高周波 ZCS インバータ回路の動作とソフトスイッチング特性について

金本 竜哉*, 田中 泰志*, 松尾 浩之**, 米森 秀登*, 八坂 保能*

A study of the ZCS type high frequency inverter operation and soft-switching characteristics

Kanamoto Tatsuya, Yasushi Tanaka, Hiroyuki Matsuo, Hideto Yonemori, Yasuyoshi Yasaka

Abstract - This paper deals with the novel soft-switching inverter topology and its capability of high frequency switching technology to be applicable to the power conversion system. To realize the switching power supply in the MHz switching application, there are some problems to be solved. In order to overcome these problems, we propose the phase-shift controlled zero current switching (ZCS) inverter and its control scheme. This circuit has soft-switching capability in the MHz switching range by the ZCS circuit topology and can control the output power by the phase-shift controlled method. In addition, effectiveness of this circuit is confirmed by comparative experimental study between the conventional hard-switching circuit and proposed circuit.

キーワード：位相差制御, ZCS インバータ, MHz 動作

Keywords: Phase-shift control, ZCS inverter, MHz operation

1. はじめに

電力変換用半導体デバイスの性能は飛躍的な向上がなされてきたが、近年では、SiC といった新しい素子の開発も進められており、MHz 帯域でスイッチング動作可能な半導体デバイスの実用化にも期待が高まっている。

このような周波数帯域における電力変換装置の応用分野としては、プラズマ生成・加熱用電源への適用が考えられる。プラズマは加工・精錬技術や航空宇宙分野の推進エンジンなど産業上大きな役割を担っており、その生成用電源回路の構成の検討と効率を改善することは重要な課題となっている。これらのことから、高効率なスイッチング方式を採用したインバータ回路の開発が注目されている。

しかし、高周波インバータにおいて発生する損失の中でも、スイッチング損失は大きな割合を占めており、MHz 帯域の動作では、より一層インバータシステムの信頼性や効率に影響を与えることが予想される。そのため、高周波インバータへのソフトスイッチング方式の適用は有効と考えられるが、動作周波数が高いため、回路動作や損失への影響を明らかにす

ることは重要であると思われる。

本研究では、MHz 帯域で動作可能なインバータシステムを試作し、その動作特性と効率に与える影響や、その有用性に関して検討を行ったので報告する。

2. 回路構成と制御法

図1に本稿で提案する高周波ZCS型インバータ回路を示す。フルブリッジ構成のインバータ回路において左側アーム(Arm1)は、主スイッチを2つアームに分けてインダクタで接続する構成としている。Arm1は、主スイッチQ1とブロックダイオードD1、フリーホイールダイオードD2、ZCS補助インダクタLd1及び短絡電流防止インダクタLs1から構成されている。Arm2も同様の構成となっている。右側アーム(Arm2)は上下とも主スイッチQ3、Q4で構成され、負荷は、共振用インダクタンスLr、共振キャパシタンスCr、荷抵抗R₀からなる構成である。提案回路において左側アーム(Arm1)側がZCS動作を実現するには、スイッチング周波数を共振回路の共振周波数より低い周波数で制御する周波数制御が基本となるが、今回の方式では右側アーム(Arm2)の共振電流追尾制御とArm1の位相差制御の組み合わせによって、ほぼ一定周波数で制御を行う方式とした。この制御方式により、左側アーム(Arm1)は、ターンオフ時はフリーホイールダイオードに電流が流れているためZCS動作を、ターンオン時は、ZCS補助インダクタによる電流重なりモードとなりZCS動作を実現する。また右側アームは、共振電流のゼロクロス点にてスイッチング動作をさせるためにほぼZCS動作が可能となる。さらに位

* 神戸大学

〒657-8501 兵庫県神戸市灘区六高台町 1-1

Kobe University

1-1 Rokkoudaicyou, Nada-ku, Kobe, Hyogo, 657-8501

**富士電機システムズ株式会社(技術開発本部) パワエレ技術センター開発第一部 電源装置 Gr

〒651-2271 兵庫県神戸市西区高塚台 4-1-1

Fuji Electric Systems Co., LTD

4-1-1 Takatsukadai, Nishiku, Kobe, Hyogo, 651-2271

相差制御方式を適用したため、電力制御も可能となる。

図 1. 高周波 ZCS 形インバータ

3. 回路動作

3.1 動作モード

位相差制御で動作する提案回路の定常動作時における動作モード遷移と等価回路を図 2 に示す。以下、各動作モードについて説明する。

図 2. 回路動作モード

a)[Mode0]

共振電流 i_r が負の方向から正の方向（図 1 の矢印の向きを正とする）に反転するゼロクロス点で主スイッチ Q3 をターンオフし、Q4 をターンオンすることで Mode5 から Mode0 に状態遷移する。共振電流のゼロクロス部分でスイッチングを行うため Q3 及び Q4 はほぼ ZCS で動作する。Arm1 においては負荷共振により Arm12 側の主スイッチ Q2 を流れてい

た共振電流 i_r は、Arm11 側の $Ls1$ 、D2、 $Ld1$ に自然転流することによりターンオフ時の ZCS 動作を行う。D2、 $Ls1$ 、 $Ld1$ 、主スイッチ Q4 を介して、 Lr 、 Cr による直列負荷共振回路を形成している。

(b)[Mode1]

主スイッチ Q1 がターンオン、Q2 がターンオフするとき $Ld1, D2, Ls1$ を流れていた電流が、主スイッチ Q1 に転流し Mode1 となる。この期間、主スイッチ Q1 の電流は $Ld1$ により緩やかに上昇し、D2 の電流を緩やかに立ち下げる電流重なりモードにより主スイッチ Q1 は ZCS ターンオン動作モードとなる。

(c) [Mode2]

主スイッチ Q1 と Q4 を介して直流電源電圧 E から負荷に電力を供給する。この期間、 $Ls1, Lr, Cr$ による直列負荷回路を形成する。この期間は、 i_r の極性が反転するまで継続する。共振電流の極性の反転に伴い Mode3 に状態遷移する。この時、スイッチ Q2 は自然転流し ZCS ターンオフが実現される。

以後、[Mode3]～[Mode5]では[Mode0]～[Mode2]の回路対称動作を行う。また電源と接続している状態の Mode2 と mode5 の期間を制御することで出力電力を制御することが可能となる。

3.2 ターンオン時における ZCS 動作

提案回路におけるターンオン時には、主回路電流以外にも（環流）電流が流れる可能性がある。図 3 にスイッチ Q1 ターンオン時の電流の発生経路を示す。この影響とその他スイッチング動作時に懸念される問題に対する回路構成上の留意点について以下に示す。また、環流電流については後に説明する。

図 3. ターンオン時の電流と動作

〇ZCS 補助インダクタ

スイッチ Q1 の ZCS 動作を実現するために ZCS 補助インダクタ $Ld1$ を挿入している。インダクタによりスイッチ電流

は徐々に立ち上がるため ZCS 動作を実現する。

○フリーホイールダイオード D2 の逆回復電流

フリーホイールダイオード D2 には、リカバリー電流の小さい SiC ダイオードを使用しターンオン時の逆回復電流を低減する。

○主スイッチの出力容量 Coss への充放電電流

ターンオン時には、対のアームの主スイッチの出力容量への充放電電流が発生する。この電流を抑制するために短絡電流防止インダクタ Ls1 を実装する。短絡防止用インダクタは、この充放電電流を抑制し、ターンオン時の充放電電流を徐々に立ち上げることでターンオン損失を減らすことが可能である。

○フリーホイールダイオードの寄生容量 C への充放電電流

ターンオン時には、対のアームのフリーホイールダイオードの寄生容量への充放電電流が発生する。この電流を抑制するために短絡電流防止インダクタ Ls1 を実装する。短絡防止用インダクタは、この充放電電流を抑制し、ターンオン時の充放電電流を徐々に立ち上げることでターンオン損失を減らすことが可能である。

4. シミュレーション結果

提案した回路においてシミュレーションにより動作確認をおこなう。シミュレーションに使用する回路パラメータを表 1 に示す。

表 1. 回路パラメータ

Item	Symbol	Value
DC source voltage	E	100V
Resonant Frequency	f_r	1.1MHz
ZCS Inductance	L_s1, L_s2	200nH
Shot-Inductance reduce inductance	L_d1, L_d2	180nH
Resonant Inductance	L_r	7.5μH
Resonant Capacitance	C_r	2.7nH
Transformer ratio	a	1:02
Load resistance	R_o	50Ω

図 4、図 5 に位相差 $\phi=90^\circ$ 時の Arm1 側主スイッチ Q1、Q2、Arm2 側の主スイッチ Q3、Q4 の電圧・電流波形を示す。条件としてスイッチを含む素子は理想条件としている。図 4 から主スイッチ Q1 がターンオンする時には電圧がゼロになった後に ZCS 用インダクタにより電流重なり状態となり緩やかに上昇しているため ZCS 動作が実現されていることが

分かる。またターンオフ時にはブロックダイオードの導通期間中にゲート駆動信号がターンオフされるため、ZCS が実現できる。Arm2 側は共振電流のゼロクロス付近でスイッチングしているためほぼ ZCS でのターンオン・ターンオフ動作となっている。

図 4. 主スイッチ Q1、Q2 のスイッチング転流動作波形

図 5. 主スイッチ Q3、Q4 のスイッチング転流動作波形

4.1 インダクタ Ls による還流電流

図 6、は主スイッチ Q2 とフリーホイールダイオード D2 に流れる還流電流を示す。この還流電流は、主スイッチ Q2 のオンの期間にフリーホイールダイオード D2 を通して流れている。本来、主スイッチ Q2 がオン期間中は、共振電流が主スイッチ Q2 に流れており、電流の向きが反対になるとフリーホイールダイオード D2 に共振電流が流れる。しかし、共振電流が主スイッチ Q2 に流れている間においてもフリーホイールダイオード D2 に電流が流れている。この還流電流は、インダクタ Ls に共振電流が流れることにより発生する電圧により発生する。図 7 において A 点が負電位となり、フリーホイールダイオード D2 に還流電流が流れる。この電流が大きくなるとターンオフ時の ZCS 動作が実現できず損失を増加させる要因になる。そこで、ターンオフ時に ZCS 動作を実現するために短絡防止用インダクタ Ls を以下の条件に合うように設計する。

$$L_s \leq \frac{dt}{dI_r} (V_f + R_{ds(on)} \times I_r)$$

Ir:共振電流

Vf:フリーホイールダイオードの順方向電圧

Rds(on):ドレイン・ソース間の抵抗

図 6．還流電流のシミュレーション波形

図 7．還流電流

5. 実験方法と結果

提案の ZCS 型回路と ZCS 用回路部を除くハードスイッチング回路において電力変換効率、ターンオン損失及び全スイッチング損失を測定した。主スイッチには、パワー MOSFET(STW14NK60Z)を使用し、D1～D4 には SiC ダイオード (D12G60C) を使用した。パワー MOSFET、SiC ダイオードの定格仕様を表 2, 3 に示す。

表 2．パワー MOSFET 定格仕様

ITEM	Rating	UNIT
Drain-Source voltage	600	V
Gate-Source voltage	±20	V
Drain-Current	13.5	A
Drain-Source On resistance	0.45	Ω
Input Capacitance	2200	pF
Output Capacitance	240	pF
Turn-on delay time	26	nS
Rise time	18	nS
Turn-off delay time	62	nS
Fall time	13	nS

表 1. SiC diode 定格仕様

ITEM	Rating	UNIT
DC Blocking Voltage	600	V
Current	12	A
Total Capacitance	310	pF
Diode forward voltage	1.8	V

図 8 に ZCS インバータ回路における主スイッチ Q2 のスイッチング波形を示す。また図 9 にターンオン時の拡大波形を示す。入力電圧 80V、位相差約 55° (140 ns) を与えている。これら二つの波形より、電流の立ち上がりは一定の傾きで徐々に上昇し電圧の過渡交差も小さく ZCS 補助インダクタを利用したソフトスイッチング波形が観測された。しかし、図 9 のターンオン拡大波形を見るとテールを引くような電圧が残っており、十分に電圧が下がらない状態となっているため、ここで電圧及び電流の過渡交差が発生しスイッチング損失が生じていると見られる。

図 8．ZCS スイッチ Q2 のスイッチング波形

図 9．ZCS スイッチ Q2 ターンオン拡大波形

次にハードスイッチング時 (ZCS 用回路部を除去) におけるスイッチング波形を図 10、拡大波形を図 11 に示す。これらの電圧及び電流波形を見ると ZCS 用回路が存在するのと同様にターンオン時に過渡交差の発生が余り観測されることが判る。双方の回路で主スイッチ Q2 において発生しているターンオン損失及び導通損失を含むスイッチング損失を計算した結果は、表 4 に示す通りとなった。表 4 から明らかに ZCS 回路による効果は見られるものの、その差

は大きく現れていない。

ハードスイッチング時の電流波形より、電流の立ち上がりは約 16.6ns で 7.6A となっていることが判る。これは、MOSFET の電流立ち上がり時間よりやや遅いもののほぼ相当する立ち上がりであるとスペック上のデータより推測される。この遅れは、ZCS 回路を基板上に設置するために MOSFET が離れた位置に配置された構造となっているため、浮遊インダクタンス成分が影響していたものと考えられる。

これに対して、ZCS 用回路を適用した場合の電流は、17ns で 6.9A の立ち上がりとなっている。この立ち上がりは、ZCS 用インダクタンス値から計算される値を裏付けるものである。これらのことから、ターンオン損失にはそれほど大きな差が出なかったと考えられる。

図 1 0．Q2 のスイッチング波形（ハードスイッチング時）

図 1 1．Q2 ターンオン拡大波形（ハードスイッチング時）

表 4．各回路におけるスイッチ損失の比較

	Turn On Loss	Switching Loss
ZCS Circuit	1.1W	21W
Hard Switching	1.2W	26W

またスイッチング期間中の全損失は、ZCS 回路を設けた場合には低減されている。これは、波形より MOSFET のボディダイオードのリカバリー損失が大きく影響していると推測される。図 12 及び図 13 に ZCS 方式による Q2 のターンオン、ターンオフ時のスイッチング軌跡を示す。また、図 14 及び図 15 に ZCS 回路を除いたスイッチ Q2 のスイッチング軌跡を示す。ターンオン時のスイッチング軌跡において、ZCS 回路とハードスイッチングは、ほぼ同様の軌跡を描いており

効果が見えにくい結果となっている。これは、スイッチング損失に結果として表れている。ターンオフ時には、ボディダイオードの逆回復特性に起因する振動が発生し損失が発生していることがわかる。インバータ回路の位相差（アーム間のスイッチング時間差）を変化させた場合の電力変換効率の変化を表 5 に示す。これらの結果より、ZCS 回路により主スイッチの損失を低減することはできたが、その他の損失分により大幅な効率の低下が発生することが明らかとなった。

図 1 2．ZCS 回路ターンオン時の軌跡

図 1 3．ZCS 回路ターンオフ時の軌跡

図 1 4．ターンオン時の軌跡（ZCS 回路無し）

図 1 5．ターンオフ時の軌跡（ZCS 回路無し）

この効率低下の原因として、主スイッチに接続されているブロックダイオードの順方向電圧の影響が考えられる。使用したダイオードは SiC ダイオードであるが、表 3 に示したように順方向電圧が比較的高い。この点を確認するため、ブロックダイオードを除いた ZCS 回路に変更して効率に与える影響を調べた。結果を表 6 に示す。

表 5. 電力変換効率

Phase shift	Hard switching [%]	ZCS [%]
40 ns	81.9	68.7
140 ns	81.5	66.1
240 ns	71.7	49.3

表 6. 電力変換効率 (ブロックダイオード無し)

Phase shift	Hard switching [%]	ZCS逆素子無し [%]
40 ns	81.9	79.1
140 ns	81.5	79.9
240 ns	71.7	83.4

上記より明らかなように、ブロックダイオードの順方向電圧による導通損失の影響は顕著である。また、ZCS 回路の効果が高い制御角の大きな領域において効率が改善していることが確認された。損失の変化は、リカバリー損失より導通損失の発生が大きくなっていったためと考えられる。

しかしながら、ブロックダイオードが無い回路では、ハードスイッチング回路と同様に MOSFET のボディダイオードにおいて発生するリカバリー損失の影響が懸念される。そこで、ブロックダイオードをファーストリカバリーダイオードに変更し効率への影響を確認した。使用したダイオードは、IXYS の DSEI60-06A である。表 7 に示すように順方向電圧は SiC ダイオードと比較してそれほど低いものではない。比較検討のため、フリーホイール D2 及び D3 にこのダイオードを適用した回路とフリーホイールを含む D1～D4 に使用した回路の効率を測定した。表 8 がファーストリカバリーダイオードを使用した場合の変換効率の変化を示したものである。表 8 に示す結果より、制御位相が大きくなるにつれて効率の低下が現れる。

表 7. First Recovery diode 定格仕様

ITEM	Rating	Unit
DC Blocking Voltage	600	V
Forward Current	60	A
Recovery Time	35	ns
Diode forward voltage	1.5	V

表 8. First Recovery diode 使用時の変換効率

Phase shift	D2&D3 [%]	D1～D4 [%]
40 ns	82.7	82.3
140 ns	74.7	62.7
240 ns	46.1	40.6

これは、ファーストリカバリーダイオードの逆回復特性に起因するリカバリー損失の増加の影響と考えられる。特に、フリーホイールダイオードを置き換えたことにより、出力を絞った(240ns)時には、全てのダイオードにおいてリカバリー損失が発生するため著しい効率の低下となる。しかしながら、位相差が少ない(40ns)時にはフリーホイールダイオードのリカバリー損失が減少するため効率改善の効果が現れていることが確認できる。

また、ブロックダイオードが無い場合の損失と比較しても出力電力を絞らない場合には効率が改善されているが、出力を絞った場合にはリカバリー損失が増加し効率が悪化する。以上の結果より、提案の ZCS 回路の効果は、使用するダイオードの導通損失とリカバリー特性に大きく依存することが明らかとなった。

6. まとめ

本報告では、提案の高周波 ZCS 形インバータのソフトスイッチング特性について説明し、ハードスイッチング方式との比較実験により動作原理通りの動作を確認し、変換効率には使用するダイオードの特性が非常に重要となることを明らかにした。ターンオン時の損失については、ZCS インダクタの効果は明らかとなったが、MOSFET のスイッチング特性から大きな効果は確認できなかった。しかしながら、スイッチング特性の改善された超高速タイプのデバイスが実用化された場合には、設計通りの ZCS 効果が期待できるものと考えられる。

また、今回明らかとなった SiC ダイオードの特性を効果的に活用する共振負荷を含む回路設計を行うことにより変換効率の改善が期待される。さらに、今回の実験では検討しなかったが、フリーホイールダイオードにショットキーダイオードを適用することも効率改善が期待できると考えられる。本実験では印加電圧が 80 V までの低い電圧での比較結果であるため、今後はより大電力での動作が可能となる回路を設計及び試作し一層の高効率化をはかる必要がある。

(2010 年 6 月 5 日発表)

文 献

- (1) 谷口, 原田:「高周波熱プラズマ発生装置の現状と将来」,プラズマ核融合学会誌, Vol.76,No.8 (2000 年)
- (2) 松尾, 米森, 八坂:「MHz スwitchングに対応した位相差制御 ZCS 高周波インバータ」, 平成 21 年度電気学会産業応用全国大会, 1-75,(2009 年)
- (3) Hiroyuki Matsuo, Hideto Yonemori, Yasuyoshi Yasaka, : Phase-shift controlled zero current switching high frequency inverter in the MHz frequency range : International Conf. on Power Conversion Intelligent Morton (2010)

【質 疑】

シャープ(株)・江口政樹氏

【質問1】図3のシミュレーション波形をみるとモード5とモード0の間にもう一つ動作モードがあるようにみえるが、実際にはどのようなモードが存在しているのか

【回答1】モード5からモード0に移行する際に $Ld1 \rightarrow D2 \rightarrow Ls1 \rightarrow Ls2 \rightarrow D4 \rightarrow Q2 \rightarrow Ld1$ を通るようなモードが発生します。そのモードでは、電流の流れる経路がLだけの閉回路となるため電流は一定の傾きとなります。このモードについては、詳しくは参考文献(3)において説明しておりますが、今回は基本的な動作モードのみの説明とさせていただきます。

【質問2】ハードスイッチング時の電流の立ち上がりの乱れの要因はなにか

【回答2】ハードスイッチング時はブロックダイオードを取り付けていないのでスイッチング素子のボディダイオードによるリカバリーによる振動が抑えられず電流の立ち上がりが乱れたものと思われます。

【質問3】MHzのスイッチングにおいてゲート駆動回路に特別な工夫はされているか

【回答3】特に大きな工夫はありませんが、MHz帯域でスイッチングを行うと、ゲート駆動回路のオンボードスイッチング電源にノイズが入り誤作動が発生します。このため、スイッチング電源と平滑キャパシタ間にインダクタを設けております。

島根大学・中濱真之氏

【質問1】Ls1とLs2を二つのトランスに変更しても回路の動作に問題はないか

【回答1】ソフトスイッチング動作には影響しないものと思われます。しかしながら、Ls1,Ls2の結合（トランスの構造）によっては、スイッチ電圧の上昇や循環電流などへの影響が現れる可能性があり、トランスの構造と設置方法には注意が必要となります。