

新電圧ベクトル変調パルスパターン によるデジタル制御の 三相電圧形 ZVS-PWM インバータへの応用

黒川 学¹， 平木 英治²， 中岡 睦雄²

¹大学院理工学研究科

²電気電子工学科

本研究は、三相電圧形インバータ用のパルスパターンを新しい共振 DC リンク回路を用いることにより達成している。このパターンを用いることにより、DC リンク回路の動作回数を減少させることができ、導通損失、スイッチング損失の低減が可能にできる。さらには電磁ノイズの低減も可能である。

Key Words : *New Resonant DC Link, Zero Voltage Soft Switching, Digital Control
New Voltage Vector Pulse Pattern, Voltage-fed Three-Phase Inverter*

1. はじめに

近年、MOSFET、MCT、IGBT、といった MOS ゲート制御パワー半導体スイッチングデバイスを用いた高周波スイッチング半導体電力変換装置は、あらゆる電気エネルギー供給・電気エネルギー有効変換利用の分野で不可欠なものとなっている。半導体電力変換装置の実際応用上の要求としては、より一層のスイッチング周波数の高周波化による高性能化と装置全体の小型軽量化がはかられる。ところが、高周波スイッチングに伴うスイッチング損失と同時に、高周波スイッチングに起因する電磁ノイズも発生のためこれらの低減化技術が実用化にあたって重要視されてきている。

これらの問題解決策の一つとして、共振 DC リンク方式によるゼロ電圧ソフトスイッチング PWM 方式電圧形インバータが提案されているが、本論文では、先に開発された共振 DC リンク回路とは違って簡単な回路構成でバスライン電圧に対して、直流電源電圧クランプモードの PWM 効果と部分共振ゼロ電圧モードを実現することができ、さらにゼロ電圧モード期間を制御可能にする事により、新パルスパターンを実現し、共振リンクの動作回数を減少させている。そして、この新パルスパターンを用いた三

相電圧形インバータを、瞬時空間ベクトルを用いた一型デジタルサーボ制御で動作させ、計算機シミュレーション解析により新パターンの有効性を明らかにした。

2. 新共振 DC リンク

図 1 に、低損失部分並列共振 DC リンク回路 (LLQPRDCL) を示す。この図で I_o は共振 DC リンク回路の負荷電流を示す。 S_{a1} は直流電源電圧クランプ PWM 制御スイッチである。 S_{a2} は C_{r1} の電圧を共振的に降下させるスイッチで、 S_{INV} は C_{r1} の電圧をゼロホールドする S_{a3} は C_{r2} の電圧を共振的に上昇するスイッチである。図 2 にその動作波形を示し、さらに図 3 に LLQPRDCL 回路のモード遷移図を示した。動作原理の説明を行うに差し当たり、

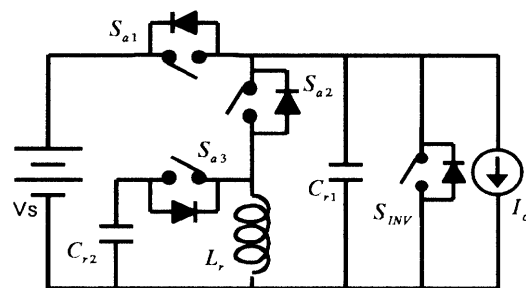


図 1. 部分並列共振 DC リンク回路

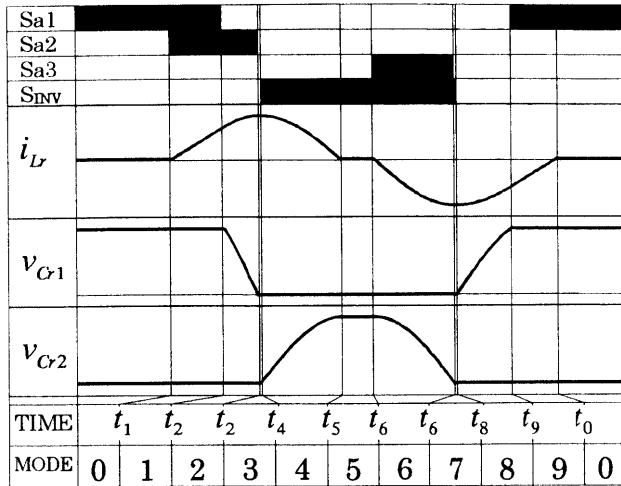


図2 動作波形

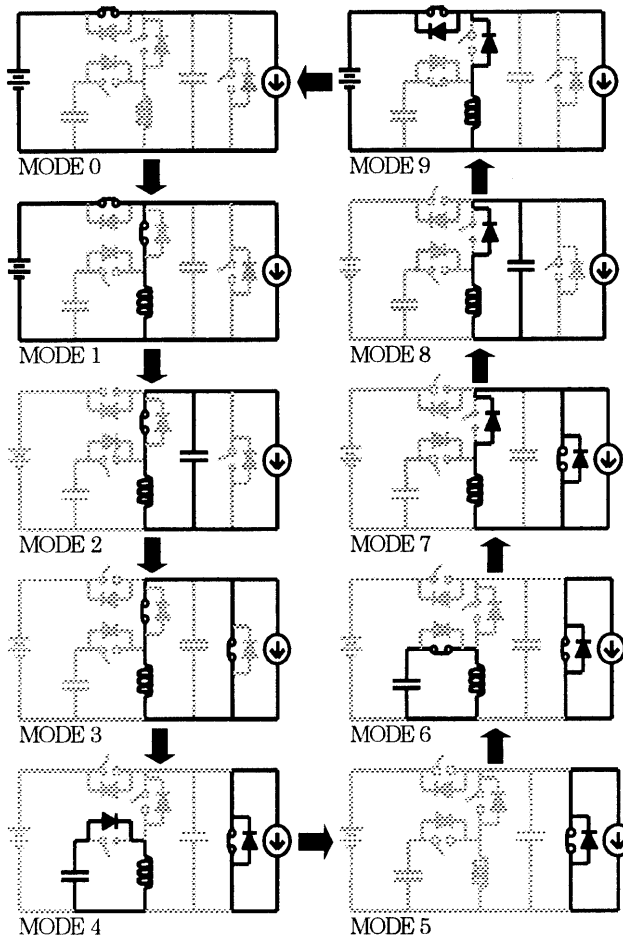


図3 部分並列共振 DC リンク回路のモード遷移

各回路要素の記号を図1の様に定義する。又、回路の初期状態を $V_{Cr1} = V_s$ 、 $V_{Cr2} = 0$ 、 $i_{Lr} = 0$ とし、スイッチ S_{a1} はオン、スイッチ S_{a2} と S_{a3} はオフしているものとする。

MODE 0; 初期状態は $V_{Cr1} = V_s$ 、 $V_{Cr2} = 0$ 、 $i_{Lr} = 0$

である。このモードでは、負荷電流 I_o はスイッチ S_{a1} か逆並列ダイオード D_{a1} のどちらかを流れる。共振回路は、初期状態を維持する。

MODE 1; インバータのスイッチング状態が変化する時、DC リンク回路の動作を開始させる、つまりスイッチ S_{a2} をオンさせる、このとき ZVS である。共振インダクタ電流 i_{Lr} が適当な値(共振初期電流値) I_i まで上昇すると、スイッチ S_{a1} を、ZVS でターンオフする。

MODE 2; スwitch S_{a1} がターンオフする事によって、 L_r と C_{r1} が共振し始める。主共振キャパシタ電圧 V_{Cr1} は共振的に直流電源電圧 V_s からゼロに減少する。

MODE 3; 共振インダクタ電流 i_{Lr} が、インバータスイッチの逆並列ダイオードを流れる間、主共振キャパシタ電圧 V_{Cr1} はゼロ電圧状態を維持する。また、このモードで、PWM 制御で選ばれた相のインバータスイッチは上下とも ZVS/ZCS でオンする。

MODE 4; スwitch S_{a2} を ZVS でターンオフすることによって、第 2 の共振である L_r と C_{r2} の共振が始まる。インダクタ電流は共振的にゼロへと減少する。

MODE 5; インダクタ電流と二つの共振キャパシタ電圧はモード 4 の最終値をそれぞれ維持する。このモードはスイッチ S_{a3} オンしない限り継続する、つまりゼロ電圧期間が制御可能である。

MODE 6; インダクタ電流が直接もどってくるため、スイッチ S_{a3} が ZCS でターンオンすることによって第 2 の共振である L_r と C_{r2} の共振が始まる。補助共振電圧 V_{Cr2} は共振的に V_p からゼロまで減少する。また、共振インダクタ電流 i_{Lr} は共振的にゼロから I_p まで増加する。

MODE 7; 補助共振電圧 V_{Cr2} がゼロになると、スイッチ S_{a2} の逆並列ダイオードがオンとなる。この瞬間、インバータ側の上下どちらかを ZVS でオフさせる。

MODE 8; インバータのスイッチング状態が変換し、 L_r と C_{r1} の共振が再び始まり主共振キャパシタ電圧 V_{Cr1} は直列電源電圧 V_s まで増加する。

MODE 9; 残り電流はダイオード D_{a1} を通りついにゼロになる。この期間にスイッチ S_{a1} は ZVS/ZCS

でターンオンすることができる。

既述したように、共振動作を行うにあたり、全てのスイッチングは、ZVS/ZCS で行われる。また、この回路においてのみ、ゼロ電圧期間は制御可能である。図 4 に負荷電流(電流源 I_o)を方形波状 (± 10 [A])に変化させた場合の v_{cr1} , i_{Lr} , v_{cr2} のシミュレーション波形を示す。図 5 に各補助スイッチの電圧/電流波形を示す。

3. 共振 DC リンク三相電圧形インバータ

図 6 に、本研究のトータルシステムである、共振

DC リンクを用いた、三相電圧形 PWM インバータシステムを示す。このシステムは電源電圧部、共振 DC リンク回路部、三相電圧形インバータ部、低域通過フィルタ部、三相負荷部からなっており、従来のハードスイッチングインバータの DC バスライン部に新共振 DC リンク回路を接続した構成となっている。この共振 DC リンク回路を動作させることにより、DC バスライン部の電圧にゼロ電圧モード(DC リンク動作状態 MODE3~7)を設け、この期間にインバータ側のスイッチング変換を行い、三相電圧形インバータの ZVS を達成する構造になっている。

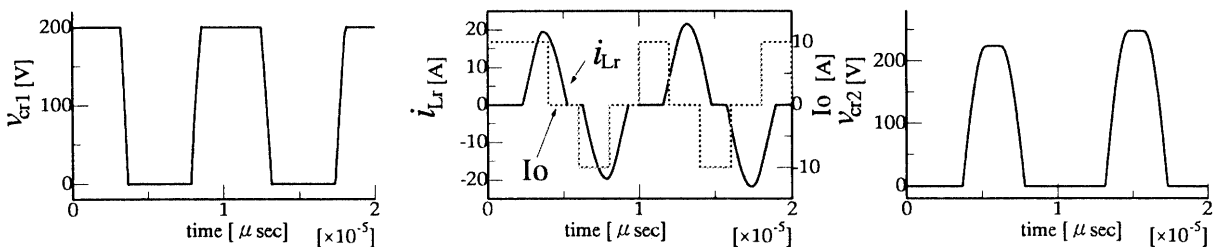


図 4 回路状態変数の電圧・電流波形

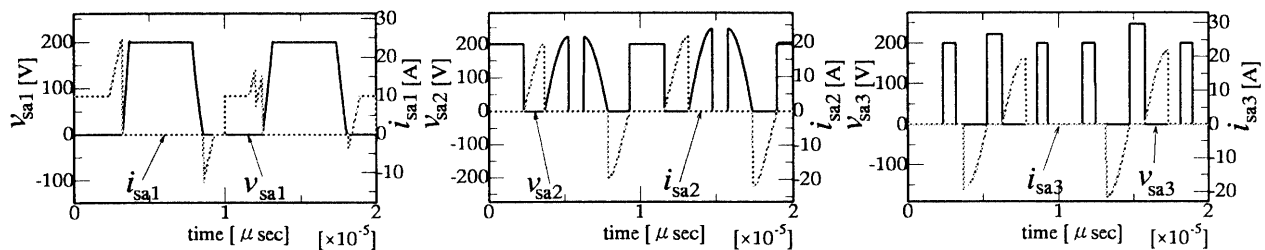


図 5 補助スイッチの電圧・電流波形

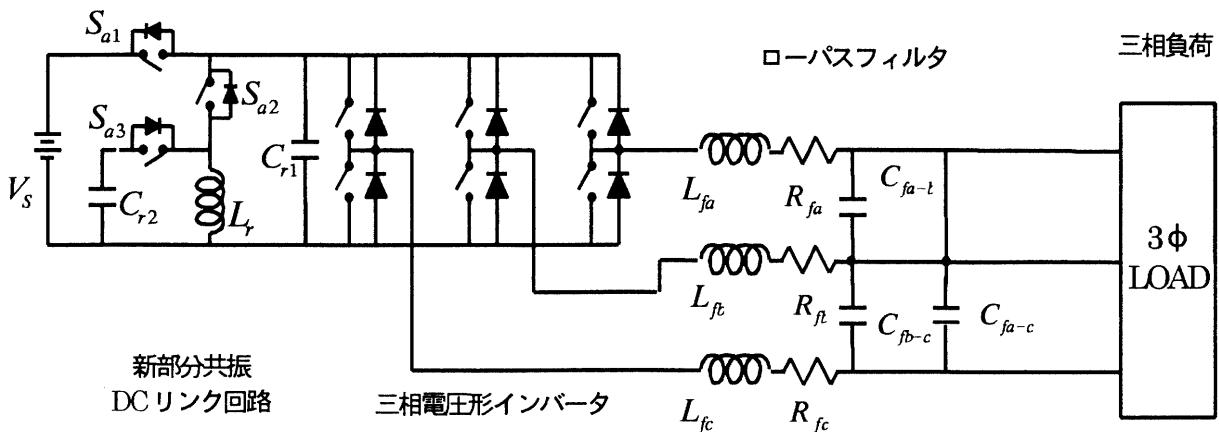


図 6 新共振 DC リンク回路を用いた三相電圧形インバータ

4. デジタル制御系の構成

本制御では、瞬時空間ベクトルを変換行列に用いることにより、最適一型デジタルサーボ制御を構成している。出力電圧 \hat{V}_C を線間電圧実効値が E で、角周波数 ω_e の三相正弦波電圧に制御することは、同期回転 d-q 座標上で、

$$\hat{v}_C^* = \begin{bmatrix} \hat{v}_{Cd}^* \\ \hat{v}_{Cq}^* \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{bmatrix}$$

に制御することに等しい。初期位相 φ は、三相電圧形 CVCF インバータでは、どのような値に選択しても良いため、ここでは

$$\cos \varphi = \sin \varphi$$

すなわち、

$$\varphi = \frac{\pi}{4}$$

と定める。このとき、三相電圧形インバータシステムの目標入力は、

$$\hat{v}_C^* = \frac{E}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

となる。この他 $\varphi = \pi/2$ 、とすると、

$$\hat{v}_C^* = \frac{E}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

また、 $\varphi = 0$ とすると

$$\hat{v}_C^* = \frac{E}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

となる。

従って、このステップ状の目標入力に定常偏差なく追従させるためには、内部モデル原理により、一型デジタルサーボ系を構成すれば良い。図7に2入力2出力一型デジタルサーボ系を示す。この系において制御則は、

$$\hat{v}_A[i+1] = -F_e \hat{x}[i] - L_s \hat{v}_A[i] + K_s Z[i]$$

$$z[i+1] = z[i] + \hat{v}_C^* - C_z \hat{x}[i]$$

となる。これらの系において、設計すべきフィードバックゲインベクトルである F_e と K_s と L_s を設計するために、最適フィードバック制御理論を導入している。最適制御理論とは、過渡応答を、評価するある評価関数の値が最小になるように、フィードバックゲインベクトルを決定する手法である。

5. 新パルスパターン

電源側と負荷に関する等価回路をゼロベクトル出力時の場合を図8(a)に、ゼロ電圧モード出力時の場合を同図(b)に示した。この二つの回路を比べると、電源と負荷に関しては、閉ループを組んでないことがどちらの回路にも言える。つまり、本共振 DC リンク回路はゼロ電圧モード期間の制御が可能であるので、ゼロ電圧モードを出力することにより、ゼロベクトルを出力する必要がないこと言える。この考え方をを用いると、図8(b)、(c)に示す様なパルスパターンを可能とすることができる。図より分かるようにこの新パルスパターンにより、共振 DC リンク回路の動作回数を一サンプリング期間あたり、3回か

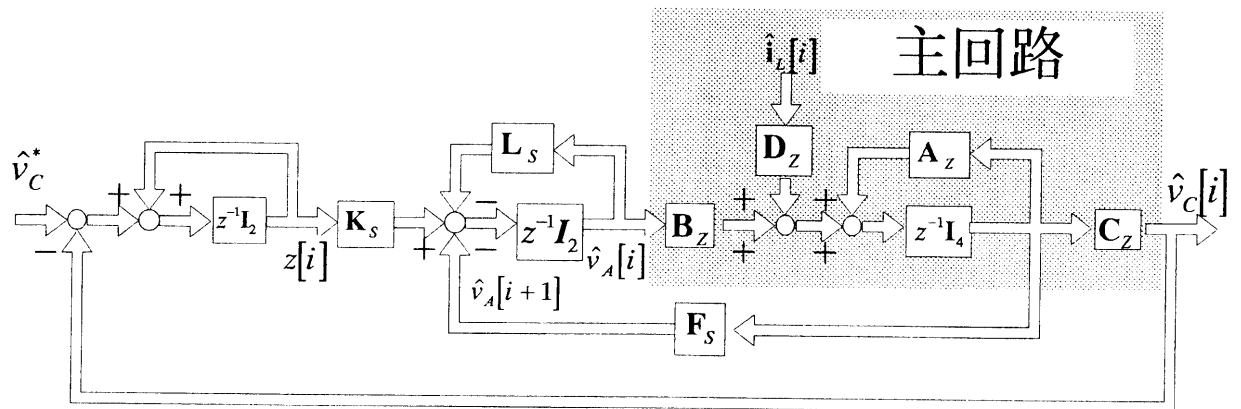
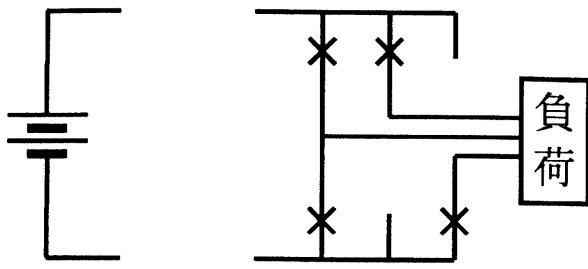
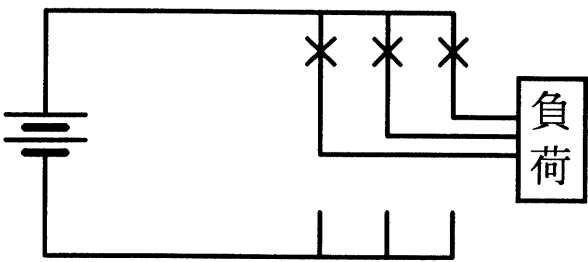


図7 2入力2出力一型デジタル制御系

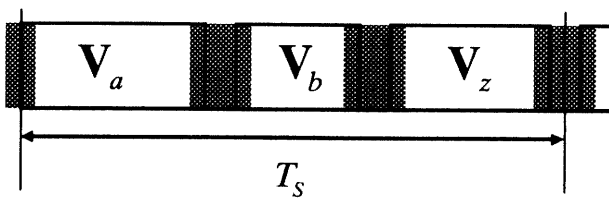


(a) ゼロ電圧モード期間

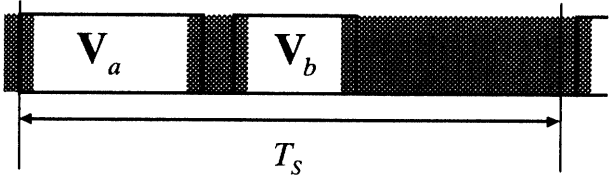


(b) V7ベクトル出力

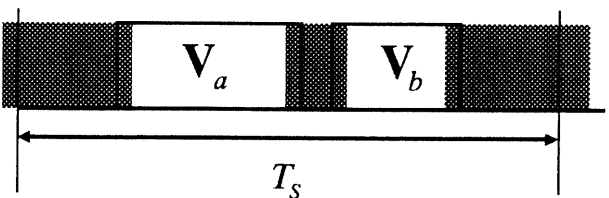
図8 電源と負荷に関する等価回路



(a) 従来のパルスパターン



(b) 新パルスパターン A



(c) 新パルスパターン B

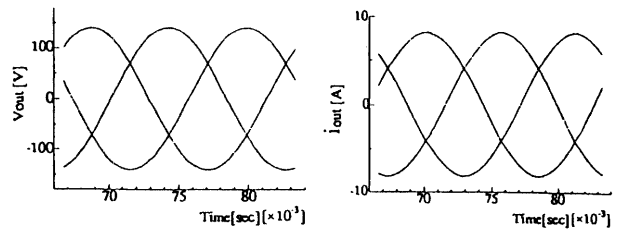
図9 一サンプリング期間の出力電圧ベクトル

ら2回に減少させることができる。つまり、ハードスイッチングにおけるデッドタイムに相当する、共振DCリンク動作期間が減少する、よって波形歪み率も減少させることが可能である。又、共振DCリ

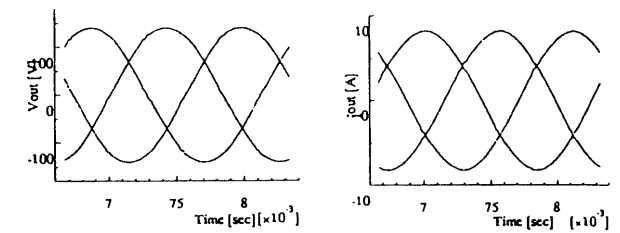
ンク回路を動作させるに必要な電力を削減でき、さらに導通損失、スイッチング損失の低減をはかることができる。

6. シミュレーション結果

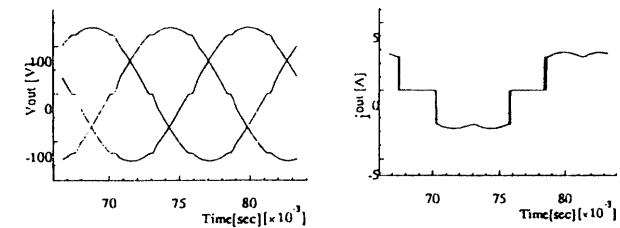
図10 (a),(b),(c),(d)に抵抗負荷時における出力電圧波形、出力電流波形をハードスイッチング時、新パルスパターン A 時に対して示す。また、図10 (e),(f),(g),(h)は整流器負荷時に対するそれらを示す。



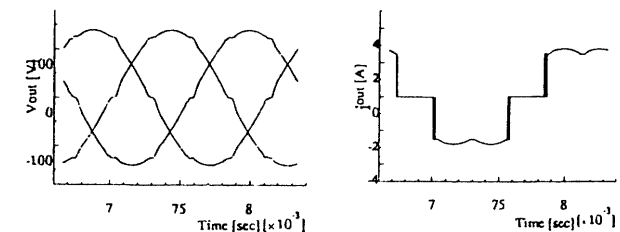
(a) 出力電圧 (b) 出力電流
ハードスイッチング (抵抗負荷時)



(c) 出力電圧 (d) 出力電流
新パルスパターンソフトスイッチング (抵抗負荷時)



(e) 出力電圧 (f) 出力電流
ハードスイッチング (整流器負荷)



(g) 出力電圧 (h) 出力電流
新パルスパターンソフトスイッチング (整流器負荷)

図10 出力電圧/電流波形

さらに、表1にハードスイッチング、従来のソフトスイッチングパターン、新パルスパターン A,B の出力電圧の歪み率を誘導性荷時、整流器負荷時において示した。

図9よりハードスイッチング時、新パルスパターン時共に、出力波形は正常であることが分かる。このことより本方式が正確に動作していることが分かる。また、提案する新電圧ベクトル変調パターンが、共振DCリンク回路部の共振動作回数を低減でき、主インバータのスイッチング回数を少なくできることにより、導通損失、スイッチング損失、さらには電磁ノイズの低減に有効であることが分かる。さらに、表1より、従来のスイッチング方式の方が歪み率が低減していることが分かる。これは共振DCリンク動作回数が低減したことにより、一サンプリング期間内における共振動作期間のしめる割合の低減によるためと考えられ、新電圧ベクトル変調方式の有効性が証明された。

表1 抵抗負荷時の出力電圧波形歪み率

パルスパターン	THD
ハード SW (Dead time 1.5[μ sec])	0.90
ハード SW (Dead time 1.5[μ sec])	1.50
従来パルスパターン	1.70
新パルスパターン A	1.50
新パルスパターン B	1.50

7. まとめ

本論文では、三相電圧形インバータソフトスイッチングの一方式として、中小容量向けに最適な共振

DCリンク方式インバータを取り上げ、電圧ゼロモード期間が制御可能である新部分並列共振回路を提案し、その動作原理・特徴を説明した。次に、この新部分共振DCリンク回路を適用した三相電圧形CVCF-PWMインバータを取り上げ、一型デジタルサーボ系としてのデジタル制御法を提案し、このトータルシステムのシミュレーション解析を線形負荷、非線形負荷に対して行い特性評価・検討を行った。さらに、提案した共振DCリンク回路のみが可能とする三相電圧形インバータの新電圧ベクトル変調パターンを導入することができることを指摘しこれによれば、共振DCリンク回路及び三相電圧形インバータ部のスイッチング損失、導通損失を大幅に低減でき、出力電圧波形の歪み率をも低減させることが可能であることを確認した。

参考文献

- 1) Young-Chae Jung and Gyu-Hyeong Cho ; 「Low-loss quasi-parallel resonant DC link inverter with advanced PWM capability」; International Journal of Electronics ---Vol-81, No2, pp219-234, 1996
- 2) T. Shimizu, M. Kurokawa, E. Hiraki, T. Horiuchi, Y. Sugawara, M. Nakaoka ; 「Utility-Interactive Instantaneous Sinewave Space Vector Modulated Bidirectional three phase Power Conditioner using Resonant DC Link」; Annual Meeting Proceedings of International Industry Applications Society ---Vol-2, pp1681-1688, October, 1997
- 3) 黒川 学、中岡 睦雄 ; 「新共振 DC リンクによる新電圧ベクトル変調パルスパターンを用いた三相電圧形ZVS-PWM インバータ」電学会半導体電力変換研資, SPC-97, pp.7-12(1997-10)

(1997.10.28 受理)

The Application of Voltage-Fed Three Phase PWM Inverter by New Voltage Vector Modulated Pulse Digital Control Pattern New Pulse Pattern

Manabu KUROKAWA, Eiji HIRAKI, Mutsuo NAKAOKA

We have developed the new pulse pattern by new resonant DC link for voltage-fed three phase inverter. By using this pattern, we can decrease the number of resonant DC link operation, so, conduction loss and switching loss will decrease. Moreover, Electro Magnetic Interference will decreased, too.