スコット結線変圧器を用いた多重電力変換法の基礎的検討

正員 林 和彦 (名城大)
 正員 鈴木 隆 (名城大, 現在は東京電力)
 正員 長縄廣司 (名城大)

A Novel Power Conversion Method for Multiple Inverter System
 using Scott Connected Transformers

Kazuhiko Hayashi, Member(Meijo University), Takashi Suzumura, Member(Tokyo Electric Power Co.)
 Hiroshi Naganawa, Member(Meijo University)

In this paper a novel three phase power conversion system with four units of voltage type single phase inverters, a cycloconverter and Scott connected transformers is proposed for harmonic reduction.

The basic operation is described for the conversion system. Turn ratios of the transformers that minimize the total distortion factor of line-to-line voltages, capacity of the transformers and current capacity required for the switching devices are discussed in detail. The total distortion factor of the line-to-line voltages is greatly reduced.

The effectiveness of the proposed conversion system is confirmed by experimental results of inverting, rectifying and reactive power compensating operation.

キーワード: 多重化, インバータ, コンバータ, 無効電力補償, スコット結線変圧器

1. まえがき

インバータまたはコンバータにおける波形改善法としては、従来からPWM法、多重化法などが提案され、応用されている⁽¹⁾。前者は小容量器を中心に多用されている。後者は主にSVCなどの大容量器に適用されている⁽²⁾。多重化法では重数を増すほどその交流側電圧波形のステップ数が増し、波形ひずみが小さくなるが、UPSなどの低電圧用に適用する場合には主回路および移相用変圧器の構成が複雑になり、高価になる。このため、UPS用などには2重化または3重化方式が一般に用いられているが⁽³⁾、波形改善の程度は十分とはいえない。

近年、高い波形改善効果が得られる方式として、電源分割方式による二重接続電圧形インバータや⁽⁴⁾、直流電圧を二分したその中点と交流側との間に、別の変換器で発生した適切な波形の電圧をスイッチを介して加え、交流側電圧波形を正弦波状に合成するインバータ⁽⁵⁾、コンバータ⁽⁶⁾方式などが提案されている。また、正弦波を適当ないくつかの合同な波形に分解し、そのうちの位相が異なる2種類の波形を2組の共振形インバータで発生させ、これらを2組の低周波インバータで合成する方法により、良好な正弦波出力が得られることが報告されている⁽⁷⁾。

筆者らは直並列補償形3相UPSを検討している⁽⁸⁾。これは常時商用給電方式⁽⁹⁾の一種で、単相用ではパラレルブローセンシング方式と呼ばれている。現在、中、大容量UPS

は、12パルス整流器、蓄電池、多重インバータなどから構成されている⁽³⁾。電力変換が $AC \leftrightarrow DC \leftrightarrow AC$ の2段階になり、両AC側に変圧器が必要である。これを改善して、UPSの高効率化、小型化を達成しようとする方式である。この方式の並列補償装置は系統と並列接続し、停電時にインバータとして動作させる。従って、系統との連系用インダクタンスをできるだけ小さくして、過渡応答特性を良くするために、その交流側電圧波形を低ひずみ化する必要がある。筆者らはこの方式の並列補償装置としてスコット結線変圧器を用いた絶縁形3相多重電力変換器⁽¹⁰⁾[以下ではSCT(Scott Connected transformer)形電力変換器]を用いることを検討している。この電力変換法は文献(5),(6),(7)の方式と同様な考え方に基づくものであるが、文献(5),(6)ではT座側電圧のみを多重化の対象にしているのに対し、本方式ではM座側とT座側電圧の両者を変圧器巻線で多重化し、サイクロコンバータで波形を合成する点が異なっている。これにより、交流側および直流側における電圧、電流波形のひずみを著しく低減できる。

本文ではまず、SCT形電力変換器の原理を述べる。次に交流側線間電圧波形をマルチレベル化する場合の動作波形、そのひずみ率を最小にする変圧器の最適な巻数比、交流側線間電圧波形の高調波特性とひずみ率、変圧器容量やスイッチングデバイスの電流容量などを検討する。また、インバータ動作、整流器動作、無効電力補償動作などに關する基礎的な実験結果を報告する。

図1. SCT形電力変換器の原理図

Fig.1 Basic configuration of the SCT type inverter

2. SCT形電力変換器の動作原理

< 2. 1 > インバータ動作 インバータ動作時におけるSCT形電力変換器の原理図を図1に示す。この場合の各部の動作波形を図2に示す。理想変換器MとTとは直流電圧 \$V_d\$ から任意波形の交流電圧 \$e_M = m_M V_d\$ と \$e_T = m_T V_d\$ とに変換できる理想的な電圧形変換器とする。\$m_M\$ と \$m_T\$ とは理想的な場合の電圧変換関数を表す。理想変圧器MとTとの2次巻線をスコット結線し、3相サイクロコンバータを経て負荷に接続する構成で、理想変圧器Mの2次巻線は2巻線必要である。ここでは簡単のため、理想変圧器MとTとの巻数比は1として考える。この場合にはこれらの2次巻線電圧は \$e'_M = e_M\$、\$e'_T = e_T\$ となる。ここで、各電圧の正極性は図1の矢印方向とする。

いま、図2(a),(b)に示すような \$m_M\$ と \$m_T\$ とを発生できたとする。\$m_M\$ は最大値が \$G\$ の対称な3相交流を図2(a)のタイミングで \$1/6\$ 周期毎に切り取り、それらをつなげて得られる波形に相当する。\$m_T\$ は最大値が \$\sqrt{3}G\$ で、\$m_M\$ の場合より \$30^\circ\$ 位相が遅れた対称な3相交流波形を \$m_M\$ の場合と同じタイミングで切り取り、それらをつなげて得られる波形に等しい。ここで、\$0 < G \leq 1\$ である。また、図2(c)に示す3種類のスイッチング関数 \$S_{UV}(\theta)\$, \$S_{VW}(\theta)\$, \$S_{WU}(\theta)\$ を定義する。これらの間には次式の関係がある。

$$S_{UV}(\theta) + S_{VW}(\theta) + S_{WU}(\theta) = 1 \quad \text{----- (1)}$$

サイクロコンバータ部の各スイッチ \$U_x, V_x, W_x\$ ーなどのスイッチング関数を \$U_x(\theta), V_x(\theta), W_x(\theta)\$ ーなどのように表す。各スイッチを(2)式のスイッチング関数で動作させると、サイクロコンバータの出力線間電圧 \$e_{UV}, e_{VW}, e_{WU}\$ は(3)式になる。

$$\begin{bmatrix} U_x(\theta) \\ V_x(\theta) \\ W_x(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_y(\theta) \\ W_y(\theta) \\ U_z(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{UV}(\theta) \\ S_{VW}(\theta) \\ S_{WU}(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{----- (2)}$$

$$\begin{bmatrix} e_{UV} \\ e_{VW} \\ e_{WU} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{UV}(\theta) & S_{VW}(\theta) & S_{WU}(\theta) \\ S_{VW}(\theta) & S_{WU}(\theta) & S_{UV}(\theta) \\ S_{WU}(\theta) & S_{UV}(\theta) & S_{VW}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2e'_M \\ -(e'_M - e'_T) \\ -(e'_M + e'_T) \end{bmatrix}$$

図2. 各部の動作波形

Fig.2 Theoretical waveforms of the ideal SCT type inverter

$$= [S] \begin{bmatrix} 2e'_M \\ -(e'_M - e'_T) \\ -(e'_M + e'_T) \end{bmatrix} \quad \text{----- (3)}$$

ここで、\$[S]\$ はスイッチング行列を表す。出力線間に実効値が \$E = \sqrt{2}GV_d\$ の対称な純正弦波の3相電圧が得られる \$m_M, m_T\$ の周波数および \$G\$ を可変にすれば、出力を可変周

波数, 可変電圧にすることができる。

電流の正方向を図1の矢印方向にとると, 力率が $\cos \phi$ 遅れの負荷には図2(d)に示すような純正弦波の電流 i_U, i_V, i_W が流れる。この場合の理想変圧器2次電流 i_X, i_Y, i_Z および理想変圧器Mの1次電流 $i_{1M} = i_X - i_Y$ を同図に示す。これらの電流の基本波周波数は出力周波数の3倍である。直流電流 i_d は理想変換器Mの入力電流 i_{dM} とTの入力電流 i_{dT} との和で, $V_d i_{dM} = e_M i_{1M}, V_d i_{dT} = e_T i_{1T}$ の関係から次式が成立する。ここで, i_{1T} は理想変圧器Tの1次電流である。

$$i_d = (i_X - i_Y) m_M + i_Z m_T \quad (4)$$

i_U, i_V, i_W の実効値を I とし, 位相角 $\theta = 0$ を図2(a)に示す位相にとると, 例えば期間1では,

$$i_X - i_Y = i_U - i_V = \sqrt{6}I \cos(\theta - \phi)$$

$$i_Z = i_W = -\sqrt{2}I \sin(\theta - \phi)$$

となるので, i_d は(5)式の値の純直流になる。他の期間も同様である。

$$i_d = \sqrt{6}IG \cos \phi \quad (5)$$

<2. 2>整流器動作 図1において負荷の代わりに相電圧が e_U, e_V, e_W の対称な3相電源(線間電圧実効値: E)へ, 直流電源の代わりに負荷抵抗 R へ接続する場合を考える。(3)式において $[S]^{-1} = [S]$ となるので, (6)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} 2e'_M \\ -(e'_M - e'_T) \\ -(e'_M + e'_T) \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} e_{UV} \\ e_{VW} \\ e_{WU} \end{bmatrix} \quad (6)$$

この式から e'_M と e'_T とが定まり, 次式の関係が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} 2e'_M \\ \frac{2}{3}e'_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{UV} & e_{1W} & e_{WU} \\ e_W & e_U & e_V \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{UV}(\theta) \\ S_{VW}(\theta) \\ S_{WU}(\theta) \end{bmatrix} \quad (7)$$

図2(a),(b)に示す m_M, m_T の場合には,

$$e_M / m_M = e_T / m_T = Ri_d = V_d = E / (\sqrt{2}G)$$

となるので, 定常状態では V_d と i_d とは純直流になる。また, 電源力率が1で, $I = E / (2\sqrt{3}RG^2)$ の純正弦波の電流が3相

電源に流れる。 G を制御すれば, $E / \sqrt{2}$ 以上の領域で V_d を制御することができる。

3. SCT形電力変換器の構成と動作波形

<3. 1>主回路構成とスイッチング法 インバータ動作時の主回路構成を図3に示す。誘導性負荷では $L_c = 0$ とすることができる。整流器動作時には, 負荷の代わりに3相電源へ, 直流電源の代わりに直流負荷へ接続変更した構成になる。M座電圧とT座電圧とを理想波形に近ずけるために, M座用に J 台の単相電圧形インバータと変圧器とを, T座用に K 台の単相電圧形インバータと変圧器とを用いて多重化している。M座用変圧器の2次巻線は2巻線ずつ設け, T座の上下に1から J までの巻線を直列接続してある。同様に1から K までのT座の2次巻線も直列接続する。変圧器 J の1次電圧を e_{JM} , 2次電圧を e'_{JM} のように表す。T座用変圧器も同様である。また, 各変圧器の巻数比を $e_{JM} / e'_{JM} = a_{JM}, e_{KT} / e'_{KT} = a_{KT}$ とする。変圧器 JM の1次電流を i_{JM} , その実効値を I_{JM} , 変圧器 KT の1次電流を i_{KT} , その実効値を I_{KT} とする。図3に示すようにM座2次電流を i_X, i_Y , T座2次電流を i_Z とし, それぞれの実効値を I_X, I_Y, I_Z とする。

インバータ1M, 2M, ..., JM およびインバータ1T, 2T, ..., KT のスイッチング関数をそれぞれ $M_1(\theta), M_2(\theta), \dots, M_J(\theta)$ および $T_1(\theta), T_2(\theta), \dots, T_K(\theta)$ とする。ここでスイッチング関数は, 例えば $M_1(\theta)V_d = e_{1M}$ となるような1, 0, -1の値をとるパルス列として定義している。理想変圧器を仮定し, 各スイッチングデバイスの損失を無視すると, (8)~(10)式が成り立つ。

$$\begin{aligned} e'_{1M} + e'_{2M} + \dots + e'_{JM} &= \\ [M_1(\theta)/a_{1M} + M_2(\theta)/a_{2M} + \dots + M_J(\theta)/a_{JM}] V_d &= m'_M V_d \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} e'_{1T} + e'_{2T} + \dots + e'_{KT} &= \\ [T_1(\theta)/a_{1T} + T_2(\theta)/a_{2T} + \dots + T_K(\theta)/a_{KT}] V_d &= m'_T V_d \end{aligned} \quad (9)$$

図3. SCT形多重電力変換器の構成

Fig.3 Circuit configuration of the SCT type multiple inverter system

$i_d = (i_x - i_y)m'_M + i_z m'_T$ ----- (10)
 m'_M が m_M および m'_T が m_T と相似な波形に近づくほど U, V, W 間電圧波形は純正弦波に、 i_d は純直流に近づく。

$J+K$ 個の単相電圧形インバータのスイッチング法には各種の方法が考えられるがその基本形は次の3種類になる。

(1) $J+K$ 個のすべてのインバータの交流側電圧波形がある一定のパルスパターンになるようにスイッチングする方法

インバータ動作時に U, V, W 間電圧の大きさを可変にするにはチョッパなどで V_d を制御する必要がある。整流器動作では電源電圧と U, V, W 間電圧との間の位相差を制御（以下では位相制御）して V_d を可変にすることもできる。位相制御法は無効電力補償にも応用されている (11)。

(2) $J+K$ 個のすべてのインバータを PWM 制御する方法

$1/a_{1M} + 1/a_{2M} + \dots + 1/a_{JM} = G_m$ とおくと、インバータ運転時には変調率の制御により、 U, V, W 間電圧実効値を最大 $E = \sqrt{2}G_m V_d$ の値まで広範囲に制御できる。また、整流器運転時には V_d の値を $E/(\sqrt{2}G_m)$ 以上の領域で電源効率を 1 に保ちながら制御可能である。

(3) $J+K$ 個のインバータのうち、ある特定のインバータは一定のパルスパターンでスイッチングし、残りのインバータを PWM 制御する方法 (12)

インバータ運転、整流器運転ともに電圧制御可能な範囲は (2) の方法に比べて狭くなる。電力用アクティブフィルタなどに適用できる方法と考えられる。

本文では (1) の方法による場合の基礎特性を検討する。

(2), (3) の方法の PWM 制御法、制御特性などは別の機会に報告する。

< 3. 2 > 動作波形 U, V, W 間電圧の波形を考察する。インバータ動作、整流器動作ともに同様な波形が現れる。

図4. 各変圧器の2次電圧および
 UV 間電圧波形 ($J=1, K=1$)

Fig.4 Theoretical waveforms ($J=1, K=1$)

ここでは UV 間電圧 e_{UV} で線間電圧を代表させる。

(a) $J=1, K=1$ の場合 M 座変圧器の2次側に図4(b), T 座変圧器の2次側に図4(c)のような電圧を発生させる。図4(a)のような半周期で4レベルの線間電圧波形が得られる。 $a_{1M}/a_{1T} = k_0$ とする。 k_0 の値によってこの波形は変化する。

(b) $J=2, K=2$ の場合 変圧器1M, 1Tの2次側には $J=1, K=1$ の場合と同じ波形の電圧 e'_{1M}, e'_{1T} [図5(b),(d)を参照] を、変圧器2M, 2Tの2次側にはそれぞれ図5(c),(e)のような電圧 e'_{2M}, e'_{2T} を発生させる。ここで、 $\delta = 20/3$ [deg] ($\pi/27$) である。この場合には $e'_{1M} + e'_{2M}$ および $e'_{1T} + e'_{2T}$ の波形はそれぞれ図5(f),(g)のようになり、図5(a)のような半周期で12レベルの線間電圧波形が得られる。 $a_{1M}/a_{2M} = k_1, a_{1M}/a_{1T} = k_2, a_{1M}/a_{2T} = k_3$ とする。 k_1, k_2, k_3 の値によって図5(a)の波形は変化する。

図5. 各変圧器の2次電圧および
 UV 間電圧波形 ($J=2, K=2$)

Fig.5 Theoretical waveforms ($J=2, K=2$)

(c) $J=3, K=3$ の場合 詳細は省くが、この場合には e_{UV} の波形を半周期で 36 レベルにすることができる。他の J, K の組み合わせも可能であるが本文では略す。

4. 変圧器の最適な巻数比と線間電圧の高調波含有特性

< 4. 1 > $J=1, K=1$ の場合 図 4 (a) の線間電圧 e_{UV} をフーリエ級数に展開すると、

$$e_{UV} = \sum_{n=1,5,7,\dots} \frac{4V_d}{n\pi a_{1M}} \cos \frac{n\pi}{6} \left[2 \left(1 - k_0 + k_0 \cos \frac{n\pi}{9} \right) \sin \frac{n\pi}{3} + k_0 \sin \frac{n\pi}{9} \right] \cos n\theta \quad (11)$$

e_{UV} の実効値 E_{UV} を求めると、

$$E_{UV} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} e_{UV}^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2V_d^2}{a_{1M}^2} \left(1 + \frac{2k_0^2}{9} \right)} \quad (12)$$

e_{UV} の基本波実効値 E_1 は(13)式のようにになる。

$$E_1 = \frac{\sqrt{6}V_d}{\pi a_{1M}} (\sqrt{3} - \alpha k_0) \quad (13)$$

ただし、 $\alpha = \sqrt{3}(1 - \cos \pi/9) - \sin \pi/9$

この電圧のひずみ率 h は、

$$h = \sqrt{\frac{\pi^2(9 + 2k_0^2)}{27(\sqrt{3} - \alpha k_0)^2}} - 1 \quad (14)$$

(14)式を k_0 で微分して 0 とおき、 h が最小になる k_0 を求めると、 $k_0=0.6172$ となる。 e_{UV} のひずみ率の最小値は $h=0.105$ となる。このとき、 $E_1=1.465V_d/a_{1M}$ になる。表 1 にこの場合の高調波含有特性の計算結果を示す。低次の高調波成分を含むが、従来の 3 重化の場合のひずみ率 0.101 と比べて、ほぼ同等の波形が得られる。

< 4. 2 > $J=2, K=2$ の場合 インバータ 1 M, 2 M, 1 T, 2 T を 1 台ずつ単独運転する場合のそれぞれの U V 間電圧をフーリエ級数展開する。図 5 (a) の線間電圧 e_{UV} のフーリエ級数展開式は、重ね合わせの定理からこれら 4 つの式の和に等しい。この計算結果は(15)式になる。

$$e_{UV} = \sum_{n=1,5,7,\dots} [A_{1Mn} + A_{2Mn} + A_{1Tn} + A_{2Tn}] \cos n\theta \quad (15)$$

ここで、

$$A_{1Mn} = \frac{4V_d}{n\pi a_{1M}} \left(\sin \frac{n\pi}{2} + \sin \frac{n\pi}{6} \right)$$

$$A_{2Mn} = \frac{4V_d}{n\pi a_{1M}} k_1 \left(2 \sin \frac{5n\pi}{54} + 2 \sin \frac{7n\pi}{54} - \sin \frac{n\pi}{6} \right.$$

$$\left. - \sin \frac{11n\pi}{54} - \sin \frac{13n\pi}{54} + \sin \frac{23n\pi}{54} + \sin \frac{25n\pi}{54} - \sin \frac{n\pi}{2} \right)$$

$$A_{1Tn} = \frac{4V_d}{n\pi a_{1M}} k_2 \left(\sin \frac{5n\pi}{18} - \sin \frac{n\pi}{6} - \sin \frac{n\pi}{2} + \sin \frac{7n\pi}{18} \right)$$

$$A_{2Tn} = \frac{4V_d}{n\pi a_{1M}} k_3 \left(\sin \frac{11n\pi}{54} - \sin \frac{n\pi}{6} - 2 \sin \frac{5n\pi}{18} + \sin \frac{13n\pi}{54} \right.$$

$$\left. + \sin \frac{17n\pi}{54} - 2 \sin \frac{7n\pi}{18} + \sin \frac{19n\pi}{54} + \sin \frac{23n\pi}{54} \right.$$

$$\left. - \sin \frac{n\pi}{2} + \sin \frac{25n\pi}{54} \right)$$

e_{UV} の実効値 E_{UV} は(16)式となる。

$$E_{UV} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} e_{UV}^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2V_d^2}{9a_{1M}^2} (9 + 7k_1^2 + 6k_1 + 2k_2^2 + 2k_3^2)} \quad (16)$$

また、 e_{UV} の基本波実効値は(17)式になる。

$$E_1 = \frac{\sqrt{6}V_d}{\pi a_{1M}} (\sqrt{3} + \gamma k_1 + \alpha k_2 + \beta k_3) \quad (17)$$

ここで、 α, β, γ はそれぞれ e_{UV} の基本波成分を k_2, k_3, k_1 について整理したときの k_2, k_3, k_1 の係数で、 $\alpha=0.2376, \beta=0.0777, \gamma=0.6335$ になる。(16), (17)式より e_{UV} のひずみ率は(18)式になる。

$$h = \sqrt{\frac{\pi^2(9 + 2k_2^2 + 2k_3^2 + 7k_1^2 + 6k_1)}{27(\sqrt{3} + \gamma k_1 + \alpha k_2 + \beta k_3)^2}} - 1 \quad (18)$$

(18)式を k_1, k_2, k_3 で偏微分して 0 とおき、ひずみ率が最小となるときの k_1, k_2, k_3 を求めると、

表 1. 各方式の高調波含有特性
Table 1. Harmonic contents and distortion factors

高調波 次数	高調波含有率 [%]		
	J=1, K=1	J=2, K=2	9 重化
5	1.39	0.07	0
7	1.83	0.41	0
11	1.16	0.28	0
13	0.54	0.50	0
17	5.88	0.25	0
19	5.26	0.14	0
23	0.30	0.20	0
25	0.51	0.12	0
29	0.44	0.10	0
31	0.23	0.15	0
35	2.86	0.07	0
37	2.70	0.13	0
41	0.17	0.16	0
43	0.30	0.07	0
47	0.27	0.06	0
49	0.14	0.01	0
53	1.89	1.89	1.89
55	1.82	1.82	1.82
ひずみ率	10.5 [%]	3.47 [%]	3.36 [%]

$$k_1 = \frac{54\gamma}{49\sqrt{3}-21\gamma} - \frac{3}{7} = 0.0495$$

$$k_2 = \frac{27\alpha}{7\sqrt{3}-3\gamma} = 0.6274$$

$$k_3 = \frac{27\beta}{7\sqrt{3}-3\gamma} = 0.2053$$

これらの値からひずみ率の最小値を計算すると、 $h = 0.0347$ となる。このとき、 $E_1 = 1.504V_d / a_{1M}$ になる。ちなみに、従来の9重化インバータの出力線間電圧波形ひずみ率は0.0336である。本方式と9重化の場合の高調波含有特性を表1に示す。本方式の方が0.11 [%] ひずみ率が高いが、ほぼ同等の波形が得られる。

$J=3, K=3$ の場合のUV間線間電圧波形は27重化相当の波形になるが、単相電圧形インバータと変圧器の増加に対するひずみ率低減の効果を考えると、実用的には $J=2, K=2$ の構成が適当と考えられる。

5. 変圧器容量および各デバイスの電流容量($J=2, K=2$)

< 5. 1 > 変圧器容量 $J=2, K=2$ の場合を検討する。インダクタンス L_c の効果により、実効値が I の対称な純正弦波の電流 i_u, i_v, i_w が流れたとすると、各変圧器の1次、2次巻線に流れる電流の実効値は次式のようなになる(図2参照)。

$$I_X = I \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos(2\phi + \pi/3)} \quad \text{----- (19)}$$

$$I_Y = I \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos(2\phi - \pi/3)} \quad \text{----- (20)}$$

$$I_Z = I \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\phi} \quad \text{----- (21)}$$

$$a_{1M} I_{1M} = \sqrt{3} I \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\phi} \quad \text{----- (22)}$$

$$a_{1M} I_{2M} = k_1 I_{1M} \quad a_{1M} I_{1T} = k_2 I_Z \quad a_{1M} I_{2T} = k_3 I_Z \quad \text{----- (23)}$$

変圧器の各巻線電流は負荷力率によって変化する。そのため、変圧器の巻線容量は負荷力率(整流器動作では電源力率)に依存する。図6に(19)~(23)式から計算した力率角 ϕ に対する各変圧器の1次、2次巻線電流の実効値の特性を示す。装置の小型、軽量化には変圧器容量が大きく関係する。そこで、力率が0 [%], 100 [%] および80 [%] 遅れから100 [%] の間で変動する場合の3種類について各変圧器容量を算出した結果を表2に示す(X, Y, Z 側の基本波周波数は U, V, W 側のその3倍で両者の周波数は異なっていない)。

図6. 力率角に対する各変圧器巻線電流の特性

Fig.6 RMS value characteristics of the transformer currents

表2 各変圧器の容量

Table 2. Capacity of Scott connected transformers

変圧器		負荷力率または電源力率 [%]		
		100	0	80~100
1 M	1 次側	1.556E ₁ I	0.479E ₁ I	1.556E ₁ I
	2 次側	1.581E ₁ I	1.018E ₁ I	1.690E ₁ I
2 M	1 次側	0.068E ₁ I	0.021E ₁ I	0.068E ₁ I
	2 次側	0.069E ₁ I	0.044E ₁ I	0.074E ₁ I
1 T	1 次側	0.142E ₁ I	0.461E ₁ I	0.299E ₁ I
	2 次側	0.142E ₁ I	0.461E ₁ I	0.299E ₁ I
2 T	1 次側	0.046E ₁ I	0.151E ₁ I	0.098E ₁ I
	2 次側	0.046E ₁ I	0.151E ₁ I	0.098E ₁ I
合計容量	1 次側	1.812E ₁ I	1.112E ₁ I	2.021E ₁ I
	2 次側	1.838E ₁ I	1.674E ₁ I	2.161E ₁ I
1 次、2 次の平均容量		1.825E ₁ I	1.393E ₁ I	2.091E ₁ I
3 重化に対する容量比 [%]	1 次側	99.9	61.2	111.5
	2 次側	92.8	84.5	109.1
	平均容量	96.2	73.4	110.2

るが、ここでは単純に、[電圧実効値] × [電流実効値] から計算した。なお、変圧器1Mと2Mの2次巻線容量は2巻線分の合計である)。ここで、 E_1 は U, V, W 側各線間電圧の基本波実効値を表す。

従来の3重化インバータの場合の1次巻線合計容量は $1.814E_1 I$ 、2次巻線合計容量は $1.980E_1 I$ 、その平均容量は $1.897E_1 I$ で、参考のためにこれとの容量比を併せて示した。9重化の場合の容量は3重化の場合とほとんど同じ値

表 3. 各デバイスの電流ピーク値

Table 3. Peak values of switching device currents

		負荷力率または電源力率 [%]		
		0	100	80~100
サイクロ コンバータ 各デバイス	U_X, V_X, W_X	$1.225I$	$1.414I$	$1.414I$
	U_Y, V_Y, W_Y	$1.225I$	$1.414I$	$1.414I$
	U_Z, V_Z, W_Z	$1.414I$	$0.707I$	$1.301I$
	全ピーク容量	$32.5 E_1 I$	$29.7 E_1 I$	$34.7 E_1 I$
インバータ 各デバイス	Inv. 1M	$1.225I/a_{1M}$	$2.449I/a_{1M}$	$2.449I/a_{1M}$
	Inv. 2M	$0.061I/a_{1M}$	$0.121I/a_{1M}$	$0.121I/a_{1M}$
	Inv. 1T	$0.887I/a_{1M}$	$0.443I/a_{1M}$	$0.816I/a_{1M}$
	Inv. 2T	$0.290I/a_{1M}$	$0.145I/a_{1M}$	$0.267I/a_{1M}$
	全ピーク容量	$6.55 E_1 I$	$8.40 E_1 I$	$9.72 E_1 I$

全ピーク容量=(各デバイスのピーク電流の総和)×(電圧ピーク値)

である。なお、従来の多重インバータでは変圧器容量は負荷力率には依存しない。

負荷力率が 0 [%] の場合（無効電力補償などの用途）では、従来の 3 重化方式に比較して変圧器容量が約 26 [%] 少なくすむ。逆に力率が 80 [%] 遅れから 100 [%] の間で変動する負荷に対しては、3 重化の場合に比べて変圧器容量が約 10 [%] 大きくなる。

< 5. 2 > 各デバイスの電流容量 $J=2, K=2$ の場合を考察する。表 3 に負荷力率（電源力率）が 0 [%], 100 [%], 80 [%] 遅れ~100 [%] の各場合において各デバイスに流れる電流ピーク値の計算結果を示す。全ピーク容量=(各デバイスのピーク電流の総和)×(電圧ピーク値)を定義し、同表に併せて示した。なお、2 次側が 1 巻線の変圧器の巻数比を a とすると、3 重化の場合の 1 デバイスに流れる電流のピーク値は $\sqrt{6}I/a$ で、全ピーク容量は $10.88E_1I$ となる。サイクロコンバータの各スイッチは 2 素子で構成されるため、全ピーク容量で比較すると、3 重化の場合の約 3 倍の容量が必要になる。さらに、インバータ部の容量が必要で、SCT 形では電力変換器が大型になる欠点がある。しかし、現在用いられている UPS においても、整流器部とインバータ部が必要で、処理電力の 2 倍以上の設備が必要である。直並列補償形 UPS における並列補償装置は、常時には無効電力と蓄電池への充電電力のみを処理すればよい⁽⁸⁾。そこで、停電時に過負荷の状態で運転が行われるように変圧器を設計すれば、変圧器を小型化可能である。

SCT 形電力変換法では、サイクロコンバータの各スイッチおよびインバータ 1 M, 1 T の各デバイスは低周波でスイッチングさせるので、大容量の装置では GTO を用いることができる。これに対してインバータ 2 M と 2 T 用デバイスの電流容量は、1 M, 1 T のそれに比べて小容量ですむので、これに IGBT などの高速スイッチングデバイスを用い、高周波で PWM 制御して、システムの応答を高速化できる。従って、電力用アクティブフィルタへの応用も可能である。

6. 実験結果及び考察

< 6. 1 > スパイク電圧抑制回路

$a_{1M}=1, k_1=0.0495, k_2=0.627, k_3=0.205$ とし、 $J=2, K=2$ の場合の装置を試作した。インバータ 1 M, 2 M, 1 T, 2 T 用のデバイスには IGBT を用い、デッドタイムを $5 [\mu s]$ とした。サイクロコンバータ用スイッチにはパワートランジスタを用い、図 7 の構成とした。そのデッドタイムは $25 [\mu s]$ とした。これらのスイッチが切り換る時にデッドタイムに起因する過電圧が L_C に発生するのを防止するため、 $R_d=10 [\Omega]$ の抵抗と、 $C_d=8 [\mu F]$ のコンデンサとを直列接続したものを図 8 のように Δ 接続した。デッドタイム期間中の L_C のエネルギー処理は、 $R_d=0$ で行うのが望ましいが、デッドタイム後、T 座の 2 巻線分のもれインダクタンス $\ell_T=279 [\mu H]$ と C_d との間で共振を生じる。そこで、この実験では、この共振回路の減衰定数が $(R_d/2)\sqrt{C_d/\ell_T} \approx 0.85$ となるように設定して行った。

この報告では i_U, i_V, i_W および i_X, i_Y, i_Z の正方向を図 3 の矢印方向としている。従って、 $-90^\circ < \phi < 90^\circ$ の領域でインバータ動作、 $90^\circ \leq \phi \leq 270^\circ$ の領域で整流器動作となる。 ϕ を 90° 近傍（L 動作）または 270° 近傍（C 動作）で位相制御することにより、無効電力補償を行える。

図 2 に示したように i_X, i_Y, i_Z は U, V, W 側波形の 1/6 周期毎に不連続に変化する。実際の変圧器では漏れインダクタンスがあるため、各電流の変化率の高いところでスパイク状の電圧が発生する。そこで、図 8 に示すスパイク電圧抑制回路を設けた。スイッチングデバイス $S_X^+, S_Y^+, S_Z^+, -$ などにはパワートランジスタを用いた。

各デバイスへの信号を図 9 に示す。ダイオード、 S_X^+, S_Y^- および S_X^-, S_Y^+ により e'_{1M} の過電圧を電解コンデンサ C_{S1} または C_{S2} ($470 [\mu F]$) の電圧にクランプする。 e'_{2M} の過電圧抑制には、図 8 には示していないが、 e'_{2M} 値が小さいので、ダイオードブリッジ整流回路とその直流側に $100 [\mu F]$ と $10 [\Omega]$ の抵抗とを並列接続した回路とから成るクランプ回路を設けた。

T 座電圧 $e'_{1T} + e'_{2T}$ の振幅の最大値 ($V_d/a_{1T} + V_d/a_{2T}$) と (C_{S1} または C_{S2} の電圧) とは等しくなく、両者の間に電圧差がある。そこで、T 座用スパイク電圧抑制回路には S_Z^+ と S_Z^- および電解コンデンサ C_{Z1} と C_{Z2} ($100 [\mu F]$) とを設けた。電解コンデンサに加わる電圧が逆極性になるのを防ぐため、これらと並列にダイオードを接続してある。

T 座のスパイク電圧抑制回路は ϕ の値により異なった動作をする。図 2 のインバータ動作時には期間 1 で $i_Z > 0$ となっている。図 2 において t_1 の時刻になると、T 座電圧 $e'_{1T} + e'_{2T}$ は負の最大値になる(図 5 参照)。このときダイオード D_Z^- が順バイアスされ、オンする (S_Z^- はオフ)。T 座変圧

図 7. サイクロコンバータ部のスイッチの構成

Fig.7 A switch for the cycloconverter

図8 スパイク電圧抑制回路

Fig.8. Suppressing circuit of spike voltages

図9 e'_{2T} とスパイク電圧抑制回路への信号

Fig.9. e'_{2T} and signals to the suppressing circuit

器2次巻線電流を i'_z (ℓ_T と C_{22} とによる共振電流) とすると、 D_z^- には $i_z - i'_z$ の電流が流れ、 C_{22} の電荷が放電される。 i'_z は減少していく。時刻 t_2 に達すると、M座電圧が反転するとともに i_z も期間1とは逆方向に流れるので、 S_z^- がオンし C_{22} に充電電流が流れる。 i'_z は期間1とは逆方向に増加し、 $i'_z = i_z$ で S_z^- はオフする。 D_z^- と S_z^- が動作している期間では $e'_{1T} + e'_{2T} = -[(C_{S2} \text{ の電圧}) - (C_{22} \text{ の電圧})]$ となる。期間1の初期およびその前の期間の終期においては D_z^+, S_z^+, C_{21} が動作する。なお、 C_{21}, C_{22} の電圧はそれぞれの充放電電荷が平衡した値に落ちつく。C動作時もこれと同様の動作をする。

これに対してL動作時には期間1で $i_z < 0$ となる。従って、時刻 t_2 で S_z^- がオンし、 C_{22} に $-i_z - i'_z$ の充電電流が流れる。時刻 t_2 に達すると、 i_z の方向が逆になって D_z^- がオンする。 C_{22} から放電電流が流れ、 $i'_z = i_z$ で D_z^- がオフする。インバータ動作時で負荷力率が $\sqrt{3}/2$ 以上の場合にもこれと同様の動作をする。

電源力率1で整流器運転をする場合には時刻 t_2 の前後における i_z はほぼ等しいため、発生するスパイク電圧は小さい。従って、図8に示す C_{21}, C_{22} の両端を短絡し、 S_{21}, S_{22} を除いた構成 (D_z^+ と D_z^- のみ) にすることができる。(13)

紙数の関係で、詳細な解析は略すが、例えばC動作時において、時刻 t_2 における i'_z の値を I'_{z0} 、 i_z の値を I_{z0} 、共振角

周波数を $\omega_T = 1/\sqrt{\ell_T C_{22}}$ 、 $\theta_0 = \omega_T(t_2 - t_1)$ 、とすると、 I'_{z0} の値は $I'_{z0} \approx (1 - \sin \theta_0) I_{z0} / (1 + \sin \theta_0)$ となる。従って $\theta \approx 90$ [deg] に設定すれば $I'_{z0} \approx 0$ となる。しかし、この場合には時刻 t_2 から t_3 までの期間における充電電流が不足するため、時刻 t_3 において $|i'_z| < |i_z|$ となる。そこで、充電電流を増すため、 $\theta_0 = 106$ [deg]、 $C_{21} = C_{22} = 100$ [μ F] として実験した。

< 6. 2 > 実験結果

(1) 無効電力補償動作 図3において直流電源の代わりに電解コンデンサ $C_d = 470$ [μ F] を、負荷の代わりに線間電圧 100 [V]、60 [Hz] の3相電源に接続し、 $L_C = 2$ [mH] として位相制御により無効電力補償動作の実験をした。図10にC動作時におけるM座電圧 $2(e'_{1M} + e'_{2M})$ とT座電圧 ($e'_{1T} + e'_{2T}$) との観測波形例を示す。このときの e_{UV} の実効値は $E_{UV} = 106.1$ [V]、補償電流実効値は $I = 5.02$ [A]、 $V_d = 68.6$ [V] であった。 C_{21}, C_{22} の充放電の効果により、C動作時のT座電圧波形は図5 (g) の理論波形よりも図2 (b) の理想波形に近ずき、改善されている。これと同じ条件で観測した e_{UV} と i_w の波形例を図11 (a) に示す。これらはほぼ同位相になっている。同図 (b) は $E_{UV} = 91.7$ [V]、 $I = 5.12$ [A]、 $V_d = 57.7$ [V] のときのL動作時の e_{UV} と i_w との観測波形例である。図12に e_{UV} のひずみ率の測定値を示す。理論値に近い特性が得られた。なお、電源線

図10 M座電圧 $2(e'_{1M} + e'_{2M})$ (上側) と T座電圧 ($e'_{1T} + e'_{2T}$) (下側) [C動作] (100V/div, 2ms/div)

Fig.10. Waveforms of $2(e'_{1M} + e'_{2M})$ and ($e'_{1T} + e'_{2T}$)

(a) C動作 (b) L動作

図11 無効電力補償動作時の e_{UV} (上側) と i_w (下側) の波形例 (100V/div, 25A/div, 5ms/div)

Fig.11. Waveforms for reactive power compensation

図 12 無効電力補償動作時の e_{UV} のひずみ率
Fig.12. Measured total harmonic distortion for reactive power compensation

間電圧には 5 次高調波が 0.13 [%], 7 次高調波が 1.18 [%] 含まれ, ひずみ率は 1.23 [%] であった.

(2) 整流器動作 $L_C=2$ [mH] とし, 直流電源の代わりに負荷抵抗を, これに並列に電解コンデンサ $C_d=470$ [μ F] を接続し, 線間電圧 100 [V], 60 [Hz] の 3 相電源から電源力率を 1 に制御しながら直流側に電力を供給する実験を行った. $V_d=52.7$ [V], $i_d=11.8$ [A], $E_{UV}=97.5$

(a) e_{UV} (上側) と i_U (下側) の波形
(100V/div, 25A/div, 5ms/div) (b) V_d の波形
(50V/div, 5ms/div)

図 13 整流器動作時の波形例

Fig.13. Waveforms for rectifier operation

図 14 整流器動作時の e_{UV} のひずみ率と効率
Fig.14. Measured total harmonic distortion and efficiency for rectifier operation

[V], 電源線電流実効値 $I=4.65$ [A] における e_{UV} , i_U および V_d の観測波形例を図 13 に示す. e_{UV} のひずみ率および効率の測定値を図 14 に示す. 4 台の変圧器の定格電圧は 100[V] で, 1 M 用には 3 [kVA], 2 M 用には 750[VA], 1 T 用には 1[kVA], 2T 用には 630[VA] の小容量のものをものを用いたので, 高効率とは期待できない.

(3) インバータ動作 $V_d=75.0$ [V], $E_{UV}=100$ [V], 出力電流実効値 $I=4.90$ [A], 負荷力率 $\cos\phi=0.844$ の場合の e_{UV} と i_U との観測波形例を図 15 (a) に示す. 波形の一部にひずみが現れている. 詳述は略すが, これは 4 台の単相電圧形インバータ部, M 座電圧のクランプ回路, サイクロコンバータ部などにおけるスイッチングデバイスの順電圧降下が主な原因になっている. そこで, 図 16 のパターン 2 の波形になるようにインバータ 2 M の信号を変更し (パターン 1 は図 5

(a) パターン 1 (b) パターン 2

図 15 インバータ動作時の e_{UV} (上側) と i_U (下側) の波形例
(100V/div, 25A/div, 5ms/div)

Fig.15. Waveforms for inverter operation

図 16 e'_{2M} の電圧パターン

Fig.16. Voltage patterns of e'_{2M}

図 17 インバータ動作時の e_{UV} のひずみ率と効率
Fig.17. Measured total harmonic distortion and efficiency for inverter operation

(c)と同じ波形), 図15(a)の場合と同じ条件で行った実験波形を同図(b)に示す. 図15(a)の波形の高調波含有率は5次が1.44[%], 7次が1.93[%], 11次が1.10[%], 13次が1.72[%]で, ひずみ率は4.80[%]である. これに対して, 同図(b)の波形の高調波含有率は5次が0.98[%], 7次が1.19[%], 11次が0.43[%], 13次が1.03[%], ひずみ率は4.32[%]となり, インバータ2Mの出力電圧パターンの変更により波形改善が可能であることが判った. 各パターンのひずみ率と効率の測定値を図17に示す.

以上のようにスパイク電圧抑制回路の設置により, 理論波形に近い波形が得られること, インバータ2Mの出力電圧パターンの変更により e_{UV} の波形改善が可能なことなどを確認した.

7. まとめ

単相電圧形インバータをM座用に2台, T座用に2台設け, これらのある一定の信号パターンで動作させる場合を中心にしてSCT形多重電力変換器の基礎特性を検討した. 主な結果は次のようである.

(1) 交流側線間電圧波形のひずみ率の計算値は3.47[%]で, 従来の9重化相当の波形が得られる.

(2) 変圧器容量は無効電力補償に応用する場合には従来の3重化の容量の約74[%]ですむ. 電源力率1で整流器運転する場合はそれとほぼ同容量, 力率が0.8遅れから1の間で変動する負荷をインバータ運転する場合には, それより約10[%]変圧器容量が大きくなる.

(3) 本方式での電力変換器容量は従来の多重化法に比べてかなり大きくなる.

(4) 変圧器もれインダクタンスによるスパイク電圧を抑制するため, 変圧器2次巻線のM座とT座にクランプ回路を設ける必要がある. その回路例と動作について述べた. この対策を行った結果, 無効電力補償動作および整流器動作時には理論波形に近い波形が得られた.

(5) インバータ動作時にはスパイク電圧を抑制しても各部のスイッチングデバイスの順電圧降下に起因する波形ひずみが現れた. これはインバータ2Mの出力電圧パターンの変更により改善可能である.

今後は単相電圧形インバータのPWM制御法, 電力用アクティブフィルタやUPSへの応用に関して検討を進める予定である.

(平成7年9月20日受付, 平成8年3月18日再受付)

文献

- (1) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編:「半導体電力変換回路」電気学会(1987)
- (2) 市川:「大容量自励式変換器を用いた静止形無効電力補償装置(自励式SVC)」電学論B, **112**, 461(平4-6)
- (3) 例えば, 田中, 宮本, 中島:「1000KVA UPSとそのシステム」東芝レビュー, Vol.46, No.6, 465(1991)
- (4) 飯田, 榊川, 下村, 宮入:「電源分割方式による二重接続電圧形インバータの波形改善法」電学論D, **110**, 467(平2-5)
- (5) K.Oguchi and M.Ohta: "An improved three-phase multisteped-voltage inverter combined with a single-phase inverter through switching devices", IEEE Trans. Ind. appl, vol. IA-20, No.3, pp.656-666(1984)
- (6) K.Oguchi, Y.Maki and Y.Sunaga: "three-phase multilevel-voltage source converter with low switching frequencies and less distorted input voltages: IEEE Trans. Ind. Appl., vol.30, No.5, pp.1156-1165(1994)
- (7) 大口, 井川, 月居:「2台の単相直列共振インバータを用いた二重接続形高周波リンク方式三相インバータ」電学論D, **112**, 937, (平4-10)
- (8) 鈴村, 林, 長縄:「直並列補償形UPSに関する考察」電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-95-16(1995)
- (9) 星監修, 定由著:「無停電電源装置(UPS)導入実践ガイド」電気書院(1989)
- (10) 鈴村, 林, 長縄:「スコット結線変圧器を用いたマルチレベル化電力変換法の基礎的検討」電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-94-78(平7-10)
- (11) 春本, 矢野, 松浦:「自励式インバータを用いた電力調相設備の考察」電学論B, **105**, 25(昭60-2) No.522
- (12) 林, 鈴村, 長縄:「スコット結線変圧器を用いたマルチレベル化三相インバータのPWM制御法」平成5年電気学会大会,
- (13) 林, 鈴村, 長縄:「SCT形電力変換器の交流側電圧に現れるスパイク電圧抑制法」平成7年電気学会大会, No.771

林 和彦 (正員) 1942年2月23日生. 1972年3月名古屋大学大学院博士課程満了. 同年三重大大学助手, 1976年10月名古屋大学助手, 1981年3月名城大学講師. 主として電力変換器, 電動機制御などの研究に従事. 工学博士.

鈴村 隆 (正員) 1969年4月29日生. 1995年3月名城大学大学院修士課程修了. 現在, 東京電力茨城支店送電課勤務. UPS用電力変換器の制御などの研究に従事.

長縄 廣司 (正員) 1924年10月6日生. 1954年3月名城大学電気工学科卒業. 1956年6月同大学講師, 同助教授を経て1983年4月同教授. 工学博士. 主として, 電流遮断現象および磁気駆動アークに関する研究に従事. 応用物理学会会員.