

絶縁形電力変換器の出力整流ダイオードにおける サージ電圧の発生原理とスナバ回路の適用手順の検討

折川 幸司* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Principle of Surge Voltage on Output Rectifier Diode in Isolated Power Converters and
Investigation of a Procedure for Adopting of Snubber Circuit
Koji Orikiwa*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper clarifies the principle of the surge voltage of the output rectifier diode that is connected to the transformer in the isolated power converter. In addition, the procedure of the adopting of the snubber circuit is discussed. It is confirmed that the theoretical resonant frequency of the diode voltage is in agreement with the experimental result. In addition, the design method of the RC snubber circuit is discussed by using transfer function of the transformer and the snubber circuit. Finally, it is investigated that the design method by using transfer function is available for the equivalent circuit.

キーワード：絶縁形電力変換器，出力整流ダイオード，サージ電圧，スナバ回路

(Keyword: Isolated power converters, Output rectifier diode, Surge voltage, Snubber circuit)

1. はじめに

近年、自動車の燃費向上・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行われている⁽¹⁾。また、MOSFET や IGBT などの半導体素子の高周波化が急速に進んでいる。その結果、車載用スイッチング電源やモータ駆動用電力変換器に使用される絶縁トランスや昇圧リアクトル、コンデンサといった受動素子の小型化が可能となっている。そこで近年、電気自動車用電力変換器の高効率化・高密度化に関する研究が盛んに行われている⁽²⁾。しかし、高密度実装された電力変換器において、半導体素子の高周波スイッチングにより発生するサージ電圧が特に問題となっている。サージ電圧は、過電圧およびそれに伴う高周波ノイズを引き起こし、半導体素子の破壊、誤動作を招く原因となる。そこでサージ電圧の抑制に関しては一般的にスナバ回路が適用される。

スナバ回路の適用事例は、PWM インバータなどの上下アームを有するスイッチに関する例が多数報告されている。このようなスイッチにおけるサージ電圧の発生原理は既に明らかにされており、スイッチがターンオフ時にスイッチ周辺の配線インダクタンスに蓄えられていたエネルギーが、スイッチの寄生容量に充電されることでサージ電圧が発生する。この原理によるサージ電圧に対しては、これまでに RC スナバや RCD スナバ回路など種々のスナバ回路が提案されている⁽³⁻⁵⁾。

一方、電気自動車用電力変換器には回路の絶縁や電圧変換の容易さからトランスを用いた絶縁形電力変換器が多く使用される。そして、トランスの後段には出力整流ダイオードが接続されることが多い。このような絶縁形電力変換器においても、前述の原理に基づいてトランスの漏れインダクタンスおよびダイオードの寄生容量、それに加えてリカバリ現象によってダイオードのターンオフ時にサージ電圧が発生することが知られている。しかし、これまで具体的に、トランス後段にダイオードが接続された場合のサージ電圧について、それらの関係に注目し、そのスナバ回路について定量的に解析を行った論文は、著者らの知る限り少ない。

本論文では、絶縁形電力変換器における出力整流ダイオードのサージ電圧の発生原理とスナバ回路の適用手順を明らかにすることを目的とする。まず、サージ電圧の発生原理について本論文で取り扱う回路の等価回路により解析する。その結果、ダイオード電圧の共振周波数は漏れインダクタンスとダイオードの寄生容量で決まることを明らかにした。次に、トランスの二次側に RC スナバを適用する手順について検討する。トランスと RC スナバ回路から構成される回路の伝達関数を基に、ダイオード電圧の共振周波数とそのゲイン特性からスナバ回路の定数を設計する方法を提案する。最後に、シミュレーションによりトランスとスナバ回路の伝達関数のみを用いたスナバ回路の設計が等価回路でも適用できることを確認したので報告する。

2. ダイオードのサージ電圧の発生原理

図1に本論文で取り扱う絶縁形電力変換器を示す。回路は、インバータ、トランス、ダイオード整流器およびRL負荷から構成される。インバータは方形波駆動とする。

〈2・1〉 等価回路

図2にダイオードのサージ電圧の発生原理を検討するための図1の等価回路とダイオードD₁のターンオフ時の電流経路(点線)を示す。図2中のRはトランスの巻線抵抗, Lはトランスの漏れインダクタンスである。トランス一次側の巻線抵抗および漏れインダクタンスは二次側換算している。また, 本論文ではダイオードの特性を理想ダイオード, オン抵抗R_{Don}, オフ抵抗R_{Doff}, 順方向電圧V_Fおよび寄生容量Cで模擬する。なお, インバータの方形波駆動のデューティは50%とする。

〈2・2〉 ダイオード電圧の理論式

(1)式に図2から得られる回路方程式を示す。

$$\frac{V_s}{s} = \left\{ (2R + R_{Don}) + 2Ls + \frac{R_{Doff}}{sC} \right\} I_{D1}(s) + \frac{I_{out}(R + R_{Don})}{s} \quad (1)$$

ここで, s : ラプラス演算子, V_s : トランス二次側電圧, $I_{D1}(s)$: ダイオードのリカバリ電流, I_{out} : 出力電流である。

(2)式に(1)式より得られるリカバリ電流 $i_{D1}(t)$ を示す。

$$i_{D1}(t) = I_{st} \left\{ 1 - e^{-bt} \left(\cos at + \frac{x}{a} \sin at \right) \right\} \quad (2)$$

ここで, 定数 I_{st} , a , b , x は(3)~(6)式で表される。

$$I_{st} = \frac{V_s - I_{out}(R + R_{Don})}{2R + R_{Don} + R_{Doff}} \quad (3)$$

$$a = \sqrt{\frac{2R + R_{Don} + R_{Doff}}{2LCR_{Doff}} - \left(\frac{CRR_{Doff} + \frac{CR_{Don}R_{Doff}}{2} + L}{2LCR_{Doff}} \right)^2} \quad (4)$$

$$b = \frac{CRR_{Doff} + \frac{CR_{Don}R_{Doff}}{2} + L}{2LCR_{Doff}} \quad (5)$$

$$x = \frac{CRR_{Doff} + \frac{CR_{Don}R_{Doff}}{2} + L - CR_{Doff}(2R + R_{Don} + R_{Doff})}{2LCR_{Doff}} \quad (6)$$

また, ダイオード電圧 $v_{D1}(t)$ は(7)式で表される。

$$v_{D1}(t) = I_{st} R_{Doff} \left\{ 1 - e^{-bt} \left(\cos at + \frac{b}{a} \sin at \right) \right\} - V_F \quad (7)$$

ここで, ダイオード電圧の共振周波数 f_{res} は a を用いて(8)で表される。

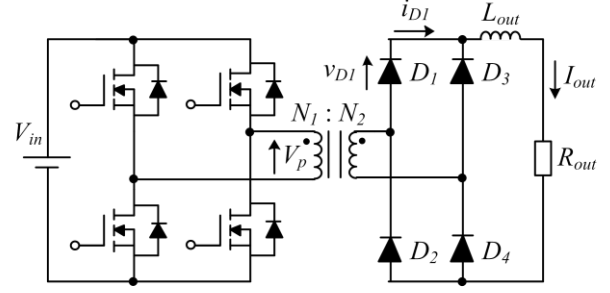


Fig. 1. Experimental circuit.

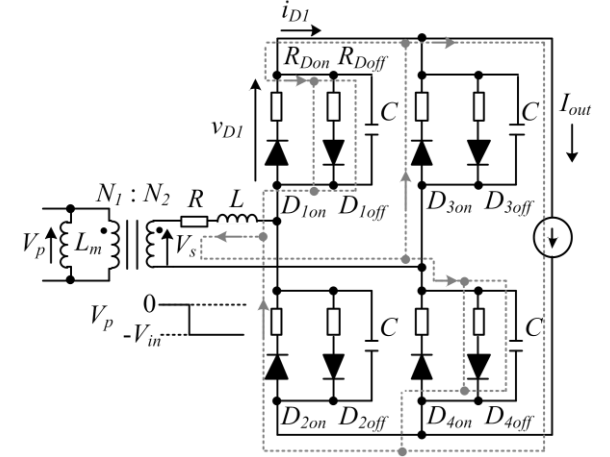


Fig. 2. Equivalent circuit of the experimental circuit.

Table 1. Conditions of simulation circuit.

| | |
|---------------------------------|-----------|
| Output current source I_{out} | 4.9 (A) |
| Secondary voltage V_s | 10 (V) |
| Switching frequency f_{sw} | 20 (kHz) |
| Winding resistance R | 53 (mΩ) |
| Leakage inductance L | 8.6 (μH) |
| Parasitic capacitance C | 260 (pF) |
| On resistance R_{Don} | 0.086 (Ω) |
| Off resistance R_{Doff} | 1 (kΩ) |
| Forward voltage V_F | 0.86 (V) |

$$f_{res} = \frac{a}{2\pi} \quad (8)$$

また, (7)式を微分した式がゼロとなる時ダイオード電圧が最大値となる。(9)式にダイオード電圧の最大値を示す。

$$v_{D1max} = I_{st} R_{Doff} \left(1 + e^{-\frac{b}{a}} \right) - V_F \quad (9)$$

また, (10)式にリカバリ電流のピーク値となる時間 t_{peak_i} を示す。

$$t_{peak_i} = \frac{1}{a} \tan^{-1} \left\{ \frac{a(x-b)}{a^2 + bx} \right\} \quad (10)$$

(10)式を(2)式に代入することで, リカバリ電流のピーク値 i_{peak} が得られる。

3. 各パラメータの変動に対するサージ電圧

トランスの巻線抵抗 R , 漏れインダクタンス L , ダイオードの寄生容量 C が変化するとダイオード電圧, リカバリ電流が変化する。表1に計算条件を示す。

〈3・1〉 巻線抵抗 R が変化した場合

図 3(a), (b)に巻線抵抗 R を変化させた場合のダイオード電圧とリカバリ電流の理論波形を示す。図 3(c)にダイオード電圧の最大値とリカバリ電流のピーク値の変化を示す。図 3より、 R が増加するとダイオード電圧の最大値が減少することを確認できる。これは、 R による損失が増加するためである。

〈3・2〉 漏れインダクタンス L が変化した場合

図 4(a), (b)に漏れインダクタンス L を変化させた場合のダイオード電圧とリカバリ電流の理論波形を示す。図 4(c)にダイオード電圧の最大値とリカバリ電流のピーク値の変化を示す。図 4より、 L が増加するとダイオード電圧の最大値が減少することを確認できる。これは、 L が増加するもののリカバリ電流の変化率は小さくなり漏れインダクタンスで発生する逆起電圧が低下するためである。また、図 2の回路では、漏れインダクタンスに関わらず直流電流源によって出力電流を一定としている。しかし実際は負荷一定の場合、漏れインダクタンス L が増加すると、ダイオードの転流重なり期間が増加し出力電流が低下する。

〈3・3〉 ダイオードの寄生容量 C が変化した場合

図 5(a), (b)にダイオードの寄生容量 C が変化した場合のダイオード電圧とリカバリ電流の理論波形を示す。図 5(c)にダイオード電圧の最大値とリカバリ電流のピーク値の変化を示す。図 5より、 C が増加するとダイオード電圧の最大値が増加することを確認できる。これは、 C が増加すると寄生容量のインピーダンスが低下し、リカバリ電流が増加し、寄生容量に蓄積される電荷が増加するためである。

したがって、図 2 の等価回路による理論解析では、絶縁形電力変換器におけるトランス後段の出力整流ダイオードのサージ電圧が大きくなるのは、1)トランスの巻線抵抗 R が小さい、2)漏れインダクタンス L が小さい、3)ダイオードの寄生容量 C が大きいとき、と推測できる。

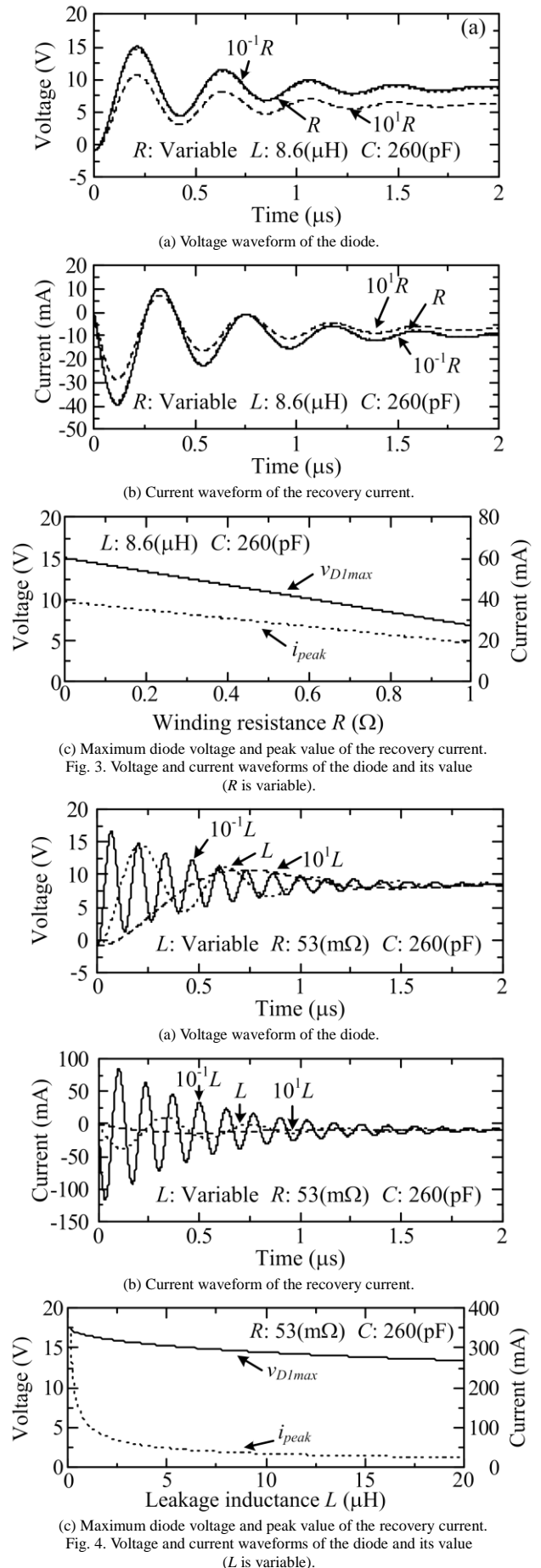
4. サージ電圧の実機試験による確認

前章で述べた理論の妥当性を確認するため、トランスの漏れインダクタンス L 、ダイオードの寄生容量 C を変化させたときのダイオード電圧を実験により観測する。そして、前章で述べた理論値と比較する。

〈4・1〉 漏れインダクタンス L を変化させた場合

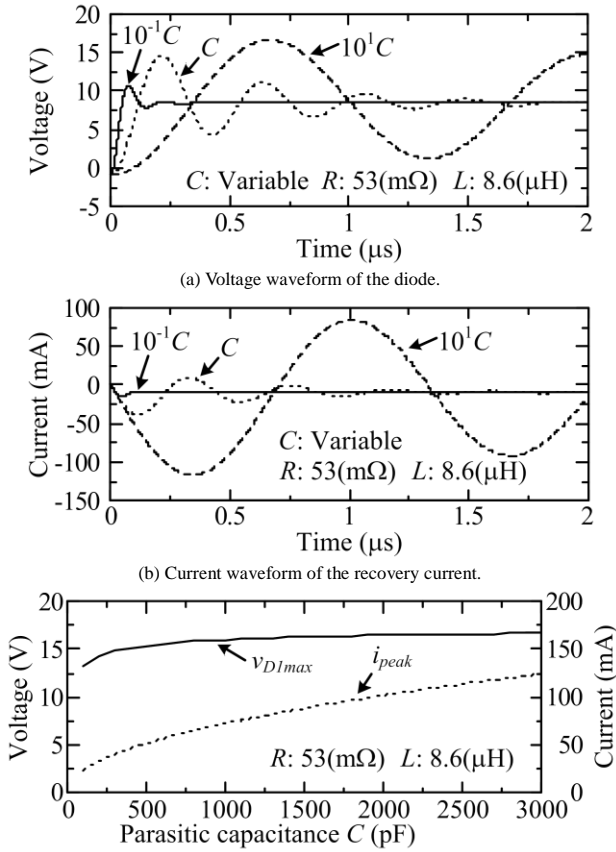
本論文では、巻線の抵抗値が等しくインダクタンスが異なる空芯リアクトルをトランスに直列接続することで、漏れインダクタンスに相当するインダクタンスを変化させる。この方法では、巻線抵抗 R によるダンピング効果を等しくするため、漏れインダクタンスがダイオード電圧に与える影響のみを測定することができる。

図 6(a)に $R=53\text{m}\Omega$ 、 $L=8.6\mu\text{H}$ 、 $C=260\text{pF}$ のときのトランス一次側電圧、リカバリ電流、ダイオード電圧、出力電流の波形を示す。図 6(a)より、トランス一次側電圧の極性が変化した後、転流重なり期間が発生しその後ダイオードにサー



(c) Maximum diode voltage and peak value of the recovery current. Fig. 3. Voltage and current waveforms of the diode and its value (R is variable).

(c) Maximum diode voltage and peak value of the recovery current. Fig. 4. Voltage and current waveforms of the diode and its value (L is variable).



(c) Maximum diode voltage and peak value of the recovery current.
Fig. 5. Voltage and current waveforms of the diode and its value (C is variable).

ジ電圧が発生していることを確認できる。

図 6(b), (c)に R , C を一定とし L を変化させたときのリカバリ電流とダイオード電圧の波形を示す。図より、 L の増加に伴いダイオード電圧の最大値と共振周波数が減少することを確認できる。

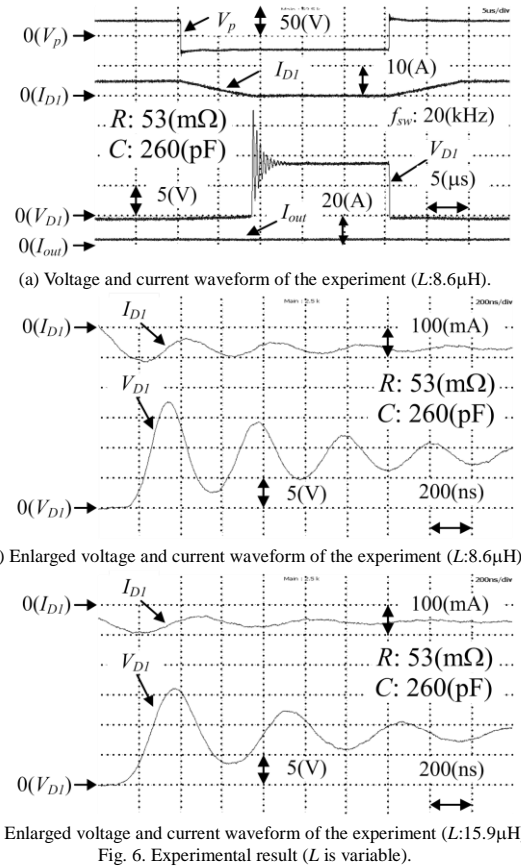
図 7 に L を変化させたときのダイオード電圧の共振周波数と最大値の理論値と実験結果を示す。図 7(a)より、共振周波数は理論値と実験値が概ね一致することを確認した。また図 7(b)より、ダイオード電圧の最大値は理論値と実験値に誤差があるが、傾向は一致することを確認した。誤差の原因は、等価回路で模擬したダイオードの順方向電圧が実際とは異なり電流に依らず一定であることや、実機で使用した素子のリカバリ特性との不一致、回路中の配線インダクタンスや抵抗成分を正確に模擬できないことなどが挙げられる。

〈4・2〉 寄生容量 C を変化させた場合

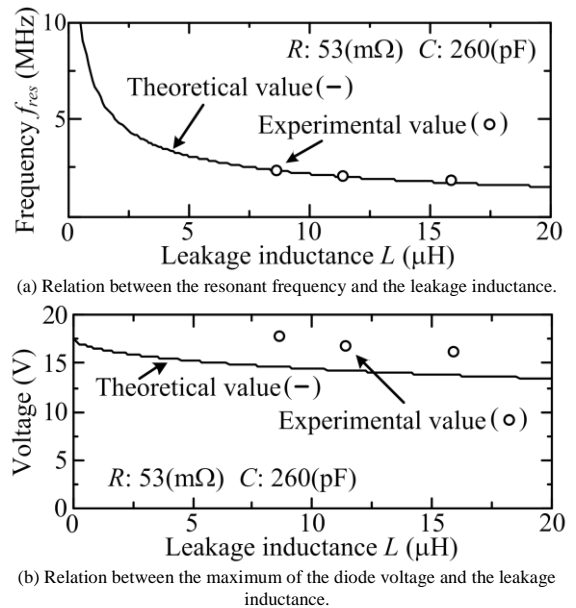
本論文では、ダイオードに並列にコンデンサを追加して寄生容量を模擬する。

図 8(a), (b)に R , L を一定とし C を変化させたときのリカバリ電流とダイオード電圧の波形を示す。図より、 C の増加に伴いダイオード電圧の最大値と共振周波数が減少することを確認できる。

図 9 に、 C を変化させたときのダイオード電圧の共振周波



(c) Enlarged voltage and current waveform of the experiment ($L:15.9\mu\text{H}$).
Fig. 6. Experimental result (L is variable).



(b) Relation between the maximum of the diode voltage and the leakage inductance.
Fig. 7. Comparison between theoretical value and experimental value (L is variable).

数と最大値の理論値と実験結果を示す。図 9(a)より、共振周波数は理論値と実験値に誤差があるが、傾向は概ね一致することを確認した。また図 9(b)より、ダイオード電圧の最大値の理論値と実験値の傾向は異なることを確認した。しかし、通常はスナバ回路無しの場合のダイオード電圧は実測してスナバ回路を接続して抑制したいダイオード電圧を決める。そのためスナバ回路を設計する上では問題ない。

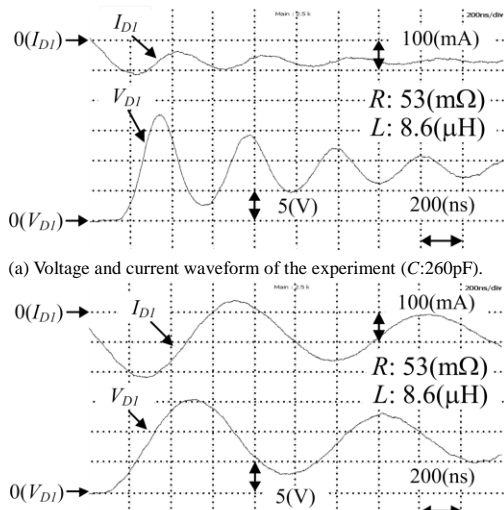
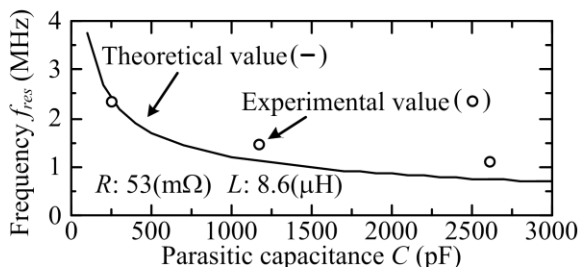
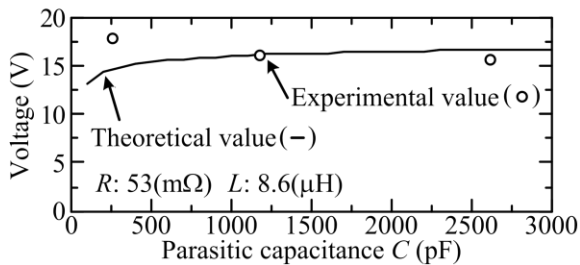


Fig. 8. Experimental result (C is variable).



(a) Relation between the resonant frequency and the parasitic capacitance.



(b) Relation between the maximum of the diode voltage and the parasitic capacitance.

Fig. 9. Comparison between theoretical value and experimental value (C is variable).

5. スナバ回路の適用手順

本論文では、トランス二次側に抵抗とコンデンサを直列に接続した RC スナバ回路の適用を検討する。

図 10 に、トランスの等価回路に配線インダクタンス L_s を含む RC スナバ回路が接続された回路を示す。この回路の伝達関数を基にスナバ回路の設計を行う。厳密には、ダイオードの寄生容量も図 10 に含まれるが、寄生容量はスナバ回路に対してインピーダンスが大きいため考慮しない。

図 11 に、スナバ回路の設計フローチャートを示す。本論文では、スナバ回路の定数設計までを検討する。スナバ回路の設計に必要なパラメータは、スナバ回路を接続しない場合のダイオードの最大電圧 V_{Dmax} 、共振周波数 f_{res} 、漏れインダクタンス L 、である。なお、トランスの巻線抵抗 R はスナバ抵抗 R_s よりも十分に小さいとする。さらに配線インダクタンス L_s は漏れインダクタンス L よりも十分に小さいと

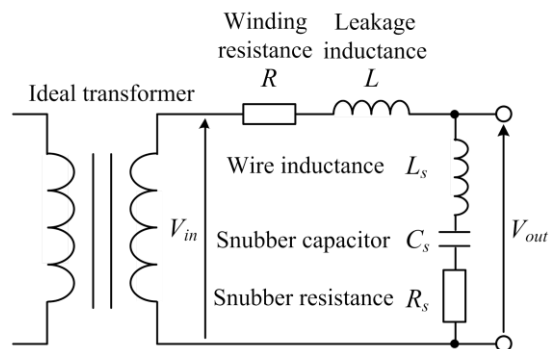


Fig. 10. Equivalent circuit of the transformer with the snubber circuit.

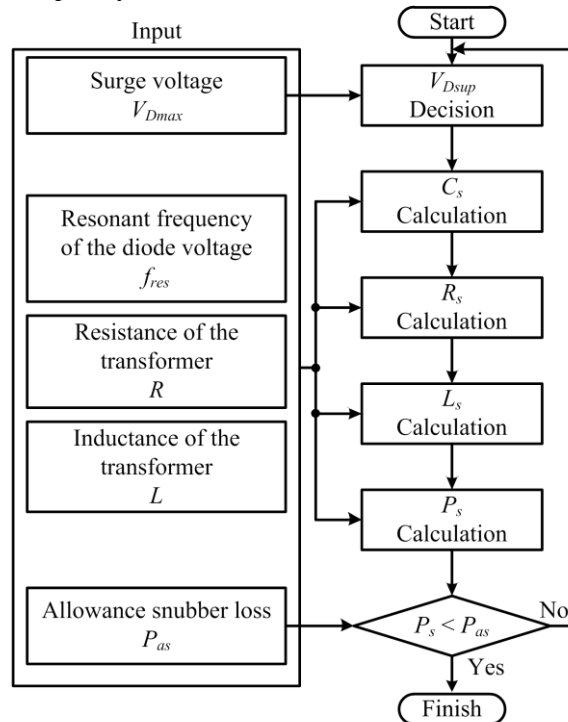


Fig. 11. Design procedure of snubber circuit.

すれば、図 10 の伝達関数は(11)式にて表される。

$$G(s) = (1 + sC_sR_s) \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \dots\dots\dots (11)$$

ここで、制動係数 ζ と固有角周波数 ω_n は(12)、(13)式で表される。

$$\zeta = \frac{R_s}{2} \sqrt{\frac{C_s}{L}} \dots\dots\dots (12)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{C_sL}} \dots\dots\dots (13)$$

(11)式に示すように、伝達関数は一次進み要素と二次遅れ要素の積で表される。

本論文では、各要素の伝達関数のゲインを導出し、共振周波数 f_{res} を持つダイオード電圧の振動成分に対して所望の減衰をさせるためにスナバ定数を設計する。また、ダイオード電圧にはその振動成分のほかにステップ変化分が含まれる。したがって、そのステップ変化に対する図 10 の応答

のオーバーシュート量をスナバ回路によって達成したい所望の最大電圧 V_{Dsup} 以下にするために制動係数 ζ を決定する。

〈5・1〉スナバ定数 R_s, C_s の設計

(14)式に、スナバ回路無しの場合のダイオード電圧のステップ変化分に対するオーバーシュート量を V_{Dsup} 以下にするための制動係数 ζ の条件式を示す。

$$\zeta > \ln\left(\frac{V_{st}}{V_{Dsup} - V_{st}}\right) / \sqrt{\pi^2 + \left\{\ln\left(\frac{V_{st}}{V_{Dsup} - V_{st}}\right)\right\}^2} \dots (14)$$

ここで、 V_{st} : ダイオードがターンオフ時の定常状態での電圧、である。

なお、(14)式は簡単化のために(11)式の二次遅れ要素部分のみの時間応答のピーク値から導出している。しかし、(11)式の応答は一次進み系の影響により(14)式を用いた場合、 V_{Dsup} 以上となる。したがって、実際の制動係数 ζ は(14)式よりも大きく設定する必要がある。

次に、(15)式にダイオード電圧の振動成分に対して所望の減衰をさせるための条件を示す。

$$20\log|G(j\omega)_1| + 20\log|G(j\omega)_2| < 20\log K \dots (15)$$

ここで、 $|G(j\omega)_1|$: (11)式に示す伝達関数の一次進み要素の絶対値、 $|G(j\omega)_2|$: 二次遅れ要素の絶対値、 K : 減衰率、である。なお、 $0 < K < 1$ である。(16)、(17)式にダイオード電圧の共振角周波数 ω_{ref} における $|G(j\omega)_1|$ 、 $|G(j\omega)_2|$ を示す。

$$|G(j\omega)_1| = \sqrt{1 + (\omega_{ref} C_s R_s)^2} \dots (16)$$

$$|G(j\omega)_2| = \frac{1}{\sqrt{\left\{1 - \left(\frac{\omega_{ref}}{\omega_n}\right)^2\right\}^2 + \left(2\zeta \frac{\omega_{ref}}{\omega_n}\right)^2}} \dots (17)$$

したがって、スナバコンデンサ C_s は、(12)~(17)式より固有角周波数 ω_n を決めることで、(13)式より決定できる。また、スナバ抵抗 R_s は制動係数 ζ と設計した C_s を用いて、(12)式より求められる。

図 12 に、設計したパラメータを用いた(11)式のゲイン特性を示す。本論文では、ダイオードの共振周波数にて約 -20dB とする設計を行った。

図 13 に、図 2 の等価回路におけるスナバ回路無しの場合と設計したスナバ回路を図 2 の等価回路および図 10 に用いた場合のダイオード電圧のシミュレーション結果を示す。図 10 の入力電圧 V_{in} は、図 2 のスナバ回路無しの場合のダイオード電圧波形としている。図より、図 2 と図 10 のシミュレーション結果が概ね一致していることからトランスとスナバ回路の伝達関数のみを用いたスナバ回路の設計が等価回路でも適用できることを確認した。

6. まとめ

本論文では、トランスを用いた絶縁形電力変換器の出力整流ダイオードのサージ電圧の発生原理とスナバ回路の適用手順を明らかにした。

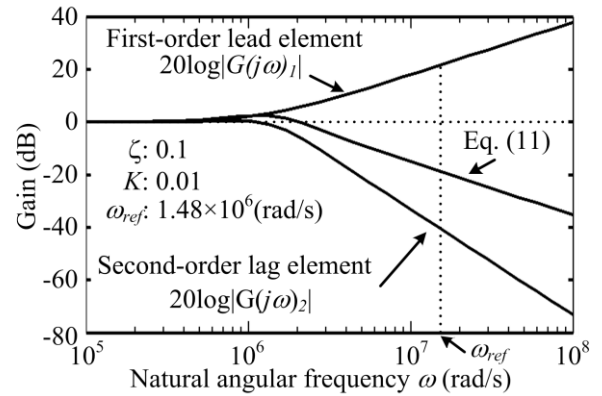


Fig. 12. Bode diagram.

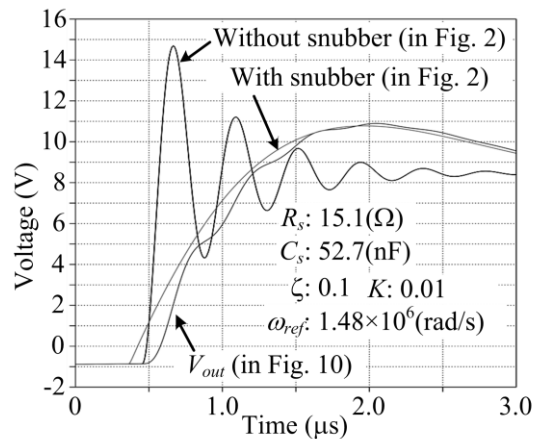


Fig. 13. Voltage waveforms of the diode without snubber and with snubber using designed parameter.

等価回路を用いた理論解析と実験とで、ダイオード電圧の共振周波数が概ね一致することから等価回路の妥当性を確認した。また、ダイオード電圧の共振周波数、トランスとスナバ回路の伝達関数を基にした RC スナバ回路の設計法を提案した。最後に、シミュレーションよりトランスとスナバ回路の伝達関数のみを用いたスナバ回路の設計が等価回路でも適用できることを確認した。

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 達也・大熊 繁:「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. Tsuruta, A. Kawamura: "Proposal of 98.5% High Efficiency Chopper Circuit QRAS for the Electric Vehicle and the Verification", T.IEEJapan, Vol. 125-D, No. 11, pp.977-987(2005)
弦田 幸憲・河村 篤男:「電気自動車用 98.5% 高効率チョッパ回路 QRAS の提案と実証実験」, 電学論 D, Vol.125, No. 11, pp.977-987(2005)
- (3) M. Hirokawa, T. Ninomiya: "Non-Dissipative Snubber for Rectifying Diodes in a High-Power DC-DC Converter", T.IEEJapan, Vol. 125-D, No. 4, pp.366-371(2005)
広川 正彦・二宮 保:「大容量 DC-DC コンバータの出力整流ダイオードにおける無損失スナバの提案」, 電学論 D, Vol.125, No. 4, pp.366-371 (2005)
- (4) Peipei Meng, Xinke Wu, Jianyou Yang, Henglin Chen, Zhaoming Qian: "Analysis and design consideration for EMI and losses of RCD snubber in flyback converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2010, pp.642-647 (2010)
- (5) Abramovitz, A, Tang Cheng, Smedley K: "Analysis and Design of Forward Converter With Energy Regenerative Snubber", IEEE transaction on Power Electronics, Vol. 25, No. 3, pp.667-676 (2010)