UDC 621.314.57.077.65: [621.3.016.2+621.3.018.3

論 文

54-B 10

電流源による逆変換器交流側高調波の除去 および電流源容量の算定

正 員 雨 谷 昭 弘 (同志社大)

正 員 阪 本 剛 (同志社大)

正 員 北 橋 幸 和 (関西電力)

1. ま え が き

交直変換器における交流側電流高調波の発生は、変換器の動作特性上避けられないものであり、その除去対策は重要な課題である。従来、高調波の除去は受動素子からなるフィルタにより行なわれていたが、最近これに替わるものとして種々の新しい高周波除去法、あるいは波形改善の手法が発表されている^{(1)~(4)}。

筆者らの一人も、さきに電流源を用いた整流器の交流側電流高調波除去法について発表している^{(5) (6)}。その原理は変換器用変圧器の直流側巻線における種々の高調波成分の組合せからなる電流波形に特定の単一周波数電流源よりの電流波形を重畳させることにより、その高調波成分が減少するような形に電流波形を変形し、これにより交流側に流出する電流高調波を減少させようとするものである。すなわち、変換器用変圧器直流側巻線における各高調波電流の組合せからなる波形にはほぼ相似な特定の単一周波数電流波形（但し、非連続）を逆位相にして注入すれば、直流側巻線での直流波形に含まれる高調波成分は減少し、かくして交流側に発生する電流高調波も減少する。本高調波除去法の各種整流器への適用例に関しては、これまでに種々報告してきた^{(5) (6)}。

その後、この高調波除去法の逆変換器への適用の可能性について、他励式三相ブリッジインバータおよび自励式三相インバータに関して検討を行なったところ、いずれの場合にも本高調波除去法の適用が可能であることが明らかとなった。そこで、本稿においては上記2種のインバータについて、本高調波除去法の実

施回路例を示し、この回路における実験結果について報告を行なう。また、これまで注入電流の最適値については種々検討を行なってきたが、電流注入用電源（電流源）の容量については全く検討を行なっていなかった。このため、注入電流の最適値が直流電流の90%程度の値であることから、電流源の容量も極めて大であろうと考えられ、このことが本高調波除去法の大きな欠陥になるとする指摘があった⁽⁶⁾。そこで本稿では、この点について理論および実験の両面から検討を行い、電流源の出力電圧は直流電圧の10%程度で済み、従って電流源の変換器に対する容量比は10%程度で十分であることを明らかにした。

2. 電流源を用いた高調波除去法

〈2・1〉 原理および適用法 本高調波除去の基本的な原理は、変換器用変圧器の直流側巻線における種々の高調波の組合せからなる電流波形をその高調波成分が減少するような形に電流源を用いて変形し、これにより直流側から誘起されて交流側に発生する電流高調波を減少させようとするものである。その様子を第1図に示す。図は変換器用変圧器がY-Y結線三相ブリッジ整流器における変圧器直流側各巻線での電流波形である。例えば α 相において、破線で示される波形が本来の整流波形であるが、これに i_r 破線で示されるような波形を有する電流を回路に注入すると i_r 実線で示される電流が α 相に流れ、これと元の整流波形が重なって実線のように波形が変形され、より正弦波に近い形状となり、元の整流波形の高調波成分は減少する。ここで、注入電流 i_r は単一周波数電流源の出力波形を適当に変形したものである。以上より変換器用変圧器直流側巻線における各高調波電流の組合せからなる波形にはほぼ相似な特定の単一周波数電流波形（但し、非連続：第1図 i_r ）を逆位相にして注入すれば、直流側巻線での電流波形に含まれる高調波成分は減少し、かくして交流側に発生する電流高調波も減少することが知られる。上記の条件を満足する電流波形

Reduction of AC Current Harmonics in an Inverter By means of A Current Source and Evaluation of the Source Capacity. By Akihiro Ametani, Member, Tsuyoshi Sakamoto, Member (Department of Electrical Engineering, Doshisha University), & Yukikazu Kitahashi, Member (Kansai Electric Power Co.)

雨谷昭弘：正員，同志社大学工学部電気工学科
阪本 剛：正員，同志社大学工学部電気工学科
北橋幸和：正員，関西電力株式会社

第 1 図 変換器用変圧器直
流側巻線における電流波形
Fig. 1. Current waveforms
through the DC windings
of a converter transformer.

第 2 図 他励式三相ブリッジインバータの実
験回路
Fig. 2. Experimental circuits for a 3-phase
AC commutated bridge inverter.

としては 3 の奇数倍の高調波が適当である⁽⁵⁾。

本高調波除去法の適用法は変換器用変圧器直流側巻線の各相に対し、これと閉回路をなすように特定の単一周波数を有する電流源を設置し、この閉回路に適当な波高値および位相を設定した電流を還流させることに帰着する。

〈2.2〉 逆変換器への適用

(1) 他励式三相ブリッジインバータ 他励式三相ブリッジインバータの逆変換動作は、整流器の順変換動作とほぼ同じである。従って、これまでに報告してきた整流器の場合⁽⁵⁾⁽⁶⁾と全く同様に本高調波除去法を適用し得ることが明らかである。また、高調波成分の解析も整流器の場合と全く同一の結果となる。但し、整流器における位相制御角 α はインバータの場合 90° から 180° となる。

第 2 図に他励式三相ブリッジインバータに対する本高調波除去法の実施回路の一例を示す。(a) 図は変換器用変圧器が Y-Y 結線、(b) 図は Y-Δ 結線の場合である。図において S は注入電流用の電流源、 C_1, C_2 は直流シャ断用キャパシタである。また、 L_1, L_2 は電流注入回路を接続することによる電流の振動を抑制し、更に高調波注入電流を低電圧で還流させるために設置されている。この回路構成は整流器の場合と全く同じであり、従って電流源 S よりの注入電流も整流器の場合と同様の動作を示す⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

さて第 2 図 (a) の回路において、変圧器直流側巻線各相における電流波形を示すと第 1 図のようになる。図中、実線と与えられている i_r は各相に分流したときの注入電流波形である。この注入電流は第 2 図 (a) の電流源 S から流れ出す段階では純正弦波であるが、変圧器各巻線に分流すると、第 1 図 (b) のように各相のサイリスタ素子の導通状態に対応して非連続な波形となる。変圧器交流側巻線における電流波形は基本的には直流側巻線での波形と同じであるが、文献 (6) で説明しているように多少の差異があり、より正弦波に近い形となる。

これらの変換器用変圧器各巻

線における電流波形をフーリエ級数展開することにより、その高調波成分を知ることができる。例えば、交流側巻線における電流波形の n 次高調波成分実効値は、文献 (6) を参考にして求めると次のようになる。

$$I_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)/2} \dots \dots \dots (1)$$

ここに a_n, b_n は与えられた波形をフーリエ級数展開したときの n 次高調波のフーリエ係数で、次の形で与えられる。

$$a_n = a_{n0} - \Delta a_n, b_n = b_{n0} - \Delta b_n \dots \dots \dots (2)$$

上式において a_{n0}, b_{n0} は注入電流のない場合の係数、 $\Delta a_n, \Delta b_n$ は注入電流が存在するために生ずる係数であり、これらは次式で与えられる。但し、注入電流の高調波次数を k 、交流側基本波電流に対する位相差を β 、実効値を I_r また直流電流を I_d 、逆変換器の制御進み角を γ とする。

(i) a_{n0}, b_{n0} ($n \neq 1$)

$$a_{n0} = (4/\pi) I_d \cdot \sin(n\pi/3) [- (1/n) \cdot \cos A \\ + \{ (2/n) \cdot \cos \gamma \cdot \sin(nu/2) \cdot \sin A \\ - \{ \sin(u(n+1)/2) \cdot \sin B/(n+1) \\ + \sin(u(n-1)/2) \cdot \sin C/(n-1) \} \} \\ / \{ \cos(\gamma-u) - \cos \gamma \}]$$

$$b_{n0} = (4/\pi) I_d \cdot \sin(n\pi/3) [- (1/n) \cdot \sin A \\ - \{ (2/n) \cdot \cos \gamma \cdot \sin(nu/2) \cdot \cos A \\ - \{ \sin(u(n+1)/2) \cdot \cos B/(n+1) \\ + \sin(u(n-1)/2) \cdot \cos C/(n-1) \} \} \\ / \{ \cos(\gamma-u) - \cos \gamma \}]$$

$$+ \sin(u(n-1)/2) \cdot \cos C/(n-1)\} \\ / \{\cos(\gamma-u) - \cos \gamma\} \dots\dots\dots (3)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} A &= n(\pi/3 + u - \gamma) \\ B &= (n+1)(u/2 - \gamma) + n\pi/3 \\ C &= (n-1)(u/2 - \gamma) + n\pi/3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

(ii) $\Delta a_n, \Delta b_n$ ($n \neq k$)

$$\begin{aligned} \Delta a_n &= -\sqrt{2} r I_d / (3\pi) [\cos(D - n\gamma - \beta) \\ &\quad \times \{5 \sin D + \sin E\} / (n+k) + \cos(F \\ &\quad - n\gamma + \beta) \{5 \sin F + \sin G\} / (n-k)] \\ \Delta b_n &= -\sqrt{2} r I_d / (3\pi) [\sin(D - n\gamma - \beta) \\ &\quad \times \{5 \sin D + \sin E\} / (n+k) + \sin(F \\ &\quad - n\gamma + \beta) \{5 \sin F + \sin G\} / (n-k)] \\ &\dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} D &= (n+k)(\pi/3 + u/2) \\ E &= (n+k)(\pi/3 - u/2) \\ F &= (n-k)\pi/3 + u/2 \\ G &= (n-k)(\pi/3 - u/2), \quad r = I_r/I_d \end{aligned} \right\} \dots\dots (6)$$

なお、 $n=1$ の場合の a_{n0} , b_{n0} および $n=k$ の場合の Δa_n , Δb_n は上式とは異なるが、紙面の都合上省略する。詳しくは文献(6)を参照されたい。

(2) 自励式三相インバータ (補助インパルス転流方式) 120° 通電方式を採用している本方式のインバータにおいて、変換器用変圧器直流側巻線の電流波形は、整流器の場合とはほぼ同様の形状となる。すなわち、負荷が純抵抗の場合、波形は方形波となり、文献(5)に示される理論解析結果をそのまま適用できる。負荷が誘導性となるに従い、電流波形の立ち上りおよび立ち下がり部分が滑らかとなる。この傾斜部分は次の指数関数で示される。

$$\exp(-R_L \cdot t/L_L) \dots\dots\dots (7)$$

但し、 R_L : 負荷の抵抗分, L_L : 負荷のリアクタンス分

上式より明らかのように電流波形の立ち上り、立ち下がり部分は R_L と L_L の比、すなわち、負荷の力率によって決定される。一方、整流器の場合、重なり角は交流側回路リアクタンスによってその形状が決定される。ところで、重なり角の期間においては、同時に二つの相に対応する整流素子が通電状態にあり、従って二つの相に同時に電流が流れているが、その総和は直流電流に等しい。全く同様に自励式インバータにおいても、上記立ち上り、立ち下がりの部分では、同時に二つの相に対応する整流素子が通電状態にあり、二つ

(a) 回路構成 (b) a 相回路構成

第3図 自励式三相インバータの実験回路

Fig. 3. Experimental circuits for a 3-phase commutated inverter.

の相に同時に電流が流れ、その総和は直流電流に等しい。以上より整流器の場合の重なり角部分と、インバータの場合の立ち上り、立ち下がり部分の波形はその形状に多少の相違はあるが、これらを近似的に等しいと仮定しても差支えないと考えられる。実際、重なり角部分あるいは立ち上り、立ち下がり部分の全波形に占める割合は数パーセント程度 (例えば重なり角 5° として $10 \times 100/120 \approx 8\%$) であるから、その形状に多少の差異があっても全体の高調波成分に及ぼす影響は小さい。従って自励式インバータの場合、その整流波形の立ち上り、立ち下がり部分が整流器の場合の重なり角に等しいと仮定することにより、その高調波成分の理論解析は整流器の場合と同様の結果となる。

以上より自励式インバータの場合にも本高調波除去法を適用し得ることが明らかであろう。

第3図に自励式インバータ (補助インパルス転流方式) に対する本高調波除去法の実施回路の一例を示す。(a)図は全体の回路構成図であり、(b)図はインバータの A-A' 相の詳細を示す。B-B', C-C' 相も全く同様の構成である。図において $Th_A, Th_{A'}, D_A, D_{A'}$ は主サイリスタおよび主帰還ダイオードであり、 $Th_a, Th_{a'}, D_a, D_{a'}$ は補助サイリスタおよび補助帰還ダイオードである。なお、 L_c, C_c は転流用リアクトルおよびキャパシタである。この回路において例えば Th_A と $Th_{c'}$ が通電状態にあるとすると、電

流源 S より注入電流は次の閉回路を還流する。

- (イ) 電流源 S -変換器用変圧器直流側中性点 N -
直流側巻線 a 相- Th_A -直流しゃ断用キャパシタ
 C_1 -リアクトル L_1 - S
(ロ) S - N -変圧器直流側巻線 c 相- Th_c - C_2 - L_2 -
 S

〈2・3〉 注入電流用電源(電流源)の容量 本高調波除去法では原理的に電流源を用いている。ところが実際には、注入電流を流し得るだけの出力電圧が必要であり、この電圧によって電流注入用電源の容量が決定される。本節では、第2図(a)あるいは第3図の回路において電流注入用電源の容量について検討を行なう。

さて、注入電流は常に二つの閉回路を還流しており、注入電流には転流時の影響がない。すなわち、重なり角が零と考えれば、単に三相変圧器の二相に中性点を通じて注入電流が流れていると考えてよい。いま、例えば直流側巻線 a 相を含む一つの閉回路を考えると、変圧器直流側巻線の a 相および注入回路の L_1 , C_1 を注入電流 I_r (実効値) が流れ、これに対応する交流側巻線 A 相には $I_r/3$ の電流が流れる⁽⁶⁾。よって直流側巻線 a 相に誘導される電圧は、交流側の負荷インピーダンス Z_L に $I_r/3$ が流れた場合の電圧が誘導され、この電圧降下と注入回路のインピーダンス Z_r に I_r が流れた場合の電圧降下との和が、電流注入用電源に必要な出力電圧 V_r (実効値) の近似値を与える。すなわち

$$\begin{aligned} V_r &= I_r \cdot |Z_r + Z_L/3| \\ &= I_r \sqrt{(R_L/3)^2 + (\omega_r L_L/3 + \omega_r L_r - 1/(\omega_r C_r))^2} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (8)$$

但し、 ω_r : 注入電流角周波数

$$\left. \begin{aligned} Z_r &= j(\omega_r L_r - 1/(\omega_r C_r)) \\ Z_L &= R_L + j\omega_r L_L, \quad L_r = L_1 = L_2 \\ C_r &= C_1 = C_2 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (9)$$

R_L : 負荷の抵抗分, L_L : 負荷のリアクトル分
よって電流注入用電源の容量 P_r は、注入電流が二つの閉回路に流れることにより、

$$P_r = 2 I_r \cdot V_r \quad \dots\dots\dots (10)$$

(8)式において次の条件を満足するように C_r および L_r を設定する。

$$\omega_r L_L/3 + \omega_r L_r - 1/(\omega_r C_r) = 0 \quad \dots\dots\dots (11)$$

このとき容量 P_r は次式に示されるように負荷の抵抗分 R_L のみにより決定される。

$$P_r = 2 \cdot I_r^2 R_L/3 \quad \dots\dots\dots (12)$$

いま、変換器の容量を P_d とすると、容量比 δ は

$$\delta = P_r/P_d = 2 V_r I_r / V_d I_d = \rho V_r / V_d \quad \dots\dots (13)$$

ここに ρ は電流注入比で第2図においてサイリスタ 1, 3, 5 のいずれかを流れる電流 I_r と 2, 4, 6 のいずれかを流れる電流 I_r の総和 $2 I_r$ が電流源よりの出力電流であることから、 $\rho = 2 I_r / I_d$ となる。

上式より変換器に対する電流注入用電源の容量比は、変換器の容量が同一であっても電圧の高い変換器ほど小となり、逆に電圧が低い変換器では大となる。

3. 実験回路

実験は他励式および自励式の三相インバータに関し行なった。その回路構成は第2図および第3図に示すとおりである。自励式インバータは補助インパルス転流方式で 120° 通電方式を採用している。インバータの容量は 100 VA, 電流源としては 300 VA, 180 Hz 同期発電機および 300 VA の電力増幅器を用いたが、ほぼ同様の結果が得られているので本稿では後者の電力増幅器の場合の結果のみを示すことにする。注入電流としては電力周波数の第3調波を用いた。実験はシンクロスコープにより波形を観測すると同時にウェーブアナライザを用いて高調波成分の測定を行なった。

4. 実験結果および検討

〈4・1〉 他励式三相ブリッジインバータ 第2図(a)の変換器用変圧器が $Y-Y$ 結線の場合の直流側および交流側電流波形のオシログラムを第4図に示す。このときの制御進み角 γ は 30° であり、注入電流の交流側基本波電流に対する位相差 $\beta = 0^\circ$ である。また電流注入比 ρ は 0.9 である。第4図の写真より電流注入により、方形波に近かった交流側電流波形が正弦波に近い形に変形されている。すなわち高調波成分が除去されていることが明らかであろう。第5図に

第4図 他励式三相ブリッジインバータにおける電流波形 ($Y-Y$ 結線, $\gamma = 30^\circ$)

Fig. 4. Current waveforms in the case of a 3-phase AC commutated bridge inverter.

第 5 図 電流高調波成分の理論値 (Y-Y 結線, $\gamma=30^\circ$, $\beta=0^\circ$, $u=5^\circ$, $k=3$)
Fig. 5. Theoretical results of current harmonic components.

このときの高調波成分の理論値, 第 6 図に実測値を示す。両者の比較より, 理論値および実測値はほぼ良好な一致を示していることが知られる。これらの図より変圧器直流側および交流側のいずれにおいても注入電流比 ρ の増加と共に高調波成分が減少していることが明らかである。各高調波成分に対する注入電流比 ρ の最適値は各々異なり, この最適値を越えて電流を注入すると, 逆に高調波成分は増加する。この最適値は〈2.2〉節(1)項の(1)~(6)式を用いて解析的に求めることが可能ではあるが, 極めて煩雑となる。いま, 簡単のために $\gamma=u=0$ とすると変圧器交流側巻線における n 次高調波実効値は次式で与えられる。

$$I_n = (2\sqrt{2}/\pi) I_a \cdot \sin(n\pi/3) \sqrt{f(r, \beta)} \quad (14)$$

$$f(r, \beta) = \left(\frac{\sqrt{2}rk}{n^2 - k^2} \cdot \sin \beta \right)^2 + \frac{1}{n^2} \left(1 - \frac{\sqrt{2}rn^2}{n^2 - k^2} \cdot \cos \beta \right)^2 \dots (15)$$

上式より I_n が最小となるのは, $f(r, \beta)$ が最小のときであることが明らかであろう。いま, $\beta=0$ とすると, I_n を最小にする r の値, すなわち r の最適値は次式で与えられる。

$$\rho = \sqrt{2(n^2 - k^2)}/n^2 \dots \dots \dots (16)$$

本実験では $k=3$ であるから, 例えば第 5 調波に対しては $\rho=0.9$, 第 7 調波では $\rho=1.15$, 第 11 調波では $\rho=1.31$ が最適値となる。この値は(1)~(6)式の理論式に対応する第 5 図 (b) および実験値第 6 図 (b) の結果とほぼ一致している。例えば第 5 図および第 6 図において, 第 5 調波は $\rho=0.9$ 近傍で最小

となり, その後 ρ の増加につれて大となっている。

(16)式から明らかなように電流注入比の最適値は, 対象とする高調波次数 n の関数であり, 従ってすべての高調波を同時に最小とすることは不可能である。しかしながら, 第 5 図, 第 6 図より明らかなように $\rho=0.9 \sim 1.0$ ではほとんどの高調波が 1~2% 程度にまで低減されていることから, 第 5 調波を含めて, それより高次のすべての高調波成分を除去したいような場合, 電流注入比としては 0.9 程度を取れば良いと言

える。なお第 6 図 (もしくは第 5 図) において $\rho=0.9 \sim 1.0$ の範囲で各調波とも 1~2% の高調波電流が残留しているが, これは現用受動素子フィルタの高調波低減率とほぼ同程度であることから許容し得るものと考えられる。次に第 2 図 (b) の変換器が Y- Δ 結線の場合の交流側高調波成分の実測値を第 7 図に示す。この場合も電流注入により高調波成分の減少することが明らかであろう。以上の第 5 図~第 7 図において注目すべきは, 基本波成分が注入電流の増加と共に増大していることで, $\rho=0.9$ において約 10% の増加が認められる。これは, 注入電流の一部が基本波成分に変換されているためであり, 実質的にインバータの効率を高める結果となっている。従って, この基本波成分の増加を考慮したとき, 各高調波成分の実質低減率は第 5 図~第 7 図より更に大となる。

〈4.2〉 自励式三相インバータ 第 3 図の回路で純抵抗および誘導性負荷の場合の変換器用変圧器交流側電流波形のオシログラムを第 8 図に示す。図より, 純抵抗負荷および力率の高い誘導性負荷の場合, 本高調波除去法の有効性が明らかであろう。負荷のインダクタンス分が大となると高調波成分の低減効果は顕著でなくなる。これは力率の低下に伴い重なり角 u が大となり, このため注入電流の最適位相角 β が 0° からずれてくるためである。第 5 調波に対して, $\rho=1.0$ のときの高調波低減率と重なり角 u の関係を β をパラメータとして数値計算すると第 9 図を得る。図より重なり角 u が大となるに従い, 位相角 β の最適値, すなわち高調波低減率を最大とする β の値が大とな

第 6 図 電流高調波成分の実測値 (Y-Y 結線, $\gamma=30^\circ$, $\beta=0^\circ$, $u=5^\circ$, $k=3$)

Fig. 6. Measured results of current harmonic components).

第 7 図 交流側電流高調波成分の実測値 (Y-△結線, $\gamma=30^\circ$, $\beta=0^\circ$, $u=5^\circ$, $k=3$)

Fig. 7. Measured results of current harmonic components.

る傾向にあることが明らかであろう。例えば $u=30^\circ$ に対する β の最適値は 30° 程度である。すなわち誘導性負荷の場合、力率の低下に伴い位相角 β の値を 0° より大に取る必要がある。

なお、 β の最適値は前に述べた電流注入比 ρ の場合と同じく、高調波電流の解析結果を用いて解析的に求め得るとは考えられるが、極めて複雑な形式となることが予想され、実際にはほぼ不可能であろう。従って第 9 図のような数値計算結果を用いて求めざるを得ないと考えられる。但し、 $\gamma=u=0$ の場合には、(15) 式より β の最適値を解析的に求めることが可能である。すなわち (15) 式を β に関して偏微分すると

$$\frac{\partial f(r, \beta)}{\partial \beta} = \frac{2\sqrt{2}r(1-\sqrt{2}r\cos\beta)}{n^2-k^2} \sin\beta \quad \dots\dots\dots (17)$$

上式を零とする β の条件は次のように与えられる。
 $\sin\beta=0$, または $1-\sqrt{2}r\cos\beta=0$, 従って

$$\beta = m\pi, \beta = \cos^{-1}(1/(\sqrt{2}r)) + m\pi \quad \dots\dots (18)$$

但し、 $m=0, 1, 2, \dots$

上記 (18) 式の β が $f(r, \beta)$ の極値を与えるが、 $f(r, \beta)$ の特性を検討すると、 $f(r, \beta)$ が最小になるのは $\beta=0$ の場合のみであることが知られる。

以上より $\gamma=u=0$ の場合の β の最適値は $\rho=2r$ の値のいかんにかかわらず $\beta=0$ であることが明らかである。

第 10 図に純抵抗負荷の場合の交流側高調波成分の

電流注入無 (d) 電流注入時

- (a) $R_L=50\ \Omega$, $L_L=0\ \text{mH}$ (1.0 A/div)
 (b) $R_L=50\ \Omega$, $L_L=30\ \text{mH}$ (1.0 A/div)
 (c) $R_L=40\ \Omega$, $L_L=50\ \text{mH}$ (0.8 A/div)
 (d) $R_L=20\ \Omega$, $L_L=50\ \text{mH}$ (0.8 A/div)

第 8 図 自励式三相インバータの場合の交流側巻線電流波形 ($2\rho=0.9$)

Fig. 8. Current waveforms on the AC windings in the case of a 3-phase commutated inverter.

第 9 図 u の変化に対する第 5 調波の変化 (理論値)

Fig. 9. Variation of 5th harmonic components as a function of overlapping angle u (Theoretical results).

第 10 図 交流側電流高調波成分の理論値および実測値
Fig. 10. Theoretical and Measured results of currents harmonic components on an AC winding.

理論値および実測値を示す。図より実測値は理論値とほぼ同様の傾向を示しており、 ρ の増加と共に高調波成分は減少していることが明らかである。また基本波に関しては他励式インバータの場合と同じく、注入電流の増加と共に基本波成分も増大している。

第 11 図に直流入力電流波形を示す。図より電流を注入しない場合、振動性のひずみを含んだ波形となっているが、電流注入により振動性の電流が抑制されて

電流注入無 (a) 電流注入時
(a) $R_L=50\ \Omega$, $L_L=0\ \text{mH}$ (1.0 A/div)
(b) $R_L=40\ \Omega$, $L_L=50\ \text{mH}$ (1.0 A/div)

第 11 図 直流入力電流波形

Fig. 11. Current waveforms of DC currents.

(a) 他励式三相ブリッジインバータ

(b) 自励式三相インバータ

← ↑ 第 12 図 注入電圧の実測値 ($\gamma=15^\circ$)

Fig. 12. Measured results of the voltage of the injected current.

第 13 図 電流源とインバータ入力との容量比
($\gamma=15^\circ$)

Fig. 13. Ratio of the capacities between a current source and a 3-phase inverter.

いることが明らかである。これも本高調波除去法の一つの利点であると考えられる。

以上より本高調波除去法の自動式インバータに対する有効性が明らかであろう。

〈4・3〉 電流注入用電源の容量 電流注入用電源に必要な出力電圧は理論的に(8)式で示される。第 12 図にこの注入電圧の実測値を示す。(a)図は他励式インバータ、(b)図は自動式インバータの場合である。(b)図中、実線は(8)式の理論値を示す。他励式インバータの場合に理論値を示さなかったのは、交流側インピーダンスが未知であることによる。(b)図の理論値と実測値の比較より、(8)式の妥当性が証明されることが考えられる。図より、 L_r および C_r を適当に設定することにより、本実験の場合で注入電圧を 10 V 以下に抑え得ることが明らかである。第 13 図に直流電圧 100 V、直流電流 1 A の場合の電流源とインバータ入力との容量比 δ を示す。図より L_r 、 C_r を適当に設定することにより電流源の容量を直流入力 10% 以下に容易に抑え得ることが明らかであろう。

以上より本高調波除去法において、注入電流の値は直流電流と同程度の大きさを必要とするが、電流注入用電源の電圧は極めて小さい値でよく、従って、電源の容量も極めて小さくて済むことが明らかであろう。

5. むすび

電流源を用いる高調波除去法のインバータへの適用について述べると共に、その実験結果を示した。実験

結果より本高調波除去法のインバータに対する有効性が明らかになったと考えられる。

他励式インバータの場合、理論値と実測値は良好な一致を示し、注入電流比 $\rho=0.9$ 程度で交流側電流高調波が効率よく低減されることが明らかとなった。

自動式インバータの場合には、負荷の力率が悪くなると本高調波除去法の効果は薄くなるが、それ以外の場合には良好な結果が得られた。

本高調波除去法においては、必要とする注入電流が直流電流と同程度の大きさであるため、これが本法の欠陥と見受けられるが、電流注入用電源の電圧は直流電圧の 10% 程度に設定でき、従って電源の容量も直流入力 10% 程度で済むことから注入電流の大なることは大きな欠陥にはならないと考えられる。なおこの注入電圧は変換器の電圧とは無関係で、直流シャ断用キャパシタ、リアクトルおよび交流側インピーダンスによって決定される。

本高調波除去法では注入電流の増加と共に交流出力電流(基本波)が増大する特性を有しており、これは大きな利点と考えられる。また、小容量インバータにおける電流波形の振動が、電流注入により抑制されることも本法の利点であろう。

なお、本稿で取り上げた実験回路は、本高調波除去法の一適用例にすぎず、この回路よりも更に優れた回路構成の可能性もあるが、これについては別の機会に譲る。

最後に本研究に関し種々ご指導、ご援助頂いた同志社大学 富永教授、岡田教授および森助手に深謝の意を表す。また計算は同志社大学計算センタ HITAC-8350 による。

(昭和 52 年 4 月 1 日受付、同 53 年 9 月 29 日再受付)

文 献

- (1) B. M. Bird, J. F. Marsh & P. R. Mclellan: "Harmonic reduction in multiplex converters by triple-frequency current injection," *Proc. Instn. Elect. Engrs.*, **116**, 10, 1730 (1969)
- (2) T. Gilsig: "An interconnected a.c. filter for high voltage d.c. converters," *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* PAS-89, 3, 463 (1970)
- (3) 佐々木: 「磁束補償による直流送電からの高調波電流除去方式」, 電学誌, **91**, 131 (昭 46-1)
- (4) L. L. Freris & J. Nunes de Carvalho: "Electromechanical filter and its performance in d.c. transmission systems," *Proc. Instn. Elect. Engrs.* **122**, 1, 55 (1975)
- (5) A. Ametani: "Generalized method of harmonic reduction in a.c.-d.c. converters by harmonic current injection," *ibid* **119**, 7, 857 (1972)
- (6) A. Ametani: "Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection," *IEEE Trans. Power Apparatus. Syst.*, PAS-95, 2, 441 (1976)