

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、電力バッファ回路を有する電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] 単相交流電源から入力した単相交流電圧から直流電圧を得るためには、全波整流回路を用いることが一般的である。しかし全波整流回路の出力には、当該単相交流電圧の周波数の2倍の周波数を有する電力の脈動が存在する。よってこの脈動を低減するために、全波整流回路の出力側と負荷との間に電力をバッファリングする電力バッファ回路が必要となる。電力のバッファリングには、例えば平滑コンデンサと称される容量性素子が必要となる。

[0003] 非特許文献1には、平滑コンデンサに電流可逆チョッパを介してバッファコンデンサを接続し、脈動電力を吸収する技術が開示されている。かかる技術により、平滑コンデンサの静電容量を小さくし、さらに、バッファ側の電圧リップルを許容することで、平滑に必要な静電容量の総和が大幅に低減される。

[0004] 非特許文献2や特許文献1では、非特許文献1の平滑コンデンサを削減するとともに、バッファコンデンサをスイッチング素子を介して直流リンクに接続する技術が開示されている。かかる技術により電圧源を生成し、電源電圧とともに高周波リンクを生成する直接変換回路が示されている。

[0005] 非特許文献3ではさらに、入力波形を正弦波状にし、かつ効率を高める技術が示されている。

[0006] 非特許文献2，3で示された技術では、従来から提案されるアクティブスナバによる技術（例えば非特許文献4を参照）と比較して、電圧利用率（直流リンクの電圧の、電源電圧の波高値に対する比）が0.5から $1/\sqrt{2} = 0.71$ へと改善される。しかしながら、通常の単相整流回路と比較すると、直流リンクの電圧が低い。これはインバータを構成するパワー素子の電流

容量の増加を招く問題があった。

[0007] 上記課題を解決すべく、特許文献2では、直流リンクの電圧を二相交流を全波整流した波形に制御し、平均的な電圧利用率を最大0.9とする技術が提案されている。

[0008] このように非特許文献2, 3や特許文献1, 2で提案された技術は、電力フローの考え方にに基づき、上述の電力の脈動を電力バッファ回路でバッファリングすることにより、定常電力をインバータへ供給するものである。

先行技術文献

特許文献

[0009] 特許文献1：特開2011-193678号公報

特許文献2：特許第5454732号公報

特許文献3：特開2014-082926号公報

特許文献4：特開2015-084637号公報

非特許文献

[0010] 非特許文献1：入江、山下、竹本、「2象限チョッパと付加コンデンサを用いた単相整流回路のリプル補償」電気学会論文集D、Vol.112, No.7, pp.623-629 (1992)

非特許文献2：大沼、伊東、「充電回路を付加したアクティブバッファ付き単相三相電力変換器の回路構成と制御法」、平成22年電気学会全国大会、4-057 (2010)

非特許文献3：大沼、伊東、「単相三相変換器における昇圧チョッパ回路とアクティブバッファ回路の比較」、平成23年電気学会全国大会、4-042 (2011)

非特許文献4：大沼、伊東、「アクティブスナバを利用した単相-三相電力変換器の制御法」平成20年電気学会産応部門大会、1-20 (2008)

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0011] 特許文献3は、電源側の電圧と電力バッファ回路の電圧とで直流リンクの

電圧を生成する技術を提案する。これは直流リンクの電圧を昇圧可能とする。しかし、電力バッファ回路の電圧は、そこに採用されるコンデンサの耐圧に鑑みると、電源電圧の波高値の1.2以下に抑制することが望ましい。そして電力バッファ回路の電圧がそのような値に設定される場合には、電力バッファ回路が主として電力を分担することになる。この場合、全波整流回路からインバータへと与えられる電力は補助的となって、直接形電力変換装置の特徴である高効率特性を得ることと、直流リンクの電圧を昇圧することとのトレードオフが発生する。

[0012] そこで本願は、電力バッファ回路が分担する電力を高めることなく、直流リンクの電圧を高める技術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

[0013] この発明にかかる電力変換装置は、第1電源線(LH)及び第2電源線(LL)を含むhと；単相交流電圧(V_{in})を入力して前記直流リンクに脈動電力(P_{in})を出力するコンバータ(3)と；前記直流リンクから電力を入力し、交流電流(I_u, I_v, I_w)を出力するインバータ(5)と；前記直流リンクから充電電力(P_l)を入力し、前記直流リンクへと放電電力(P_c)を出力する電力バッファ回路(4)とを備える。

[0014] そしてその第1の態様では、前記インバータ(5)に入力する入力電力(P_{dc})は、前記直流リンク(7)から、前記脈動電力と前記放電電力との和から前記充電電力を引いた値($P_{in} + P_c - P_l$)を採り、前記充電電力(P_l)は、前記脈動電力(P_{in})の半分の値($P_{in}/2$)を採り、前記放電電力(P_c)は、前記脈動電力の交流成分($P_{in}^{\wedge}$)に前記充電電力を加えた値($P_{in}^{\wedge} + P_l$)を採る。前記コンバータ(3)は、前記単相交流電圧(V_{in})を全波整流して得られる整流電圧(V_{rec})を、前記第1電源線(LH)を前記第2電源線(LL)よりも高電位として前記直流リンク(7)に印加する。前記電力バッファ回路(4)は、コンデンサ(C4)と、前記第1電源線と前記第2電源線との間で前記コンデンサに対して前記第1電源線側で直列に接続されたスイッチ(S_c, D_{42})とを含

む放電回路（４ a）と、前記コンデンサを充電する充電回路（４ b）とを含む。前記スイッチが導通するデューティである放電デューティ（ d_c ）は、前記単相交流電圧の波高値（ V_m ）と前記単相交流電圧の位相の余弦値の二乗（ $\cos^2(\omega t)$ ）との積を前記コンデンサの両端電圧（ V_c ）で除した値（ $(V_m/V_c) \cos^2(\omega t)$ ）を採る。前記コンバータは整流デューティ（ d_{rec} ）で導通する。前記整流電圧と前記整流デューティとの積（ $d_{rec} \cdot V_{rec}$ ）と、前記両端電圧と前記放電デューティとの積（ $d_c \cdot V_c$ ）との和たる直流電圧（ V_{dc} ）は、前記単相交流電圧の周期の $1/2$ を周期として変動する。

[0015] この発明にかかる電力変換装置の第２の態様は、その第１の態様であって、前記整流デューティは、前記位相の正弦値の絶対値（ $|\sin(\omega t)|$ ）と、前記放電デューティ（ d_c ）を１から差し引いた値（ $1 - d_c$ ）のいずれか小さい方を採る。

[0016] この発明にかかる電力変換装置の第３の態様は、その第１の態様であって、前記整流デューティは、前記放電デューティ（ d_c ）を１から差し引いた値（ $1 - d_c$ ）を採る。

[0017] この発明にかかる電力変換装置の第４の態様は、その第１～第３の態様のいずれかであって、前記両端電圧（ V_c ）の前記波高値（ V_m ）に対する比（ V_c/V_m ）は１以上１．２以下である。

[0018] この発明にかかる電力変換装置の第５の態様は、その第１の態様乃至第４の態様のいずれかであって、前記インバータ（５）は前記直流電圧（ V_{dc} ）の最小値を上限として直流／交流変換を行う。

[0019] この発明にかかる電力変換装置の第６の態様は、その第１の態様乃至第４の態様のいずれかであって、前記直流電圧は、前記単相交流の前記周期の $1/4$ を基本周期として変動する。

[0020] この発明にかかる電力変換装置の第７の態様は、その第１の態様乃至第４の態様のいずれかであって、前記直流電圧は、前記単相交流の前記周期を４等分する区間のうち、隣接しない一対の区間において変動し、他の一対の区

間において一定である。

発明の効果

[0021] 直流電圧 (V_{dc}) が、放電デューティ (d_c) の変動する周期で変動する。これにより、放電デューティ (d_c) に影響を与える、波高値／両端電圧 (V_m/V_c) を大きくして（つまり両端電圧 (V_c) を小さくして）、直流電圧 (V_{dc}) が高められる。換言すれば所望の直流電圧 (V_{dc}) を得るために要求される両端電圧 (V_c) を低下させることになり、ひいてはコンデンサ (C_4) に要求される耐圧が低減される。

[0022] この発明の目的、特徴、局面、および利点は、以下の詳細な説明と添付図面とによって、より明白となる。

図面の簡単な説明

[0023] [図1]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置の構成を示すブロック図。

[図2]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置での電力収支を示すブロック図。

[図3]図1に示された回路の等価回路を示す回路図。

[図4]デューティの基本設定を採用した場合の、直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図5]デューティの基本設定を採用した場合の、電圧比に対する電圧利用率を示すグラフ。

[図6]特許文献3に示された技術を用いた場合の、直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図7]デューティの第1修正を採用した場合の、直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図8]デューティの第1修正を採用した場合及びデューティの第2修正を採用した場合の、整流デューティと放電デューティと零デューティとを示すグラフ。

[図9]近似の妥当性を示すグラフ。

[図10]近似の妥当性を示すグラフ。

[図11]デューティの第2修正を採用した場合の電圧利用率の位相依存性を示すグラフ。

[図12]デューティの第1修正を採用した場合の電圧利用率の位相依存性を示すグラフ。

[図13]デューティの基本設定を採用した場合の電圧利用率の位相依存性を示すグラフ。

[図14]電圧利用率Rの電圧比 α に対する依存性を示すグラフ。

[図15]デューティの基本設定を用いた場合の諸デューティの位相依存性を示すグラフ。

[図16]デューティの第1修正を用いた場合及び第2修正を用いた場合を示す諸デューティの位相依存性を示すグラフ。

[図17]デューティの第1修正を採用した場合の、直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図18]デューティの基本設定を採用した場合の、直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図19]二種の電力の割合を示すグラフ。

[図20]等価回路のスイッチの動作と、インバータのスイッチング素子の動作とを示すグラフ。

[図21]第1の変形を示す回路図。

[図22]第2の変形にかかる直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図23]第3の変形にかかる直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

発明を実施するための形態

[0024] A. 直接形電力変換装置の構成.

図1は、本実施の形態で示される制御方法が適用される直接形電力変換装置の構成を示すブロック図である。当該直接形電力変換装置は、コンバータ3と、電力バッファ回路4と、インバータ5と、直流リンク7とを備えている。

[0025] コンバータ3は例えばフィルタ2を介して単相交流電源1と接続されてい

る。フィルタ 2 はリアクトル L_2 とコンデンサ C_2 とを備えている。リアクトル L_2 は単相交流電源 1 の 2 つの出力端のうちの一つとコンバータ 3 との間に設けられている。コンデンサ C_2 は単相交流電源 1 の 2 つの出力端の間に設けられている。フィルタ 2 は電流の高周波成分を除去する。フィルタ 2 は省略しても良い。簡単のため、以下ではフィルタ 2 の機能を無視して説明する。

[0026] 直流リンク 7 は直流電源線 L_H , L_L を有する。

[0027] コンバータ 3 は例えばダイオードブリッジを採用し、ダイオード $D_{31} \sim D_{34}$ を備えている。ダイオード $D_{31} \sim D_{34}$ はブリッジ回路を構成し、単相交流電源 1 から入力される入力電圧である単相交流電圧 V_{in} を単相全波整流して整流電圧 V_{rec} に変換し、これを直流電源線 L_H , L_L の間に出力する。直流電源線 L_H には直流電源線 L_L よりも高い電位が印加される。コンバータ 3 には単相交流電源 1 から入力電流 I_{in} が流れ込む。

[0028] 電力バッファ回路 4 は放電回路 4 a 及び充電回路 4 b を有し、直流リンク 7 との間で電力を授受する。放電回路 4 a はコンデンサ C_4 を含み、充電回路 4 b は整流電圧 V_{rec} を昇圧してコンデンサ C_4 を充電する。

[0029] 放電回路 4 a はダイオード D_{42} と逆並列接続されたトランジスタ（ここでは絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ：以下「IGBT」と略記） S_c を更に含んでいる。トランジスタ S_c はコンデンサ C_4 に対して直流電源線 L_H 側で、直流電源線 L_H , L_L の間で直列に接続されている。ここで逆並列接続とは、順方向が相互に逆となって並列に接続されていることを指す。具体的にはトランジスタ S_c の順方向は直流電源線 L_L から直流電源線 L_H へと向かう方向であり、ダイオード D_{42} の順方向は直流電源線 L_H から直流電源線 L_L へと向かう方向である。トランジスタ S_c とダイオード D_{42} とはまとめて一つのスイッチ素子（スイッチ S_c ）として見ることができる。スイッチ S_c の導通によってコンデンサ C_4 が放電して直流リンク 7 へと電力を授与する。

[0030] 充電回路 4 b は、例えばダイオード D_{40} と、リアクトル L_4 と、ラン

ジスタ（ここではＩＧＢＴ）Ｓ１とを含んでいる。ダイオードＤ４０は、カソードと、アノードとを備え、当該カソードはスイッチＳｃとコンデンサＣ４との間に接続される。かかる構成はいわゆる昇圧チョッパとして知られている。

[0031] リアクトルＬ４は直流電源線ＬＨとダイオードＤ４０のアノードとの間に接続される。トランジスタＳ１は直流電源線ＬＬとダイオードＤ４０のアノードとの間に接続される。トランジスタＳ１にはダイオードＤ４１が逆並列接続されており、両者をまとめて一つのスイッチ素子（スイッチＳ１）として見ることができる。具体的にはトランジスタＳ１の順方向は直流電源線ＬＨから直流電源線ＬＬへと向かう方向であり、ダイオードＤ４１の順方向は直流電源線ＬＬから直流電源線ＬＨへと向かう方向である。

[0032] コンデンサＣ４は充電回路４ｂにより充電され、コンデンサＣ４には整流電圧 V_{rec} よりも高い両端電圧 V_c が発生する。具体的には直流電源線ＬＨからスイッチＳ１を経由して直流電源線ＬＬへと電流を流すことによってリアクトルＬ４にエネルギーを蓄積し、その後にスイッチＳ１をオフすることによって当該エネルギーがダイオードＤ４０を経由してコンデンサＣ４に蓄積される。

[0033] 両端電圧 V_c は整流電圧 V_{rec} より高いので、基本的にはダイオードＤ４２には電流が流れない。従ってスイッチＳｃの導通／非導通は専らトランジスタＳｃのそれに依存する。ここで、ダイオードＤ４２は両端電圧 V_c が整流電圧 V_{rec} より低い場合の逆耐圧を確保するとともに、インバータ５が異常停止したときに誘導性負荷６から直流リンク７へ還流する電流を逆導通させるように作用する。

[0034] 直流電源線ＬＨの方が直流電源線ＬＬよりも電位が高いので、基本的にはダイオードＤ４１には電流が流れない。従ってスイッチＳ１の導通／非導通は専らトランジスタＳ１のそれに依存する。ここで、ダイオードＤ４１は逆耐圧や逆導通をもたらすためのダイオードであり、ＩＧＢＴで実現されるトランジスタＳ１に内蔵されるダイオードとして例示したが、ダイオードＤ４

1 それ自体は回路動作には関与しない。

[0035] インバータ5は直流電源線LH、LLの間の直流電圧を交流電圧に変換して出力端Pu、Pv、Pwに出力する。インバータ5は6つのスイッチング素子Sup、Svp、Swp、Sun、Svn、Swnを含む。スイッチング素子Sup、Svp、Swpはそれぞれ出力端Pu、Pv、Pwと直流電源線LHとの間に接続され、スイッチング素子Sun、Svn、Swnはそれぞれ出力端Pu、Pv、Pwと直流電源線LLとの間に接続される。インバータ5はいわゆる電圧形インバータを構成し、6つのダイオードDup、Dvp、Dwp、Dun、Dvn、Dwnを含む。

[0036] ダイオードDup、Dvp、Dwp、Dun、Dvn、Dwnはいずれもそのカソードを直流電源線LH側に、そのアノードを直流電源線LL側に向けて配置される。ダイオードDupは、出力端Puと直流電源線LHとの間で、スイッチング素子Supと並列に接続される。同様にして、ダイオードDvp、Dwp、Dun、Dvn、Dwnは、それぞれスイッチング素子Svp、Swp、Sun、Svn、Swnと並列に接続される。出力端Pu、Pv、Pwからは、それぞれ交流電流Iu、Iv、Iwが出力され、これらは三相交流電流を構成する。例えばスイッチング素子Sup、Svp、Swp、Sun、Svn、SwnにはIGBTが採用される。

[0037] 誘導性負荷6は例えば回転機であり、誘導性負荷であることを示す等価回路で図示されている。具体的には、リアクトルLuと抵抗Ruとが相互に直列に接続され、この直列接続体の一端が出力端Puに接続される。リアクトルLv、Lwと抵抗Rv、Rwについても同様である。またこれらの直列接続体の他端同士が相互に接続される。

[0038] 誘導性負荷6を同期機として制御系を例示すると、速度検出部9は、誘導性負荷6に流れる交流電流Iu、Iv、Iwを検出し、これらから回転角速度 ω_m ならびにq軸電流Iq及びd軸電流Idを制御部10に与える。

[0039] 制御部10では、回転角速度 ω_m ならびにq軸電流Iq及びd軸電流Idの他、後述する波高値Vm、Im、電源角速度 ω 、回転角速度の指令値 ω_m

を入力し、電圧指令値 V_u^ , V_v^* , V_w^* (後に図20を用いて説明する) に基づいて、図示しない演算処理 (例えば特許文献1を参照) によって、インバータ5のスイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , S_{un} , S_{vn} , S_{wn} の動作をそれぞれ制御する信号 SS_{up} , SS_{vp} , SS_{wp} , SS_{un} , SS_{vn} , SS_{wn} が得られる。

[0040] 制御部10では、スイッチ S_c , S_l の動作をそれぞれ制御する信号 SS_c , SS_l も生成され、これらはデューティ d_{rec} , d_c , d_z , d_l に基づいて生成される (例えば特許文献1参照)。

[0041] B. 制御方法.

(b-1) 電力低減の基本的な考え方.

コンバータ3に入力する瞬時入力電力 P_{in} は、入力力率を1として、次式(1)で表される。ここで単相交流電圧 V_{in} の波高値 V_m 及び電源角速度 ω 、交流の入力電流 I_{in} の波高値 I_m 、時間 t を導入した。電源角速度 ω と時間 t との積 ωt は単相交流電圧 V_{in} の位相を表すことになる。交流波形は、当該交流波形の位相 ωt の正弦値と波高値との積として把握した。

[0042] [数1]

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \\ &= \frac{1}{2} V_m \cdot I_m - \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots (1) \end{aligned}$$

[0043] 瞬時入力電力 P_{in} は、式(1)の右辺の第2項で示される交流成分 $(-1/2) \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t)$ を有する (以下、「交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ 」とも称す)。よって以下では瞬時入力電力 P_{in} を脈動電力 P_{in} と称することもある。

[0044] 図1に示された電力変換装置は、下記のように見ることができる。

[0045] 直流リンク7は直流電源線 L_H , L_L を含む；

コンバータ3は単相交流電圧 V_{in} を入力し、脈動電力 P_{in} を出力する；

電力バッファ回路4は、充電電力 P_I を直流リンク7から入力し、放電電力 P_c を直流リンク7へ出力する；

インバータ5は直流リンク7から、脈動電力 P_{in} と放電電力 P_c との和から充電電力 P_I を引いた入力電力 P_{dc} ($=P_{in}+P_c-P_I$)を入力し、交流電流 I_u , I_v , I_w を出力する。

[0046] 図2は図1に示された直接電力変換装置での電力の収支を模式的に示すブロック図である。電力バッファ回路4でバッファリングされる電力（以下、「バッファリング電力 P_{buf} 」と称す）は放電電力 P_c から充電電力 P_I を差し引いた電力差 (P_c-P_I) と等しい。コンバータ3からインバータ5へと向かう電力 P_{rec} は $P_{in}-P_I$ に等しい。よって $P_{dc}=P_{rec}+P_c$ が成立する。

[0047] 非特許文献2や特許文献1で示された技術では、上述の交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ を打ち消すべく、単相交流電圧 V_{in} の四半周期 ($(1/4)$ 周期) 毎に交互に異なる制御を行っていた（以下、このような制御を便宜的に「四半周期制御」とも称す）。具体的には $P_I=P_{in}^{\wedge}$, $P_c=0$ とする制御と、 $P_I=0$, $P_c=-P_{in}^{\wedge}$ とする制御とを、単相交流電圧 V_{in} の四半周期毎に交互に行っていた。これにより、全期間において $P_{dc}=P_{in}+P_c-P_I=P_{in}-P_{in}^{\wedge}=(1/2) \cdot V_m \cdot I_m$ が成立し、電力の脈動が回避されていた。しかしながら、このような技術では、上述のように、電圧利用率の最大値は $1/\sqrt{2}$ に留まる。

[0048] 他方、特許文献2で示された技術では、電圧利用率を高めることができて、直流リンクの電圧やこれに流れる電流が、単相交流電圧 V_{in} の四半周期で歪む傾向が増大する。

[0049] そこで、単相交流電圧 V_{in} の四半周期毎に $P_I=0$ と $P_c=0$ とを交互に設定するという前提を取り払った制御を考察する。

[0050] (b-2)充電電力 P_I と放電電力 P_c の具体的な例。

本節以降では、上述の充電電力 P_I 及び放電電力 P_c の一例として、これらをそれぞれ式(2)(3)で定める。

[0051] [数2]

$$P_l = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \quad \dots (2)$$

[0052] [数3]

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) + P_l \quad \dots (3) \end{aligned}$$

[0053] つまり、充電電力 P_l は脈動電力 P_{in} の半分の電力であり、放電電力 P_c は充電電力 P_l から交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ を差し引いた電力である。

[0054] 充電電力 P_l は、脈動電力 P_{in} から直流リンク 7 を介して電力バッファ回路 4 に分配率 $1/2$ で分配された電力 $(1/2) \cdot P_{in}$ であるとするところから、

[0055] 式 (2), (3) と、 $P_{buf} = P_c - P_l$ であることから、バッファリング電力 P_{buf} は式 (4) でも表される。

[0056] [数4]

$$P_{buf} = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots (4)$$

[0057] このような充電電力 P_l 及び放電電力 P_c が、上記の四半周期制御におけるそれらと異なることは明白である。

[0058] $P_c > P_l$ (すなわち $P_{buf} > 0$) となる期間 (以下「放電主体期間」とも称す) では充電よりも放電が主体であって、 $P_c < P_l$ (すなわち $P_{buf} < 0$) となる期間 (以下「充電主体期間」とも称す) では放電よりも充電が主体である。式 (2), (3) から理解されるように、 $(n + 1/4)\pi \leq \omega t \leq (n + 3/4)\pi$ の期間が充電主体期間であり、 $(n + 3/4)\pi \leq \omega t \leq (n + 5/4)\pi$ の期間が放電主体期間である (n は整数: 以下

同様)。

[0059] このように充電電力 P_I および放電電力 P_C を定めることにより、電圧利用率を1まで設定可能なことを以下に説明する。

[0060] (b-3)電流の分配。

本節では、コンバータ3が出力する電流 i_{rec} のうち、コンバータ3からインバータ5へと流れる電流 i_{rec1} を、電流 i_{rec} の半分に設定する技術を説明する。

[0061] コンバータ3の出力側には、式(5)で示される整流電圧 V_{rec} が印加される。

[0062] [数5]

$$V_{rec} = |V_{in}| = V_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (5)$$

[0063] $P_{rec} = P_{in} - P_I$ であるので、下式(6)が成立する。

[0064] [数6]

$$P_{rec} = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) = |V_{in}| \cdot i_{rec1} \quad \dots (6)$$

[0065] よって電流 i_{rec1} は下式(7)で表される。

[0066] [数7]

$$i_{rec1} = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (7)$$

[0067] 式(1)においては、入力電流 I_{in} が $I_m \cdot \sin(\omega t)$ で表されること、即ち正弦波状の波形を呈することを前提としているので、電流 i_I は下式(8)を満足する。図2から分かるように、コンバータ3が出力する電流 i_{rec} は、電流 i_{rec1} と電流 i_I との和と等しいからである。

[0068]

[数8]

$$i_l = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (8)$$

[0069] コンデンサC 4 からインバータ5に流れる放電電流 i_c を導入すると、電力バッファ回路4から出力される放電電力 P_c は積 $V_c \cdot i_c$ で表される。よって放電電力 P_c が式(3)を満足するためには、放電電流 i_c は下式(9)を満足すればよい。

[0070] [数9]

$$i_c = \frac{P_c}{V_c} = \frac{V_m \cdot I_m}{2 V_c} \cdot \cos^2(\omega t) \quad \dots (9)$$

[0071] 図3は、図1に示された回路の等価回路を示す。当該等価回路は、例えば特許文献1で紹介されている。当該等価回路において電流 i_{rec1} は、スイッチ S_{rec} が導通するときこれを經由する電流 i_{rec1} として等価的に表されている。同様に、放電電流 i_c は、スイッチ S_c が導通するときこれを經由する電流 i_c として等価的に表されている。

[0072] インバータ5において出力端 P_u , P_v , P_w が直流電源線 L_H , L_L のいずれか一方に共通して接続されるときにインバータ5を介して誘導性負荷6に流れる電流は、スイッチ S_z が導通するときこれを經由して流れる零相電流 i_z として等価的に表されている。

[0073] 図3では、充電回路4bを構成するリアクトル L_4 とダイオード D_{40} とスイッチ S_l とが示され、リアクトル L_4 を流れる電流 i_l が付記されている。

[0074] このようにして得られた等価回路においては、スイッチ S_{rec} , S_c , S_z が導通するそれぞれのデューティ d_{rec} , d_c , d_z とインバータ5に入力される直流電流 I_{dc} とを導入して、次式(10)が成立する。

[0075]

[数10]

$$\begin{pmatrix} i_{rec} \\ i_c \\ i_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{rec} & 1 \\ d_c & 0 \\ d_z & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{dc} \\ \\ i_l \end{pmatrix} \quad \dots (10)$$

[0076] 電流 i_{rec} , i_c , i_z はそれぞれ直流電流 I_{dc} にデューティ d_{rec} , d_c , d_z を乗算したものであるので、これらはスイッチ S_{rec} , S_c , S_z のスイッチング周期における平均値である。

[0077] 直流電流 I_{dc} はスイッチ S_{rec} , S_c , S_z をそれぞれ導通する電流 i_{rec} , i_c , i_z の総和であるので、次式が成立する。ここで $0 \leq d_{rec} \leq 1$, $0 \leq d_c \leq 1$, $0 \leq d_z \leq 1$ である。

[0078] [数11]

$$d_{rec} + d_c + d_z = 1 \quad \dots (11)$$

[0079] よってデューティ d_{rec} , d_c , d_z は、各電流 i_{rec} , i_c , i_z に対する直流電流 I_{dc} の電流分配率と見ることができる。デューティ d_{rec} はコンバータ3が直流リンク7と接続されて電流をインバータ5に流し得る期間を設定するデューティであるので、これ以降では整流デューティ d_{rec} と称することがある。デューティ d_c は、コンデンサC4が放電するデューティであるので、これ以降では放電デューティ d_c と称することがある。デューティ d_z はインバータ5においてその出力する電圧によらずに必ず零相電流 i_z が流れるデューティであるので、これ以降では零デューティ d_z と称することがある。

[0080] 式(7), (9), (10) から、整流デューティ d_{rec} 、放電デューティ d_c はそれぞれ次式(12), (13) で設定される。

[0081]

[数12]

$$d_{rec} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_m}{I_{dc}} \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (12)$$

[0082] [数13]

$$d_c = \frac{V_m}{2V_c} \cdot \frac{I_m}{I_{dc}} \cdot \cos^2(\omega t) \quad \dots (13)$$

[0083] つまり電力収支の要請から式(7)、(9)、(12)、(13)が採用され、更に入力電流 i_n を正弦波状にして、上記の諸式の前提となる式(1)を満足させる要請から式(8)が採用される。

[0084] コンバータ3がダイオードブリッジを採用する場合、コンバータ3が能動的に式(12)で示される整流デューティ d_{rec} でスイッチングすることはできない。よって式(11)、(12)、(13)で決定される零デューティ d_z と、放電デューティ d_c とに従って、それぞれインバータ5と、スイッチ S_c がスイッチングすることによって、式(7)で示される電流 i_{rec1} が得られる。

[0085] インバータ5は零相電流 i_z が流れる期間においては、直流リンク7における直流電圧を利用することができない。よって、直流リンク7においてインバータ5への電力供給に利用される直流電圧が電力変換において意味を持つ。換言すれば瞬時的な直流電圧であってインバータ5が電力変換に用いないものは、電圧利用率を考察するに際しても意味を有しない。よって電力変換において意味をもつ直流電圧 V_{dc} は下記のように表現できる。

[0086] [数14]

$$V_{dc} = V_{rec} \cdot d_{rec} + V_c \cdot d_c + 0 \cdot d_z \quad \dots (14)$$

[0087] 他方、直流電圧 V_{dc} は、インバータ5が出力できる電圧の最大値の、スイッチ S_c 、 S_l やインバータ5のスイッチングを制御する周期についての

平均として、直流リンク 7 に印加される電圧と見ることもできる。インバータ 5 は零デューティ d_z という比率で直流リンク 7 の電圧に寄与し得るものの、零デューティ d_z に対応する期間においてはインバータ 5 は直流リンク 7 の直流電源線 L_L , L_H のいずれか一方と絶縁されているからである。

[0088] 直流電圧 V_{dc} は、図 3 において、インバータ 5 及びその負荷を表す電流源 I_{dc} （これは直流電流 I_{dc} を流す）の両端に生じる電圧として付記した。

[0089] 直流リンク 7 からインバータ 5 に入力する入力電力 P_{dc} は直流電圧 V_{dc} と直流電流 I_{dc} との積となる。そしてインバータ 5 は直流リンク 7 から、脈動電力 P_{in} と放電電力 P_c との和から充電電力 P_l を引いた入力電力 P_{dc} ($= P_{in} + P_c - P_l$) を得るのであるから、下式 (15) が成立する。

[0090] [数15]

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{P_{in} + P_c - P_l}{V_{dc}} \\ &= \frac{V_m \cdot I_m}{2 V_{dc}} \quad \dots (15) \end{aligned}$$

[0091] 式 (12), (13) は下式 (16), (17) のように表現できる。

[0092] [数16]

$$\begin{aligned} d_{rec} &= \frac{V_{dc}}{V_m} |\sin(\omega t)| \\ &= \frac{V_{dc}}{V_{rec}} \cdot \sin^2(\omega t) \quad \dots (16) \end{aligned}$$

[0093]

[数17]

$$\begin{aligned} d_c &= \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= \frac{V_{dc}}{2V_c} (1 + \cos(2\omega t)) \quad \dots (17) \end{aligned}$$

[0094] 式(16), (17)を用いて式(14)の右辺を計算すると、下式(18)が得られ、式(14)の左辺と一致する。

[0095] [数18]

$$\begin{aligned} d_{rec} \cdot V_{rec} + d_c \cdot V_c &= V_{dc} |\sin(\omega t)| \cdot |\sin(\omega t)| + V_{dc} \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= V_{dc} \quad \dots (18) \end{aligned}$$

[0096] 換言すれば、直流電圧 V_{dc} を一つ定めれば整流デューティ d_{rec} 及び放電デューティ d_c は、それぞれ式(16), (17)で定められる、といえる。

[0097] 式(16), (17)の関数の形から、また整流デューティ d_{rec} 及び放電デューティ d_c の最大値が1であることから、 $V_{dc} \leq V_m$, $V_{dc} \leq V_c$ であれば、直流電圧 V_{dc} を一定値に制御できることがわかる。この際、整流デューティ d_{rec} は、波高値 V_m を測定し、直流電圧 V_{dc} の指令値を一つ指定すれば決定される。

[0098] 電圧利用率は、波高値 V_m に対する直流電圧 V_{dc} の比 $R (= V_{dc} / V_m)$ として表すことができる。式(10), (11), (14)から、零デューティ d_z を小さくするほどインバータ5が零相電流を流す期間を短くし、以て直流リンク電圧に引加された電圧を利用する期間が長くなることが判る。これは電圧利用率 R を高めることになる。

[0099] 入力電流 i_{in} が $I_m \cdot \sin(\omega t)$ で表されること、即ち正弦波状の波形を呈することを前提としているので、電流 i_l は直流電流 I_{dc} に依存して

下式（１９）を満足する。ここで式（７），（１５）を考慮した。

[0100] [数19]

$$\begin{aligned}
 i_l &= I_m \cdot |\sin(\omega t)| - d_{rec} \cdot I_{dc} \\
 &= \left(I_m - \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot I_{dc} \right) \cdot |\sin(\omega t)| \\
 &= \frac{I_m}{2} \cdot |\sin(\omega t)| = i_{rec1} \quad \dots (19)
 \end{aligned}$$

[0101] つまり、式（８）と同様に、入力電流 i_{in} の絶対値の半分の電流 i_l として流れる。従って入力電流 i_{in} が正弦波状の波形を呈するように整流デューティ d_{rec} と放電デューティ d_c とが定められていることがわかる。

[0102] 図４は位相 ωt の全区間において $d_z \geq 0$ を維持しつつ、上述のように式（１６），（１７）でそれぞれ整流デューティ d_{rec} 、放電デューティ d_c を設定した場合（後述する「デューティの基本設定」に相当：例えば特許文献４参照）における、 $V_c = 1.5 V_m$ とした場合の直接形電力変換装置の動作を示すグラフである。

[0103] 図４において、第１段目にはデューティ d_{rec} 、 d_c 、 d_z を、第２段目には直流電圧 V_{dc} ならびにその第１成分 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ 及び第２成分 $d_c \cdot V_c$ と直流電流 I_{dc} を、第３段目にはコンバータ３から出力される電流 i_{rec} （これは入力電流 i_{in} の絶対値に等しい）と電流 i_{rec1} 、 i_l 、 i_c を、第４段目には電力 P_{in} 、 P_c 、 P_{buf} 、 P_{rec} を、それぞれ示す。いずれのグラフも横軸には「度」を単位とする位相 ωt を採用している。

[0104] 直流電圧 V_{dc} の第１成分 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ は式（１４）の第１項に現れる電圧であり、直流電圧 V_{dc} に対するコンバータ３の寄与分を示す。直流電圧 V_{dc} の第２成分 $d_c \cdot V_c$ は式（１４）の第２項に現れる電圧であり、直流電圧 V_{dc} に対するコンデンサ C_4 の寄与分を示す。

[0105] ここで、電圧については波高値 V_m で正規化し、直流電流 I_{dc} は入力電流 I_{in} の波高値 I_m を $\sqrt{2}$ として換算した。

[0106] 零デューティ d_z の下限は零であるので、直流電圧 V_{dc} を最大とするときのデューティ d_{rec} 、 d_c は、零デューティ d_z が零のときに得られる。

[0107] 零デューティ d_z が零であれば、式 (11)、(16)、(17) から、式 (20) が得られる。ここで $x = |\sin(\omega t)|$ を導入した。

[0108] [数20]

$$d_{rec} + d_c = \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot x + \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot (1 - x^2) = 1 \quad \dots (20)$$

[0109] 式 (20) を変形して式 (21) が得られる。

[0110] [数21]

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{x}{V_m} + \frac{1 - x^2}{V_c}} = \frac{V_m}{x + \frac{V_m}{V_c}(1 - x^2)} \quad \dots (21)$$

[0111] 直流電圧 V_{dc} の最大値を与える位相 ωt は式 (21) の右辺の分母の最小値を与える。そのような位相 ωt は、当該分母の微分を示す式 (22) の値が零となるときの位相 ωt として求められる。

[0112] [数22]

$$\begin{aligned} \frac{d}{d(\omega t)} \left[|\sin(\omega t)| + \frac{V_m}{V_c} (1 - \sin^2(\omega t)) \right] \\ = \cos(\omega t) \cdot \left[1 - \frac{2V_m}{V_c} \sin(\omega t) \right] \quad \dots (22) \end{aligned}$$

[0113] このとき $x = V_c / (2 \cdot V_m)$ となる。例えば上述の例で言えば、 $V_c = 1.5 V_m$ であるので、一定となる直流電圧 V_{dc} の最大値は約 $0.96 V_m$ であることがわかる。式 (15) から直流電流 I_{dc} は波高値 I_m の 0

、 $96/\sqrt{2}$ 倍となることがわかる。

[0114] このように分配率 $1/2$ を採用すると、各デューティを式(11)，(12)，(13)に従って固定し、直流電圧 V_{dc} を一定にすることができる。しかも零デューティ d_z を小さくすることにより、かかる技術では式(21)において $x = V_c / (2 \cdot V_m)$ として、電圧利用率 R が $\alpha / (1 + \alpha \cdot \alpha / 4)$ ($\alpha = V_c / V_m$ ：以下「電圧比 α 」と称す)になることがわかる。

[0115] 当該電圧利用率 $R = \alpha / (1 + \alpha \cdot \alpha / 4)$ が非特許文献2や特許文献1で紹介された電圧利用率($1/\sqrt{2}$)よりも大きいために電圧比 α が満足すべき条件は、 $2\sqrt{2} - 2 < \alpha < 2\sqrt{2} + 2$ である。両端電圧 V_c は波高値 V_m よりも高く充電され、電圧比 α は1より大である。そして直流電圧 V_{dc} を一定にするためには $x = |\sin(\omega t)| = \alpha/2$ から $V_c / V_m \leq 2$ となる。よって、当該条件は満足され、非特許文献2や特許文献1で紹介された電圧利用率($1/\sqrt{2}$)よりも大きな電圧利用率 R が得られる。

[0116] 電圧利用率 R を電圧比 α で微分した値が零となると、つまり $\alpha = 2$ の時に電圧利用率 R は最大値1を採ることが判る。つまり両端電圧 V_c を波高値 V_m の二倍に設定することにより、電圧利用率 R として最大値1が得られる。

[0117] しかしながら、両端電圧 V_c を高めるには、コンデンサ C_4 の耐圧を高めることが要求される。例えば、200V系に使用される400V耐圧の電解コンデンサを用いた場合、ディレーティングを0.9として、電源電圧の実効値が230Vならば $\alpha = 400 / (230 \times \sqrt{2}) \times 0.9 = 1.11$ となる。ディレーティングを0.95とすれば $\alpha = 1.17$ である。更に、電源電圧が10%上昇することも考慮するとなれば、450V耐圧の電解コンデンサを用いて $\alpha = 1.13 \sim 1.19$ (ディレーティングは0.9~0.95)である。

[0118] 図5は電圧比 α に対する電圧利用率 R を示すグラフである。上述のように電圧利用率 R を高めるためには両端電圧 V_c を高めなければならないことが

示されている。例えば $\alpha = 1.17$ では $R = 0.87$ 程度に留まる。

[0119] 図6は特許文献3に示された技術を用いた場合の、直接形電力変換装置の動作を示すグラフであり、諸量は図4と同様にして示した。ここで $\alpha = 1.17$ とした。特許文献3に示された技術では、 $\alpha = 1.17$ 程度であっても、電圧利用率 R を1とし（即ち $V_{dc} = V_m$ ）、直流電流 I_{dc} は入力電流 I_{in} の波高値 I_m の $1/\sqrt{2}$ にまで高まる。

[0120] 特許文献3に示された技術では直流電圧 V_{dc} が波高値 V_m まで高まるものの、図4のグラフと比較して電流 i_l が大きく、電流 i_{rec1} が小さい。よって充電電力 P_l が大きく（グラフでは電力（ $-P_l$ ）を示している）、電力 P_{rec} が小さいことがわかる。これは、上述の通り、効率を高める観点からは不利である。

[0121] (b-4)デューティの修正。

そこで整流デューティ d_{rec} 、放電デューティ d_c を修正し、充電電力 P_l を高めること無く、低い電圧比 α で電圧利用率 R を高めることにする。但し当該修正により、前節とは異なり、電流 i_{rec1} は電流 i_{rec} の半分とはならない。

[0122] まず整流デューティ d_{rec} 、放電デューティ d_c は、それぞれ式（16）、（17）において直流電圧 V_{dc} として波高値 V_m を用いて求められる値を採用することにする。これは、指令値 V_{dc*} として波高値 V_m を用いたことに相当する。

[0123] 整流デューティ d_{rec} は、零デューティ d_z と、放電デューティ d_c とに従って受動的に決定される。よって整流デューティ d_{rec} と、放電デューティ d_c との和が1を越えてしまうことは式（11）に反することになる（ $d_z \geq 0$ なので）。

[0124] そこで整流デューティ d_{rec} と、放電デューティ d_c との和が1を越えてしまう場合には、零デューティ d_z を0として整流デューティ d_{rec} を決定する。

[0125] つまり、整流デューティ d_{rec} は、式（16）において $V_{dc} = V_m$ と

して得られる値（以下「第1修正値」と称す）と、1から放電デューティ d_c （これは式（17）において $V_{dc} = V_m$ として得られる値である）を差し引いた値（以下「第2修正値」と称す）との、いずれか小さい方に設定する。かかる設定を、以下では「デューティの第1修正」と称す。デューティの第1修正では、整流デューティ d_{rec} が第2修正値に設定されるとき、零デューティ d_z は0となる。

[0126] 零デューティ d_z の最小値を零以上に維持しつつ、式（16）、（17）により整流デューティ d_{rec} 、放電デューティ d_c を設定することを、以下では「デューティの基本設定」と称す。

[0127] 整流デューティの第1修正を採用すれば、デューティの基本設定を採用した場合と比較して、上述の第1成分 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ が低下する。よって式（18）は成立しなくなる。得られる直流電圧 V_{dc} は指令値 $V_{dc}^* = V_m$ 以下になる。

[0128] 具体的には、後述するように、直流電圧 V_{dc} は指令値 $V_{dc}^* = V_m$ 以下で脈動する。直流電流 I_{dc} は、直流電圧 V_{dc} に反比例するので（式（15）参照）、直流電圧 V_{dc} の脈動とは逆相で脈動する。

[0129] しかしながら、電圧比 α が同じであれば、脈動して得られる直流電圧 V_{dc} の最小値は非特許文献2や特許文献1を用いて得られる直流電圧 V_{dc} よりも高くなり、電圧利用率 R が高まる。

[0130] 図7はデューティの第1修正を採用した場合の、直接形電力変換装置の動作を示すグラフであり、諸量は図4と同様に示した。ここで $\alpha = 1.17$ とした。

[0131] このように整流デューティの第1修正を採用することにより、 $\alpha = 1.17$ であっても、平均的には $V_{dc} = 0.95 V_m$ が得られ、電圧利用率 $R = 0.95$ となることがわかる。これはデューティの基本設定を用いた場合には $\alpha = 1.17$ の場合には $R = 0.87$ しか得られなかったことに鑑みれば、大きく改善されたことを示している。

[0132] 式（16）、（17）から、（ $V_{dc} = V_m$ に設定しても）整流デューテ

ィ d_{rec} 及び放電デューティ d_c は、位相 $0 \sim 90$ 度において位相 45 度を軸として対称に折り返した値を採用し、位相 $90 \sim 180$ 度において位相 135 度を軸として対称に折り返した値を採用し、位相 $180 \sim 270$ 度において位相 225 度を軸として対称に折り返した値を採用し、位相 $270 \sim 360$ 度において位相 315 度を軸として対称に折り返した値が採用されることがわかる。

[0133] 以下、このように電圧利用率 R が改善される理由を順を追って説明する。

[0134] まず、簡単のために、整流デューティ d_{rec} は、常に第2修正値に設定する場合について説明する。かかる設定を、以下では「デューティの第2修正」と称す。デューティの第2修正で得られる結果は、デューティの第1修正で得られる結果と、特に電圧比 α (≥ 1) が小さい場合にはほとんど同じであることを説明する。

[0135] 図7の零デューティ d_z は位相が $0, 180, 360$ 度近傍でのみ正となり、それ以外では零となる。そして零デューティ d_z が正となる期間においては第1修正値は小さく、第2修正値を採用した場合との相違は小さい。

[0136] 図8はデューティの第1修正を採用した場合及びデューティの第2修正を採用した場合の、整流デューティ d_{rec} と放電デューティ d_c と零デューティ d_z とを示すグラフである。図7と同様に $\alpha = 1.17$ とした。デューティの第1修正で設定された整流デューティ d_{rec} を波形 d_{rec1} で、デューティの第2修正で設定された整流デューティ d_{rec} を波形 d_{rec2} でそれぞれ示した。

[0137] ここでは零デューティ d_z は、整流デューティ d_{rec} に常に第1修正値を設定した場合において、式(11)で計算される値である。

[0138] 零デューティ d_z が正となる期間においては、整流電圧 V_{rec} も小さいので、第1成分 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ については整流デューティの第1修正で得られる第1成分 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ と、整流デューティの第2修正で得られる第1成分 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ との相違は小さい。よって式(14)で求められる直流電圧 V_{dc} の相違も小さくなる。

[0139] 図7を得る際に用いた諸量で、整流デューティ d_{rec} を整流デューティの第2修正で設定しても、図7の中段で示された波形の相違が視認されない。

[0140] 次に、式(14)で求められる直流電圧 V_{dc} について説明する。整流デューティ d_{rec} の第2修正値が $(1 - d_c)$ であることに着目すると、式(14)から直流電圧 V_{dc} は下式(23)で計算される。

[0141] [数23]

$$\begin{aligned}
 V_{dc} &= (1 - d_c) \cdot V_{rec} + d_c \cdot V_c \\
 &= V_m \cdot |\sin(\omega t)| + \frac{V_m}{V_c} \cos^2(\omega t) \cdot (V_c - V_m \cdot |\sin(\omega t)|) \\
 &= V_m \cdot |\sin(\omega t)| + V_m \cdot \cos^2(\omega t) - \frac{V_m^2}{V_c} \cos^2(\omega t) \cdot |\sin(\omega t)| \\
 &= V_m + V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot \left(1 - |\sin(\omega t)| - \frac{1}{\alpha} \cos^2(\omega t)\right) \\
 &\dots (23)
 \end{aligned}$$

[0142] 式(23)の関数形から直流電圧 V_{dc} の平均値は、式(23)において位相 ωt に値 $\pi/4$ を代入して求められる。例えば電圧比 α として1.17を採用すれば、 $V_{dc} \doteq 0.952 V_m$ となる。よって平均的な電圧利用率 R は0.952となり、図5で示された $R = 0.87$ よりも高いことがわかる。

[0143] このように、電圧利用率 R を高めることができたのは、直流電圧 V_{dc} の脈動を許したためであると考えられる。そこで、この脈動の振る舞いについて検討する。直流電圧 V_{dc} の脈動成分 ΔV は、下式(24)で示される。

[0144]

[数24]

$$\begin{aligned}\Delta V &= V_{dc} - V_m \\ &= V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot \left(1 - |\sin(\omega t)| - \frac{1}{\alpha} \cos^2(\omega t)\right) \\ &\dots (24)\end{aligned}$$

[0145] 上述のように、コンデンサC4の耐圧に鑑みて、電圧比 α は小さい方が望ましいので、電圧比 α を1と近似する。これにより式(24)は下式(25)で近似される。

[0146] [数25]

$$\begin{aligned}\Delta V &\doteq V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot (-|\sin(\omega t)| + \sin^2(\omega t)) \\ &= V_m \cdot \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} (|\sin(\omega t)| - 1) \\ &\dots (25)\end{aligned}$$

[0147] 更に、下式(26)の近似式を導入する。

[0148] [数26]

$$|\sin(\omega t)| \doteq \sin^2(\omega t) \quad \dots (26)$$

[0149] よって式(25)、(26)から、脈動成分 ΔV は、下式(27)で近似される。

[0150]

[数27]

$$\begin{aligned}\Delta V &\doteq V_m \cdot \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \cdot (-1) \cdot \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \\ &= -\frac{V_m}{4} \cdot (1 - \cos^2(\omega t)) = \frac{V_m}{4} \cdot (\cos(4\omega t) - 1) \\ &\dots (27)\end{aligned}$$

[0151] このようにして、直流電圧 V_{dc} は単相交流電圧 V_{in} の周波数（以下「電源周波数」と称す）の4倍の周波数で脈動することがわかる。

[0152] 図9と図10とは式(25)から式(27)への近似の妥当性を示すグラフである。図9及び図10において波形G1は関数 $(1/2)(1 - \cos(2\omega t))$ を示す。図9において波形G2は関数 $(|\sin(\omega t)| - 1)$ を、波形G3は関数 $(1/2)(1 - \cos(2\omega t)) \cdot (|\sin(\omega t)| - 1)$ を、それぞれ示す。図10において波形G4は関数 $(-1) \cdot (1 + \cos(2\omega t))/2$ を、波形G5は関数 $(1/2)(1 - \cos(2\omega t)) \cdot (-1) \cdot (1 + \cos(2\omega t))/2$ を、それぞれ示す。

[0153] 式(25)に対応する波形G3と、式(27)に対応する波形G5とは非常に似ており、式(26)の近似を導入したことが妥当であることがわかる。

[0154] 式(27)から、脈動成分 ΔV は、単相交流電圧 V_{in} の四半周期で脈動することがわかる。そしてその最大値は0であり、0以下の値をとる。換言すれば、直流電圧 V_{dc} が、上記の四半周期で脈動し、かつその最大値を波高値 V_m となることで、電圧利用率 R が改善されるといえる。

[0155] 電圧比 α が大きいと、式(25)の近似は適当とは言えなくなる。以下、電圧比 α が直流電圧 V_{dc} に与える影響を、デューティの第1修正及び第2修正による影響も含めて説明する。

[0156] 図11及び図12は、いずれも電圧利用率 R の位相依存性を示すグラフであり、電圧比 α を異ならせた複数の波形を示している。図11はデューティ

の第2修正を採用した場合を、図12はデューティの第1修正を採用した場合を、それぞれ示している。

[0157] 上述のように波高値 V_m に対する直流電圧 V_{dc} の比が電圧利用率 R であるので、電圧利用率 R の脈動は直流電圧 V_{dc} のそれに比例する。

[0158] 図12の波形は、図11の波形を $R \geq 1$ において $R = 1$ へとクランプした波形となっている。図11の波形で $R \geq 1$ となる位相領域は、デューティの第1修正において、整流デューティ d_{rec} が第1修正値を採る場合、すなわち $d_z \geq 0$ の場合に相当するからである。

[0159] 図11及び図12を比較することにより、電圧比 α が $1 \sim 1.2$ ではデューティの第1修正及び第2修正のいずれを採用しても大差なく、かつその波形は上記の四半周期で脈動する正弦波状であることがわかる。

[0160] 逆に、電圧比 α が 1.5 程度となると、直流電圧 V_{dc} の波形は正弦波状から大きく歪む。

[0161] 参考までに、デューティの基本設定を採用した場合の電圧利用率 R の位相依存性を示すグラフを、図13に示す。このような場合には直流電圧 V_{dc} は一定となる。図13における $\alpha = 1.5$ の場合が、図4の諸量のグラフに対応する。図4において直流電圧 V_{dc} は一定値を採っており、これが図13においても現れている。

[0162] 図13において現れる、電圧利用率 R の電圧比 α に対する依存性は、図5において既に示された。

[0163] (b-5)結果の比較.

図14は電圧利用率 R の電圧比 α に対する依存性を示すグラフである。波形G7は図5において示されたグラフと同じ内容を示す。

[0164] 波形G6は、デューティの第1修正を採用した場合の、電圧利用率 R の平均値を示す。電圧比 α として 1.17 を採用して式(23)から求められた直流電圧 V_{dc} の平均値 $0.952 V_m$ からは、電圧利用率 R の平均値が値 0.952 を採ることがわかる。これは波形G6が $\alpha = 1.17$ において示す電圧利用率 R とほぼ一致している。電圧比 α が 1 近傍では上述のように、

デューティの第1修正及び第2修正のいずれを採用しても大差ないことがわかる。波形G7と比較して波形G6の方が（同じ電圧比 α において）大きな電圧利用率Rを示すことから、デューティの第1修正を採用する方が、デューティの基本設定を採用するよりも電圧利用率Rを高めることがわかる。コンデンサC4の耐圧の観点から望ましい電圧比 $\alpha = 1 \sim 1.2$ 程度では電圧利用率Rは0.03～0.04程度改善されている。

[0165] これはデューティの第1修正や第2修正を採用する場合には、第2修正値を決定する関係上、放電デューティ d_c として式(17)において $V_{dc} = V_m$ と設定しているのに対し、デューティの基本設定を採用する場合には放電デューティ d_c が式(17)のように直流電圧 V_{dc} に比例し、以て電圧比 $(1/\alpha)$ に比例するからである。

[0166] このようにデューティの基本設定を採用する場合には、電圧比 α が小さいほど放電デューティ d_c が大きくなり、電圧利用率Rの低下が顕著となる。これに対してデューティの第1修正を採用する場合（及び電圧比 α が小さい領域でデューティの第2修正を採用する場合）には、ほぼ位相 $\pi/2$ 毎に直流電圧 V_{dc} が波高値 V_m を採るので、結果的に直流電圧 V_{dc} の平均値が大きくなる。よって、波形G6、G7の差は電圧比 α が小さいほど顕著となる。

[0167] 図15及び図16はいずれも諸デューティの位相依存性を示すグラフであり、電圧比 $\alpha = 1$ に設定している。図15はデューティの基本設定を用いた場合を示し、図16はデューティの第1修正を用いた場合及び第2修正を用いた場合を示す。

[0168] 既に図8において、図16と同じ諸量を示している。図8は電圧比 $\alpha = 1.17$ の場合を示し、波形 d_{rec1} 、 d_{rec2} で相違があった。しかし図16では電圧比 $\alpha = 1$ の場合を示しており、これらの波形の相違は視認できない。よって図16において零デューティ d_z を式(11)に従って表示すると、その値はほとんど全ての位相において零以下となっている。

[0169] 図15と図16の比較からも明確なように、デューティの基本設定を採用

する場合には、電圧比 α が小さいと放電デューティ d_c が大きい。これは上述のように、電圧利用率 R の低下を招来することとなる。

[0170] 図14に戻り、波形G8はデューティの第1修正において、直流電圧 V_{dc} の最小値を用いて求めた電圧利用率 R の電圧比 α に対する依存性を示す。つまり脈動する直流電圧 V_{dc} の平均値ではなく、その最小値ですら、デューティの第1修正を採用する方が、デューティの基本設定を採用するよりも電圧利用率 R が高まることがわかる。

[0171] 直流電圧 V_{dc} の最小値を用いて電圧利用率 R を求めることには次の意義がある。即ち、インバータ5の変調率を、インバータ5が出力する電圧の振幅の指令値 V^* を導入して、 V^*/V_{dc} とする。これにより、直流電圧 V_{dc} の脈流を補償した変調率の制御が可能となる。

[0172] 指令値 V^* が直流電圧 V_{dc} の最小値に至る場合には、変調率を振幅変調する。これにより直流電圧 V_{dc} の最小値を用いた電圧利用率 R が、インバータ5が利用する直流電圧 V_{dc} の電圧利用率 R に当てはまる。換言すれば、インバータ5は直流電圧 V_{dc} の最小値を上限として直流／交流変換を行うことができる。

[0173] 図17、図18は、図6と同様に、直接形電力変換装置の動作を示すグラフであり、諸量は図4と同様に示した。これら図6、図17、図18において電圧比 α は共通した値1.17を採用する。図6は特許文献3に示された技術が採用された場合を示すのに対し、図17はデューティの第1修正を採用した場合を示す。特許文献3に示された技術よりもデューティの第1修正を採用した方が、直流電圧 V_{dc} がその脈動する分で低下するものの、電流 i_l は小さく、効率は高いことが見て取れる。

[0174] 図18は、デューティの基本設定を用いて直流電圧 V_{dc} を一定とした場合を示し、図5を用いて示したように（また図14の波形G7で示されるように） $\alpha = 1.17$ であれば $R = 0.87$ 程度に留まる。

[0175] 図19は、（コンバータ3からインバータ5へと向かう）電力 P_{rec} と、（電力バッファ回路4へ入力する）充電電力 P_l との割合を示すグラフで

ある。ここで式(1)の左辺第1項で示される入力電力 P_{dc} ($= (1/2) \cdot V_m \cdot I_m$) は、図4に倣って $V_m = 1$, $I_m = \sqrt{2}$ を用いて、 $\sqrt{2}/2$ ($\div 0.7$)とした。

[0176] デューティの基本設定を採用した場合には、式(19)で示されたように $i_{rec1} = i_l$ であるので、 $P_{rec} = P_l \div 0.35$ で一致する。この値は電圧比 α には依存しない。これらの電力 P_{rec} , P_l を波形G10で示した。

[0177] 図18と図17とを比較してわかるように、電圧比 α が同じなら、デューティの第1修正を採用した場合には、デューティの基本設定を採用した場合よりも電流 i_{rec1} が大きくなり、電流 i_l は小さくなる。しかしながら、デューティの第1修正を採用した場合の電力 P_{rec} (波形G11で示す) や充電電力 P_l (波形G12で示す) の、値0.35からの乖離は、電圧比 α が小さいほど顕著となるものの、10%程度以下に留まる。

[0178] これらに対し、特許文献3に示された技術では、図6を用いて説明したように、電流 i_l が増大し、電流 i_{rec1} が減少し、その傾向は特に電圧比 α が小さい領域で顕著となる。上述の通り、コンデンサC4のディレーティングを考慮すれば電圧比 α は1.2以下に抑制したいところ、そのような領域では電力 P_{rec1} (波形G13で示す) は充電電力 P_l (波形G14で示す) よりも大差で小さい。よって、特許文献3に示された技術では、デューティの基本設定を採用した場合と比較して効率が低下する。これに対して、波形G10, G11の比較及び波形G10, G12同士の比較からも、デューティの第1修正を採用することで、効率は低減するどころか、若干の改善すら見られる。

[0179] 以上のように、デューティの第1修正を採用することにより、効率を低下させることなく電圧利用率Rが高められる。これは換言すれば、電力バッファ回路4が分担する電力を高めずに、直流電圧 V_{dc} が高められる、といえる。

[0180] このような利点を得られたことの一つの理由としては、上述のように放電

デューティ d_c を式 (17) において $V_{dc} = V_m$ とおいて求めたことが挙げられる。即ち、放電デューティ d_c が、波高値 V_m と、位相 ωt の余弦値 $\cos(\omega t)$ の二乗 $\cos^2(\omega t)$ との積をコンデンサ C_4 の両端電圧 V_c で除した値 $(V_m / V_c) \cos^2(\omega t)$ とされることが、上記利点を得られたことの一つの理由である。

[0181] また、他の理由としては、直流電圧 V_{dc} が上記の四半周期、つまり単相交流電圧 V_{in} の周期の $1/4$ を基本周期として脈動することが挙げられる。直流電圧 V_{dc} が、放電デューティ d_c の変動する周期の半分を基本周期として変動することになる。これにより、放電デューティ d_c に影響を与える、両端電圧 V_c に対する波高値 V_m の比（電圧比 α の逆数）を大きくして（つまり両端電圧 V_c を小さくして）、直流電圧 V_{dc} が高められる。これは所望の直流電圧 V_{dc} を得るために要求される両端電圧 V_c を低下させることになり、ひいてはコンデンサ C_4 に要求される耐圧低減される。

[0182] このような直流電圧 V_{dc} の脈動は、整流デューティ d_{rec} をデューティの第1の設定、あるいはデューティの第2の設定で設定することによって実現可能である。整流デューティ d_{rec} の第1修正値は位相 ωt の正弦値 $\sin(\omega t)$ の絶対値 $|\sin(\omega t)|$ であり、第2修正値は放電デューティ d_c を1から差し引いた値 $(1 - d_c)$ である。

[0183] デューティの基本設定では、零デューティ d_z の最小値を零以上に維持する必要上、零デューティ d_z を小さくしにくい。そこで、デューティの第1の設定、あるいはデューティの第2の設定を用いることにより、零デューティ d_z の最小値を零以上に維持しつつ、零デューティ d_z を小さくすることが容易となる。

[0184] 上述のように電圧比 α が1以上1.2以下であれば、デューティの第1の設定を用いた結果と、デューティの第2の設定を用いた結果とは大差なく、かつ直流電圧 V_{dc} の脈動はほぼ正弦波状となる。デューティの第2の設定を用いれば、第1修正値と第2修正値との大小比較を行う必要が無く、制御が簡易となる点で有利である。

[0185] なお、後述する第2の変形及び第3の変形で説明するように、直流電圧 V_{dc} が単相交流電圧 V_{in} の周期の $1/2$ を周期として脈動しても上記の利点を得られる。換言すれば直流電圧 V_{dc} が、放電デューティ d_c の変動する周期で変動してもよい。

[0186] (b-6)デューティの修正に伴う指令値の修正。

上述のように放電デューティ d_c 、整流デューティ d_{rec} を修正することにより、インバータ5の動作も修正されることになる。一般に、整流デューティ d_{rec} 、放電デューティ d_c 、零デューティに基づいてインバータ5を制御する手法については、例えば非特許文献2、4や特許文献1において、インバータ用キャリアとそれに対する指令値とを用いた技術が公知である。

[0187] よって以下ではデューティの修正に伴って、上記指令値がどのように修正されるかについて述べるに留め、詳細なインバータ5の制御についての詳細な説明は省略する。

[0188] 図20は図3に示された等価回路のスイッチ S_{rec} 、 S_c 、 S_z の動作と、インバータ5のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} の動作とを示すグラフである。インバータ5のスイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} は、基本的にはスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} の動作と相補的であるので、ここでは省略する。

[0189] 以下、簡単のため、電力バッファ回路4を制御するためのキャリアと、インバータ5を制御するためのキャリアとをキャリアCで兼用する場合について説明する。このような手法は非特許文献2や特許文献1でも採用されている。

[0190] キャリアCの一周期の期間 t_s を導入し、整流デューティ d_{rec} の第1修正値 d_{rec1} 、第2修正値 d_{rec2} を導入する。

[0191] 図20には、整流デューティの第1修正が採用される場合において整流デューティ d_{rec} が第2修正値 d_{rec2} を採る場合が示されている。つまり、 $d_{rec1} + d_c = |\sin(\omega t)| + (1/\alpha) \cos^2(\omega t) > 1$ の場

合である。

[0192] 期間 t_c は、キャリア C が値 $(1 - d_c)$ 以上となる期間であり、スイッチ S_c が導通する期間（図中「on」で示す：他も同様）である。期間 t_c は放電デューティ d_c と期間 t_s との積 $d_c \cdot t_s$ と等しい。

[0193] 期間 t_{rec} は、キャリア C が第1修正値 d_{rec1} 以下となる期間であり、第1修正値 d_{rec1} と期間 t_s との積 $d_{rec1} \cdot t_s$ と等しい。但し、 $d_{rec1} + d_c > 1$ の場合を示しているので、期間 t_{rec} はスイッチ S_{rec} が導通する期間ではない。これは電圧比 α が1以上であるので、スイッチ S_c が導通してコンデンサ C_4 の両端電圧 V_c が直流リンク7に印加されているときには、コンバータ3から直流リンク7には電流が流れず、スイッチ S_{rec} が導通しないからである。これはまた、仮想的な零デューティ $d_{z1} = 1 - d_{rec1} - d_c$ が負となることとも対応する。

[0194] 参考までに、図20では、期間 t_{rec} でスイッチ S_{rec} が導通したと仮定した場合に、スイッチ S_{rec} が導通する期間を破線で延ばして示している。但し実際にはスイッチ S_{rec} はスイッチ S_c と相補的に導通し、スイッチ S_z は期間 t_s において常に非導通（図中「off」で示す：他も同様）となる。

[0195] デューティの第1の設定を用いた場合、実際にスイッチ S_{rec} が導通する期間は、キャリア C が第2修正値 d_{rec2} 以下となる期間である。第2修正値 d_{rec2} は値 $(1 - d_c)$ と等しい。これはまた、第1修正値 d_{rec1} と仮想的な零デューティ d_{z1} との和 $(d_{rec1} + d_{z1})$ とも等しい。

[0196] 以上のようにして、キャリア C と値 $(1 - d_c)$ との比較によって、スイッチ S_c の動作を制御する信号 SS_c が得られる。

[0197] 信号 SS_l については電流 i_l が定まれば公知の手法（例えば特許文献1）で得られるので、ここではその説明を省略する。当該電流 i_l は式(19)の最初の等号からみた右辺の計算 $(I_m \cdot |\sin(\omega t)| - d_{rec} \cdot V_{dc})$ で求められる。この際、 $d_{rec} = 1 - d_c$ 、 $I_{dc} = P_{dc} / V_{dc}$

$c = V_m \cdot I_m / (2 \cdot V_{dc})$ を採用すればよい。このような計算において、直流電圧 V_{dc} を簡易に求める観点でも、式 (27) の近似式は有用である。

[0198] 上述のように整流デューティ d_{rec} としてその第2修正値 d_{rec2} を用いるのであるから、インバータ5が出力すべき三相電圧の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を得るための、キャリアCに対する指令値は、 $d_{rec2} + d_c \cdot V_w^*$, $d_{rec2} + d_c \cdot V_v^*$, $d_{rec2} + d_c \cdot V_u^*$, $d_{rec2} \cdot (1 - V_u^*)$, $d_{rec2} \cdot (1 - V_v^*)$, $d_{rec2} \cdot (1 - V_w^*)$ となる。

[0199] スイッチング素子 S_{up} はキャリアCが指令値 $d_{rec2} + d_c \cdot V_u^*$ 以上であるか、指令値 $d_{rec2} \cdot (1 - V_u^*)$ 以下である場合に導通する。スイッチング素子 S_{vp} はキャリアCが指令値 $d_{rec2} + d_c \cdot V_v^*$ 以上であるか、指令値 $d_{rec2} \cdot (1 - V_v^*)$ 以下である場合に導通する。スイッチング素子 S_{wp} は期間 t_s において常に非導通となる。

[0200] 図20では電圧ベクトル V_0 , V_4 , V_6 も付記されている。電圧ベクトル V_0 はスイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} の全てが非導通であり（従ってスイッチング素子 S_{un} , S_{vn} , S_{wn} の全てが導通し）、電圧ベクトル V_4 はスイッチング素子 S_{up} が導通してスイッチング素子 S_{vp} , S_{wp} が非導通であり（従ってスイッチング素子 S_{un} が非導通であってスイッチング素子 S_{vn} , S_{wn} が導通し）、電圧ベクトル V_6 はスイッチング素子 S_{up} , S_{vp} が導通してスイッチング素子 S_{wp} が非導通である（従ってスイッチング素子 S_{un} , S_{vn} が非導通であってスイッチング素子 S_{wn} が導通する）状態を示す。

[0201] このような $d_z1 < 0$ となる場合の指令値の修正は、 $d_{rec2} = d_{rec1} + d_z1$ であることに鑑みれば、例えば特許文献2でも紹介されているので、詳細な説明は省略する。また当該修正に伴う信号 SS_{up} , SS_{vp} , SS_{wp} , SS_{un} , SS_{vn} , SS_{wn} の生成についても、例えば特許文献2でも紹介されているので、詳細な説明は省略する。

[0202] C. 変形.

(c-1)第1の変形:

上記で示されたいずれの技術を採用する場合であっても、フィルタ2をコンバータ3と電力バッファ回路4との間に設けることもできる。

[0203] 図21は当該変形として、フィルタ2をコンバータ3と電力バッファ回路4との間に設けた場合の、それらの近傍のみを示す回路図である。

[0204] このような構成を採用する場合、直流電源線LHにおいて、フィルタ2と放電回路4aとの間に、ダイオードD0を設けることが望ましい。ダイオードD0のアノードはフィルタ2側に、カソードは放電回路4a側に、それぞれ配置される。

[0205] コンデンサC2の両端電圧が、スイッチScのスイッチングによってコンデンサC4の両端電圧Vcの影響を受けることを、ダイオードD0が防止する。

[0206] (c-2)第2の変形及び第3の変形:

デューティの基本設定と、デューティの第1修正とを混在させてもよい。具体的には単相交流電圧Vinの周期の1/4毎に、デューティの基本設定と、デューティの第1修正とを交互に採用することができる。これにより直流電圧Vdcは、上記周期を4等分する区間のうち、隣接しない一对の区間において変動し、他の一对の区間において一定となる。

[0207] 図22は位相 ωt が180度の整数倍を中心とした1/4周期においてデューティの基本設定を採用し、それ以外の1/4周期においてデューティの第1修正を採用（以下「第2の変形」と称す）した場合の直接型電力変換装置の動作を示すグラフである。図23は位相 ωt が180度の整数倍を中心とした1/4周期においてデューティの第1修正を採用し、それ以外の1/4周期においてデューティの基本設定を採用（以下「第3の変形」と称す）した場合の直接型電力変換装置の動作を示すグラフである。これらはいずれも電圧比 α に値1.17を採用したため、図17に示されたグラフと図18に示されたグラフとが1/4周期毎に交互に採用された波形を呈している。

これらのいずれにおいても電圧利用率 R は 0.913 であり、これはデューティの第1修正を採用した場合の電圧利用率 R の値 0.95 と、デューティの基本設定を採用した場合の電圧利用率 R の値 0.87 との間の値となる。

[0208] 第2の変形及び第3の変形のいずれも、直流電圧 V_{dc} が単相交流電圧 V_{in} の周期の $1/2$ を基本周期として変動すると見ることもできるし、直流電流 I_{dc} が上記周期の $1/2$ を基本周期として変動すると見ることもできる。デューティの第1修正を採用した場合の直流電圧 V_{dc} は、上記周期の $1/4$ を基本周期として変動するのであるから、その基本周期の2倍である $1/2$ 周期で変動すると見ることもできる。

[0209] 式(15)で示される様に、また図22及び図23のいずれにおいても波形で示されるように、入力電力 P_{dc} は一定値を採る場合が想定されている。このような場合、直流電圧 V_{dc} を上記周期の $1/N$ を基本周期として変動させる場合、制御部10には電源周波数の N 倍以上の電流制御帯域が要求される。よってデューティの第1設定を採用する場合と比較して、第2の変形及び第3の変形には、制御部10に要求される電流制御帯域を緩和する利点がある。

[0210] 特許文献4で示される様に、電力バッファ回路4の電力容量を低減するには、バッファリング電力 P_{buf} は交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ よりも小さくする制御が望まれる。換言すれば交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ がバッファリング電力 P_{buf} に対して大きい制御が望まれる。この場合、直流電流 I_{dc} は、整流電圧 V_{rec} が大きい期間において大きく、整流電圧 V_{rec} が小さい期間において小さいことが望まれる。よって第2の変形のように、位相 ωt が 180 度の整数倍を中心とした $1/4$ 周期においてデューティの基本設定を採用し、それ以外の $1/4$ 周期においてデューティの第1修正を採用することが望ましい。

[0211] このような直流電流 I_{dc} の振る舞いは、空気調和機の圧縮機を駆動するモータ（例えば磁石埋め込み型モータ）のように、トルク負荷が比較的の小さい誘導性負荷6を採用した場合に好適である。これは回転数を高めるため

にトルク電流が必要な領域において、インバータ 5 が出力可能な電圧を高めることにより、いわゆる弱め磁束領域で要求される電流位相の進相が抑制されるからである。これはデューティの基本設定を採用する場合や、第 3 の変形と比較して、回転速度の上限を高める観点で望ましい。

[0212] この発明は詳細に説明されたが、上記した説明は、すべての局面において、例示であって、この発明がそれに限定されるものではない。例示されていない無数の変形例が、この発明の範囲から外れることなく想定され得るものと解される。

請求の範囲

- [請求項1] 第1電源線（L H）及び第2電源線（L L）を含む直流リンク（7）と；
- 単相交流電圧（ V_{in} ）を入力して前記直流リンクに脈動電力（ P_{in} ）を出力するコンバータ（3）と；
- 前記直流リンクから電力を入力し、交流電流（ I_u , I_v , I_w ）を出力するインバータ（5）と；
- 前記直流リンクから充電電力（ P_I ）を入力し、前記直流リンクへと放電電力（ P_c ）を出力する電力バッファ回路（4）とを備え、
- 前記インバータ（5）に入力する入力電力（ P_{dc} ）は、前記直流リンク（7）から、前記脈動電力と前記放電電力との和から前記充電電力を引いた値（ $P_{in} + P_c - P_I$ ）を採り、
- 前記充電電力（ P_I ）は、前記脈動電力（ P_{in} ）の半分の値（ $P_{in}/2$ ）を採り、
- 前記放電電力（ P_c ）は、前記脈動電力の交流成分（ $P_{in}^{\wedge}$ ）に前記充電電力を加えた値（ $P_{in}^{\wedge} + P_I$ ）を採り、
- 前記コンバータ（3）は、前記単相交流電圧（ V_{in} ）を全波整流して得られる整流電圧（ V_{rec} ）を、前記第1電源線（L H）を前記第2電源線（L L）よりも高電位として前記直流リンク（7）に印加し、
- 前記電力バッファ回路（4）は、
- コンデンサ（C 4）と、前記第1電源線と前記第2電源線との間で前記コンデンサに対して前記第1電源線側で直列に接続されたスイッチ（S c, D 4 2）とを含む放電回路（4 a）と、
- 前記コンデンサを充電する充電回路（4 b）とを含み、
- 前記スイッチが導通するデューティである放電デューティ（d c）

は、前記単相交流電圧の波高値 (V_m) と前記単相交流電圧の位相の余弦値の二乗 ($\cos^2(\omega t)$) との積を前記コンデンサの両端電圧 (V_c) で除した値 ($(V_m/V_c) \cos^2(\omega t)$) を採り、

前記コンバータは整流デューティ (d_{rec}) で導通し、

前記整流電圧と前記整流デューティとの積 ($d_{rec} \cdot V_{rec}$) と、前記両端電圧と前記放電デューティとの積 ($d_c \cdot V_c$) との和たる直流電圧 (V_{dc}) は、前記単相交流電圧の周期の $1/2$ を周期として変動する、電力変換装置。

[請求項2] 前記整流デューティは、前記位相の正弦値の絶対値 ($|\sin(\omega t)|$) と、前記放電デューティ (d_c) を 1 から差し引いた値 ($1 - d_c$) のいずれか小さい方を採る、請求項 1 記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記整流デューティは、前記放電デューティ (d_c) を 1 から差し引いた値 ($1 - d_c$) を採る、請求項 1 記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記両端電圧 (V_c) の前記波高値 (V_m) に対する比 (V_c/V_m) は 1 以上 1.2 以下である、請求項 1～3 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記インバータ (5) は前記直流電圧 (V_{dc}) の最小値を上限として直流／交流変換を行う、請求項 1～3 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

[請求項6] 前記インバータ (5) は前記直流電圧 (V_{dc}) の最小値を上限として直流／交流変換を行う、請求項 4 記載の電力変換装置。

[請求項7] 前記直流電圧は、前記単相交流の前記周期の $1/4$ を基本周期として変動する、請求項 1～3 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

[請求項8] 前記直流電圧は、前記単相交流の前記周期の $1/4$ を基本周期として変動する、請求項 4 記載の電力変換装置。

[請求項9] 前記直流電圧は、前記単相交流の前記周期を 4 等分する区間のうち、隣接しない一対の区間において変動し、他の一対の区間において一定である、請求項 1～3 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

[請求項10] 前記直流電圧は、前記単相交流の前記周期を4等分する区間のうち、隣接しない一对の区間において変動し、他の一对の区間において一定である、請求項4記載の電力変換装置。