

多相インバータとマルチコアトランスを用いた 周波数逡倍回路の出力電圧補償法

藤田 祐輔* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Compensation Method of the Output Voltage for Frequency Multiplying Circuit Constructed
from a Multi-Phase Inverter and Multi-Core Transformers
Yusuke Fujita*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a series resonant type of a high frequency DC/AC converter. This converter consists of a multi-phase inverter and multiple numbers of core transformers. In this paper, the transformer loss is evaluated in high frequency operation. Thus, a output voltage compensation method is proposed to improve the power factor. The effectiveness of the proposed method is confirmed in experiments.

キーワード：高周波電源，中性点電位変動，マルチコアトランス，漏れインダクタンス，直列共振
(High frequency power supply, Neutral voltage fluctuation, Multiple core transformer, Leakage inductance, Series resonance)

1. はじめに

近年，自動車の燃費向上や二酸化炭素排出量の削減を目的として，電気自動車の開発が盛んにおこなわれている⁽¹⁾。しかしながら，現状の電気自動車のバッテリーのエネルギー密度はガソリン車と比較して小さく，充電一回当たりの走行距離が短い。そのため，頻繁に充電する必要があるため，ガソリン車と比較した際にユーザの利便性が損なわれており，電気自動車普及の妨げとなっている。これらの問題を解決する方法として，中距離大電力の比接触給電技術が近年盛んに研究されている⁽²⁾。非接触給電技術には，法律上の観点から ISM 帯を用いての電力伝送が必要とされるため，13.56MHz の周波数を用いなければならない。そのため，非接触給電には MHz 帯の出力が可能な電源装置が必要とされている。

従来の高周波電源装置は真空管やパワーMOSFET などの半導体素子を用いた C 級リニアアンプ方式で構成されることが多い。そのため，原理的に効率が低く，ヒートシンクやファンなどの放熱機器を負荷する必要があり，システムが大型となる。また，真空管方式では素子の寿命が短いため信頼性に問題がある。

一方，IGBT や MOSFET などの電力変換用半導体素子は，近年性能が向上し低損失化，大容量化が進み誘導加熱装置用インバータなどに使われている⁽³⁾。しかし，半導体素子のスイッチング速度の制約から，高周波動作には限界がある。特に大容量における高周波化は困難とされている。そこで，多相インバータの中性点電位変動に注目しマルチコアトランスを組み合わせた回路構成で周波数を逡倍できる方法を

利用する⁽⁴⁾⁽⁵⁾。この方式を 5 相インバータに適用することで，スイッチング周波数の 5 倍の周波数の出力を得ることが出来る。これにより，同じ出力周波数を得るために求められる素子のスイッチング周波数を 1/5 に低減することが可能である。しかし，本方式を用いた場合，トランスを回路に含むため，漏れインダクタンスの影響を受ける。MHz 帯での動作において，インダクタンス成分は大きな損失につながるため，高出力を得ることは難しい。

本論文では，多相インバータとマルチコアトランスを用いた周波数逡倍回路のトランス二次側に共振用コンデンサを直列に挿入することで漏れインダクタンスと共振させ，高出力化させる事を目的とする。まず始めに，トランスパラメータの励磁インダクタンスと漏れインダクタンスが回路に流れる電流に及ぼす影響について明確化する。その後，共振による出力向上について実機による動作検証を行い，周波数逡倍回路において本手法が有効であり，出力電圧が向上することを示す。

2. 周波数逡倍回路の動作原理

周波数逡倍回路では，電圧形インバータの負荷中性点の電圧変動に着目している。N 相インバータを方形波駆動すると，直流リンク電圧の midpoint O を基準とする負荷中性点電位は(1)式にて変動し，インバータのスイッチング周波数の N 倍の周波数が得られる。

$$v_{no} = \frac{1}{N} \sum v_{ko} \dots\dots\dots(1)$$

ただし， v_{ko} は各相の直流リンク電圧の midpoint O を基準とした出力電圧である。提案回路では，この原理を利用して昇

圧する。なお、提案法は中性点電位変動を利用するため、相数 N は奇数でなくてはならない。

図 1(a)に提案法を 5 相電圧形インバータに適用した場合の提案回路を示す。5 相電圧形インバータは、各相の電圧指令をそれぞれ 72 度ずつ位相シフトさせて方形波駆動する。図 1(b)は実機に使用したマルチコアトランスである。

図 2 に、提案回路の周波数増幅の原理図を示す。負荷中性点電位は、(1)式より各相電圧の波形の総和となるため、負荷中性点電位の波形は 36 度ごとにオンオフを繰り返す方形波となり、その周波数は各相電圧の周波数の 5 倍となる。

負荷中性点電位の変動は、直流リンクの中性点とトランスの中心点を接続することでトランスの二次側に出力可能になる。トランスの二次側は直列接続であるため、二次側の電圧振幅は(1)式の 5 倍になる。したがって、二次側には、振幅が各相電圧と等しく、周波数が 5 倍の方形波が出力される。

3. マルチコアトランス

(3・1) マルチコアトランスの設計

実機に用いるトランスにトロイダルマルチコアトランス方式を採用しトランスの設計を行った。トロイダルコアには高周波に置いて低損失であるフェライトコア(TDK 製, PC40 T38×14×22)を使用した。

表 1 に回路の設計指標を示す。入力電圧 $V_{in}=100V$, 出力周波数 $f_{out}=2.5MHz$ として設計を行う。マルチコアトランスでは、トランス二次側を直列接続するため、トランスの段数を n とすると(2)式の関係がある。

$$f_{out} = n \cdot f_1 \dots\dots\dots (2)$$

したがって、5 相 ($n=5$) で設計した場合、1 相のトランスにおける入出力比は 1:2, 動作周波数は $f_1=300kHz$ となる。各トランス 1 つあたりで設計を行い、それを n 段組み合わせ、マルチコアトランスとする。

トランス巻数の設計には(3)式を用いる。(3)式により、一次巻数 N_1 を決め、電圧比から二次巻数 N_2 を決定する。

$$N_1 = \frac{V_{in} D}{\Delta B \cdot S \cdot f_1} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 ΔB : 駆動磁束密度, S : トランスコアの実効断面積, D : 1 相あたりのデューティ比である。

表 1 の値を用いて、一次巻数 N_1 を計算すると $N_1=5$ となる。したがって、二次巻数 N_2 は(4)式より $N_2=10$ となる。

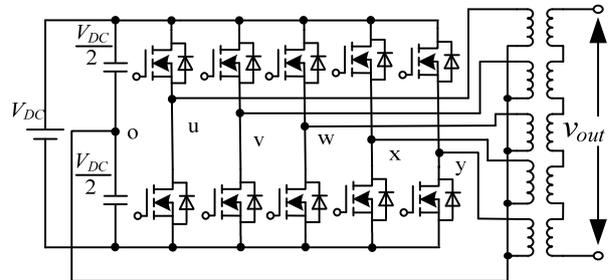
$$N_2 = \frac{V_{in}/2}{V_{out}} N_1 \dots\dots\dots (4)$$

実際にトランスを作製する際は、配線インダクタンスを低減するために、トランスのコアは 5 角形に配置する。トランスの 1 次側はそれぞれのコアに集中巻し、中性点をコンデンサの中心に接続する。トランスの 2 次側はすべてのコアに貫通巻することで配線長を短くすることが可能である。表 2 に実際に作成したトランスのパラメータを示す。

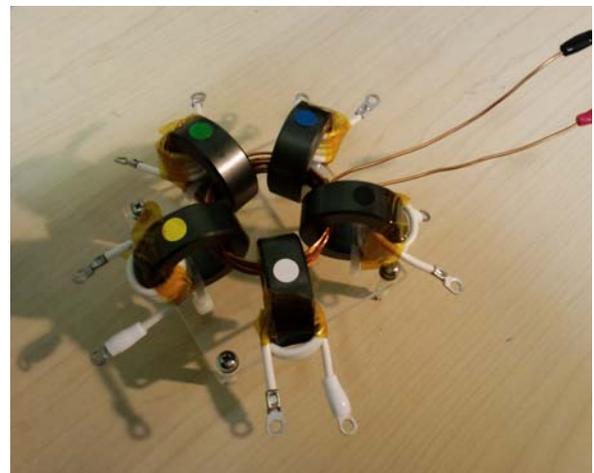
(3・2) 漏れインダクタンスと励磁インダクタンスが回路に

与える影響

高周波動作を行う際、回路におけるインダクタンス成分は大きな損失を伴う。本回路では、マルチコアトランスを用いるため、トランスの励磁インダクタンスと漏れインダクタンスが回路中に含まれる。



(a) Main circuit



(b) Multi-core transformer

Figure 1. Multiplying frequency circuit using five-phase inverter

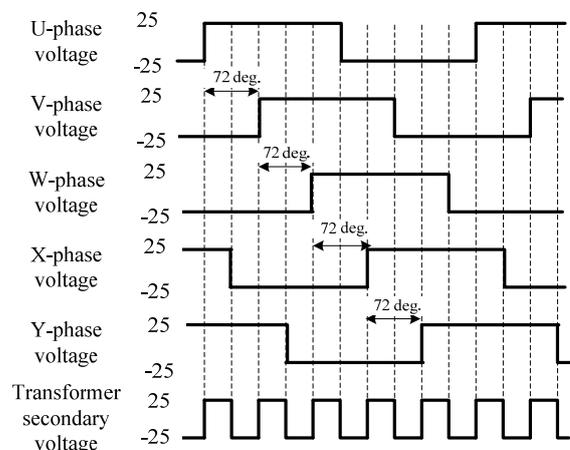


Figure 2. Principle of the proposed circuit

図3に本回路のU相インバータの電圧とU相から流れる電流を示す。理想トランスを用いると、電流は電圧の5倍の周波数の方形波となる。これはトランスの二次側に流れる電流が各インバータ電圧の5倍の周波数であるためである。つまり、コアの磁束の変化がスイッチング周波数の5倍であるためにトランス一次側に流れる電流も5倍の方形波となる。次に仮に励磁インダクタンスのみを与えた場合は、先ほどの方形波にスイッチング周波数と同じ周波数の三角波が重畳される。これは、励磁電流によるもので、励磁インダクタンスの値が大きいほど三角波の振幅は小さくなる。理想トランスの状態に近づけるには励磁インダクタンスを大きくする必要がある。また、漏れインダクタンスのみを考慮した場合、周波数はスイッチング周波数の5倍のままで、波形が方形波から三角波になる。漏れインダクタンスの値が大きくなるほど電流の振幅は小さくなる。つまり、理想トランスの状態に近づけるには限りなくゼロに近づける必要がある。実際のトランスは励磁インダクタンスと漏れインダクタンスを両方含むので、電流波形はスイッチング周波数と同じ周波数の三角波に、5倍の周波数の三角波が重畳される。つまり、本回路には大きな励磁インダクタンスを持ち、漏れが小さいトランスが必要となる。

4. 実機評価

(4.1) 実機実験による確認

表2に示したトランスパラメータを用いてシミュレーションと実機実験によるトランスの評価を行った。回路パラメータは、直流入力100V一定、スイッチング周波数500kHz、デッドタイムは160nsとし、負荷には純抵抗負荷を用いる。また、主回路の素子は、MOSFET(RENESAS製、H5N2508DL)を使用している。

図4、5に負荷100Ω時のシミュレーション波形と実験結果を示す。シミュレーション波形は実験波形と概ね一致し

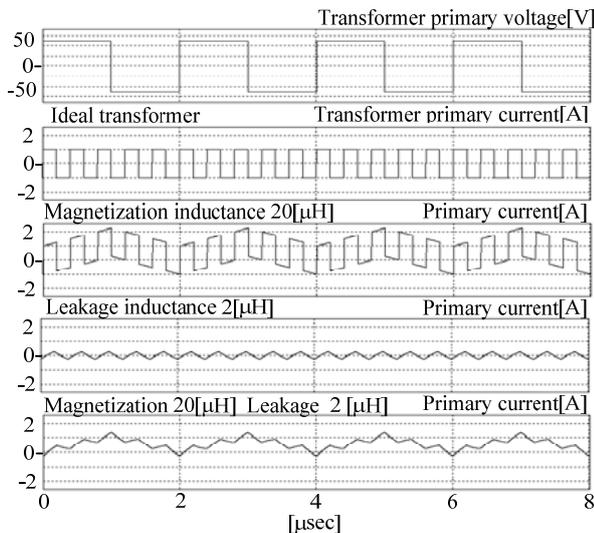


Figure 3. Effect of the leakage inductance and magnetizing inductance

ており、シミュレーションモデルによる再現ができているといえる。

図6にシミュレーションと実機実験による負荷値変更時の出力電力変化のグラフを示す。シミュレーション結果と

Table 1. Specification of transformer

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Primary Voltage	V_1	50	V
Secondary Voltage	V_2	100	V
Primary Number of Turn	N_1	5	turns
Secondary Number of Turn	N_2	10	turns
Primary Frequency	f_1	500	kHz
Primary Frequency	f_2	2.5	MHz
Duty cycle	D	0.5	
Flux density	B_m	0.3	T
Cross-sectional area	S	112×10^6	m^2

Table 2. Parameters of transformer

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Primary Leakage Inductance	L_1	0.42	μH
Secondary Leakage Inductance	L_2	5.47	μH
Magnetizing Inductance	M	83.5	μH
Primary Resistance	R_1	0.25	Ω
Secondary Resistance	R_2	1	Ω

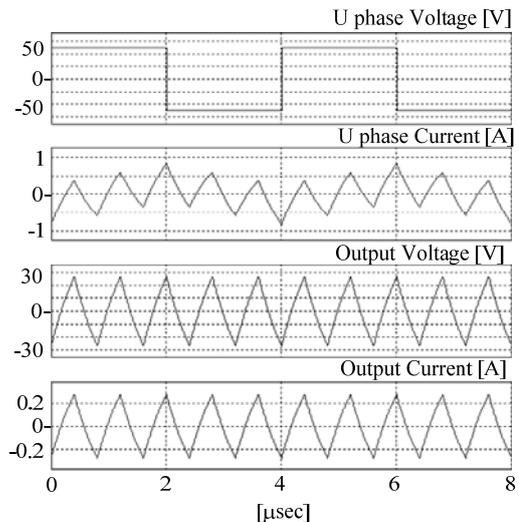


Figure 4. Simulation waveform with 100 ohm resistive load

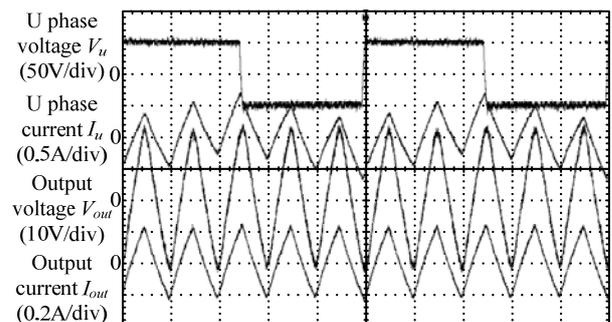


Figure 5. Operation waveforms with 100 ohm resistive load

実機結果の傾向が一致していることを確認した。全領域において実機実験がシミュレーションより低出力となるが、これは実機において発生する配線インダクタンス等の寄生成分による損失があるためである。また、負荷値に比例して出力電力が線形的に増加していることから、トランス二次側の電流が一定であることがわかる。つまり実機において用いているトランスは電流源と見なせるほど漏れインダクタンスが大きく、その影響が支配的である。

(4・2) 直列共振による出力電圧の増大

本回路の出力を向上させるためには、漏れインダクタンスを極力小さくすることが必要であるが、回路に含まれるインダクタンス成分をゼロにすることは物理的に不可能である。そのため、トランスの二次側に直列にコンデンサを接続することで共振を起こしインダクタンス成分を低減する。

実機実験においては、負荷に直列に共振用可変コンデンサ(明電舎製, SCV-151H55UW)を接続し、コンデンサの値の変化に対する出力を検討する。RC 負荷のパラメータは RLC メータを用いて測定した。

図 7 は図 5 の測定と同様の条件において、共振用コンデンサの値を 158pF に設定した際の実験結果を示す。共振用コンデンサを追加することで出力電力は 2W から 6W に向上している。実験波形は三角波から正弦波に近づいていることが確認できる。

図 8 に 100Ω, 50Ω, 33Ω の各負荷時において直列共振コンデンサの値を変化させた際の出力電圧の変化を示す。各負荷の値に比例して電圧値が上昇していることがわかる。50Ω と 33Ω 時はほぼ同じコンデンサの値で出力電圧値が急峻に低下している。100Ω 時においても変化量はなだらかであるが、150pF 付近から出力電圧が低下している。

図 9 に直列共振コンデンサの値を変化させた際のトランス二次側電流の特性を示す。こちらは負荷の変化に対して電流値にほぼ差は生じない。純抵抗負荷の測定時と同様にトランスのインダクタ成分が支配的であるために、電流源と同様の動作をしていることがわかる。また、電流波形においても電圧波形と同様のコンデンサの値でそれぞれ急峻な変化が起こっている。

図 10 は、図 9 の電流値と抵抗値から求めた出力電力の特性を示す。図 6 の純抵抗時のそれぞれの出力電力と比較すると、急峻な変化によって値が低下するコンデンサの値より大きなコンデンサを用いることで、出力電力の向上が確認できる。

既にピークの直後に電圧低下の結果が出ている 100Ω については異なる結果となることが予想できるが、50Ω, 33Ω においては、波形化突然別の傾向へ切り替わっていることから、切り替わりが起こらなければ電圧電流の傾向からより高い出力が期待できる。

(4・3) 中性点クランプの発生

図 11, 12 に図 8, 9, 10 において急激に出力値が変化する

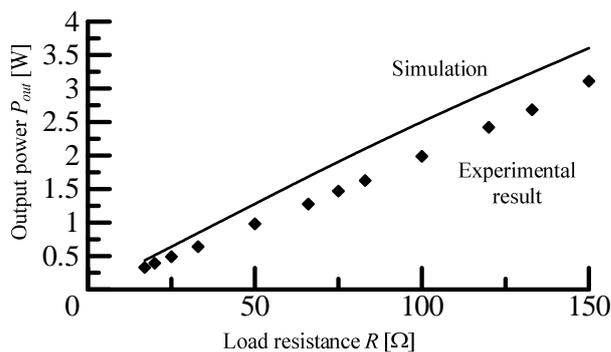


Figure 6. Load characteristics of the output power

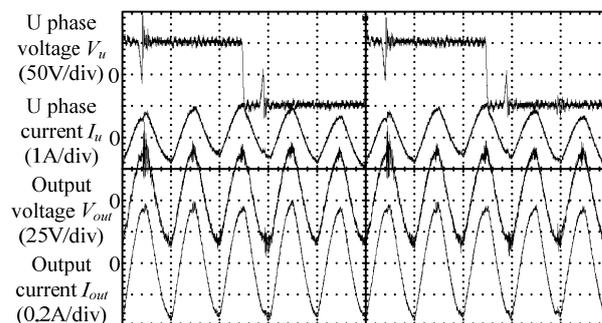


Figure 7. Operation waveforms with 100 ohm and 158 pF

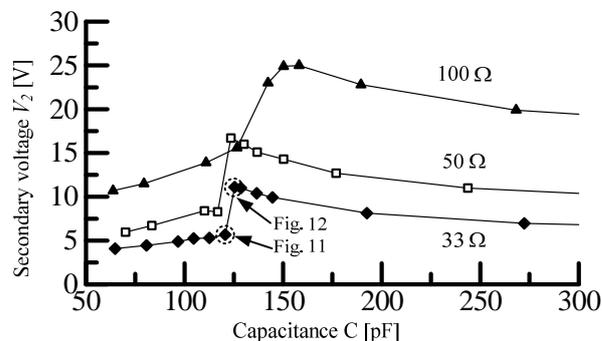


Figure 8. Relationship between series resonance capacitor and the output voltage

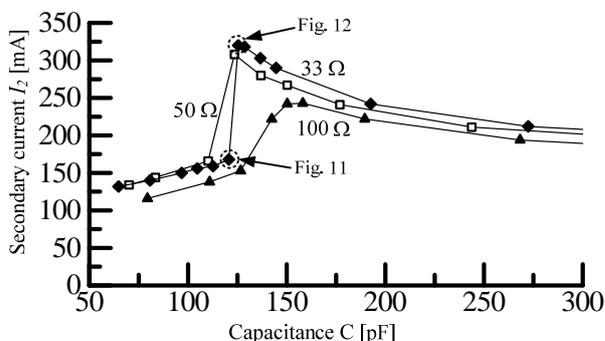


Figure 9. Relationship between series resonance capacitor and the output current

る前後の条件における波形を示す。それぞれ負荷 33Ω の波形であり、図 11 は $C=120\text{pF}$ 、図 12 は $C=125\text{pF}$ の条件であり C の値の差は 5pF である。この際の実出力の差は 2.4W である。図 11 の波形から、インバータ電圧が逆極まで電位が変動している部分を見ると、インバータ電流がゼロになっていることがわかる。この原因となるのは中性点クランプ現象で、インバータ電流がデッドタイム中にゼロになることでインバータ出力電圧が不定となる。この現象は共振用コンデンサを接続することで、トランスの漏れインダクタンスが低減され、デッドタイム中に還流が終了することで生じる。クランプされることにより電流がひずむため、トランスの出力が著しく低下する。

図 8, 9, 10 のコンデンサの容量を小さくすることで中点クランプが発生しているという点については、共振点に近づく事で、インダクタ成分が低減し、デッドタイム期間中に電流の還流が終わることを示すため、デッドタイムを短縮することによりこの条件をずらし、さらに出力を大きくすることが期待できる。

図 13,14,15 に負荷に $1.6\mu\text{H}$ のインダクタを追加してコンデンサの値を振った時の出力の変化を示す。コンデンサの変化に対して、クランプが発生する 150pF 付近までは同様の出力変化を示す。インダクタを追加したことで還流にかかる時間が延長され、クランプが発生せずに C の値がさらに小さい領域でも出力を維持していることが確認できる。

図 16 に $C=126\text{pF}$ の点で、 $1.6\mu\text{H}$ のインダクタを加えた際の測定結果を示す。インダクタを追加することでクランプ現象を抑制でき、出力電圧が増加していることが確認できる。このことから、出力を伸ばすためにはクランプの発生を抑制することが重要であると言える。

5. まとめ

本論文では、周波数通倍回路の高効率化において問題となるトランスの漏れインダクタンスを二次側でコンデンサ共振させることで低減し、従来と比較して高出力化することが出来る事を実機実験から確認した。この結果、共振を行う前と比較して 100Ω 負荷において 3 倍の出力電力を達成している。

今後の課題として、等価回路を用いたシミュレーションモデルを作成し、直列共振および並列共振の比較検討を行う。実験結果とシミュレーション結果を比較検討し、提案法の有効性を定量的に検証する、また、出力電圧をさらに改善するため、デッドタイム時間をさらに短くしてクランプ現象の発生を抑制する。これにより、理論上出力がピークとなる共振点まで出力を向上できることを確認する。また、共振とは異なる観点から、マルチコアトランスの漏れインダクタンスの低減を達成する巻線構造の見直しについても検討する。

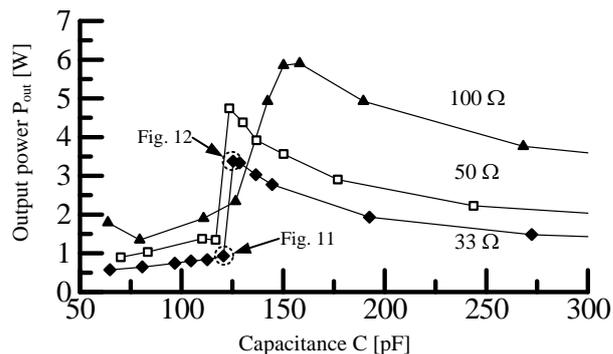


Figure 10. Relationship between series resonance capacitor and the output power

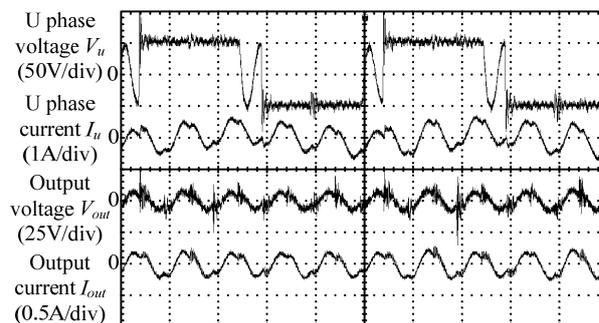


Figure 11. Operation waveform with 33 ohm and 120 pF

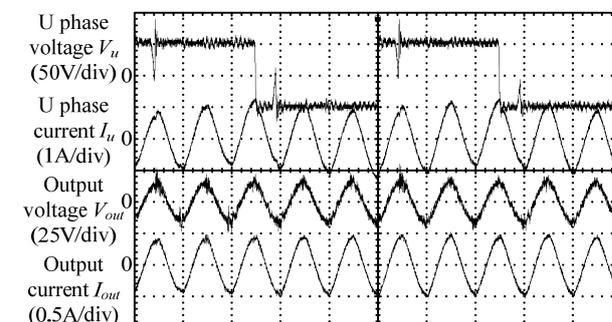


Figure 12. Operation waveform with 33 ohm and 125 pF load

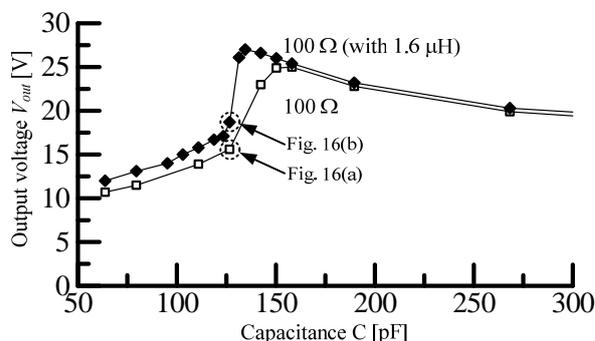


Figure 13. Relationship between series resonance capacitor and the output voltage

文 献

- (1) T. Teratani, S. Okuma: "Automotive Technology Evolved by Electrical and Electronics Systems", T.IEEJapan, Vol. 125-D, No. 10, pp.887-894(2005)
寺谷・大熊:「電気が進化させる自動車技術」, 電学論 D, Vol.125, No. 10, pp.887-894(2005)
- (2) Y. Hori, "Future Vehicle Society based on Electric Motor, Capacitor and Wireless Power Supply," Power Electronics Conference (IPEC), pp. 2930-2934 (2010)
- (3) D. Goodman, A. Bortkiewicz, G. Alley, and W. Holber, "RF Power Supply With Integrated Matching Network," U.S. Patent 6 887 339, Sep. 20 (2001)
- (4) H. Nishiyama, K. Orikawa, S. Miyawaki, J. Itoh: "Consideration of a Frequency Amplify Power Converter Using a Neutral Voltage Fluctuation of a Square-wave Inverter and a Multiple Core Transformer", SPC-11-036 (2010)
西山, 折川, 宮脇, 伊東: 「方形波駆動時のインバータ中性点電位変動とマルチコアトランスを用いた周波数増幅電力変換器の一考察」, SPC 兵庫, SPC-11-036 (2010)
- (5) J. Itoh, Y. Fujita, H. Nishiyama: "Frequency Multiplying Circuit Constructed from a Multi-phase Inverter and Multi-core Transformers", ECCE Asia, pp. 807-813 (2012)

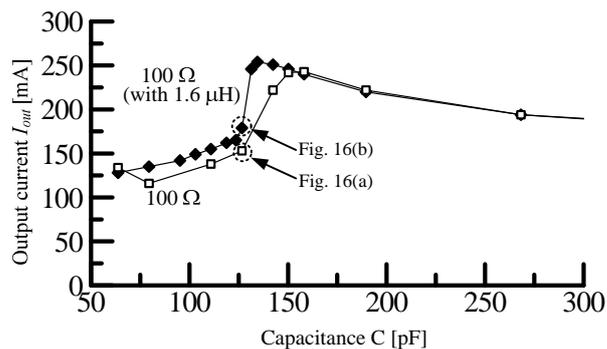


Figure 14. Characteristics of output current with 1.6 μ H inductor

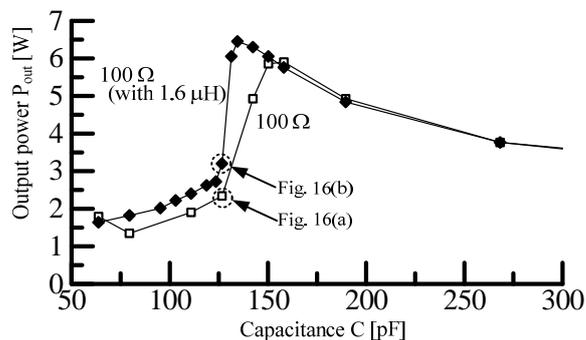


Figure 15. Characteristics of output power with 1.6 μ H inductor

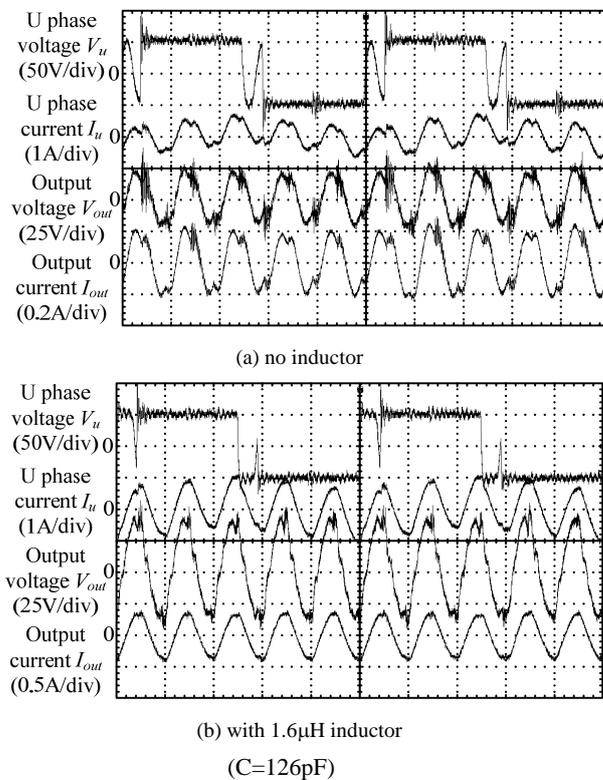


Figure 16. Comparison between the waveform with 1.6 μ H inductor and without inductor

(C=126pF)