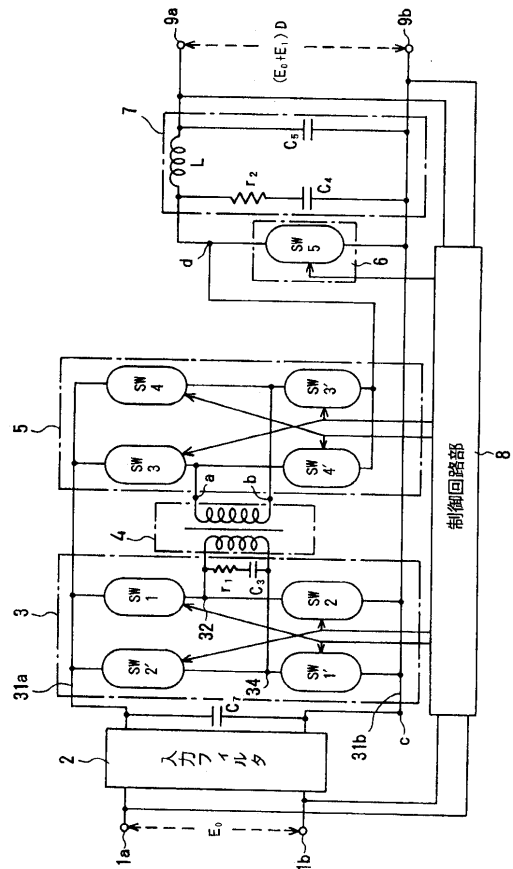
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第97/47070(WO, A1)
特開平09-034564(JP, A)
特開平04-207970(JP, A)
特開平03-296117(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 5/00-5/48
G05F 1/00-1/70
H02P 9/00-9/48