

1 ターンコイルを用いた自己給電方式の検証実験および適用実験

木之前 雄士* 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Verification and Its Application based on Experiment for Self - Supply System using One-turn Coil
Takeshi Kinomae*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a self-supply type circuit using one-1 turn coil to achieve low cost and low loss of a power supply for a gate drive unit of a power device. The feature of the proposed power source is that the proposed method can be applied to a multi-level converter topology and a matrix converter in addition to an inverter. In the paper, the design method of the one-turn transformer and its characteristics are mentioned. Besides, the three-phase inverter using the proposed GDU is tested and obtained sinusoidal waveform as the same as the conventional GDU. As a result, the validity of the proposal method is confirmed.

キーワード：自己給電, ゲート駆動回路, フローティング電源
(self-supply, Gate Drive Circuit, Floating supply)

1. はじめに

インバータをはじめとする電力変換器で使用されている IGBT 等のパルブデバイスを駆動するには, ゲート駆動回路が必要である⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾。基準電位の異なる多数のデバイスを駆動する必要のある電力変換器では, フローティングされたゲート駆動回路用の電源が複数必要となる。フローティング電源を得る方法は絶縁トランスを用いる方式の他, チャージポンプ方式, ブートストラップ方式, シリーズレギュレータを用いた自己給電方式等がある⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾。例えば, ブートストラップ方式は, 構成が簡単でフローティング電位が実現できる。一方, チャージポンプ方式は, 主回路と独立に給電用のコンデンサに充電できるため, 充電回路のスイッチング周波数を高めることで, 電源供給用のコンデンサの容量を小さくできる。しかし, これらの給電方式は充電回路用ダイオードまたはスイッチには主回路電源と等しい電圧が印加されるため, 高耐圧の素子が必要となる。また, インバータに適用は容易であるが, マルチレベルコンバータやマトリックスコンバータでは部品点数が増加し回路が複雑になる⁽⁸⁾。

一方, 自己給電方式は, ゲート駆動回路用に専用の直流電源を用意する必要がなく, ゲート駆動回路を 1 段ごとに独立できる。その結果, 個々のスイッチング素子の基準電圧の高低が入れ変わる動作を伴うマルチレベルのカスケード方式やマトリックスコンバータなどにも適用できる⁽⁸⁾。

しかし, シリーズレギュレータによる自己給電方式は, シリーズレギュレータによる損失の増加が問題となる。さらに, 1 個当たりにかかる両端電圧がドライブ回路駆動に必要な

電圧よりも低い場合は使用できないという問題がある。また, ゲート駆動用に充電された電荷はスイッチがオンするたびに放電されるため, 回路損失が増加する⁽⁸⁾。

本論文では, 自己給電方式の損失低減を目的として, 一次側 1 ターンコイルを用いた自己給電方式を提案する。本方式の特徴は, トランスにより主回路と絶縁されているため, 給電回路構成部品の耐圧は主回路の電源電圧に依存しないこと, トランスと整流回路のみという非常に簡単な構造により給電回路を実現することが可能であるため, 部品点数の削減および低コスト化の可能性があること, 特別な制御が必要ないことが挙げられる⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。しかし, 本方式の供給可能電力はコイル一次側の電流の変化量に依存する。そのため, 一次側の電流変化が少ない動作領域では十分な電力が取れない可能性がある。必要な電力を取得するためには, 供給電力と各種パラメータの関係性を明らかにする必要がある。

そこで本論文では, まず, 一次側 1 ターントランスによる給電回路の特性を明らかにするため, トランスの設計法を示す。次に降圧チョップにより給電特性を取得し, 設計の妥当性や周波数特性などを検証する。次に一次側 1 ターンコイルのインバータ回路における設置場所について電流周波数成分の観点から検討する。最後に, インバータ回路 1 相分に提案する自己給電ゲート駆動回路を適用し, 主回路の動作確認を行う。

2. 降圧チョッパにおける提案方式の特性調査

〈2・1〉理論式導出

所望の電圧を出力するために必要な二次側の巻数, および, 二次側へ供給される電力の理論式を導出する。

一次側電流変化時に二次側へ流れる電荷の総量 Q は起電力の方程式より(1)式で表される。

$$Q = \int_0^T i_2 dt = \frac{M}{R_2} \int_0^T i_1 dt \quad \dots\dots\dots(1)$$

ただし, R_2 : 二次側抵抗, M : 相互インダクタンス, i_2 : 二次側電流, i_1 : 一次側電流

また, 相互インダクタンス M は(2)式にて得る。

$$M = N_1 N_2 \times \mu_0 \times \mu_e \cdot \frac{S}{\ell} \quad \dots\dots\dots(2)$$

ただし, ℓ : コアの磁路長[m], S : コアの断面積[m²],

μ_0 : 真空の透磁率 μ_e : 実効透磁率, N_2 : 二次側巻き数

(1)式に(2)式を代入し, 二次側に誘導起電力 E_2 を出力するために必要な二次側の巻数 N_2 は(3)式にて得る。

$$N_2 = \frac{E_2}{2 \cdot N_1 \cdot f \cdot I_1 \cdot k \cdot \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{S}{\ell}} \quad \dots\dots\dots(3)$$

ただし, f : スイッチング周波数

また, 二次側の出力電力は(4)式にて得る。

$$P_2 = \left[N_1 N_2 2f \cdot I_1 \cdot k \cdot \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{S}{\ell} \right]^2 / R_2 \quad (4)$$

〈2・2〉給電回路の動作確認

図 1 に降圧チョッパ回路における自己給電回路特性検証に用いた実験回路を示す。本章では, 主回路の各パラメータと二次側へ誘起される電力の関係を明確にすることを目的として, 一次側 1 ターンコイルで取得できる電力の特性を理論検証し, 実験で確認する。今回使用したトランスのコアにはフェライトコアを使用し, 一次側に 3.5mmφの被覆導線, 二次側に 0.3mmφの被覆導線を所望の回数巻いて作成した。使用したフェライトコアはケーブルコード用クランプフィルタ ZCAT2436-1330, 外径 23.5mm, 内径 13mm, 長さ 30mm, 断面積 $S=301\text{mm}^2$ である。

図 2 に降圧チョッパにおける提案方式の動作波形を示す。図 2 より, コイルの二次側に発生する誘導起電力は主回路入力電流の立ち上がり時と立ち下り時に発生していることがわかる。給電回路の二次側で電力伝送している間, トランスの一次側には直流電流が流れるため, 偏磁が生じ, コアは飽和する⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。偏磁によるコアの飽和の影響で, 電力伝送がとぎれ, ダンピング要素がなくなる時, つまり二次側電流 i_2 がゼロ付近に達した時にコイルの両端電圧 e_2 にて振動が発生する。この振動の原因は, ダンピング要素がなくなった時, 漏れインダクタンスとダイオードの寄生容量もしくは巻き線の浮遊容量との間で共振するためである。また, コイルの両端電圧 e_2 の振動が発生した後は次に一次側

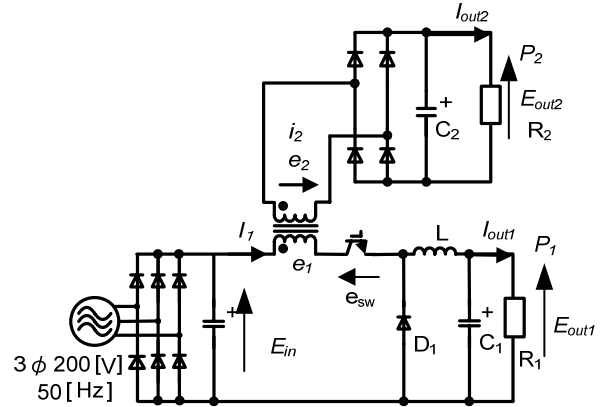
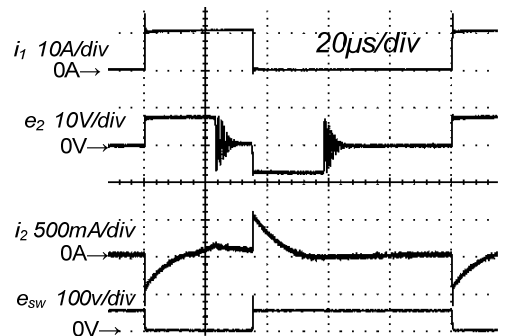
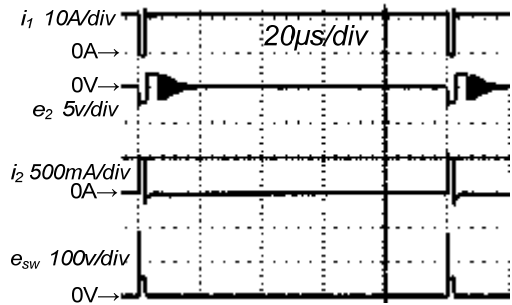


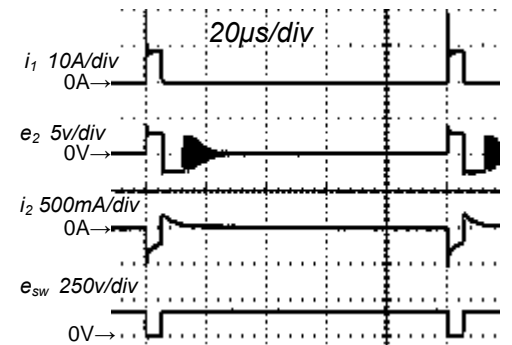
図 1 自己給電特性検証回路
Fig. 1. Experiment circuit of self power supply.



(a) duty = 35%



(b) duty = 98%



(c) duty = 5%

図 2 自己給電回路動作確認波形
Fig. 2. Self-charging circuit operation check waveform.

電流 i_1 が変化するまで, ゼロ電圧期間が発生することを確認した。この電圧ゼロ期間およびコアの飽和は理論式との誤差増加の一因である。

〈2・3〉 給電回路の周波数特性

図3にスイッチング周波数変化時の二次側出力電力 P_2 の実験結果、および(4)式に基づいた二次側出力電力 P_2 の計算結果を示す。供給電力は、GDUを駆動するために必要な電力である1W以上の電力が得られることを確認した。図3では、周波数が高くなるにつれ、理論値との誤差が増加している。この理由は、周波数が高くなると、漏れインダクタンスによるコアロスが増加すること、発生した電力の伝送が終了する前に一次側の電流が変化すること、直流偏磁によるコアの飽和が挙げられる。

〈2・4〉 給電回路の一次側電流変化特性

図4に一次側に流れる電流 I_1 の値を変化させた時の二次側供給電力 P_2 の実験結果、および(4)式に基づいた P_2 の計算結果を示す。図4より、二次側で得られる電力 P_2 は一次側電流 I_1 が小さい間は理論値よりも多く電力が得られる結果となった。この理由は、図2に示す一次側電流波形に見られるように、ダイオードのリカバリ電流によるサージ電流が発生しているためである。また、電流値を24Aまで増加させた時、理論値と実験値の誤差が減少している原因としては、定常時の電流値とサージ電流の差が相対的に減少していることが挙げられる。

〈2・5〉 給電回路の二次側巻き数変化特性

図5に二次側巻き数と二次側出力電力との関係および、結合係数との関係を示す。図5より、結合係数は二次側巻き数8turn以上ではほぼ一定である。通常のトランスでは、二次側に伝達される電力は巻き数の二乗に比例し増加するが、今回の結果では、結合係数がほぼ一定の場合であっても、巻き数の二乗に比例して増加しない。この理由としては図2に示すように、一次側電流に直流成分があるため、コアが磁気飽和を起こすことが挙げられる。しかし、巻き数を増やすことで確実に二次側に伝わる電力の量は増加する。

〈2・6〉 スイッチングデューティ変化特性

図6に一次側回路スイッチングデューティ比を変化させた時二次側へ供給される電力を示す。ただし、トランス二次側巻き数 $N_2=20$ 回、主回路スイッチング周波数 $f=10\text{kHz}$ 、出力電流 $I_{\text{out1}}=10\text{A}$ 一定として測定した。デューティ比が小さい時(5%)と大きい時(98%)ではほとんど電力が二次側で得られない。これらの現象の原因はコアが飽和すること、発生した電力の伝送が終わる前にスイッチの切り替えが発生することが挙げられる。また、Duty35%、50%、75%でほぼ同じ値が得られている。この理由は、発生した電力伝送が途切れるまで、トランスの一次側の電流が変化せず、電流変化時に発生したエネルギーの伝送がこれら3種のDutyにおいては終了しているためである。

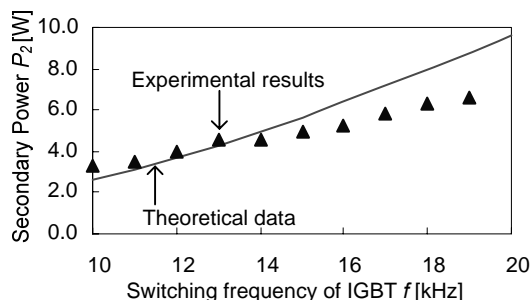


図3 二次側出力の周波数特性
Fig. 3. Frequency characteristic of secondary side output power.

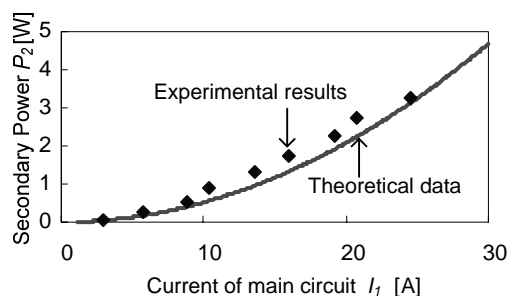


図4 二次側出力の1次側電流変化特性
Fig. 4. Primary side current characteristic of secondary side output power.

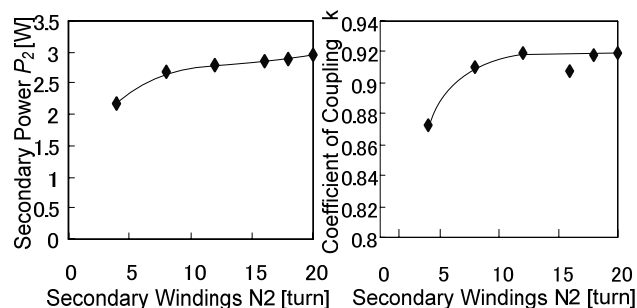


図5 二次側出力 P_2 と結合係数 k の2次側巻き数変化特性
Fig. 5. Secondary side number-of-turns characteristic of the secondary side output P_2 and the coupling coefficient k .

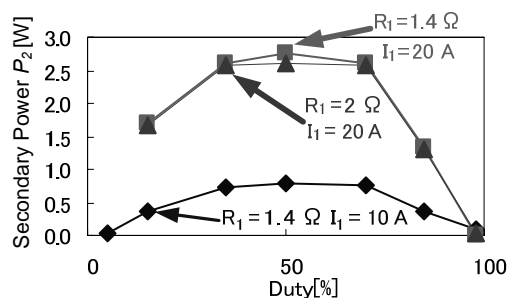


図6 二次側出力の duty 変化特性
Fig. 6. The duty characteristic of secondary side output power.

〈2・7〉 給電回路出力電力-主回路出力電力変化特性

図 7 に主回路出力電力を変化させた時に得られる二次側出力電力 P_2 を示す。但し、一次側出力電流 $I_{out1}=20A$ 、トランス二次側巻数 $N_2=20$ 、Duty=35%、スイッチング周波数 $f_{sw}=10kHz$ で一定にし、負荷抵抗および直流入力電圧を変化させ、負荷出力電力を 600W~2kW の間で変化させた。

図 7 より主回路電流、スイッチング周波数、Duty を一定に保っていれば、主回路の出力電力を変化した時においても、二次側の出力電力はほぼ一定となることを確認した。つまり、コイルの一次側電流、スイッチング周波数、Duty が一定ならば、二次側の出力電力 P_2 は主回路出力電力の変化の影響を受けないといえる。つまり、小容量の負荷出力であっても、出力電流が大きいもしくはスイッチング周波数(一次側電流の変化)が速いのであれば二次側に大きな電力を供給することが可能であるといえる。

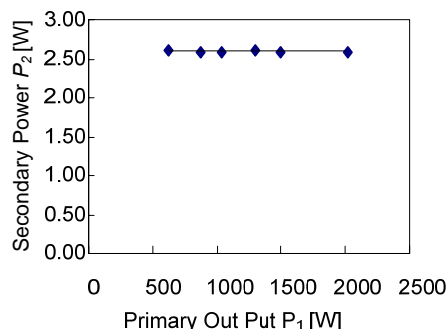


図 7 二次側出力の一次側出力電力変化特性
Fig. 7. P1 change characteristic of P2.

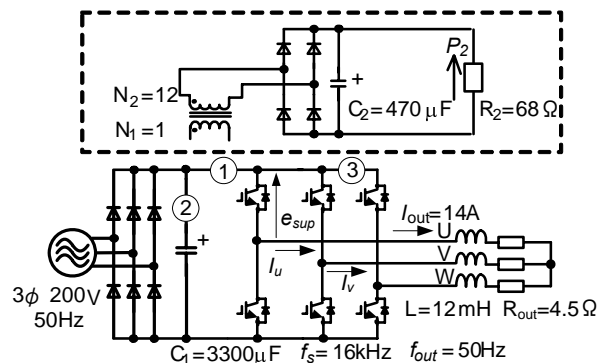


図 8 自己給電適用検討インバータ回路
Fig. 8. Self supply application examination inverter.

3. 1 ターンコイルの接続箇所検討

本章では、三相電圧形 PWM インバータに一次側 1 ターンコイルを設け、自己給電する方法について、実験結果および、主回路電流の周波数解析結果を基に給電回路に有利な接続箇所について検証を行う。

図 8 に測定回路図を示す。接続箇所には①直流リンク部 ②平滑コンデンサ、③各レグの電流が考えられる。

図 9 に二次側で得られた電力を、図 10 に各測定箇所の電流高調波解析結果を示す。

図 9 より、接続箇所①と②では 4W 以上の電力を得られることを確認した。この電力は 6 つのゲート駆動回路を動作するのに十分な電力である。一方、接続箇所③では 0.71W と小さな電力しか得られない。接続箇所③において二次側の出力電力が小さい理由は、スイッチング周波数の N 倍の高調波成分が他の 2 つの接続箇所に比べ小さいためである。また、出力周波数成分が小さい②においても①とほぼ同じ大きさの二次側電力が得られているのは、二次側の出力電力は主に、一次側電流の高調波成分に依存するためである。二次側出力電力が一次側電流の高調波成分に依存する理由としては(4)式より、二次側に誘導される電力は周波数の 2 乗に比例することが挙げられる。図 9 の結果より、電力を取得する場所としては、接続箇所①と②はどちらに接続しても良いと判断できそうであるが、接続箇所①の電流には直流成分が含まれているため、コアの飽和が懸念される。

以上より、トランスのコアサイズ小型化の観点から考えると、電流の直流成分が小さく、高調波成分が大きい②の部分に設置する方が他の箇所に接続する場合よりも電力取得には有利であることが結論づけられる。

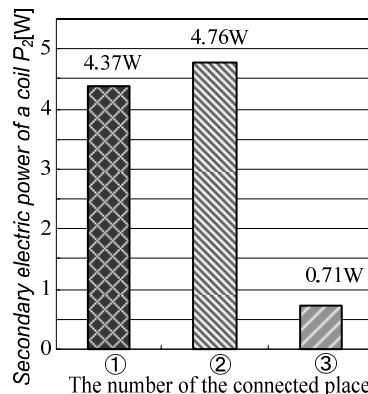


図 9 提案法により取得可能な電力と接続箇所の関係
Fig. 9. Relation between connection point and Secondary electric power.

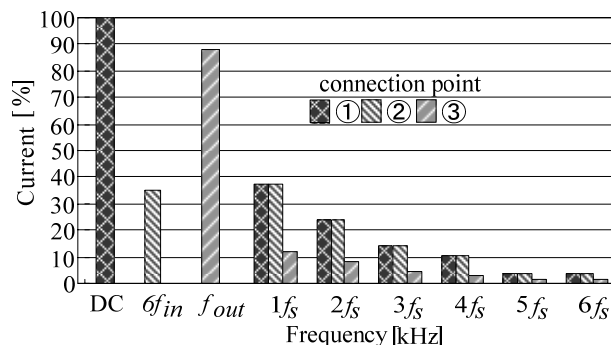


図 10 主回路電流の周波数成分と接続箇所の関係
Fig. 10. Harmonics components of the main circuit current at each connection point.

4. インバータ回路における提案法の適用検証

図 11 に提案法を適用したゲート駆動回路を示す。本章では、図 11 のゲート駆動回路をインバータ回路の一相分(U 相の上下アーム)にて使用し、その動作確認および特徴を実験的に検証する。ただし、トランスは図 8 の接続箇所②に接続する。また、実験パラメータはインバータの負荷抵抗 $R_{out}=6.4\Omega$ 、負荷インダクタンス $L=12mH$ とし、負荷電流の大きさの調整は、三相整流器と系統の間にスライダックを接続し、直流リンク部の電圧を変化させる。

今回は初期駆動方法についての検討を行っていないため自己給電による動作が可能になるまでは、直流 24V の補助電源 e_{sub2} を用いて実験を行った。

(4・1) 提案法適用ゲート駆動回路の動作検証

図 12 に U 相負荷電流 $I_u=6A$ の時における、ゲート電圧 V_{ge} 、ゲート充放電電流 I_g 、給電回路からの供給電流 i_{sub1} 、提案給電回路による供給電圧 e_{sub1} を示す。

図 12 より、トランスからの供給電圧はほぼ 29V 付近となっており、ゲート電圧も、+16V、-7V とほぼ設計通りの出力電圧を得ることができた。また、ゲート電圧に大きな歪みが見られていないことから、提案法で取得した電力によるゲート駆動回路の動作が正常に行えることを確認した。

(4・2) 提案法を用いて給電されたゲート駆動回路をインバータ回路 1 相分に適用した際の動作確認

図 13 に U 相負荷電流 $I_u=5A$ (直流リンク電圧=133V)の時における U 相上アームの素子両端電圧 e_{sup} 、U 相電流 I_u 、V 相電流 I_v 、ゲート充放電電流 I_g 、給電回路からの供給電流 i_{sub1} 、提案給電回路による供給電圧 e_{sub1} を示す。

図 13 より自己給電回路動作中 U 相上アームの素子両端電圧に大きなサージ電圧や相電流に大きな歪みは見られず、正常に動作することが確認できる。また、ドライブ回路の消費電力に応じて供給電圧は変動する(図 13 においては $27V \pm 1.5V$ の範囲で変動)ことを確認した。

(4・3) 提案法適用ゲート駆動回路の動作範囲

図 14 に提案法供給電圧 e_{sub1} の U 相出力電流変化特性を示し、図 15 提案法による供給電力 P_{sub1} の U 相電流変化特性を示す。但し、それぞれの特性測定時にはキャリア周波数を 16kHz 時と 12.5kHz 時の 2 種類の条件で行う。

提案するゲート駆動回路は動作するためには最低 24V 必要であり、ゲート駆動回路動作時の消費電力は 0.33W~0.35W である。図 14 および図 15 よりインバータ回路に提案法を適用時においてキャリア周波数=12.5kHz、15kHz 時は、出力電流 I_u が 4A 以上となった時に、ゲート駆動回路に必要な電圧および必要な電力を自己給電により得ることか可能である。

以上から、キャリア周波数や出力電流を増加すると給電回路からの供給電圧が上昇するため、主回路の動作範囲に応じてゲート駆動回路の電源電圧が一定となるように設計する必要がある。

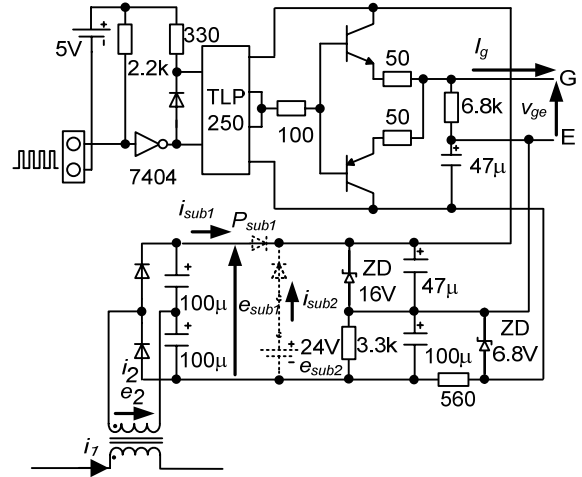


図 11 提案法適用ゲート駆動回路

Fig. 11. The proposing method application gate drive circuit.

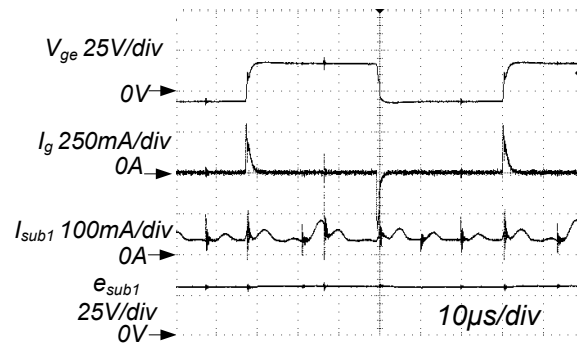


図 12 提案回路によるゲート駆動回路の動作確認波形

Fig. 12. The proposing method operation check waveform.

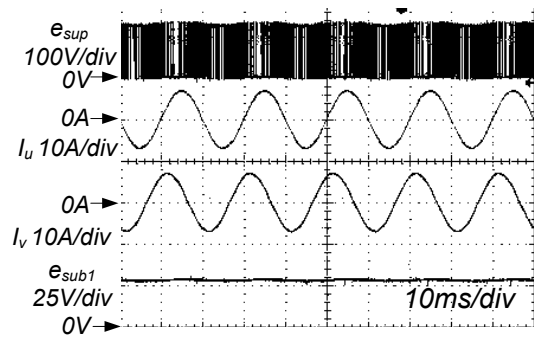


図 13 提案法による主回路出力波形

Fig. 13. Relation between electric power acquirable by the proposing method, and a connection place.

5. まとめ

本論文では、フェライトコアを用いた一次側 1 ターンコイルによるゲート駆動回路の自己給電方式を提案した。

提案回路は一次側の電流の変化(主回路の電流の変化)を利用し、トランスの二次側へ電力を供給する。

提案方式の特徴、および理論式の妥当性を確認するために、まず、降圧チョップ回路へ提案法を適用した際の電力特性を調査した。次に提案法をインバータへ接続した際に、二次側で電力を得るために有利な箇所の検討を行った。最後に、提案法により駆動するゲート駆動回路をインバータの一相分に適用し、他の相と比較し、提案法を用いたゲート駆動回路の動作および主回路への影響を調査した。

その結果、次のことを確認した。

- ①二次側に誘起される電力は一次側の電流の変化量(電流もしくは周波数)に比例して増加する。
- ②二次側に誘起される起電力は主回路の一次側に直流電流が流れるとコアが飽和するため電力伝送が途切れる期間が存在する。このため、周波数が増加すると、理論式との誤差が大きくなる。
- ③出力電力を変化させても主回路の電流、スイッチング周波数、duty を一定に保てば、二次側に誘起される電力は変化しない。つまり、小容量出力であっても、出力電流が大きいもしくはスイッチング周波数(一次側電流の変化)が速いのであれば大きい電力を得られる。
- ④インバータに提案法を適用する際は、直流リンクコンデンサにコアを直列に取り付けると電力取得に有利である。
- ⑤提案法により取得した電力を用いたゲート駆動回路は設計した出力を得ることができた。また、ゲート電圧に大きな歪みが無く正常に動作した。
- ⑥提案法により取得した電力を用いたゲート駆動回路により動作させたインバータの出力電流は大きな歪みもなく正常に動作する。
- ⑦提案法による供給電圧および電力の主回路電流特性より、自己給電動作が可能な範囲を確認した。

以上のことから、提案する自己給電方式の特徴と有用性を確認した。

提案方式は、フェライトコアにより電流の立ち上がりを抑制できるのでノイズ低減が期待できる。よってノイズについて今後検証を行う。また、自己給電回路の初期駆動方法について検討する。

文 献

- (1) Vinod John, Bum-Seok Suh, and Thomas : "A High-Performance Active Gate Drive for High-Power IGBT's ", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 35, NO. 5, pp1108-pp1117 (1999)
- (2) K. Yao and F.C. Lee: " A Novel Resonant Gate Drive for High Frequency Buck Converters " ,IEEE Trans. Power Electronics, Vol.17, No.2, pp.180-186(2002)

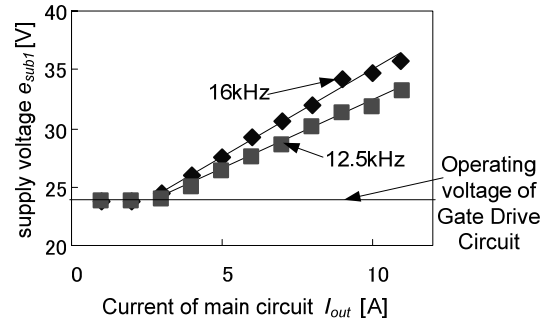


図 14 提案法による供給電圧の主回路出力電流特性
Fig. 14. The current characteristic of the proposing method service voltage.

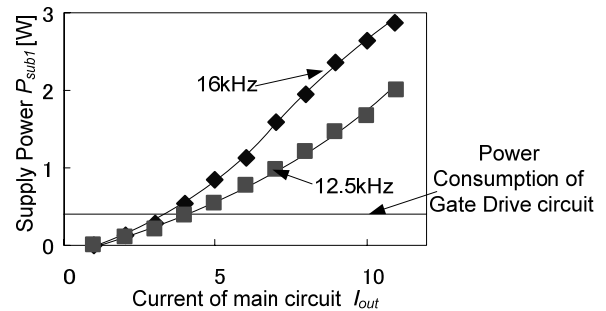


図 15 提案法による供給電力の主回路出力電流特性
Fig. 15. The current characteristic of the proposing method power supply.

- (3) H.L.N.Weigman, "A resonant pulse gate drive for high frequency applications", in Proc. IEEE APEC'92 Conf., 1992, pp.738-743.
- (4) Zhihua Yang, Sheng Ye, and Yan-Fei Liu, "A New Dual-Channel Resonant Gate Drive Circuit for Low Gate Drive Loss and Low Switching Loss " IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 23, NO. 3, pp1574-pp1583(MAY 2008)
- (5) "HV Floating MOS-Gate Driver ICs" ,Application Note AN-978, International Rectifier, <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>
- (6) J.Adams "Bootstrap Component Selection For Control IC's", Design Tip DT98-2, International Rectifier, <http://www.irf.com/technical-info/designntp/dt98-2.pdf>
- (7) S.park, T.M.Jahns, "A Self-Boost Charge Pump Topology for a Gate Drive High-Side Power Supply", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol, No.3, pp.300-307, (March 2005)
- (8) M. Imaizumi and Y. Sato : "Application and evaluation of floating methods for gate drive power supplies", SPC-08-19, pp.49-54(2008)
今泉 萌・佐藤 之彦: 「ゲート駆動用フローティング電源方式の適用法とその評価」, 半導体電力変換研究会, SPC-08-19, pp.49-54(2008)
- (9) 木之前 雄士・伊東淳一: 「1 ターンコイルを用いたゲート駆動回路への自己給電方式の基礎検証」, 平成 20 年電気関係学会北陸支部連合大会, A-67, (2008)
- (10) 木之前 雄士・伊東淳一: 「三相電圧型 PWM インバータにおけるゲート駆動回路自己給電方式の基礎検証」, 平成 21 年電気関係学会北陸支部連合大会, A-76 (2009)
- (11) T. KOHAMA, Y. MUKUNO and H. SIMAMORI :Magnetic Saturation due to Fast Dynamic Response of Isolated DC-DC Converter
小浜輝彦・向野佑亮・島森浩: 「高速負荷変動に起因する絶縁型コンバータの磁気飽和現象」, 福岡大学集報 第 82 号, (2009)
- (12) MASARU OGAWA : An Analysis of Transient Phenomena of Magnetizing Current of Transformer Generated by DC Interrupted Excitations
小川勝: 「直流断続励磁による変圧器偏磁電流の過渡現象解析」, 電子情報通信学会論文誌 A Vol.J79-A No.5 pp.1065-1072, (1996)