III. 共振形インバータの技術動向

——高効率化と電磁放射ノイズ低減——

キーワード

ソフトスイッチング, スイッチング損失, 電磁放射ノイズ

正 員 近 藤 正 示

長岡技術科学大学 工学部

1. まえがき

電力変換器の比較評価のポイントは、最近の環境問題まで考慮すると、次の4点にまとめられる。

- (1) 小ささ (体積・重量) → 価格
- (2) 簡単さ (主回路および制御) → 信頼性
- (3) 損失の少なさ (変換効率)
- (4) 優しさ (障害を他に及ぼさないこと)

これらのなかで、(1)と(3)は共通し、(2)と(4)は対立することが多い。

本文の課題は、(3)と(4)に絞って各種の共振形インバータに共通する動向を解説することである。ほかの解説に比べると、本文は斜めから見た感じになる。なお、本文では個別の共振形インバータの回路構成・動作は説明しない。共振形インバータの方式には、負荷共振、部分共振、共振リンク、共振トランジションなどがあるが、これらを網羅し、しかも、電流形と電圧形を対照しつつ回路構成・動作・得失を論じた明快な解説⁽¹⁾がある。

2. ハードスイッチングからソフトスイッチングへ

スイッチ素子の高速化は、電力変換装置の制御性能の高度化・小型化を可能にするが、スイッチング損失・サージ電圧・電磁ノイズなどの問題を顕在化させる。1回のスイッチングによるエネルギー損失(単位J)は高速スイッチを使えば減少する。しかし、スイッチング周波数を高くしすぎるとスイッチング損失(単位W)はむしろ増える。また、高速スイッチングに伴う急峻な電圧・電流の変化が出力ケーブルに伝わると、4章で述べるように負荷機器端にサージ電圧を生じたり、電磁放射ノイズを増加させる。

図1 ハードスイッチングから共振回路へ

High-Frequency Switched Resonant Mode Power Conversion Technologies.

III. Trend of Resonant Inverters—High Efficiency and Electro-Magnetic Radiation Noise Reduction—.

By Seiji Kondo, Member (Nagaoka University of Technology).

オン/オフするときに電圧または電流が0でないと、スイッチには大きなストレスが加わる。解決策は二つある。ストレスに耐えられるように大きな定格のスイッチを使う(ハードスイッチング, 自己充足型)か、回路を工夫してストレスを減少させる(ソフトスイッチング, 環境調和型)かである。ハードスイッチングとソフトスイッチングの関係は、図1のようになる⁽²⁾。どれを選ぶかは、前記(1)～(4)を総合して判断することになる。

ソフトスイッチングの説明にはZVSとZCSという用語がよく使われるが、ターンオン/ターンオフの区別がされていない。これらを区別すると、表1のようにスイッチングは4種類になる。表中のZVTF, ZVTNなどは区別するための記号である。同表で「電圧=0」と「電流=0」には、それぞれ、二通りの意味があり注意が必要である。たとえば、第1列の「電圧=0」は、ZVTFではターンオフ後しばらくの間は電圧を0近くに保つことを意味するが、ZVTNではターンオンの前までに電圧を0にすることを意味する。第2列の「電流=0」は、前記と逆にオフ前/オン後になる。結局、表のZVTFとZCTNは事後処理であり、ZVTNとZCTFは事前処理である。事後処理は、表中に示した簡単なスナバでよい。一方、事前処理には工夫が必要である。たとえば、ZVTNでは電圧をブロックオフしているスイッチの電圧を0にしてからターンオンしなければならない。並列Cスナバでいえば、ターンオフのときCに溜まったエネルギーを次にターンオンする前に処理しておく必要がある。事前処理には、図1に示した3つの方法がある。

- ① 損失スナバ: エネルギーを抵抗で消費してしまう。
- ② 回生スナバ: エネルギーを直流電源に戻す。
- ③ 共振形回路: エネルギーを主スイッチ近くの相補的に動作する部分へ移し替える。

表1 ソフトスイッチングの分類

	電圧=0	電流=0
	ZVS	ZCS
ターンオフ (Turn off)	ZVTF 並列Cスナバ	ZCTF 電流共振形転流
ターンオン (Turn on)	ZVTN 電圧共振形転流	ZCTN 直列Lスナバ

②は直流電源まで含めてゆっくり処理するが必ずしも電圧を0にはしないのに対して、③ではスイッチの近くでしかもスイッチングの直前に電圧を0にするという違いがある。

3. 共振形インバータで損失は減るか？

図2は、補助共振転流ボール形インバータ⁽¹⁰⁾（図中 ARCP 形と略記。 $L_r=25\mu\text{H}$, $C_r=0.012\mu\text{F}$ ）とハードスイッチング形インバータ（図中 H-SW 形と略記。ARCP 形の共振補助回路を除いたもの）の損失を筆者らが実測・比較した結果である。ともに直流リンク電圧 280V, 3相 50Hz 出力, PWM スwitchング周波数 16kHz, 主スイッチは IGBT (600V, 50A) である。同図から、主スイッチのスイッチング損失は ARCP 形 W_{S-SW} が H-SW 形 W_{H-SW} の約 1/5 と顕著に低減していることがわかる。しかし、ARCP 形的全損失は H-SW 形に比べてわずかしき低減していない。その理由は、ARCP 形では、補助スイッチのスイッチング損 W_{AUX-SW} と導通損 $W_{AUX-CON}$, さらに、共振インダクタの導通損 W_{L_r} が加算されるためである。これらの低減は今後の課題である。なお、主スイッチの導通損 W_{CON} は ARCP 形とハード形と同じである。

以上より、数 kVA 程度の PWM インバータに関する限りは、ハードスイッチング形自体がすでに高効率であるため、ARCP 形にしても当初喧伝されたほどには全体の損失は減らないと考える。

高効率化のみを目指すならば、複合素子による主スイッチ導通損の低減技術と回生スナバを併用した方式⁽³⁾のほうが現時点では優っている。

大容量インバータのスイッチング周波数は、ハードスイッチングでは高くできないが、ソフトスイッチングならスイッチ以外にもスイッチング損失を分散化できるから高周波化できる。特に、誘導加熱のように一定周波数の高周波

出力が必要な応用では、主回路が比較的簡単な負荷共振形インバータを利用できる。

100kVA トランス絶縁の DC-DC コンバータ⁽⁴⁾では、ソフトスイッチング形のスイッチング周波数はハードスイッチング形の 4 倍にでき、トランスを軽量化できる。各種のソフトスイッチング回路方式を比較した結果、最も効率が高いものではなく、むしろ主回路・制御の簡単な回路方式を推奨している。

以上のように、単に損失低減だけでは共振形インバータの主回路および制御の複雑さを正当化できない。ゼロ電圧トランジションインバータ⁽⁵⁾のような主回路の簡略化を目指すか、新たな利点を見出すことが必要と考える。

4. 共振形は環境に優しい！

インバータの交流出力端に急峻な電圧・電流の変化が現れると、各種の問題を引き起こす。たとえば、ハードスイッチング形 PWM インバータによる大きな dv/dt は電動機の寿命を短縮する⁽⁶⁾, あるいは、急峻な電圧変化のため電動機負荷のコモンモード電流が増加し電磁放射ノイズが発生する⁽⁷⁾。インバータ交流出力の過大な dv/dt の規制も検討された⁽⁸⁾。

共振形インバータでは、交流出力端の電圧変化を抑制できるため、上記の問題が解消される。

サージ電圧に関しては、 dv/dt が大きい方形波電圧を配電ケーブルに加えると、100m 以上先にある負荷端電圧は約 2 倍に跳ね上がる。これに比べて、方形波出力共振形インバータを用いて出力電圧の反転時間を 30 μs 程度まで長くすれば配電ケーブル負荷端のサージ電圧を抑制できる⁽⁹⁾。

電磁放射ノイズに関しては、補助共振転流ボール形インバータ^{(10),(11)}および直流リンク共振形インバータ⁽¹²⁾では、ラジオ周波数以上の電磁放射ノイズをハードスイッチング形に比べて低減できる。ただし、単なる比較評価⁽¹⁰⁾によれば試験は容易であるが、CISPR22 などの国際規格に準拠して評価を行なおうとすると電波暗室⁽¹¹⁾が必要になる。

電磁放射ノイズ低減は、電気自動車では特に重要である。ドライバがラジオを聞けないことも問題ではあるが、それだけではない。排気ガスを撒き散らさないため電気自動車に乗換えるほどのユーザならば、電磁ノイズを撒き散らすことも嫌うからである。

以上から、障害を外に出さないという意味での環境との調和（優しさ、ソフトさ）が、共振形インバータの指向すべき方向の一つと考える。

5. 受動部品が重要

共振形インバータでは高周波電力用の受動部品、すなわち、インダクタ（以下 L と略記）およびキャパシタ（以下 C と略記）さらには配線方法が、スイッチ素子などの能動部品よりも重要となる。

共振 L の導通損は変換効率に大きな影響を与えるから、低損失化が必要である。筆者らの実験装置では鉄損をなく

図2 各インバータの損失とその内訳

すため空芯Lを採用し、銅損低減のためリッツ線を使用している。これに対して、磁気ノイズ放射を抑制するためにフェライトあるいは鉄粉コア入りLを採用することも考えられ、鉄損+銅損の最小化設計法⁽¹³⁾が参考になる。巻数の多い空芯Lでは浮遊容量が問題になる⁽¹⁴⁾。

共振Cの低損失化は、それ自身を熱破壊させないために必要である。100kHz以上では積層セラミックC⁽¹⁵⁾が、それ以下ではポリプロピレン・フィルムC⁽¹⁶⁾が、それぞれ有望と思われる。

配線インダクタンスの低減は、ハードスイッチング形インバータではスイッチ素子のストレス軽減のために必要であり⁽¹⁷⁾、共振形インバータでは確実な運転を行なうために必要である⁽¹⁸⁾。

配線インダクタンスを低減するため、正負極2枚の銅シートで絶縁物をサンドイッチ状に挟んだ配線材料も考えられる。その浮遊容量は、電圧形インバータの直流側クランプとして有用である。さらに、浮遊容量を積極的に利用することも考えられる。たとえば、高周波トランスの巻線間容量を積極的に利用したLC複合トランス⁽¹⁹⁾も一つの有効な方策である。

6. おわりに

インバータに限らず、工業製品に対して使用者が要求することは、安く、壊れにくく、無駄がなくて、しかも、障害を外部に及ぼさないことである。全体のバランスが必要であり、部分的に極端な高性能化はストレス集中を招きシステムを脆弱にする。鉄筋コンクリートは、鉄・セメント・砂・石・水の混ざりものであるが、それゆえにこそ強さを発揮することを考えてみる必要がある。

インバータを構成するスイッチ・キャパシタ・インダクタ・配線は、決して回路図どおりの理想的なコンポーネントではない。共振形インバータの原点は、これらの不完全さをむしろ有用なものとして取り込み、ストレスを分散させるようにコンポーネントを組み合わせるシステムを設計することである。

(平成8年11月21日受付)

文 献

- (1) T. S. Wu, ..., M. Ehsani: A Review of Soft-Switched DC-AC Converters, IEEE IAS'96, pp.1133-1144 (1996.10)
- (2) B. K. Bose: Power Electronics and Variable Frequency Drives, IEEE Press, p.118 (1996)

- (3) 伊東, 高橋: トランジスタと IGBT を併用した高効率インバータ, 平7電気学会産業応用部門全国大会, No.768 (1995.8)
- (4) R. L. Steigerwald, R. W. De Doncker, et al.: A Comparison of High-Power DC-DC Soft-Switched Converter Topologies, IEEE Trans. on Ind. App., Vol.32, No.5, pp.1139-1145 (1996.9)
- (5) V. Vlatkovic, D. Borojevic, F. C. Lee, et al.: A New Voltage-Transition, Three-Phase PWM Rectifier-Inverter Circuits, IEEE PESC'93, pp.868-873 (1993)
- (6) A. H. Bonnett: Analysis of the Impact of Pulse-Width Modulated Inverter Voltage Waveforms on AC Induction Motors, IEEE Trans. on Ind. App., Vol.32, No.2, pp.386-392 (1996.3)
- (7) S. Ogasawara, H. Ayano, H. Akagi: Measurement and Reduction of EMI Radiated by PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System, IEEE IAS'96, pp.1072-1079 (1996.10)
- (8) V. R. Stefanovic: Current Development in AC Drives, IPEC-Tokyo'90, pp.382-390 (1990)
- (9) 近藤, 目黒: 方形波配電システムの可能性の検討, 電学論D, Vol.116, No.5, pp.556-562 (1996.5)
- (10) 近藤, 南: 補助共振転流ボール形インバータにおける電磁放射ノイズと効率の評価, 電学論D, Vol.116, No.4, pp.499-500 (1996.4)
- (11) 金, 大矢, 深沢: 部分共振インバータのEMI評価, 平8電気学会産業応用全国大会, No.270 (1996.8)
- (12) 稲熊, 大谷, 守屋, 鈴井: 並列共振形インバータ電流制御方法の開発, 平8電気学会産業応用全国大会, No.57 (1996.8)
- (13) M. Bartoli, A. Reatti, M. K. Kazimierczuk: Minimum Copper and Core Losses Power Inductor Design, IEEE IAS'96, pp.1369-1376 (1996.10)
- (14) G. Grandi, M.K. Kazimierczuk, et al.: Stray Capacitances of Single-Layer Air-Core Inductors for High-Frequency Applications, IEEE IAS'96, pp.1384-1388 (1996.10)
- (15) G. Skibinski, J. Pankau: Use of Multi Layer Ceramic (MLC) Capacitors in High Power Converter, IEEE IAS'96, pp.1319-1326 (1996.10)
- (16) R. Anderson: Select the Right Plastic Film Capacitor for Your Power Electronic Application, IEEE IAS'96, pp.1327-1330 (1996.10)
- (17) D. Braun, R. Lukaszewski, D. Pixler, G. Skibinski: Use of Co-axial CT and Planar Bus to Improve IGBT Device Characterization, IEEE IAS'96, pp.1507-1516 (1996.10)
- (18) 佐久間, 飯田, 松尾: 補助共振転流ボール形インバータにおける配線インダクタンスの影響, 平8電気学会産業応用全国大会, No.265 (1996.8)
- (19) P. A. J. Rensburg, J. D. van Wyk, J. A. Ferreira: Design and Construction of a Generic Multi-KVA Planar Integrated LCT for a Family of Series Resonant Converters, IEEE IAS'96, pp.1361-1368 (1996.10)

近藤 正 示 (正員) 1973 年名古屋大学工学部電子工学科卒業。

日立製作所を経て、東京大学生産技術研究所助手、原島文雄教授の指導のもとに電動機のデジタル制御、共振リンク形インバータの研究に従事。工学博士。1991年11月長岡技術科学大学助教授、現在に至る。補助共振転流ボール形インバータ、PMモータの位置センサレス制御、方形波配電、誘導機制御系のロバスト化などの研究に従事。計測自動制御学会、IEEE会員。