

移相制御方式共振形DC-DCコンバータの特性改善に関する一考察

One consideration for the improvement in characteristic of Resonant DC-DC Converter using Phase Shifting Control

○日下部 正志*, 田島 克文*, 佐藤 忠*

○Masashi Kusakabe*, Katubumi Tajima*, Tadashi Sato*

*秋田大学

*Akita University

キーワード：共振形 DC-DC コンバータ(resonant DC to DC converter), 移相制御(phase shifting control), ゼロ電流スイッチング(zero current switching : ZCS), 可変インダクタンス(variable inductance)

連絡先：〒010-8502 秋田県秋田市手形学園町 1-1 秋田大学工学資源学部 電気電子工学科
日下部 正志 Tel : (018)889-2337, E-mail : m9003114@ipc.akita-u.ac.jp

1. はじめに

近年、電気・電子機器には直流安定化電源としてスイッチング電源が用いられ、その小形化、高効率化が要求されている[1][2]。このスイッチング電源の小形化に最も効果的な手段が、スイッチング周波数の高周波化である。現在 200 から 500kHz が標準だが、最近では半導体技術が発達し MHz のものまで出てきている。しかし、スイッチング周波数の高周波化は、一方でスイッチング損失を増加させる要因となり、高効率化の障害となってしまう。

このスイッチング損失を減少させる回路方式の一つに共振形コンバータがある。共振形コンバータは、共振回路を利用してスイッチング素子に加わる電圧または電流を正弦波状にする方法で、スイッチング素子が ON または OFF する瞬間の電圧または電流をゼロの時にスイッチングを行うことで、スイッチング素子の電力損失を大幅に低減させるものである。しかし、共振形コンバ

ータは、出力の変動に応じてスイッチング周波数を変動させる必要があり回路が複雑になるなどの問題がある。これらの問題を改善させるために様々な方式の共振形コンバータが提案されている。

その中で、移相制御方式というものがある。この方式は、スイッチング周波数を変えずに駆動信号の位相差を変えることによって出力電圧を調整できる。また、回路は単純である。

本研究では、移相制御方式共振形 DC-DC コンバータ[3][4]において、出力電力の制御範囲や効率の改善を目的とし、位相差とインダクタンスを制御することにより特性が良くなるかと考え、このコンバータに可変インダクタンス[5]の導入の検討を行った。

2. 移相制御方式共振形 DC-DC コンバータ

<回路構成>

移相制御方式共振形DC-DCコンバータの回路

図をFig.1に示す. このコンバータは, スイッチング周波数やデューティ比によって出力電圧を調整する一般のスイッチング電源とは異なり, Fig.2のように駆動信号の位相差によって出力電圧を調整するものである. ここで, C_0 は電源を分割した平滑コンデンサである. L_{11} , L_{12} は第一共振用インダクタンス, L_{21} , L_{22} は第二共振用インダクタンス, C_1 , C_2 は共振用コンデンサである. D_{11} , D_{12} は負荷電流の逆流を防ぐダイオードである. D_{21} , D_{22} は L_{21} , L_{22} に蓄積された電磁エネルギーを効率よく負荷に流す役割の他に, SW_1 , SW_2 及び C_1 , C_2 の端子電圧をクランプする役割もあるダイオードである. C は出力電圧を平滑化するためのコンデンサである.

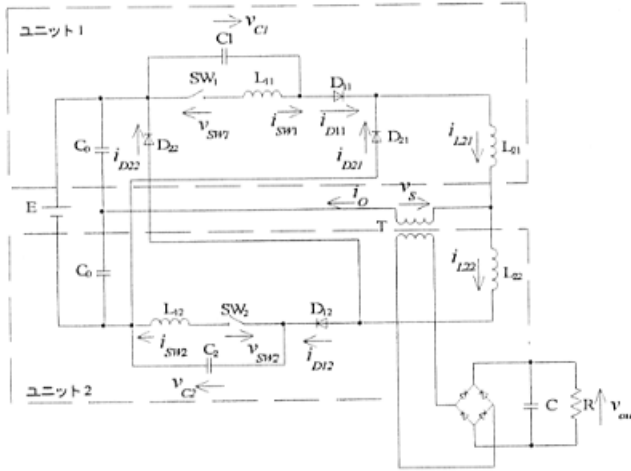


Fig.1. Resonant DC-DC converter using phase shifting control.

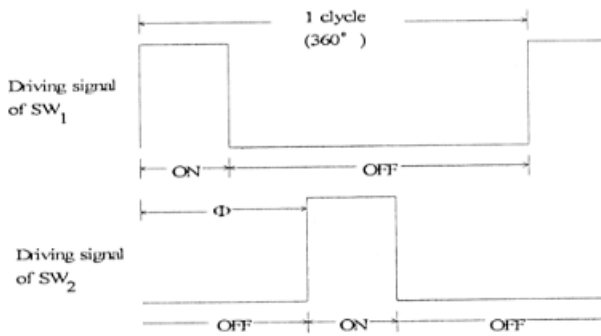


Fig.2. Driving signals for phase shifting control.

<動作原理>

Fig.1で示したコンバータの回路動作として, 各ユニットのスイッチとダイオードのON, OFF状態

によってTable 1に示した5つの動作モードに分けられる. 二つユニットがあるので最大25通りの動作モードに分類される. ここでは, 回路に対称性があるためユニット1についてのみ説明する. 初期条件を $v_{C1}, v_{C2} = -E$, $i_{SW1}, i_{SW2} = 0$ とした. 定常動作波形の一例をFig.3に示す. なお, 各部の電圧, 電流の正の方向をFig.1のように定める.

Table 1. Circuit operation modes.

	mode1	mode2	mode3	mode4	mode5
$SW_1(SW_2)$	ON	ON	OFF	OFF	OFF
$D_{11}(D_{12})$	OFF	ON	ON	OFF	OFF
$D_{21}(D_{22})$	OFF	OFF	OFF	ON	OFF

①モード1 ($t_0 \leq t \leq t_1$)

$t=0$ で SW_1 をONにするとループ $SW_1 \rightarrow L_{11} \rightarrow C_1$ が形成され, SW_1 に C_1 と L_{11} で決まる共振電流 i_{SW1} が流れる. このため, v_{C1} が $-E$ から徐々に上昇を始める. モード1は v_{C1} が $-E/2$ となる $t=t_1$ で終了.

②モード2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

$v_{C1} = -E/2$ のとき, D_{11} が順バイアスされてON状態になり, C_1 と L_{21} で決まる共振電流 i_{D11} が負荷に流れ始める. $t=t_2$ で $i_{SW1}=0$ となったときに SW_1 はOFFする.

③モード3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

$i_{SW1}=0$ になると v_{C1} はピーク値に達した後再び $-E$ に向かって減少を始め, また v_{SW1} は E に向かって上昇する. $t=t_3$ で $v_{C1} = -E$ となったとき, D_{11} がOFF状態になり同時に D_{21} がONして $v_{SW1} = E$ となる.

④モード4 ($t_3 \leq t \leq t_4$)

$t=t_3$ で D_{21} がON状態になると L_{21} に蓄積されたエネルギーが負荷を通して電源に回生され, i_{D21} がゼロになるまで流れ続ける. この間 $v_{C1} = -E$, $v_{SW1} = E$ にクランプされる.

⑤モード5 ($t_4 \leq t \leq t_5$)

$i_{D21}=0$ となり, その後も $t=t_5$ まで $v_{C1} = -E$, $v_{SW1} = E$ にクランプされ続ける.

動作波形よりスイッチONの時 v_{C1} がゼロ, i_{SW1} がゼロからゆるやかに立ち上がるZCS動作であるので, ターンオン損失は少ない. またスイッチOFF時, スイッチと直列に接続されることになるダイ

オードD₁₁, D₁₂に逆バイアス電圧がかかるのでZVS動作となる。よって、スイッチはZCS/ZVS動作のため、スイッチング損失はゼロとなる。

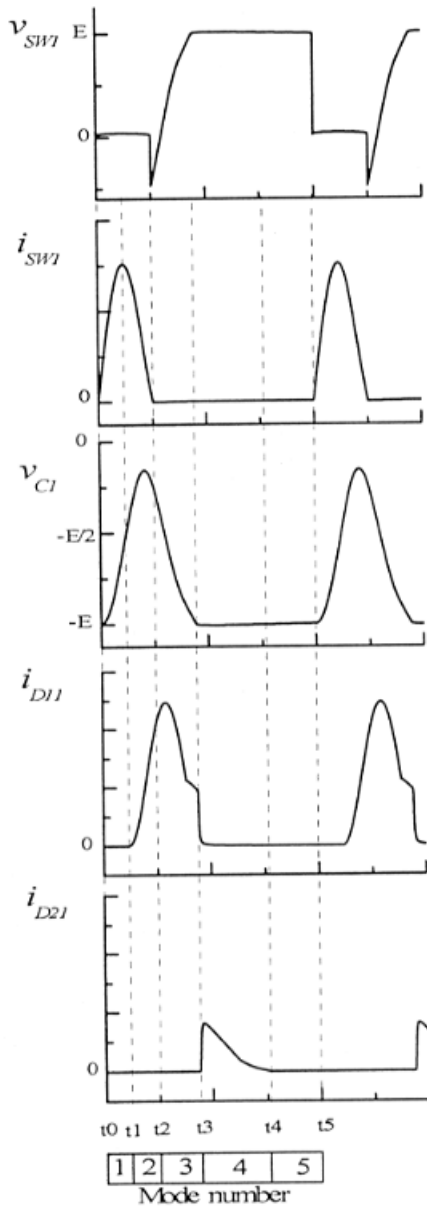


Fig.3. Steady state operating waveforms.

移相制御による変圧器の一次電圧 v_s , 電流 i_o 波形の一例を Fig.4 に示す。変圧器の一次電流 i_o は i_{L21} と i_{L22} のベクトル和となる。位相差 $\Phi = 180^\circ$ の時の i_{L21} と i_{L22} の波形は対象となるので正弦波状となる。そして位相差 Φ が小さくなると i_{L21} と i_{L22} の波形は異なってくるので、変圧器の一次電流 i_o は非対称となる。さらに位相差 Φ が小さくなると i_{L21} と i_{L22} の波形はまた対称的となり、位相

差 $\Phi = 0^\circ$ では i_{L21} と i_{L22} が互いに打ち消しあい、変圧器の一次電流 i_o はゼロとなり、出力電圧もゼロとなる。

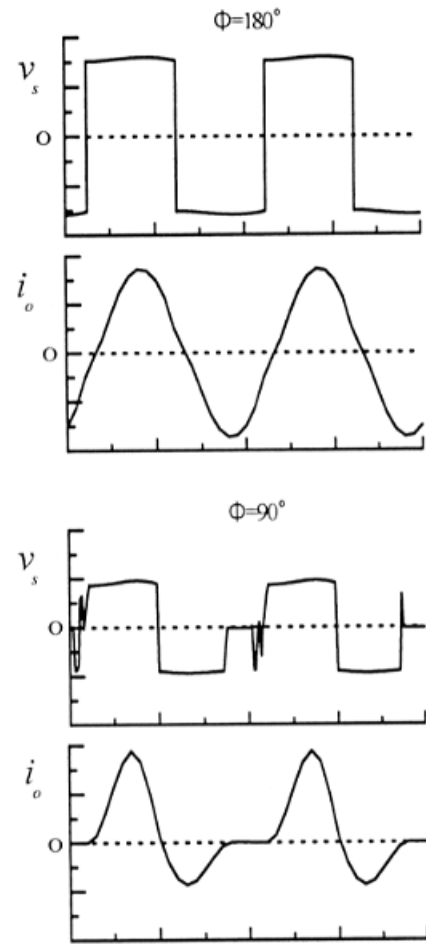


Fig.4. Transformer output waveforms for phase shifting control.

3. シミュレーション結果

本研究では、回路シミュレータ PSpice を用いて検討を行った。論文に用いられた回路パラメータを Table 2 に示す。本研究では、出力に直接影響しているインダクタンス L_{21} , L_{22} の値を $10 \sim 50 \mu\text{H}$ の範囲 $10 \mu\text{H}$ 間隔で変え、そのときの特性を見た。

負荷抵抗を一定にして位相差とインダクタンス L_{21} , L_{22} の値を変えた時の電圧制御特性を Fig.5 に示す。Fig.5 より、位相差 $\Phi = 180^\circ$ では出力電圧最大で、位相差 Φ が小さくなるにつれて、出力電圧も小さくなることが確認できる。また、インダクタンス L_{21} , L_{22} の値を小さくすると同一位相差では出力電圧が高くなっており、位相差とイ

インダクタンスを制御することにより広い範囲で出力電圧を調整できることがわかる。

Table 2. Parameters.

E	200 [V]
C_0	1000 [μ F]
L_{11}, L_{12}	8.48 [μ H]
L_{21}, L_{22}	38.2 [μ H]
C_1, C_2	0.29 [μ F]
Primary and Secondary magnetizing inductances of transformer	196 [μ H]
Turn ratio	1
C	20 [μ F]
t_{ON}	5 [μ s]
t_{OFF}	15 [μ s]
Switching frequency	50 [kHz]

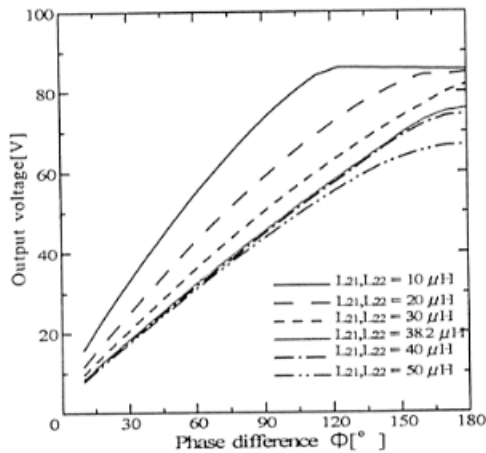


Fig.5. Output voltage control characteristics.

負荷抵抗と位相差 Φ を変えた時の出力電力と出力電圧の関係をFig.6に示す。負荷が増えるにつれて、出力電圧は下がっている。また、インダクタンス L_{21}, L_{22} の値を小さくすると最大出力電力が増大し、出力電力の制御範囲が広がることわかる。

次に負荷抵抗を変え出力電圧100V一定となるように移相制御を行った時の出力電力と効率の関係をFig.7に示す。Fig.7より、インダクタンス L_{21}, L_{22} の値を20 μ H \sim 30 μ H程度で調整することにより、インダクタンス L_{21}, L_{22} の値を38.2 μ Hとした

文献[4]のコンバータより効率が良くなり、出力電力の制御範囲が広がっていることがわかる。

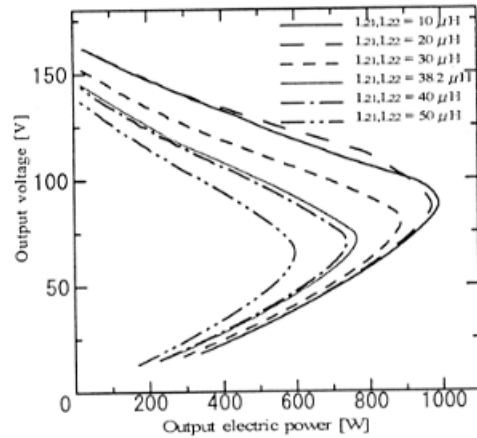


Fig.6. Relations between output electric power and output voltage ($\Phi=180^\circ$).

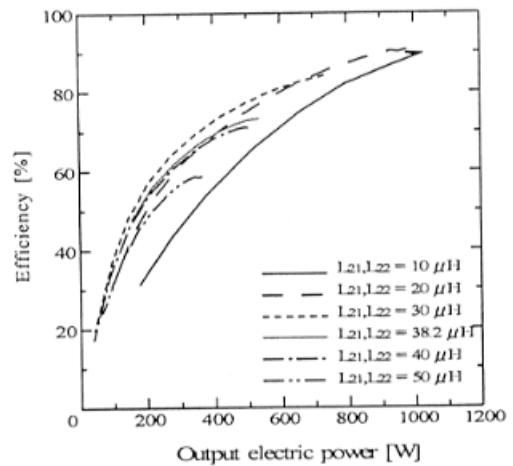


Fig.7. Relations between output electric power and efficiency for constant output voltage 100V.

4. まとめ

スイッチング周波数を固定したまま駆動信号の位相差を変えて出力電圧を調整できる移相制御方式共振形DC-DCコンバータにおいて可変インダクタンスの導入の検討を行った。その結果、位相差とインダクタンスを制御することにより、広い範囲で出力電圧を調整でき、出力電力の制御範囲を広くできる。そして、定電圧とした場合、位相差とインダクタンスを制御することにより、効率が良くなり、出力電力の制御範囲も広がる。

したがって、位相差とインダクタンスを外部か

ら制御した場合特性が良くなり，可変インダクタンスを使用する意義があるものと考えられる。

今後は，シミュレーション結果の妥当性を評価するために実験を行う。また，可変インダクタンスを導入し動作を検証する。

参考文献

- [1] 二宮 保：“共振形DC-DCコンバータの動向”，電学論D, Vol.117, No.2, pp.120-122 (1997)
- [2] 原田 耕介：“ソフトスイッチング電源技術”，日刊工業新聞社(1999)
- [3] 荻原 弘之，中岡睦雄：“定周波電圧制御機能をもつZCS高周波共振形インバータとその特性解析”，電学論D, Vol.115, No.12, pp.1466-1475(1995)
- [4] 荻原 弘之，中岡睦雄：“移相制御方式共振形DC-DCコンバータ”，電気学会誌D, Vol.120, No11, pp.1391-1392(2000)
- [5] 安村 昌之：“直交形トランスを用いた自励式共振方式共振形コンバータによるソフトスイッチング電源の実用化”，電学論D, Vol.120, No.2, pp.204-212(1997)