SPC-25-174
MD-25-090

ZVS タンクインバータにおける 負荷力率変動を想定した ZVS インダクタの設計

林　倫瑠*　　日下　佳祐（長岡技術科学大学）

Design of ZVS Inductor Considering Load Power Factor Variations in a ZVS Tank Inverter

Michiru Hayashi*, Keisuke Kusaka, (Nagaoka University of Technology)

High-frequency inverters are widely used in various applications, including power supplies for induction heating and wireless power transfer (WPT) systems. This has been facilitated by the widespread adoption of wide bandgap devices (WBGs). However, high-frequency inverters suffer from switching losses caused by hard switching and noise generation due to surge voltages. To address these issues, zero-voltage switching (ZVS), a soft-switching technique, can be applied to reduce switching losses for the series-resonant inverter. Nevertheless, achieving ZVS underload variations, particularly at light load, is challenging. By introducing reactive current through an LC series circuit connected to each leg, a ZVS tank inverter can extend its ZVS operating range. However, designing the ZVS inductor based on the worst-case load variation may increase losses under rated operating conditions. This study investigates the losses of a ZVS tank inverter when the ZVS inductor is mismatched to the load conditions. Experimental results confirm that deviation from the optimal ZVS inductor leads to increased losses and higher conducted noise.

キーワード：インバータ，ゼロ電圧スイッチング，負荷変動
(Inverter, Zero voltage switching, Load fluctuation)

1. はじめに

誘導加熱用電源[1]やワイヤレス電力伝送[2]（WPT）などのアプリケーションにおいて，高周波インバータの需要が高まっている。これらの用途では共振特性を有する負荷が接続されることが多く，インバータの高周波動作化は，負荷共振回路における共振用インダクタやコンデンサなどの受動部品の小型化を可能とする。しかしその一方，半導体デバイスで生じるスイッチング損失は周波数に比例するため，高周波動作化によってスイッチング損失が増大する。特に負荷パラメータの変動などにより，半導体デバイスをハードスイッチング条件下で動作する場合，スイッチングデバイスの損失によりデバイスが発熱し，熱設計が困難となる。

スイッチング損失を低減するソフトスイッチング技術の一つとして，ZVS(ゼロ電圧スイッチング)がある。ZVS 動作では，デッドタイム期間中にスイッチングデバイスの寄生容量を充放電することで，デバイスのターンオン動作前にドレインソース間電圧をゼロにする。その後，ターンオンすることで，ターンオン時の損失を低減することができる。また，ドレインソース間電圧のサージ電圧を低減できるため伝導ノイズの低減も達成される。

しかし，負荷共振形インバータにおいて ZVS を行う場合，負荷電流を用いてスイッチングデバイスの充放電を行うため，負荷インピーダンス変動が発生すると ZVS が達成されない場合がある。特に，高周波インバータが適用される誘導加熱用電源やワイヤレス電力伝送では負荷側の状態や位置ずれによって負荷インピーダンスの変動が発生する。これらの負荷インピーダンス変動により，負荷力率が変動すると ZVS が達成しづらい問題がある。

この問題に対して，ZVS 可能範囲を広げることが可能な ZVS タンクインバータ[4]-[6]が提案されている。ZVS タンクインバータはレグに追加で接続された LC 直列回路から流れる無効電流によって ZVS を行う。したがって，ZVS タンクのインダクタンスは，デッドタイム期間中に通流する電流を決定するため，ZVS の可否に大きな影響を与えるため回路設計上重要なパラメータである。

これまで ZVS タンクのインダクタは，一定の負荷力率条件を想定し，各スイッチングデバイスの ZVS が達成されるよう設計されてきた[4]。しかし，一定の動作点で設計した場合，負荷変動時に ZVS が達成されず，損失が急増する問題がある。一方で，ZVS 可能な負荷範囲を広げるよう負荷のワーストケースに合わせて設計を行った場合，ZVS インダクタに通流する電流によってスイッチングデバイスの導通損失・スイッチング損失及びインダクタの銅損を増加させる問題がある。

そこで本論文では負荷力率変動を想定し，ZVS タンクインバータの損失を最小化するために必要なインダクタの設計について実験的に検討を行ったので報告する。まず初めに，特定の負荷力率を考慮して ZVS を達成するために要求される ZVS インダクタンス値の最適値を導出する。その後，実験器において ZVS インダクタンスを変化させた場合の ZVS インバータ全体の損失評価を行い，負荷力率変動時には ZVS タンクインダクタを最適値とすることが変換効率を低下させる原因となりうることを実験的に示す。

2. ZVS タンクインバータの動作原理

〈2･1〉回路構成　ZVS タンクインバータを図 1 に示す。本回路はフルブリッジインバータの各レグにおいて，ローサイドスイッチに並列に LC 回路を追加した構成をとる。この LC 回路を ZVS タンクと呼ぶ。ZVS タンクの C_{ZVS} は入力電圧の半値 V_{in} / 2 を維持する。各レグのスイッチングによって ZVS インダクタ(L_{ZVS})には矩形波上の電圧が印加されることで三角波状の電流が流れる。 これにより，各レグの ZVS を達成する。

〈2･2〉　回路動作　図 2 に ZVS タンクインバータの動作波形を示す。ZVS タンクインバータの動作について 8 つの動作モードに分けて説明する。なお，本図は負荷力率 1 を想定している。

・動作モード 1　S1 のターンオンにより開始する。負荷電流 i_{out} は正の方向に流れている。S2 が OFF のため，S2 に並列接続された LC 回路には直流電圧 V_{in} が印加される。これにより L_{ZVS1} に正の入力電圧の半値が印加され ZVS インダクタの電流は増加する。また S4 は ON のため，S2 に並列接続している LC 回路には電圧は印加されない。そのため，L_{ZVS2} に負の入力電圧の半値が印加され，ZVS インダクタの電流が減少する。S4 が OFF することでこのモードは終了する。

・動作モード 2　S3 と S4 のデッドタイム期間である。負荷電流 i_{out} は正の方向に流れ続けている。出力電流 i_{out} と L_{ZVS2} に通流している電流が S3 と S4 のドレイン - ソース間容量の充放電を行う。S3 では寄生容量の放電が行われる。S4 では入力電圧 V_{in} まで寄生容量が充電される。この時，L_{ZVS2} にかかる電圧極性が変化するため電流が増加し始める。S3 が ON することでこのモードは終了する。

・動作モード 3　S3 がターンオンすることにより本動作モードが開始する。負荷電流 i_{out} は正の方向に流れ続けている。S4 が OFF のためドレインソース間電圧が印加され続けている L_{ZVS1} に正の入力電圧の半値が印加されるため L_{ZVS2} は増加する方向に電流が流れ続ける。S1 が OFF することでこのモードは終了する。

・動作モード 4　S1 と S2 のデッドタイム期間である。負荷電流 i_{out} は負の方向に流れる。出力電流と L_{ZVS1} からなる電流を使用して S1 と S2 の充放電が開始される。S1 は寄生容量が入力電圧まで充電が行われる。S2 は寄生容量の放電が行われる。S2 の電荷が放電完了したところでスイッチングデバイスにかかる電圧が変化する。そのため L_{ZVS1} にかかる電圧極性が変化し電流が少しずつ減少する向きが切り替わる。S2 が ON することでこのモードは終了する。

・動作モード 5　S2 のターンオンにより開始する。S2 にドレインソース間電圧が印加される。負荷には負の方向に電流が流れつづける。S1 が ON のため L_{ZVS1} は減少方向に電

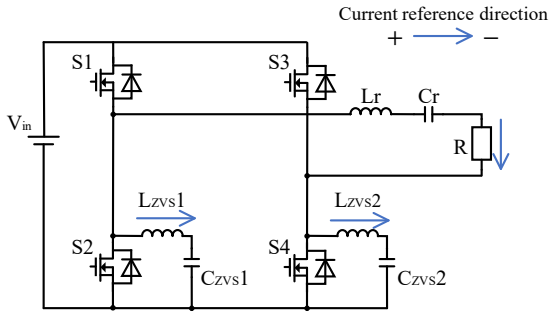


図 1　ZVS タンクインバータ

Fig. 1. ZVS tank inverter.

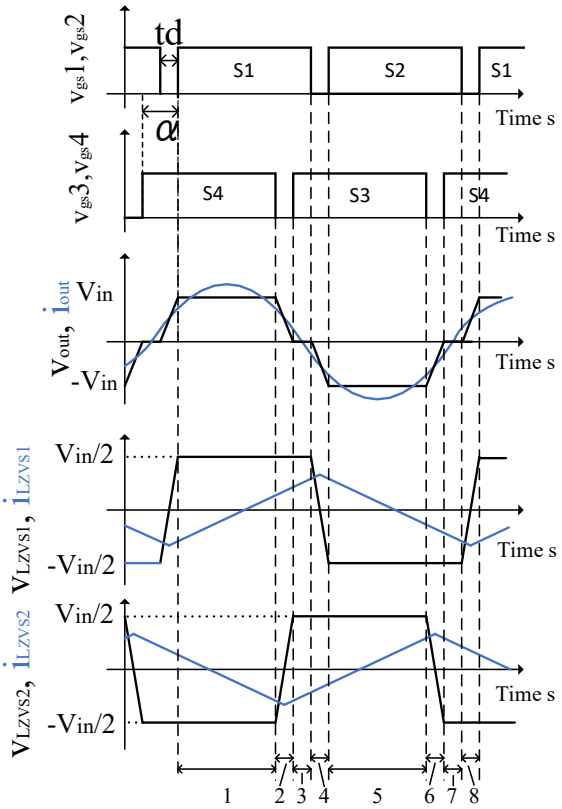


図 2 回路動作波形

Fig. 2. Circuit operation waveform.

流が流れる。また S4 は OFF のため，　L_{ZVS2} に増加方向の電流が流れる。S3 が OFF する・動作モード 6　S3 と S4 のデッドタイム期間である。L_{ZVS2} に通流している電流を使用して S3 と S4 の充放電が開始される。S3 の寄生容量は入力電圧分までの充電が行われる。S4 の寄生容量の放電が行われる。S4 の電荷が放電完了したところで L_{ZVS2} にかかる電圧極性が変化するため電流の向きが減少する方向に切り替わる。S3 が ON することでこのモードは終了する。

・動作モード 7　S2 と S3 が ON となる。S4 が OFF のためドレインソース間電圧が印加されない。そのため L_{ZVS2} は減少する方向に電流が流れ続ける。S2 が OFF することでこのモードは終了する。

・動作モード 8　S1 と S2 のデッドタイムが行われる。L_{ZVS1} から発生する無効電流を使用して S1 と S2 の充放電が開始される。S1 の寄生容量の放電が行われる。S2 の寄生容量は入力電圧 V_{in} まで充電される。S2 の電荷が充電完了したところで L_{ZVS1} にかかる電圧極性が変化するため電流の向きが切り替わる。S1 が ON することでこのモードは終了する。

以降周期的にこの動作を繰り返す。

3.　ZVS 可能範囲

ZVS タンクインバータの ZVS 達成原理のイメージ図を図 3 に示す。ZVS インダクタの値を考えるうえで，デッドタイム期間中にスイッチングデバイスの寄生容量に流れる電荷量[7]を考える。負荷電流 i_{out} と ZVS タンク電流 i_{ZVS} はそれぞれ，

$$i_{out}(t) = I_m \sin\left(\omega t - \phi \pm \frac{\alpha}{2}\right) \quad \cdots\cdots(1)$$

$$i_{ZVS}(t) = \begin{cases} \dfrac{4I_{ZVS_\max}}{T} t - I_{ZVS_\max} \left(0 \le t < \dfrac{T}{2}\right) \\ -\dfrac{4I_{ZVS_\max}}{T} t + 3I_{ZVS_\max} \left(\dfrac{T}{2} \le t < T\right) \end{cases} \quad \cdots\cdots(2)$$

と表される。ここでϕはインバータ出力電圧と出力電流の位相差，αは位相シフト角を表している。位相シフト角の正負記号は各レグの位相に対応している。また，二つの電流の和がドレイン電流 I_d となる。ドレイン電流 I_d のデッドタイム期間を積分することで電荷量を求めることができるため[2]

$$i_d(t) = i_{out}(t) + i_{ZVS}(t) \quad \cdots\cdots(3)$$

$$Q = -\frac{1}{2}\int_{-\frac{t_d}{2}}^{\frac{t_d}{2}} i_d(t)dt \quad \cdots\cdots(4)$$

式(4)を満たすことで ZVS 達成が可能となる。ここで式を展開して L_{ZVS} で流す必要のある電流の最大値は

$$I_{ZVS_\max} = \frac{2Q \mp \dfrac{2I_m}{\omega}\sin\omega\left(t_{\frac{\alpha}{2}} \pm t_\phi\right)\sin\omega\dfrac{t_d}{2}}{t_d\left(1-\dfrac{t_d}{T}\right)} \quad \cdots\cdots(5)$$

ここで $t_{\alpha/2}$ は位相シフト角を t_ϕは位相差を時間換算したものである。求めた最大電流値から L_{ZVS} を導出する。

$$L_{ZVS} = \frac{V}{4I_{ZVS_\max}}\left(\frac{T}{2} - \frac{t_d}{4}\right) \quad \cdots\cdots(6)$$

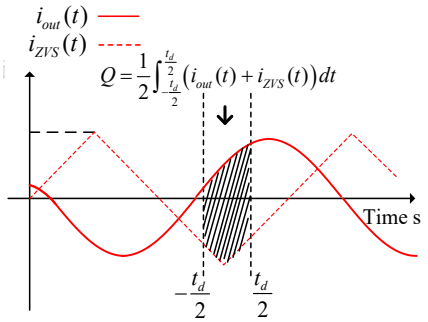


図 3　ZVS 動作時のスイッチングデバイス電流

Fig. 3. Current on switching devices at ZVS operation.

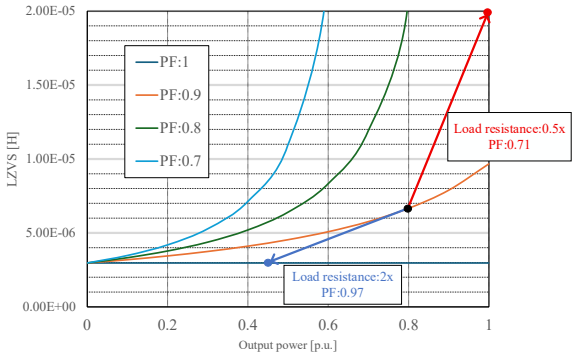


図 4　ZVS タンクインバータの ZVS 範囲

Fig. 4. ZVS range of ZVS tank inverter.

表 1 導出パラメータ

Table 1. Derivation parameters.

Parameters	Symbol	Value
Input voltage	V_{DC}	300V
Phase shift angle	α	0 deg
Operation frequency	f	3 MHz
Dead-time	t_d	33ns
Drain-source capacitor	C_{ds}	200pF

この方法により求めた各条件での ZVS インダクタの値を図 4 に示す。1 kW を 1p.u.としたときの図となっている。また，表 1 に導出に使用したパラメータを示す。指定した条件で ZVS インダクタが図 4 に示す値より小さければ ZVS 達成となる。単純な例として負荷抵抗変動により負荷抵抗値が大きくなった場合を考える。この場合， 負荷力率が上昇し出力電力が低下する。結果，寄生容量の充放電に必要な電流量が足りずハードスイッチングとなる。逆に負荷抵抗が小さくなった場合，負荷力率は減少し，出力電力が上昇する。結果,ZVS タンクが必要なくなり余分な損失を生み出してしまう。

4. L_{ZVS} による影響

〈4･1〉導通損失　図 5 に ZVS タンクインバータのドレイン電流のイメージ図を示す。ZVS を達成するために ZVS タンクに電流を通流させる。導通損失は(7) 式[8]であるため，ZVS 範囲を広げる目的で ZVS タンクのインダクタンスを小さく設計すると，デバイスを介して ZVS タンクに電流が多く流れるため，デバイスで生じる導通損失が増加する。

$$P_{sw_cond} = \frac{1}{T}\int_0^T r_{ds} i_d^2 dt \quad \cdots\cdots(7)$$

〈4･2〉スイッチング損失　ドレイン電流は ZVS 電流と負荷電流の和によってターンオン損失をほぼゼロにすることが可能となる。しかし，デッドタイム期間に上下スイッチの充放電を行うためにターンオフのタイミングでドレイン電流が増加する。そのため，ドレイン電流とドレインソース間電圧の積により損失が増加する。

〈4･3〉　出力波形　ZVS 電流が過剰に流れることによってドレインソース間電圧のターンオンからターンオフへの移行時 dv/dt が大きくなる。結果としてドレインソース間電圧にサージ電圧が発生し，高調波成分が発生する。

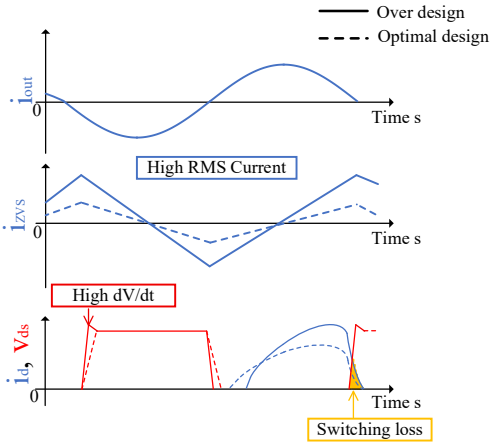


図 5　L_{ZVS} の影響

Fig. 5. Impact of L_{ZVS}.

5. 実機試験

〈5･1〉　実験方法　ZVS インダクタを変更した際の，損失及びドレインソース間電圧と負荷電流の周波数スペクトルの測定を行った。表 1 に実験パラメータを示す。また，図 6 に実験回路を示す。L_{ZVS} の過剰な電流による損失を確認するため，発生する損失をパワーメータ(PW6001)により測定する。パワーメータ(PW6001)の仕様上，周波数帯域が不足するため，負荷側 LC 共振回路の後段にダイオードブリッジ整流器を用いて直流に変換し，入出力の直流電力により損失の測定を行った。実験条件として出力電力が 200 W 固定として負荷インダクタ L_r と負荷抵抗 R を変えて力率を調整した。測定を行った負荷力率は 1, 0.9, 0.77 の 3 通りであり，それぞれについて損失及び周波数スペクトルの測定を行った。また，力率 1 の時 L_{ZVS} がなければハードスイッチングとなる。力率 0.9, 0.77 の場合は L_{zvs} がない場合でもソフトスイッチングは達成される。図 7 に力率 0.9 時の出力波形を示す。ゲートソース間電圧が完全に ON になる前にドレインソース間電圧が 0 V になっているため ZVS が達成できている。

表 2 実験パラメータ

Table 2. Experimental parameters.

Parameters	Symbol	Value
Input voltage	V_{DC}	100V
Phase shift angle	α	0 deg
Output frequency	f	3 MHz
Dead-time	td	33ns
Resonant Inductor	L_r	20.2 uH
Resonant capacitor	C_r	141.1pF
Capacitance of C_{ZVS}	C_{ZVS1}, C_{ZVS2}	240nF
Output Power	$Pout$	200W

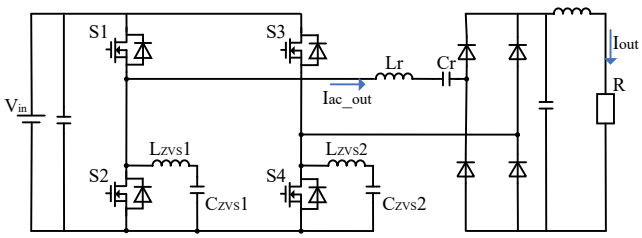


図 6 実験回路

Fig. 6. Experimental Circuit.

〈5･2〉損失比較　図 8 に各力率での L_{ZVS} を変化させた場合の損失を示す。縦軸が発生損失，横軸が L_{ZVS} のインダクタンス値である。インダクタンスが∞の場合は L_{ZVS} を取り外している状態で測定を行った。力率 1 の場合では ZVS が達成される最大インダクタンス値である L_{ZVS} = 1 μH で損失が最小となる。1 μH を境に損失は上昇する。これは，1 μH 以上ではインダクタの増加によって無効電流が増加するためである。また，すでに ZVS が達成されている力率 0.9, 0.77 の場合では ZVS インダクタから流れる電流値が最大となる 0.5 μH で損失が最大値をとる。ZVS インダクタの電流が小さくなるようにインダクタンス値を大きくしていくことで損失は低下する。結果から回路効率を向上させるためには ZVS インダクタを最適な値に設計する必要があることが確認できる。

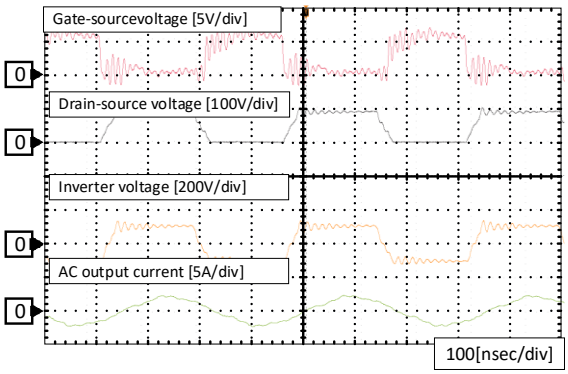


図 7　出力波形(力率:0.9)

Fig. 7. Output waveform (P.F. = 0.9).

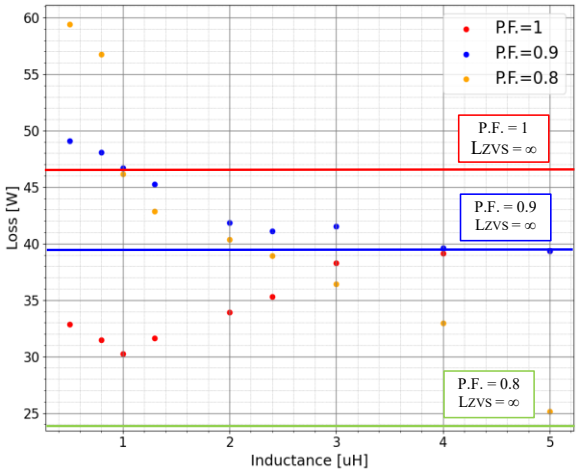


図 8　Loss vs. L_{ZVS}

Fig. 8. Loss vs. L_{ZVS}

〈5･3〉高調波解析　図 9(a)に力率 1 における ZVS インダクタの値を変化させたときのドレインソース間電圧の周波数スペクトルを示す。図 9(b)に ZVS インダクタの値を変化させたときの整流器前段の AC 出力電流の周波数スペクトルを示す。図 9 に示しているのは ZVS インダクタなしの場合, 0.5 μH, 1 μH,の場合である。また，表 2 に力率 1 における負荷電流の THD を示す。図 9(a)に示すように，ZVS が達成されていない場合はハードスイッチングによりドレインソース間電圧が急峻に上昇した結果，高次の周波数成分が増加している。また, ZVS 達成のために過剰な電流を流した場合，奇数次の高調波成分以外の周波数が増加していることが確認できる。図 9(b)に ZVS タンクのインダクタンス値を変化させた場合の負荷電流高調波を示す。ZVS インダクタを追加した結果，出力電流に重畳する高調波成分が低減できていることが確認できる。ZVS インダクタが最適である 1 μH の場合と比べると ZVS が達成されない ZVS タンクなしの場合や過剰な電流を流す 0.5 μH の場合では, 8 次高調波以降の成分が減少していることが確認できる。

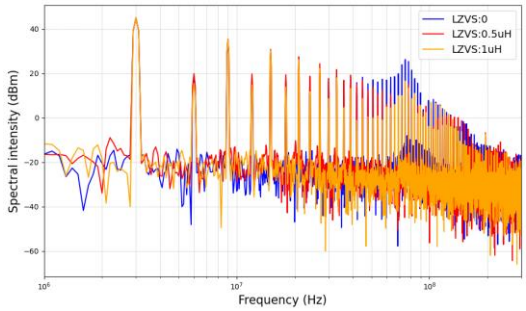
図 10 に力率 0.8 動作時の周波数スペクトルを示す。(a)はドレインソース間電圧のスペクトル, (b)は AC 出力電流のスペクトルを示している。LZVS の値はワーストケースである力率 1 の時最適であった 1 μH と 0 μH を示している。ドレインソース間電圧では L_{ZVS} を追加したことにより L_{ZVS} がない場合に比べ，5 次高調波より高次の高調波成分が増加している。また, AC 出力電流においても 9 次以降の高調波が増加したことを確認できる。

6.　まとめ

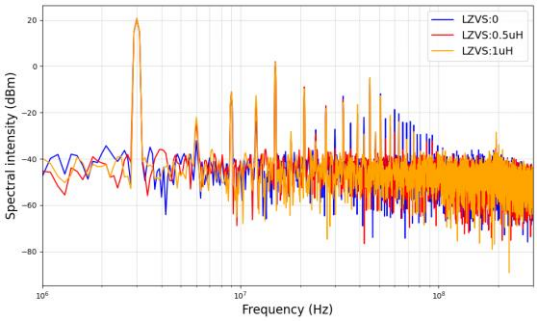
本論文では，ZVS タンクインバータにおける ZVS インダクタについて，負荷力率変動時の設計手法について検討を行った。特に，効率及びノイズの観点から ZVS インダクタンスの適正値に関する検討を実施した。

検証の結果,負荷力率が 1 の場合には ZVS を達成するために必要な最大のインダクタンス L_{ZVS} とすることで，回路全体の損失が最小となることを実証した。一方，負荷力率が低下した場合には，適切な ZVS インダクタを採用したとしても，ZVS タンクの動作によって生じる損失が発生し，損失を増大させてしまう場合があることを実機試験により示した。

今後は ZVS タンクインバータから余剰な電流が発生しないようにインダクタンスを連続的に変化できる可変インダクタを作成してく予定である。



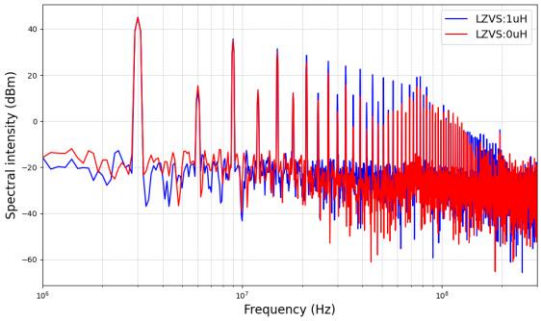
(a)　V_{DS} 周波数スペクトル



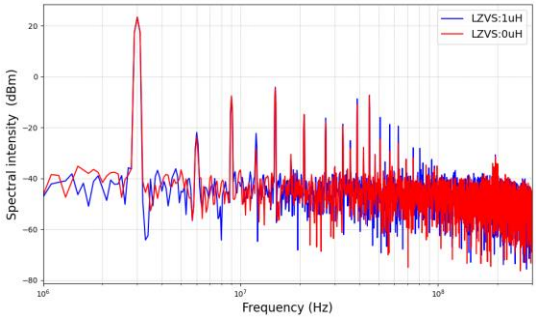
(b)　AC 出力電流周波数スペクトル

図 9 力率 1 における周波数スペクトル

Fig. 9. Frequency spectrum at power factor 1



(a)　V_{DS} 周波数スペクトル



(b)　AC 出力電流周波数スペクトル

図 10 力率 0.8 における周波数スペクトル

Fig. 10. Frequency spectrum at power factor 0.8

文　　献

(1) Eunsu Jang, Man Jae Kwon, Sang Min Park, Hyo Min Ahn and Byoung Kuk Lee "Analysis and Design of Flexible-Surface Induction-Heating Cooktop With GaN-HEMT-Based Multiple Inverter System", in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.37, No. 10, OCTOBER (2022)

(2) Ling Jiang and Daniel Costinett: "A High-Efficiency GaN-Based Single-Stage 6.78 MHz Transmitter for Wireless Power Transfer Applications", in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.34, No.8, AUGUST (2019)

(3) Yousu Yao, Yijie Wang , Xiaosheng Liu, Kaixing Lu, and Dianguo Xu: "Analysis and Design of an S/SP Compensated IPT System to Minimize Output Voltage Fluctuation Versus Coupling Coefficient and Load Variation" in IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.67, No. 10, OCTOBER (2018)

(4) Ryohei Okada, Ryosuke Ota and Nobukazu Hoshi : "Novel Soft-Switching Active-Bridge Converter for Bi-directional Inductive Power Transfer System", in IEEJ Journal of Industry Applications , Vol.11, No.1, pp.97-107 (2021)

(5) Yueshi Guan, Yaofu Wen, Yi Cheng, Yijie Wang, Dianguo Xu: "A Novel High-Frequency Inverter with ZVS in Wide Load Range", in IEEE 7th international Electrical and Energy Conference pp.4657-2662 (2024)

(6) H. Tebianian, Y. Salami, B. Jeyasurya and J. Quaicce, "A 13.56-MHz Full-Bridge Class-D ZVS Inverter with Dynamic Dead-Time Control for Wireless Power Transfer Systems" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 67, No. 2 (2020)

(7) 山口正通, 渡辺大貴, 日下佳祐, 伊東淳一 :「MHz 帯 kW 級連続運転を実現するインバータ実装法」, 電気学会論文誌 D, Vol.144, No.5, pp.399-499 (2023)

(8) Yong Li, , Shunpan Liu, Xiao Zhu, Jiefeng Hu , Min Zhang,Ruikun Mai , and Zhengyou He: " Extension of ZVS Region of Series‐Series WPT Systems by an Auxiliary Variable Inductor for Improving Efficiency" IEEE Transactions ON POWER ELECTRONICS, VOL. 36, NO. 7, JULY (2021)