

# 研究報告 ソフトスイッチングインバータ

## Soft-Switching-Inverter

夫馬弘雄, 近藤春義, 大塚一雄

Hiroo Fuma, Haruyoshi Kondo, Kazuo Ohtsuka

### 要 旨

ソフトスイッチングインバータはスイッチング損失, 電磁干渉 (EMI) ノイズの低減が期待されることから次世代インバータの最有力候補と考えられているが, 一方で課題も多く残されている。本報告ではソフト化方式の種類について述べた後, 現在検討中の $\Delta$ 型インバータについて報告する。 $\Delta$ 型インバータは共振動作による素子電圧の上昇がなく, 電源ラインに素子を入れないため, 直流損が常時発生することがない部分共振型のソフトスイッチングインバータである。しかし, スwitching方式から出力電圧が小さいという課題があった。このため, スwitching制御方法をシミュレーションにより検討し, 新しく考案した制御方法で通常出力を得ることが可能であることを確認した。実際に試作機を作製し,  $\Delta$ 型回路の正常な動作を確認するとともに従来並の出力電圧を確認した。また, 新たな問題としてトルク変動が生じる点が明らかになった。この点に関しては制御プログラムの補正で解決できることが明らかになった。報告では補助回路の使用方法についても記述する。

キーワード ソフトスイッチング, インバータ,  $\Delta$ 型

### Abstract

The soft-switching-inverter is a very promising candidate as the next motor driving inverter, because the soft-switching inverter has a low switching-loss and a low EMI (the electromagnetic-interference) properties. On the other hand, the soft-switching inverter has difficulties to be solved at the present time. In this report, after describing the types of soft-switching circuits, research results of the delta-configured circuit are presented. The delta configured circuit applies no excess voltage stress on the switching devices and produces no continuous loss, because of no inserted circuit parts in the power line. Drawbacks of the low output voltage properties of this type have been overcome by a newly developed control algorithm. Improvement of the output property has been confirmed with the computer simulation and the experimental inverter apparatus. A torque fluctuation problem newly emerged and was solved with program compensation. In the report, the operating algorithm is also described.

Keywords Soft-switching, Inverter,  $\Delta$ -type

## 1. はじめに

ハイブリッド車の普及に伴い, モータ駆動・回生を行うインバータについてもその性能改善が求められている。ソフトスイッチング方式は, スwitching損失の低減と電磁干渉ノイズの低減が可能となるため期待される回路方式ではあるが, 付加素子が必要であるためコスト増となることや, ソフト化することによる弊害もあることから実用化されるには至っていない。今回, 自動車用に適したソフト回路として $\Delta$ 型を取り上げ検討したので報告する。

## 2. ソフトスイッチングインバータの種類

### 2.1 AC/DCリンク型, 全共振/部分共振型

ソフトスイッチングインバータは, 電源とインバータの間に補助回路を挿入するDCリンクタイプとインバータと負荷の間に補助回路を挿入するACリンクタイプとに分けることができる ( Fig. 1 )。また補助回路を常時動作させる全共振型と切り替え時のみに動作させる部分共振型に分けられる ( Table 1 )<sup>1)</sup>。全共振型は常に共振動作をしていることから効率が悪く, よほど損失の少ないコイル, コンデンサが開発されない限り, 現状では部分

共振型の方が優れている。また、DCリンク型は電源のメインラインに素子（トランジスタあるいはトランス）を挿入する必要があり、定常的な損失が増えることが欠点となる。一方で、ACリンク型は各アームごとに補助回路を付ける必要があるため付加素子の数が多くなるという欠点がある。我々は検討対象として部分共振型で定常損失のないACリンク方式である補助共振転流ポール型のソフトスイッチングインバータについて検討を行った。

2.2 補助共振転流ポール型

補助共振転流ポール型の基本回路をFig. 2に示す。この方式は電源電圧以上の電圧が素子に印加されないことが長所であるが、付加素子が多いことが短所となる。Fig. 2の回路の場合には補助コイルに電流を流すことによりコンデンサの電位を切り替える方式で、中点電位が必要となることや、双方向スイッチが必要となることから自動車用を使用することは難しいと判断した。そこで同じ範疇の別回路であるΔ型

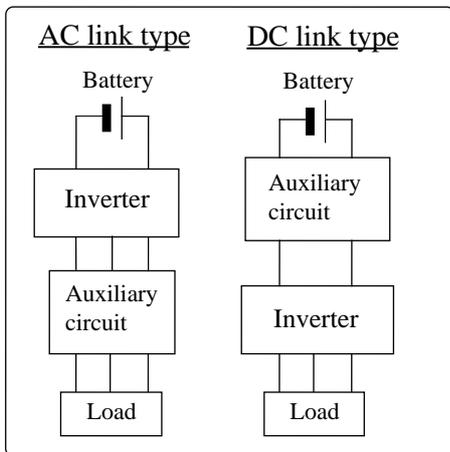


Fig. 1 DC link type & AC link type.

Table 1 Full resonant type & Quasi resonant type.

Full resonant	Quasi resonant
<ul style="list-style-type: none"> <li>Resonant DC-link inverter</li> <li>Clump resonant DC-link inverter</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Quasi resonant DC-link inverter</li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>Resonant pole inverter</li> <li>Fully-resonant AC-link inverter</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Quasi resonant AC-link inverter</li> </ul>

回路に注目した ( Fig. 3 )。この方式では中点電位を必要とせず、補助スイッチが単方向のため、付加素子が少ないという長所がある。一方で切り替え自由度が減少するため、それを補う制御方法の開発が必要となる。

3. Δ型ソフトスイッチングインバータ

3.1 動作原理

Fig. 3に示したΔ型回路の補助回路を用いた切り替え方法をFig. 4に示す。まず、補助回路のスイッチをオンにし補助回路のコイルに通電する ( Fig. 4(a) )。各スイッチの切り替えは各々のスイッチ電圧がゼロのときに行う ( Fig. 4(a) )。この際、スイッチ電圧は並列接続されたコンデンサによりゼロ近傍に保持されるため、スイッチング損失を大きく減少させることが可能になる。一方でコンデンサの電圧切り替えは、アームの上下スイッチがオ

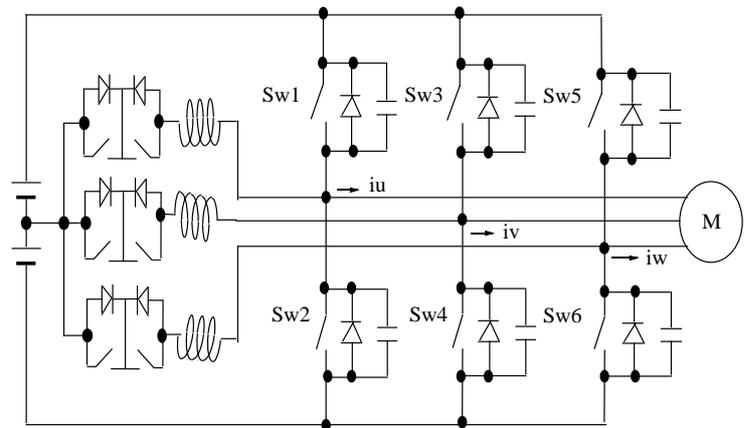


Fig. 2 Auxiliary resonant commutated pole inverter.

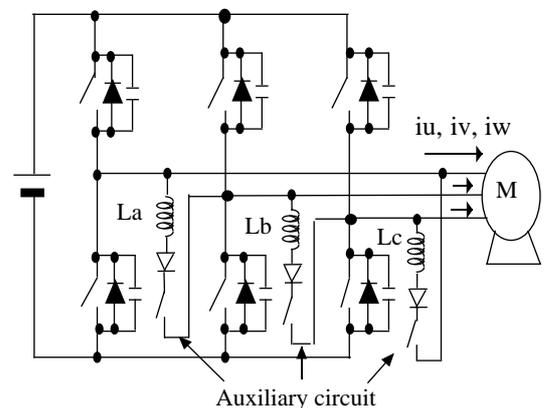


Fig. 3 Delta-configured auxiliary resonant snubber inverter.

フの状態補助コイル電流により成される ( Fig. 4(b) )。補助回路が接続された両アームが初期状態から反転した状態で、各スイッチをオンすることにより反転が完了し ( Fig. 4(c) )、この状態で補助回路に逆電圧が印可されるため、補助回路の電流はゼロになる。その後補助スイッチをオフにすることにより転流動作が終了する。このような同時切り替えの場合には負荷電流により補助回路の切り替え初期電流値が変化するため、補助回路とスイッチ動作の切り替えタイミングを負荷電流に合わせて設定する必要がある。

3.2 補助回路による対反転

そこで、我々は負荷電流の状態により二つに場合分けを行って切り替える方法を考案した ( Fig. 5 )。対反転を行うアームの負荷電流の和 (  $I_u + I_v$  ) が正の場合にはゼロ電圧側のアームを先に高圧側に切り替えてから、高圧側のアームを低圧側に切り替え、負荷電流の和 (  $I_u + I_v$  )

が負の場合には高圧側のアームを先にゼロ電圧側に切り替えてから、ゼロ電圧側のアームを高圧側に切り替える。このような切り替えを行うことにより補助回路のスイッチオンとアームのスイッチオフの動作を連動させることが可能になるため、タイミング調整が不要となる。ただし、素子オン電圧および寄生抵抗による損失が発生するため完全には反転しない場合が生じる。このため反転の判定に少し余裕を持たせる必要がある。具体的には電圧による切り替え判定に数十Vの余裕を持たせている。Fig. 6に試作した3kW駆動用Δ型インバータの切り替え波形を示す。設計通り ( Fig. 5 ) の動作をしている。また、電流が立ち下がってから電圧が上昇しているためソフトスイッチング動作となっていることがわかる ( Fig. 6(b) )。

3.3 3ベクトル制御

次にベクトル制御の問題であるが、この補助回路は一つのアームの電圧を上げるとともに、対となるアームの

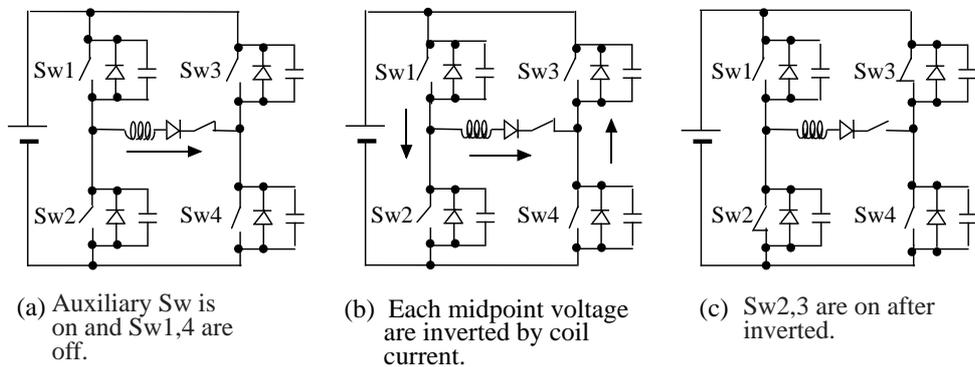


Fig. 4 Sequence of inversion by auxiliary coil current.

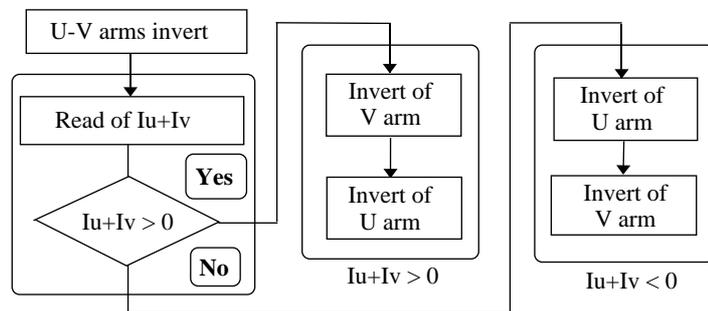


Fig. 5 Applied sequence of inversion.

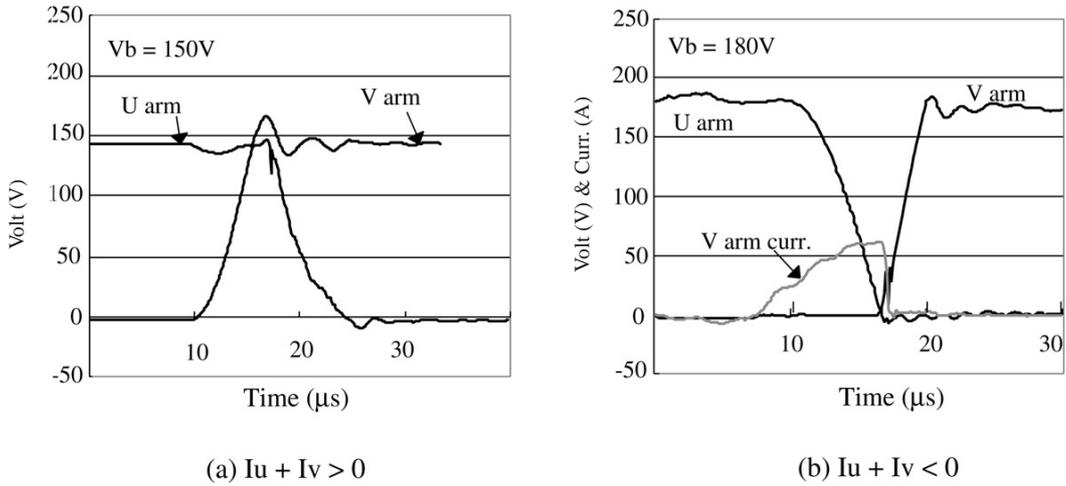


Fig. 6 Midpoint voltages of U and V arms and V arm current.

電圧を下げるため、ベクトル間で切り替え可能なルートは (1,0,0) (0,1,0) (0,0,1) あるいは、(1,1,0) (1,0,1) (0,1,1) での3ベクトル間切り替えとなる。この場合には電圧の利用率が悪く、ハードスイッチングで行う三角波比較PWM方式の2/3の電圧利用率しか得られない。3ベクトル方式で駆動した場合の出力電圧例をFig. 7に示す。

4. 制御方法の開発

4.1 6ベクトル制御

補助回路を使用する場合は上記のように、必ず対での反転となるため、補助回路を使用しない反転方法が制御ベクトル点を増やす方法になる。補助回路を利用しない反転方法としてはモータ電流を利用した反転方法となるので、ある程度電流が流れていることが条件となる。この場合にはうまく切り替え方法が存在する。モータ電流によりU相がゼロ電圧から高圧側に切り替え可能な場合をU<sub>+</sub>、高圧側からゼロ電圧側に切り替え可能な場合をU<sub>-</sub>で表示すると制御点として利用するベクトル点で場合分けし、Fig. 8の切り替え方法がある (Fig. 8では高圧側接続アームのみをu, v, wで表示した)。この方法ではゼロベクトル点 (0, uvw) も使用可能となり、3回の補助回路を利用した対反転と、3回のモータ電流を利用した切り替えによりゼロベクトルを含む全てのベクトル点を取ることが可能となる。切り替えにより6ベクトルを切り替えることになるのでむだなベクトル点3点が存在するのが難点である。実際には3ベクトル

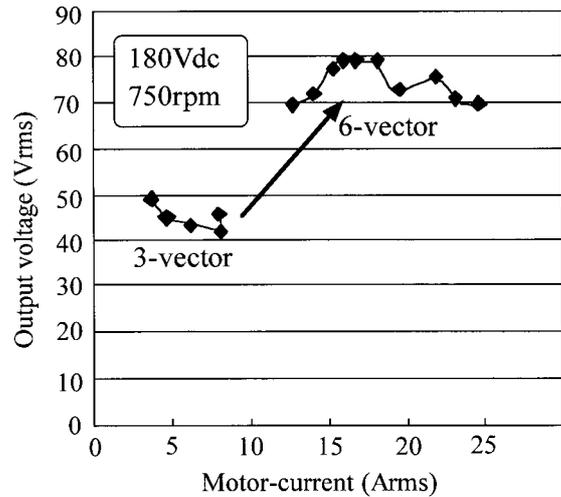


Fig. 7 Output voltage of 3kW induction motor drive.

ル切り替えによりある程度電流を流した後に、この6ベクトルでの制御に移ることになる。実際に6ベクトルで駆動した場合 (Fig. 8とは少し異なるシーケンスで駆動) の出力電圧の例を3ベクトル切り替えと同じくFig. 7に示す。図より明らかなように、制御ベクトルを6ベクトル化することにより出力電圧が向上していることがわかる。

	One of contained control vector
<b>【U】</b>	
0 u v w wu vw uvw	(wu,vw)
0 u v uv wu vw uvw	(uv)
<b>【V】</b>	
0 v w u uv wu uvw	(uv,wu)
0 v w vw uv wu uvw	(vw)
<b>【W】</b>	
0 w u v vw uv uvw	(vw,uv)
0 w u wu vw uv uvw	(wu)
<b>【U】</b>	
uvw vw uv wu w u 0	(w,u)
uvw vw uv v w u 0	(v)
<b>【V】</b>	
uvw uw vw uv u v 0	(u,v)
uvw uw vw w u v 0	(w)
<b>【W】</b>	
uvw uv wu vw v w 0	(v,w)
uvw uv wu u v w 0	(u)

Fig. 8 Control sequence of 6 vector.

コントローラで設定した正弦波変調率と出力電圧の関係は、三角波PWM制御の場合には以下の関係式となる。

$$\text{線間電圧} = \text{入力電圧} / 2 \cdot \text{変調率} \cdot 1.225 \quad (1)$$

変調率は最大で73%であったので、入力電圧を180Vとすると式(1)より出力電圧の値として80.5Vの値が得られる。この値はFig. 7に示す結果とほぼ一致しており、試作したΔ型インバータが設計通りに動作していることが確認された。変調率が100%にならない理由としては切り替え時間が無効時間となるためと考えられる。現在は動作検証を目的としており、切り替え時間が1回当たり15μsと長いので、今後は3μs程度と短縮する必要があると考えられる。

#### 4.2 トルク変動の補正

Δ型の制御において各相の切り替えの順序を固定しているためPWM途中の偏差が電流偏差として発生する。このためトルクの変動が検出された。これに対して変動量を計算して補正したところトルク変動が大幅に減少した ( Fig. 9 )。電流波形は補正により正弦波に近づいているため、各相切り替え順序固定による電流偏差の問題はプログラム補正により解消できると考えられる。

#### 4.3 損失

ソフトスイッチングインバータの損失予測をシミュレーションにより行った。切り替え時間3μsでのシミュレーション結果をFig. 10に示す。シミュレーションで考慮しきれない項目が

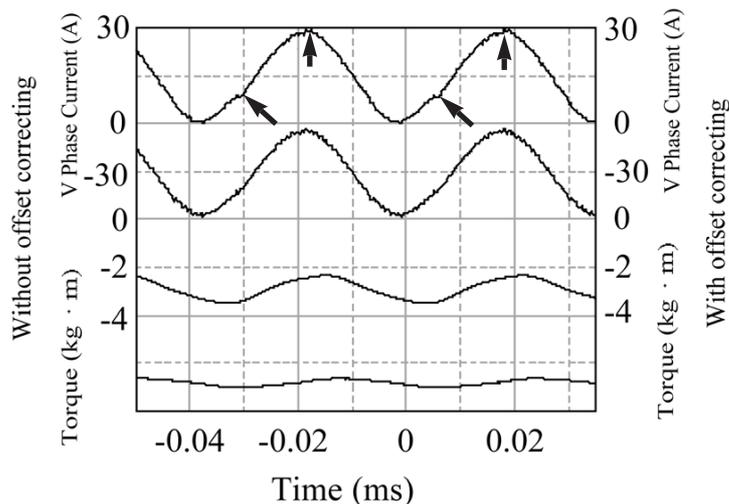


Fig. 9 Improvement of torque ripple (Arrows indicate distorted portion).

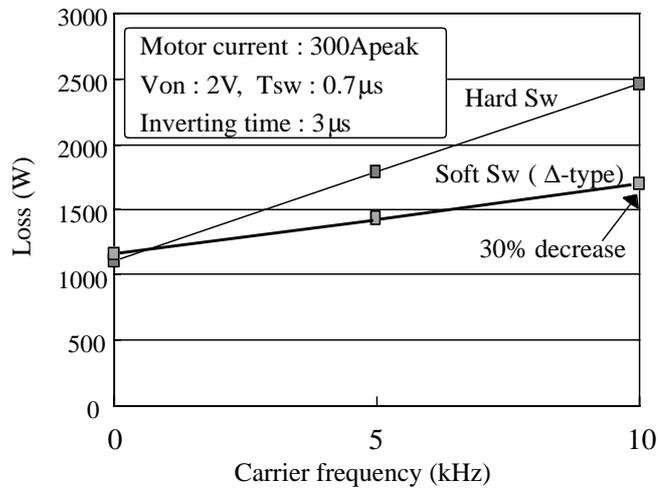


Fig. 10 Loss estimation by computer simulation.

あるため、ソフトスイッチングインバータの効果が大きく見積もられていると考えられるが、今後改良の余地が多く残されているため、Fig. 10の結果は期待値としては妥当であると考えている。キャリア周波数10kHzで約30%の損失改善が見込まれており、次期インバータ技術として期待される。すでに述べたように、現在は切り替え時間が $15\mu\text{s}$ のため短縮の必要があるとともに付加素子の小型化も必要になっており、今後解決すべき課題は多い。電磁干渉ノイズについてFig. 6より、低減できていると考えられるが、定量的評価は実装方法が確立した後、実施予定である。

## 5. まとめ

ACリンクタイプの部分共振型のインバータとして補助回路の素子数の少ない $\Delta$ 型のソフトスイッチングインバータについて、ベクトル切り替えの問題を解決し、試作機において正常な動作を確認した。今後は現在のハードスイッチング型に対して優位性を出すために、切り替え時間の短縮と付加素子の小型化を図る予定である。

## 謝辞

本業務を遂行するに当たり、稲熊氏、大谷氏に協力して頂いた。

## 参考文献

- 1) 長尾道彦：「総論」平成12年電気学会全国大会予稿集(2000) S.22-1  
(2000年12月22日原稿受付)

## 著者紹介



夫馬弘雄 Hiroo Fuma  
生年：1956年。  
所属：パワーデバイス研究室。  
分野：ソフトスイッチングの研究。  
学会等：電気学会、応用物理学会会員。



近藤春義 Haruyoshi Kondo  
生年：1946年。  
所属：パワーデバイス研究室。  
分野：ソフトスイッチングインバータの研究。  
学会等：自動車技術会会員。



大塚一雄 Kazuo Ohtsuka  
生年：1963年。  
所属：機電技術課。  
分野：計測・制御用マイコンボードの開発。  
学会等：自動車技術会会員。