

ACリンクソフトスイッチングインバータの 効率およびノイズ評価

Efficiency and Noise Evaluation of AC Link Soft-switching Inverter

古川 勝彦* 篠原 貞夫*
Katsuhiko FURUKAWA Sadao SHINOHARA

要 旨

ハイブリッド電気自動車や燃料電池自動車に用いられるモータ駆動用インバータの高効率化と低ノイズ化のために、ソフトスイッチングインバータ技術に注目した。複数あるソフトスイッチング回路方式の中で、大電力に適用でき、付加する回路部品点数が少ない AC リンクインバータに着目し、さらにインダクタ数を削減した一括補助共振 AC リンク形ソフトスイッチングインバータを考案した。ハードスイッチングインバータとの比較評価において、0.5%の効率向上を確認できた。また、伝導ノイズはほとんどの周波数帯で、放射ノイズは全周波数帯で低減することができ、低減効果はそれぞれ最大で 10dB、20dB であった。

ABSTRACT

Soft switching inverter technology was examined as a means of increasing the efficiency and reducing the noise of the inverters used to drive motors in hybrid electric vehicles and fuel cell vehicles. From the various soft switching circuit topologies available, AC link inverters were selected as the research focus, because they can be used in high-power applications and require few additional circuit components. Specifically, single inductor auxiliary resonant AC link inverter was worked out to further reduce the number of inductors. Comparisons with hard switching inverters showed a 0.5% improvement in efficiency. In addition, conduction noise was reduced at almost all frequency bands and radiation noise was reduced at all frequency bands, and demonstrated maximum reductions of 10dB and 20dB respectively.

1. まえがき

地球温暖化やエミッションの問題が深刻化する今日、自動車に対して低燃費化、低エミッション化に対する要求が高まっている。Honda では 1997 年に電気自動車である Honda EV PLUS と 1999 年、2001 年と相次いでガソリンエンジンとモータを併用したハイブリッド自動車の Insight, Civic Hybrid を、さらに 2002 年末には燃料電池自動車である FCX を世界に先駆けて市場に送り出した。これらの車両は、モータが駆動力の一部あるいはすべてを担っており、モータ出力は IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)などの半導体スイッチング素子を使用したインバータで直流を交流に電力変換して制御される。インバータの電力変換はスイッチング素子を導通状態と遮断状態を切り替える(以下スイッチング)ことで行われるが、この過渡状態においてはスイッチング素子に大電流と大電圧が印

加されるため、大きな損失が発生する。また、同時に電圧と電流の急激な変化を伴うため、サージ電圧や電磁ノイズが発生する。

本稿では、半導体スイッチング素子のスイッチング時に発生する損失(以下スイッチング損失)と電磁ノイズの両方の低減が期待できるソフトスイッチングインバータ技術の中で、今回考案した AC リンクソフトスイッチングインバータの回路動作および、効率とノイズについてハードスイッチングインバータと比較した結果を示す。

2. 従来技術

インバータはバッテリーなどの直流電源と負荷であるモータを磁極位置に応じた半導体スイッチング素子でスイッチングを繰り返すことで三相交流に変換する装置である(Fig. 1)。この際、導通と遮断を行う時間に対して導通時間の比

率を変える PWM (Pulse Width Modulation) 制御で出力を変えることができる。Fig. 1 に示す回路における、半導体スイッチング素子に印加される電圧 V_{ce} 、電流 I_c および $V_{ce} \times I_c$ で表される損失の波形を Fig. 2 に示す。このような従来のスイッチング手法を、ソフトスイッチングに対してハードスイッチングと呼ぶ。

スイッチング時に半導体スイッチング素子に発生する損失には導通損失とスイッチング損失の2つがある。

導通損失は、半導体スイッチング素子に電流が流れる導通状態において、スイッチング素子の両端にかかる 2 V 程度の飽和電圧と電流の積で表される損失であり、オン損失とも言われる。この損失は半導体スイッチング素子の材料や構造に依存しており、半導体技術の進化に伴い減少している。

スイッチング損失は半導体スイッチング素子を導通状態から遮断状態に切り替える過渡状態(以下ターン OFF)と遮断状態から導通状態に切り替える過渡状態(以下ターン ON)で発生する損失である。

半導体スイッチング素子の損失を低減するためには、導通損失とスイッチング損失の両方を低減しなければならないが、導通損失低減は半導体技術に依存する。一方スイッチング損失は導通と遮断を繰り返すスイッチング周波数を低くすることによりスイッチング回数を減らす方法や、導通状態と遮断状態を切り替えるために要する時間を短くして

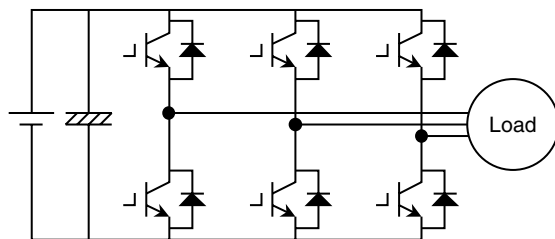


Fig. 1 Inverter circuit

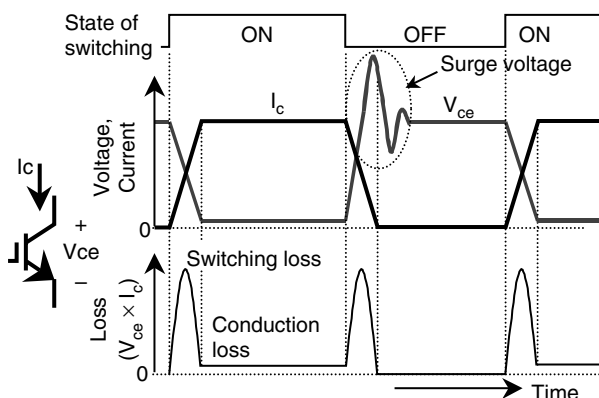


Fig. 2 Voltage, current and loss under hard-switching condition

電流と電圧が重なる時間を短く抑える手法により低減することが可能である。しかし、スイッチング周波数を低くすることにより可聴周波数帯に入るとモータからの音が問題になる。また、スイッチング時間を短くすることにより、半導体スイッチング素子に流れる電流の変化率 (di/dt) が大きくなると配線インダクタンスの成分によりサージ電圧が引き起こされ、同時に半導体スイッチング素子の両端に印加される電圧の変化率 (dV/dt) が大きくなり、伝導および放射ノイズの増大が起こるなどの問題が現れる。サージ電圧が大きくなり、耐電圧を超えると半導体スイッチング素子は破壊に至るため、その対策として高耐電圧の素子を用いると逆に導通損失が増加する。また、スナバ回路を用いてサージ電圧を吸収して低く抑えても、吸収したエネルギーをスナバ回路で消費するため損失が発生する。そのため、ハードスイッチングでは損失低減に限界があった。

3. ソフトスイッチング技術

3.1. 基本概念

ハードスイッチングでの損失低減を行うにあたっての問題を解決する手法として、半導体スイッチング素子にインダクタ (L) やコンデンサ (C) を接続した Fig. 3 に示す共振スイッチにより、半導体スイッチング素子に流れる電流と電圧を緩やかに変化させ、電流もしくは電圧がゼロの時に導通と遮断の状態を切り替える技術が提案された。これがソフトスイッチング技術である。Fig. 4 に示すように共振スイッチにより半導体スイッチング素子に流れる電流と電圧はハードスイッチングより緩やかに変化し、電圧と電流の重なりが低減できるためスイッチング損失を低減することが可能となる。ターン ON では、付加したインダクタからの電流が、半導体スイッチング素子に接続したフリーホイーリングダイオードに流れている間に、スイッチングを行っている。半導体スイッチング素子に流れる電流と電圧がともにゼロとなり、損失をなくすることができる。次に、ターン OFF についてはスイッチ両端のコンデンサで電圧の変化を緩やかにして電圧と電流の重なりを小さくすることにより損失を低減している。ターン ON とターン OFF の

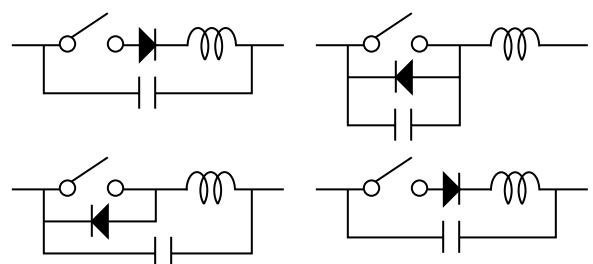


Fig. 3 Resonant switches

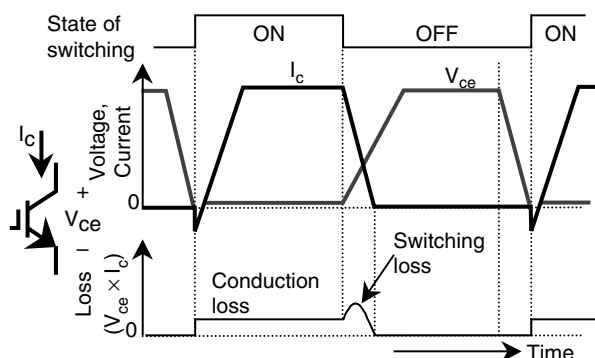


Fig. 4 Voltage, current and loss under soft-switching condition

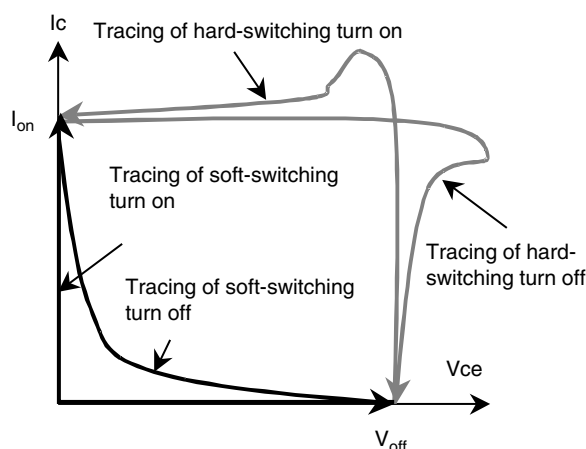


Fig. 5 Lissajous waveform of I_c and V_{ce}

電圧と電流を Fig. 5 のようにリサージュ波形で描くとハードスイッチングより軸に近づいた形状となる。ターンOFFでは損失を完全になくすることはできないが、ハードスイッチングより充分小さく抑えられていることが分かる。

3.2. 回路方式

Fig. 4 に示したソフトスイッチング方式以外にも、ターンON、ターンOFFともにゼロ電流でスイッチングする方式や、半導体スイッチング素子だけでなくインバータ全体に印加される電圧をゼロにしてスイッチングする方式など、様々な回路方式が存在する^{(1), (2)}。本節ではその代表的な回路をいくつか紹介する。

Fig. 6(a) に示す共振 DC リンクインバータは、電源とインバータの間に LC 共振回路を接続した回路方式である。この回路は共振回路によりインバータの入力電圧を正弦波状に変化させ、インバータ入力電圧がゼロになったときにスイッチングを行う方式であり、スイッチング損失を低減できる。しかしながら、共振回路の電圧が負荷電流に依存し、ゼロ電圧にならない場合や、共振時には電源電圧の数倍になるなどの問題点があり、現在はその改善回路が考案され

ている。Fig. 6(b) に示す ART インバータは共振 DC リンクインバータの改善回路の一つであり、インバータの DC 側に接続された共振回路でインバータ両端電圧を電源電圧以上にすることなく、スイッチング時には電圧をゼロにできる回路方式である。この回路はすでに電気バスのモータ駆動用インバータとしてアメリカで 100kW クラスのものが実用化されている⁽³⁾。DC リンク方式には、これらの回路以外に電源とインバータ間にクランプスイッチを挿入して、スイッチング時にはインバータと電源を切り離す方式など多数存在する^{(1), (2)}が、クランプスイッチで導通損失が発生するため、小電力向きと考えられる。

Fig. 6(c) に示す ARCP インバータは前に説明した DC リンク方式に対し、補助共振回路をインバータの DC 側と AC 側に接続した回路方式である。この回路方式では、ターンOFFは半導体スイッチング素子の両端に接続したコンデンサによるゼロ電圧スイッチング、ターンONは半導体スイッチング素子のフリーホイーリングダイオードに補助共振回路により電流を導通させることによるゼロ電圧&ゼロ電流スイッチングを行うため、半導体スイッチング素子の電圧と電流波形はFig. 4に示した動作波形となる。このインバータ回路は、DCリンク回路とは異なり電源とインバータ間に部品が存在しないため、大電力に適合し、各相個別のPWM制御が可能である。しかし、DC電圧の midpoint を保持するコンデンサが必要であり、大電力化にあたってはこのコンデンサが大型化してしまう。

Fig. 6(d) に示す RSI⁽⁴⁾は AC 側に補助共振回路をもつ回路方式である。この回路は ARCP のような midpoint 保持コンデンサが必要なく、また、DC側に部品がなく、そこで損失が発生しないため、大電力に適した回路であると考えられる。スイッチング動作は ARCP インバータと同じくターンOFFはコンデンサによるゼロ電圧スイッチングで行い、ターンONは補助共振回路によりフリーホイーリングダイオード導通中に行うことからゼロ電流&ゼロ電圧スイッチングとなる。しかしこの回路方式は ARCP 回路のように1相を独立でスイッチングすることが不可能で、必ず2相以上の同時スイッチングが必要となることから、三相制御時のPWM出力が複雑になる。

Fig. 6(a) から Fig. 6(d) に示した回路はスイッチ両端の電圧がゼロのときにスイッチングを行うゼロ電圧スイッチング形に分類されるのに対し、Fig. 6(e) に示す ZCT インバータ^{(5), (6)}はゼロ電流スイッチング形に分類される。この回路は半導体スイッチング素子の電流がゼロの状態ですwitchングを行うため、スイッチング損失はターンONとOFFの両方で完全になくすることができる。

Fig. 6(f) に示す ZCZVT インバータは最新のソフトスイッチングインバータ回路方式であり、ターンON、OFFともにスイッチの電流と電圧がゼロの時にスイッチングができる回路である⁽⁷⁾。

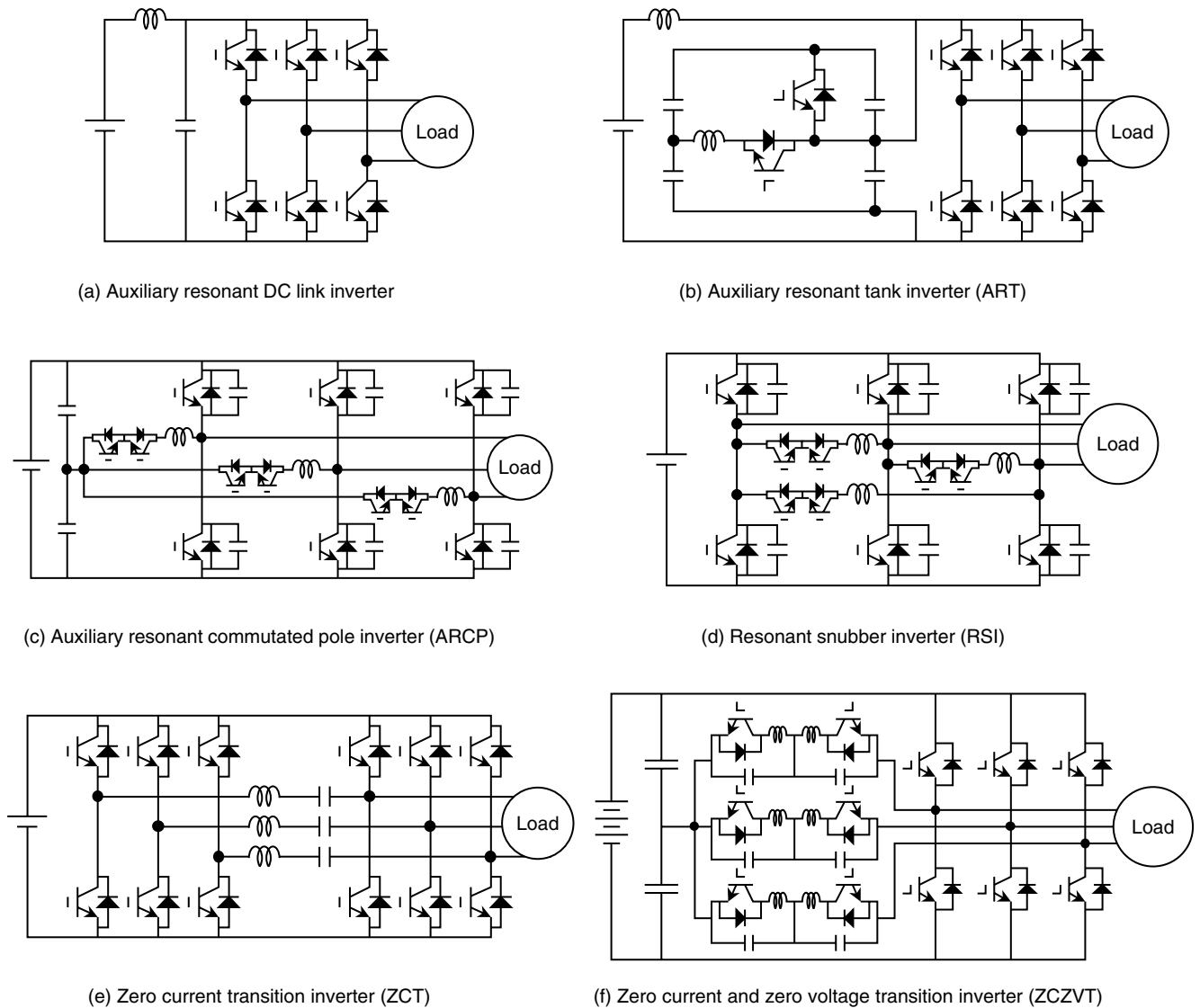


Fig. 6 Soft-switching inverter circuits

4. 一括補助共振 AC リンクインバータ

本研究で提案した一括補助共振 AC リンクインバータを Fig. 7 に示す。一括補助共振 AC リンクインバータは Fig. 6(d) に示す RSI の大電力適合性と補助共振回路の部品点数が少ない点を更に改良し、インダクタを1つに集約した回路であり、ACリンク方式では最小の部品点数で構成される。

4.1. 動作説明

回路動作は一括補助共振 AC リンクインバータの単相回路を用いて説明する。回路図、各部品名、記号を Fig. 8 に示す。説明においては Fig. 10(a) に示すように S_2 と S_3 を ON にして負荷に電流が流れている状態から、そのスイッチを OFF にして D_1 と D_4 が導通している転流状態 Fig. 10(e) に移り、再度 Fig. 10(a) に戻る一周期の動作について説明する。なお、インダクタを流れる負荷電流はほぼ一定

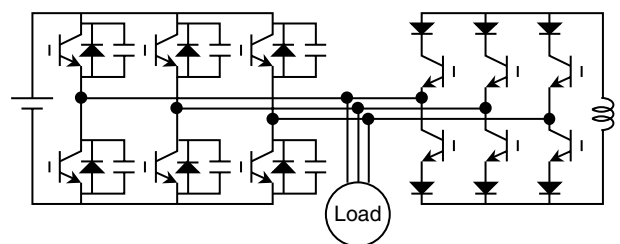


Fig. 7 Single inductor auxiliary resonant AC link inverter

のため電流源としている。スイッチの ON, OFF 信号と各部の波形を Fig. 9 に示す。

モード1. 定常状態 1

Fig. 10(a) は S_2 と S_3 が ON であり、電源、 S_2 、負荷、 S_3 の向きに電流が流れている状態を示す。

モード2. 共振初期電流印加状態 1

Fig. 10(b) に示すように、 S_2 と S_3 を OFF にする前に、共振補助スイッチ S_{r1} と S_{r4} を ON にし、共振用インダク

タ L_r に電流を流し始める。 L_r は負荷のインダクタンス値に対して小さい値に設定しているため、 L_r に流れる電流 (I_{Lr}) は急激に増加する。このとき、 S_{r1} と S_{r4} は電流がゼロの状態からターンONすることからゼロ電流スイッチングとなる。

モード3. 共振状態 1

I_{Lr} がコンデンサの充放電を充分に行うことができる値に到達すると S_2 と S_3 を OFF にする。 Fig. 10(c) のように C_{r2} と C_{r3} は共振電流により充電され、電圧が上昇し、 C_{r1} と C_{r4} は放電され電圧は降下する。このとき、 S_2 と S_3 はコンデンサにより電圧がゼロに保持された状態でOFFにすることになるため、ゼロ電圧スイッチングとなる。

モード4. 回生状態 1

C_{r1} と C_{r4} の電圧がゼロに達すると Fig. 10(d) に示すよ

うにダイオード D_1 、 D_4 が導通する。この状態で半導体スイッチング素子 S_1 と S_4 を ON にすると導通電流がゼロ、両端電圧は D_1 、 D_4 の順方向降下電圧 (0) の状態であるため、ゼロ電流&ゼロ電圧スイッチングを達成できる。 L_r には電源電圧 V_s が逆方向に印加されるため I_{Lr} は次第に減少し、ゼロに到達すると補助スイッチ S_{r1} 、 S_{r4} に直列の逆流阻止ダイオードにより遮断され電流は流れなくなり定常状態 2 に移る。また、 S_{r1} 、 S_{r4} に関しては、 I_{Lr} がゼロになった後でOFFにすることによりゼロ電流でスイッチングを行うことができる。

モード5. 定常状態 2

この状態では Fig. 10(e) に示すようにダイオード D_1 、 D_4 を負荷電流が流れている転流状態であり、 S_1 、 S_4 は ON の状態である。

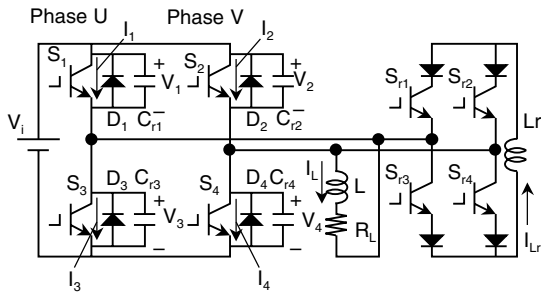


Fig. 8 Single inductor auxiliary resonant AC link inverter single phase circuit

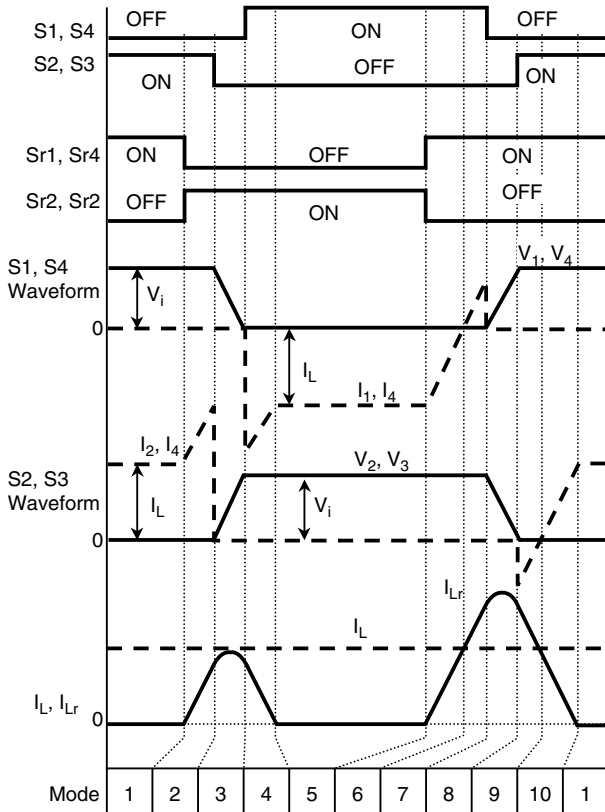


Fig. 9 Single inductor auxiliary resonant AC link inverter waveforms

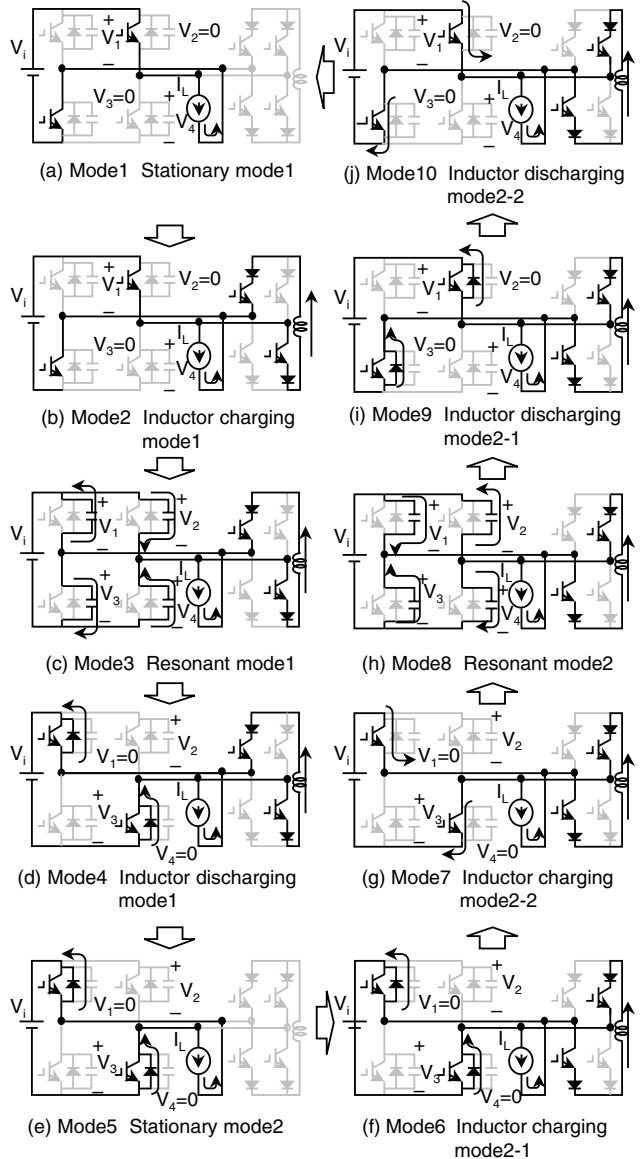


Fig. 10 Single inductor auxiliary resonant AC link inverter switching modes

モード6. 共振初期電流印加状態 2-1

補助スイッチ S_{r2} と S_{r3} を ON にすると, S_{r3} のコレクタ電位は V_p , S_{r2} のエミッタ電位がゼロであるため, Fig. 10(f) に示すように共振用インダクタ L_r に電流 I_{Lr} が流れ始める. S_{r2} と S_{r3} はモード2の S_{r1} と S_{r4} と同様, ゼロ電流でスイッチングを行うことができる.

モード7. 共振初期電流印加状態 2-2

I_{Lr} が増加し, 負荷電流より大きくなると Fig. 10(g) に示すようにダイオード D_1 , D_4 の電流がゼロになり, S_{r1} と S_{r4} に共振電流が流れ始める. I_{Lr} が共振用コンデンサを充放電できる値に到達すると S_1 と S_4 を OFF にし次の状態に移る.

モード8. 共振状態 2

S_1 と S_4 を OFF にすると Fig. 10(h) に示すようにコンデンサ C_{r1} , C_{r4} は充電され電圧が上昇し, S_2 と S_3 の両端に接続されたコンデンサ C_{r2} , C_{r3} は放電されるため電圧が降下する. ここで S_1 と S_4 は両端をコンデンサによりゼロに保持されたままスイッチングするため, ゼロ電圧スイッチングを達成できる.

モード9. 回生状態 2-1

Fig. 10(i) に示すように C_{r2} , C_{r3} の両端電圧が降下し, ゼロに到達すると D_2 , D_3 が導通する. このとき, S_2 と S_3 を ON にすることでゼロ電流&ゼロ電圧スイッチングが可能になる. 共振用インダクタには電源電圧 V_i が逆に印加されるため, そこに流れる電流 I_{Lr} は減少する.

モード10. 回生状態 2-2

I_{Lr} が減少してダイオード D_2 と D_3 に流れる電流がゼロになると Fig. 10(j) に示すように半導体スイッチング素子 S_2 と S_3 に電流が流れ始める. さらに I_{Lr} が減少してゼロになると, 逆流阻止ダイオードにより阻止されて流れなくなり, モード1に移る. I_{Lr} がゼロになった後に S_{r2} と S_{r3} を ON にすることによってゼロ電流でスイッチングが可能になる.

以上, ソフトスイッチングの動作について説明した. 負荷電流と共振電流が同じ向きに流れるモード2から3にかけては, コンデンサの充放電を行える電流が負荷に流れていれば, 補助共振回路の動作を行うことなくゼロ電圧スイッチングが可能であり, 以後, この制御手法を補助共振回路非動作制御と呼ぶ.

4.2. 三相の動作説明

Fig. 6(c) に示す ARCP 回路や DC リンク方式などは各相個別にスイッチングできるのに対し, Fig. 6(d) に示す RSI や Fig. 7 の一括補助共振 AC リンクインバータなどの補助共振回路を負荷側にもつソフトスイッチングインバータは, Fig. 10 に示したように同時に2相以上でスイッチングを行わなければ, 補助共振回路に電流を流すことができない. その場合には, ソフトスイッチングを達成できなくなり, ハー

ドスイッチングと同じスイッチングになる. また, 3相とも High 側が導通もしくは3相とも Low 側が導通の状態からのスイッチングをする場合も補助共振回路に電流を流すことができない. このため, スwitchの導通と遮断の切り替え方に制限が生じる. AC リンク方式の PWM 制御は Fig. 11 に示すベクトル図を用いれば各相のスイッチング方法が考えやすい.

各相の High 側が導通, Low 側が遮断のときを1, Low 側が導通, High 側が遮断のときを0とし, U相, V相, W相の順に左側から各相の状態を表すと全導通パターンは Fig. 11 のようなベクトル図で表示できる. AC リンクインバータの導通パターンの制限として, 111 と 000 を出力した場合にはソフトスイッチングが行えない. また, 2相以上で High 側と Low 側を入れ替えを行わないとソフトスイッチングが行えないため, ベクトル空間上では1相分の状態が変化した隣りのベクトルに移ることができない. 例として Fig. 11 のベクトル 100 と 110 の間にモータの回転位置がある場合, ハードスイッチングでは $100 \rightarrow 110 \rightarrow 000$ といった指令電圧ベクトルの導通パターンを使うのに対して, AC リンクインバータでは 100 の出力後に隣りのベクトルに移れないため, 先に隣りのベクトルと逆向きのベクトル 001 を出力して次にベクトル 110 を出力するという導通パ

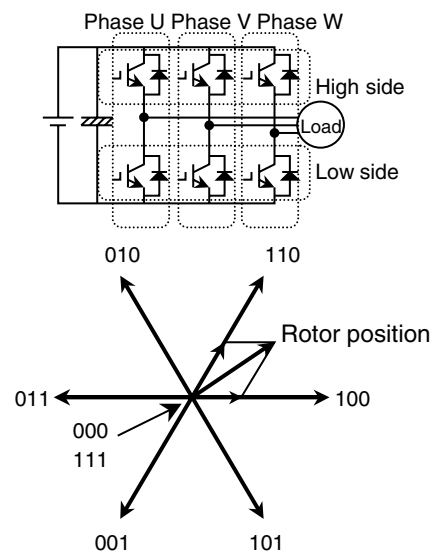


Fig. 11 Command voltage vector diagram

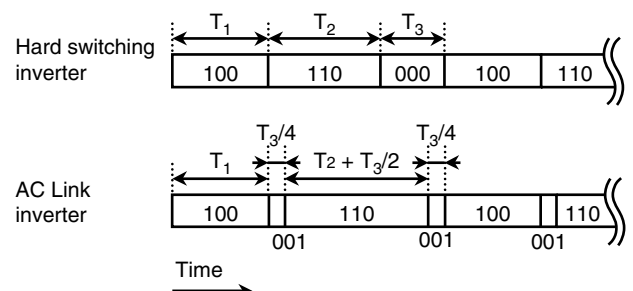


Fig. 12 Comparison of command voltage control

ターンを使用している。Fig. 12に示すハードスイッチングにおけるベクトル 000 と同じ効果は、ソフトスイッチングでは互いに逆向きであるベクトル 110 と 001 を同じ時間ずつ出力して相殺することによって得られる。

4.3. 測定結果

4.3.1. 各部動作波形

Fig. 13 に一括補助共振 AC リンクインバータの三相での負荷電流動作波形を示す。Fig. 12の下側に示すような導通パターンを用いて、出力電流を正弦波にすることができる。また、Fig. 14にハードスイッチングとソフトスイッチング両方式における、ターンOFF時の半導体スイッチング素子の電圧と電流波形を示す。ソフトスイッチングでは電圧の変化が緩やかになり、サージ電圧が抑えられている。しかし、共振用コンデンサを取付けたために、電圧波形に発振を生じた。この発振は共振用コンデンサを半導体スイッチ

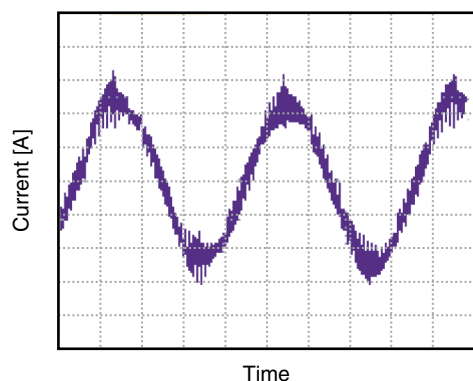
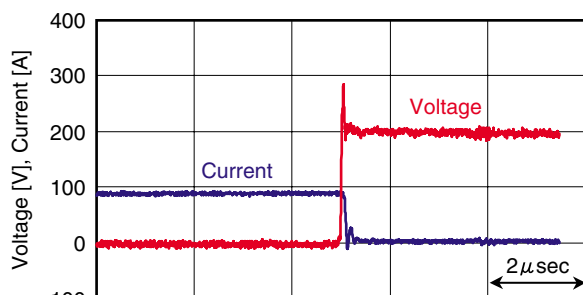
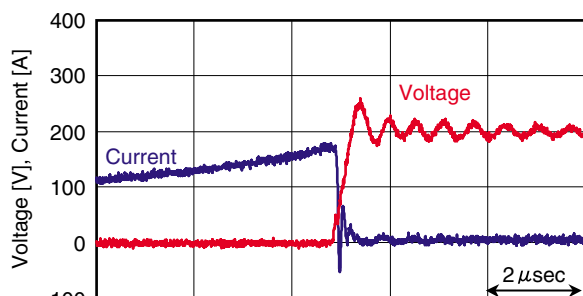


Fig. 13 Load current of 3 phase AC link soft-switching inverter



(a) Hard-switching



(b) Soft-switching

Fig. 14 Voltage and current at turn off

ング素子に最短の配線距離で取付けることにより低減できることを確認している。半導体スイッチング素子のパッケージに共振コンデンサを同封したソフトスイッチング専用の半導体モジュールを作ることにより、発振を小さく抑えることが可能であると考えられる。しかし、発熱部品である半導体スイッチング素子に近づけるため、共振用コンデンサには耐熱性能が要求される。

4.3.2. 効率

Fig. 15 にハードスイッチングと一括補助共振 AC リンクインバータの効率測定結果を示す。後述するノイズ測定も同様であるが、ハードスイッチングの測定は一括補助共振 AC リンクインバータから共振回路を取り外したもので行っている。まず、ソフトスイッチングの効率は 3.2kW 以上の高負荷域においてはハードスイッチングより向上することが確認できた。しかし、低負荷域においては、ハードスイッチングより低い値となっている。効率悪化の原因としては共振電流が負荷電流に重畳されるために、ハードスイッチングより導通損失が増加することが考えられる。このため、前述した補助共振回路非動作制御を導入することにより効率を向上できる範囲が広がる。ただし、極低負荷域では負荷電流が小さくコンデンサの充放電ができなくなるため、共振動作を行わなければならない効率を向上できていない。

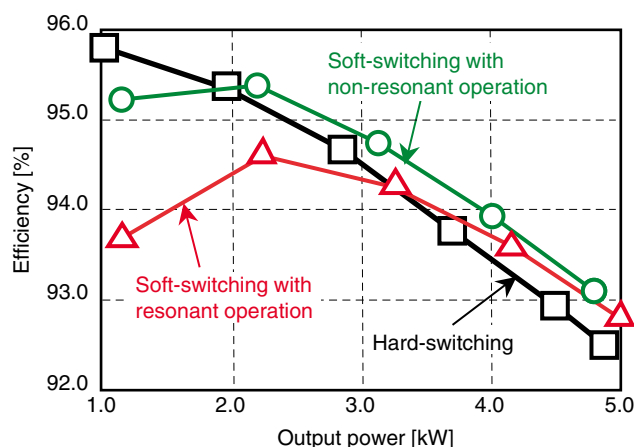


Fig. 15 Comparison of inverter efficiency

4.3.3. ノイズ

擬似電源回路網を使用した伝導ノイズ(コモンモード)測定と電界プローブでの放射ノイズの測定を行った。Fig. 16 に伝導ノイズの測定結果を示す。補助共振回路非動作制御を行わないソフトスイッチングの伝導ノイズレベルは数百 kHz と数 MHz の周波数帯においてハードスイッチングより数 dB 悪化しているが、それ以外の 30MHz までの周波数帯においては低減できている。ノイズレベル悪化の原因は前述した共振電流の負荷電流への重畳であり、ハードスイッチングに比べて電流が増加しているためと考えられる。それに対し、補助共振回路非動作制御を使用することで、数 MHz帯のわずかな部分を除き、ノイズの悪化を解消するこ

とができた。数 MHz 帯に残るノイズ悪化の原因はスイッチング素子両端に共振用に取り付けたコンデンサがFig. 14(b)に示すような発振を起こしているためであると考えられる。

Fig. 17に放射ノイズの測定結果を示す。ソフトスイッチングのノイズレベルは、各部の電圧、電流の変化率が押さえられている効果として 30MHz 以下の全周波数帯でハードスイッチングより低い値を示し、最大で 20dB 程度のノイズ低減効果が確認できた。

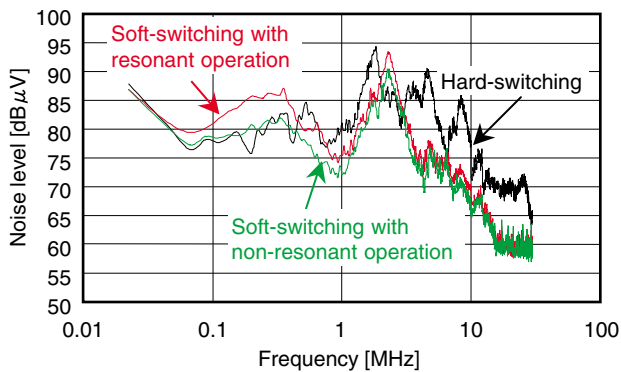


Fig. 16 Conduction noise

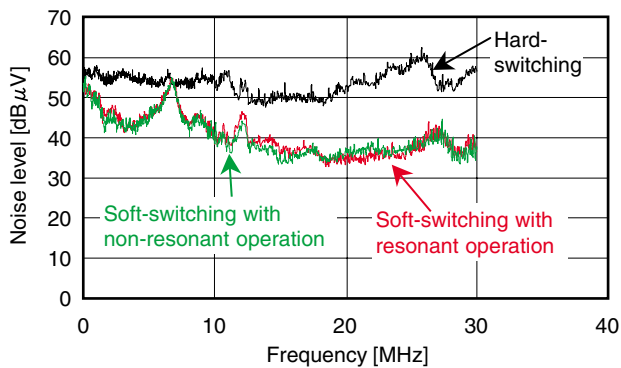


Fig. 17 Radiation noise

5. まとめ

一括補助共振 AC リンクインバータとハードスイッチングインバータについて効率とノイズの比較を行うことにより、以下の結果を得られた。

- (1) ソフトスイッチングインバータは高負荷域においてハードスイッチングインバータより効率が向上したが、低負荷域においては効率が低下した。負荷電流と共振電流が同方向に流れる場合に補助共振回路非動作制御を用いることで、全負荷域で効率を改善することができ、高負荷域ではハードスイッチングに対して0.5%の効率向上を達成した。
- (2) ソフトスイッチングの伝導ノイズに関しては、数百 kHz と数 MHz の周波数帯を除いて、ハードスイッチングよりノイズレベルを低減することができた。また、補助共振回路非動作制御を用いることで、数百 kHz 帯

でもハードスイッチングより低減することができた。

- (3) ソフトスイッチングの放射ノイズは 30MHz までの全域でハードスイッチングより低減できた。低減幅は最大で約 20dB であった。

謝 辞

最後に、本研究の遂行にあたり多大なご協力を頂いた山口大学工学部 中岡睦雄教授、平木英治助手、吉田正伸氏に深く感謝の意を表します。

参考文献

- (1) V.Pickert., C.M.Johnson.: Three Phase soft-switching voltage source converters for motor drives. Part1: Overview and Analysis, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.146, No.2, March 1999
- (2) C.M.Johnson., V.Pickert.: Three Phase soft-switching voltage source converters for motor drives. Part2: Fundamental limitations and critical assesment, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.146, No.2, March 1999
- (3) Fang Z.Peng., Donald J. Adams.: An Auxiliary Quasi-Resonant Tank Soft-Switching Inverter, IAS,2000,
- (4) Jih-Sheng Lai.: Practical Design Methodology of Auxiliary Resonant Snubber Inverters, PESC96, Vol.1, p.432-437 (1996)
- (5) Yong Li., Fred C.Lee.: Design Considerations for a 50-kW Soft-Transition Inverter with Zero-Current and Near-Zero-Voltage Switching, APEC2001, Vol.2, p.931-937 (2001)
- (6) Yong Li., Fred C. Lee.,: Comarative Study of a Family of Zero-Current-Transition Schemes for Three-Phase Inverter Applications, APEC2001, Vol.2, p.1158-1164 (2001)
- (7) C.M.O. Stein., H.A. Grundling., H.Pinheiro., J.R.Pinheiro., H.L. Hey.,: Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters, APEC2002, Vol.1, p.525-531

■ 著 者 ■



古川 勝彦



篠原 貞夫