

## ● 大容量インバータ向けソフトスイッチング回路

本報告では平成21年度の成果の中で、大容量インバータ向けソフトスイッチング回路について検討を行った結果を述べる。万一の場合の過電流保護および制御の簡単さに特徴のある回路を考案し、シミュレーションおよび実験により回路の特性を調べた。その結果、1)ソフトスイッチングにより逆並列ダイオードを含む主スイッチング素子のスイッチングロスがハードスイッチングの9.7%に削減できること、2)逆並列ダイオードを含む主スイッチング素子にかかる最大電圧が直流電圧の約160%まで低減できることを示した。また、MVA級の大容量インバータへの適用評価を行った結果、補助回路を含む損失がハードスイッチングの約半分になることが分かった。本回路における補助スイッチング素子には主スイッチング素子と同程度の高電圧が印加されるが、実効値として流れる電流は極めて小さく、また高速動作が望ましい。このような観点からSiC素子など新しいパワー半導体素子の適用が有効であると考えられる。

### 1. まえがき

半導体電力変換器へのソフトスイッチングの適用はスイッチング損失と高周波ノイズを共に低減することとなり非常に有益である。しかし、100kVAクラス以上の大容量交直変換器用途においてさまざまな回路が提案されているものの、制御の複雑さや素子数の増加といった問題点があるため実用化には至っていない。有望とされている方式のひとつとして補助共振転流ポール方式(ARCP; Auxiliary Resonant Commutated Pole)がある<sup>[1]</sup>。しかし、この回路方式には、制御が複雑になることや、アノードリアクトルがなくPN短絡保護が容易でないことから主スイッチにGCT(Gate Commutated Turn-off Thyristor)などの導通損失が小さく大容量に適しているサイリスタ系のスイッチ素子の使用が困難であるといった欠点がある。これらの問題を解決するものにターンオン・ターンオフスナバを使用した回路がある<sup>[2]</sup>。この回路はARCPと比べて制御が簡単で、スイッチに直列にアノードリアクトルが接続されている。しかし、この回路には主スイッチにかかる最大電圧が直流電源電圧の2倍になってしまうという欠点があった。そこで本研究では文献<sup>[2]</sup>に示されているターンオン・ターンオフスナバを使用した回路に変圧器を新たに加えることにより<sup>[3]</sup>、主スイッチにかかる最大電圧を抑制する回路を提案し、1kVAミニモデルで実験を行い動作確認および損失を解析し、実験結果をもとにして大容量回路に適用した場合の損失を評価した。

### 2. 提案回路

図1に提案する回路を示す。この回路は文献<sup>[2]</sup>

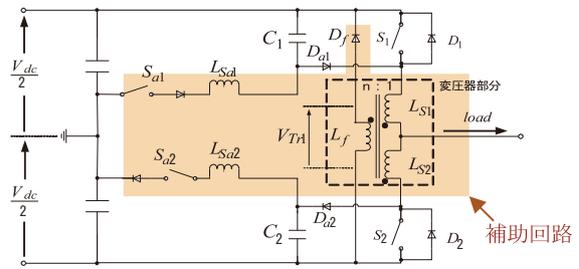


図1 提案回路

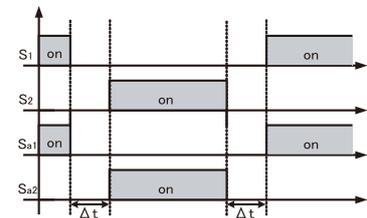


図2 提案回路の制御信号

に示されているターンオン・ターンオフスナバを用いた回路に変圧器を加えて改良した回路であり、改良前の回路と同様に以下の利点をもつ。

- ・通常のPWM制御が適用可能である

主スイッチにGCTなどの導通損失が小さく高耐圧であるバイポーラ素子が適用可能である。

さらにターンオン・ターンオフスナバを用いた回路と比べて以下の点で優れている。

- ・主スイッチにかかる最大電圧を以下の式で示す  $V_{SMmax}$  まで抑制可能である

$$V_{SMmax} = \left(1 + \frac{2}{n}\right) V_{dc} < 2 V_{dc} \dots \dots \dots (1)$$

$V_{dc}$ : 直流電圧

n: 変圧器の巻数比

- ・図2に示すように主スイッチと補助スイッチを全く同じ制御信号で制御できる。また図2中のデッドタイム  $\Delta t$  は電流の大きさや向きに依存しないので、制御が非常に簡単である。

### 3. 実験結果

直流電圧 $V_{dc}=200V$ 、出力電流実効値 $I_{load}=10A$ 、容量1kVA、スイッチング周波数2kHzのミニモデルでハードスイッチングとソフトスイッチング二つの回路で実験を行った。なお、デッドタイムはハードスイッチングインバータで $3\mu s$ 、ソフトスイッチングインバータでは $10\mu s$ とした。また、実験と同様の条件で回路シミュレータPSIMを用いてシミュレーションを行い実験結果と比較した。主スイッチ $S_2$ の電圧と電流波形を図3および図4に示す。同図よりターンオン・ターンオフ共にソフトスイッチングされていることが確認できる。また、図4より主スイッチにかかる最大電圧は直流電圧の $V_{dc}=200V$ の1.6倍の $328V$ に抑制できていることが確認できた。

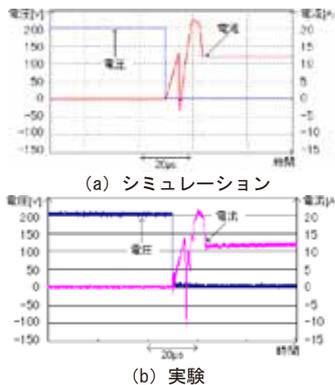


図3 主スイッチ $S_2$ のターンオン波形 ( $i_{load}=-11.8A$ )

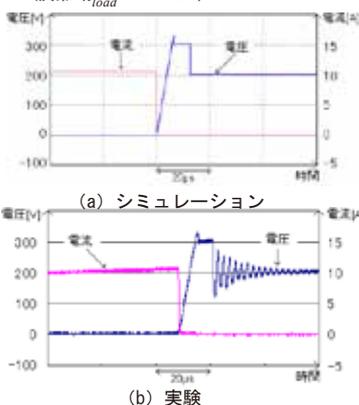


図4 主スイッチ $S_2$ のターンオフ波形 ( $i_{load}=-10.8A$ )

この値は式(1)で計算される変圧器の巻数比 $n=4$ のときの $V_{SMax}=300V$  ( $V_{dc}=200V$ の1.5倍)よりも大きな値であるが、これは変圧器の漏れインダクタンスの影響であり、電圧抑制のためには変圧器の漏れインダクタンスを極力小さくすることが重要である。

二つの回路の損失解析結果を比較した結果を図5に示す。図5より、ソフトスイッチングインバータでは全体の損失は補助回路での導通損失によって大きくなってしまっているものの、スイッチング損失の低減によって主スイッチでの損失が低減できており、主スイッチのスイッチング損失がハードスイッチングの9.7%まで低減できている。

### 4. 大容量回路の損失推定

1kVAミニモデルでの実験結果と回路シミュレータPSIMでのシミュレーション結果、そして公開された素子のデータシートを用いて、提案回路を大容量インバータへ適用した場合の損失を評価した。大容量IGBT(CM400HB-90H、4500V、400A)を使った直流電圧2250V、出力電流実効値200A、容量225kVA、スイッチング周波数2kHzのハーフブリッジインバータ回路で

損失を評価した結果を図6に示す。素子のスイッチング損失が大きいいため、ソフトスイッチングによる損失低減効果が補助回路での損失を上回る結果となり、大幅に損失が低減されることが示されている。

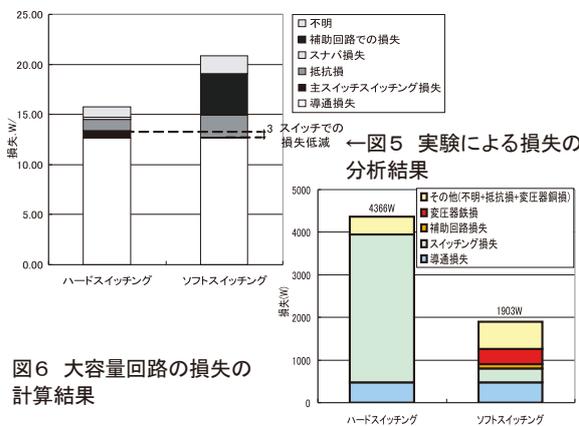


図6 大容量回路の損失の計算結果

### 5. まとめ

MVA級の大容量インバータのために、主スイッチと補助スイッチに同じ制御信号を用いることができ制御が非常に簡単であり、また主スイッチにかかる最大電圧が変圧器によってクランプできる新しい回路を提案し、1kVAのハーフブリッジインバータ回路のミニモデルによる実験を行い、その特性を明らかにした。また、大容量IGBTを用いた回路の損失を推定し、大容量器ではソフトスイッチングにより損失が大きく低減されることを示した。

本回路における補助スイッチング素子には主スイッチング素子と同程度の電圧が印加されるが、実効値として流れる電流は極めて小さく、また高速動作が望ましい。このような観点からSiC素子など新しいパワー半導体素子の適用が有効であると考えられる。また、平成21年度は回路特性の把握のためハーフブリッジ回路で評価を行ったが、今後、大容量インバータで一般に用いられる三相ブリッジ回路での評価を行う。

### 参考文献

[1] R.W.DeDoncker and J.P.Lyons: "The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter", Proc. of IEEE-IAS Annu. Meeting, 1990, pp.1228-1235.  
 [2] F.W.Combrink, H.du T.Mouton, J.H.R.Enslin, H.Akagi: "Design Optimisation of an Active Resonant Snubber for High Power IGBT Converters," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.21, No.1, pp. 114-123, January 2006.  
 [3] Y.Murai, K.Adachi, H.Ishikawa: "A Simple - Control New Soft-Switched PWM Inverter", Proc. of 1998 IEEE-IAS Annual Conference, Vol.2, 1307 - 1312, 1998.