チョッパ・インバータ一体化型パワーコンディショナー

松井 景樹^a、大石 英司^a、河田恭孝^a、安林 幹翁^b、梅野 正義^b、内田 秀雄^b、長谷川 勝^b

^aみんな電力 株式会社-世田谷ものづくり学校、^b中部大学

1. まえがき

多くのインバータ (INV) は電圧を昇圧して使う用途が多く、初段に昇圧コンバータ (BC) を用いている。系統連系を行う太陽光発電や電気自動車などの交流モータの駆動用電源などがそれである。このように回路を2段構成として使用してパワーコンディショナー (PCS) と称している。これに伴う制御回路も増し高コスト化することは避けられない。

本研究は余分な回路を増設することなく、INV回路単体で昇圧機能を有する。2, 3の変形で検討を行った。

2. 回路方式と動作概要

2.1 ハーフブリッジ回路 Fig.1 に Half-bridge (HB) で構成された提案のPCSを示す。単相、三相フルブリッジ構成が実用的には有用であるが基本回路であるHB回路で説明する。通常BC回路を用いて昇圧した出力はINVの直流リンク電圧端子に接続される。しかし提案では、直流電源EはINVの枝路の midpoint に電流制限用のLを挟んで接続する。スイッチS₂にはV、L₀、R₀等交流負荷を駆動するための信号があらかじめ入力されており、これをそのまま利用する。この制御において例えば最も一般的な三角波-正弦波比較方式 (Natural sampling-NS) では平均の通電率 (一周期のオンの割合) が変調率に関わらず0.5となるためBCの理論より線間のINVの電圧は約2倍に昇圧される。従ってINVの両端には2Eが得られる。このようにS₂はBCの制御用スイッチの役割も兼任している。1台のINV単体で昇圧した直流電圧から交流電力を得る事ができる。

Fig. 1. Proposed PCS constructed by half bridge.

Power Conditioner Unified Chopper and Inverter,
 Keiju Matsui^a, Eiji Oishi^a, Yasutaka Kawata^a, Mikio
 Yasubayashi^b, Masayoshi Umeno^b, Hideo Uchida^b,
 Masaru Hasegawa^b, ^aMinna-denryoku Inc., ^bChubu University

INVのDC電圧 V_T を求める。通電率平均値を d とすると

$$V_T = E / (1 - d) \quad (1)$$

NS方式を想定すると変調率にかかわらず通電率の平均値は $d = 0.5$ であり $V_T = 2E$ となる。Lに加わる電圧 V_L はA点に加わる電圧 V_A と入力電圧との差電圧となる。 $V_A = V_o + E$ であるため V_L は次式で与えられる。

$$V_L = V_A - E = V_o \quad (2)$$

2.2 ハーフブリッジ回路の電圧アンバランス現象

HB構成では直列の出力キャパシタ電圧において上下で昇圧する電圧に若干の誤差が生じる。上下のループで若干動作回路が異なることに起因している。S₁がターンオフした時負荷のインダクタ成分に蓄積したエネルギーが下側のC₂に帰還するときに生じる。この時、入力電源より供給される電力が通電している負荷を通してC₂に注入される。このため下側C₂電圧はこの分わずかであるが上昇する。上側C₁キャパシタに対してはこれら一連の動作がない。負荷電流の振幅を I_o とすると負荷電流 $I_o \sin \theta$ に対しS₁オフ時C₂に帰還する電流 I_F はS₁の一周期のオフの割合をもとに計算される。NS変調を想定すると $\theta = 0$ 近辺では通電率 $\alpha = 0.5$ であり $\theta = \pi/2$ 近辺では変調率が通電率を与え α である。これよりS₂またはD₂が通電する期間 τ はNS変調では

$$\tau = 1/2 - \alpha/2 \cdot \sin \theta \quad (3)$$

となる。ただしS₁オフで引き継いだ電流は検討している該当の期間はS₂ではなくD₂を流れる手順となる。更には上述より、このD₂ではなく電源より流入する電流となる。C₂に流入する負荷電流に相当する分がこの期間電源より供給されこれがC₂を余分に充電する。この電流 i_F の値は $i_F = \tau \times I_o \sin \theta$

$$= I_o / 2 (\sin \theta - \alpha \sin^2 \theta) \quad (4)$$

一周期について積分し平均値 I_F を求めると

$$I_F = I_o (1 / \pi - \alpha / 4) \quad (5)$$

Fig. 2. Compensation circuit for voltage balance.

となる。例えば $\alpha=1$ に対してこれを計算すると $I_F=I_o \times 0.068$ となり I_o に対して数%程度であり、平均電流 $I_o \times 2/\pi$ に対しては $I_F=0.107$ となる。相対値は小さいが上下キャパシタ電圧は若干非対称となる。

2.2 電解コンデンサ追加によるアンバランス補正

Fig. 2に電解コンデンサ C_3 を用いた電圧補償回路を示す。目的は C_1 と C_2 の等電圧補正を行うことにある。 L_1 と L_3 は磁気結合しており、 S_2 オンの時 C_3 は充電し S_2 オフの時 C_3 は放電する。この S_2 オフの時 C_2 の上述の追加充電と同様の動作が行われる。 C_3 および L_3 の放電で C_1 キャパシタにおいて C_2 と同様の追加充電が行われるため C_1 と C_2 の電圧は等電圧に充電される。

Fig. 3は動作波形を示している。Fig. 3(a) は Fig. 1の動作波形である。最上部にはNS変調を示すべく模式的に低周波キャリアで示している。負荷電流波形はほぼ目標の正弦波が得られている。キャパシタ電流波形 i_{C1} と i_{C2} を比較すると i_{C1} 電流はチョップパ電流とインバータ電流の和電流が流れるが i_{C2} 電流はチョップパ電流とインバータ電流が交互に流れ両者の包絡線で示されている。

Fig. 3(b) は Fig. 2で示したアンバランスを補正する回路を用いている。 V_{C1} と V_{C2} がほぼ等しくなる場合である。補正回路を追加したことにより上側キャパシタ電流波形 i_{C1} と下側キャパシタ電流波形 i_{C2} を比較すると補正回路の働きでほぼ類似の波形が出力されていることが分かる。Fig. 3(c)は直流電源への回生動作を示す波形である。Fig. 3(a)と同じ条件で直流電源に回生する動作を示している。

3. まとめ

Lソースインバータと称し自身で昇圧できるインバータ回路を提案した。Cのアンバランス補償は C_2/C_1 を数%程度ずらす方法または、Fig. 1において新たにキャパシタ C_3 をEに直列に設け $C_3 + E$ として $C_1 + C_2$ に対峙して接続することで補償する方法などがある。

Full-bridgeの単相および三相回路の場合、直流入力端子はそれぞれLを挟んで枝路の midpoint に多端子接続することもできる。意識せず双方向運転ができる。

文献

- (1) R. O. Caceres and Barbi, "A boost DC-AC converter: analysis, design and experimentation," *Trans. On Power Electronics*, vol. 14, pp. 134-141, 1999
- (2) Minsoo Jang and Vassilios G. Agelidis; "A minimum power processing stage fuel-cell energy system based on a boost-inverter with a bidirectional backup battery storage", *Trans. On Power Electronics*, vol. 26, pp. 1568-1577, 2011
- (3) Minsoo Jang, Takyun Kim, Vassilios G. Agelidis;

Fig. 3. Waveforms; at powering state(a), at compensation state (b), regenerative state (c).

- (4) P. Sanchis, A. Ursaea, F. Gubia and L. Marroyo; "Boost DC-AC inverter: a new control strategy", *Trans. On Power Electronics*, vol. 20, pp. 343-353, 2005
- (5) 仁野新一: "チョップパ型インバータ回路", 特開 2006-174653 (2006-6)