

電流型 DC-DC コンバータのスナバ回路設計方法について

(読んでほしい人:パワエレ技術者)

2011/3/8 舞鶴高専 平地研究室
専攻科 2 年 吉富大祐

DC-DC コンバータは、電源の種類によって電圧型と電流型に分類され⁽¹⁾、共に MOSFET や IGBT などのスイッチ素子を高速で ON/OFF を繰り返す事で電力変換を行う。スイッチングは回路に流れている電流を急激に変化させるが、回路の配線には寄生的に存在するインダクタンスやキャパシタンスがあるのでサージ電圧を引き起こす。

一般的にサージ電圧は、図 1 で示すようなスナバ回路をスイッチ素子に並列接続してサージ電圧を発生させるエネルギーを吸収することや⁽²⁾、発生要因となる回路の寄生成分を出来る限り小さくするように回路を構成する事で抑制する⁽³⁾。対して、寄生成分を積極的に利用してサージ電圧を抑えるソフトスイッチングも実用化されている⁽⁴⁾。このようにサージ電圧を抑制する手法はいくつかあるが、サージ電圧を抑制する為には電圧型 DC-DC コンバータや電流型 DC-DC コンバータのサージ電圧発生原理を十分に理解し、設計を行う必要がある。

しかしながら、多くの文献のサージ電圧に関する記述は電圧型 DC-DC コンバータのみであり、電流型 DC-DC コンバータには言及されていない⁽⁵⁾⁽⁶⁾。さらに、一般的に知られている寄生インダクタンスが蓄積したエネルギーによってサージ電圧が生じる⁽⁷⁾⁽⁸⁾という原理も電圧型 DC-DC コンバータのみに適用されるものであり、電流型 DC-DC コンバータには単純には適用できない。以上のように、電流型 DC-DC コンバータにおけるサージ電圧の発生原理はよく知られていない。

そこで本稿では、電圧型と電流型におけるサージ電圧発生原理の相違点について明らかにし、電流型の DC-DC コンバータに適したスナバ設計法を紹介する。



(a) CR スナバ

(b) CRD スナバ

図 1 スナバの例

1. インダクタンスとサージ電圧

実際の電気回路では、使用する素子以外にも配線の寄生的なインダクタンスやキャパシタンスの成分が存在する。インダクタンスは電流の変化を嫌い、電流の変化を妨げるように電圧を生じさせる。しかしながら、DC-DC コンバータはスイッチングにより電力変換を行っているため、電流が急激に変化(= di/dt が大きい)する瞬間が生じる。これらから明らかなように、寄生的なインダクタンスを持つ配線に流れる電流が、スイッチングにより急激に変化する事によって、サージ電圧が生じる。この時、サージ電圧の大きさは式(1)で与えられる。

$$V_L = -L \cdot \frac{di}{dt} \cdots \cdots (1)$$

一般的に寄生インダクタンスが起因となるサージ電圧は、スイッチ素子がターンオフし、電流が急激に減少する時に発生するものとされる。しかしながら式(1)から明らかなように、条件次第では寄生インダクタンスに電流が急激に増加する時にも発生する事に注意が必要である。(例: 寄生インダクタンスを持つ配線に定電流源を接続する。)

2. 電圧型 DC-DC コンバータのサージ電圧 (一般的なサージ電圧の発生原理)

図 2 に電圧型 DC-DC コンバータとしてフォワード型 DC-DC コンバータを示す。さらに図 3 に寄生成分を考慮した電圧型のフォワード型 DC-DC コンバータを示す。寄生成分はそれぞれ

- (1)配線などに含まれる寄生インダクタンス: L_p
- (2)トランスの各巻線の漏れインダクタンス: L_{l1}, L_{l2}, L_{l3}
- (3)励磁インダクタンス: L_m
- (4)スイッチ素子の寄生容量: C_{Q1}
- (5)それぞれのダイオードの接合容量: C_{D1}, C_{D2}, C_{DR}

である。また、この節ではスイッチ素子にスナバ回路を接続していない時のサージ電圧を想定している。さらに簡単化のためトランスの巻数比は 1:1 とする。

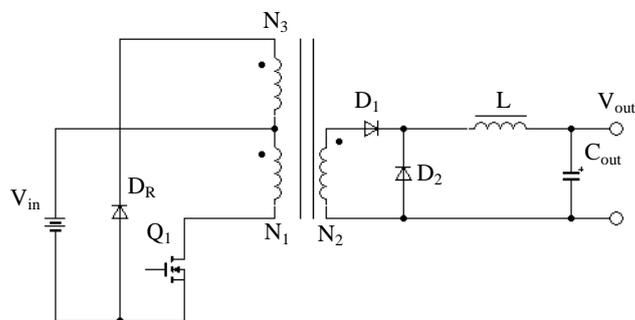


図 2 電圧型のフォワード型 DC-DC コンバータ

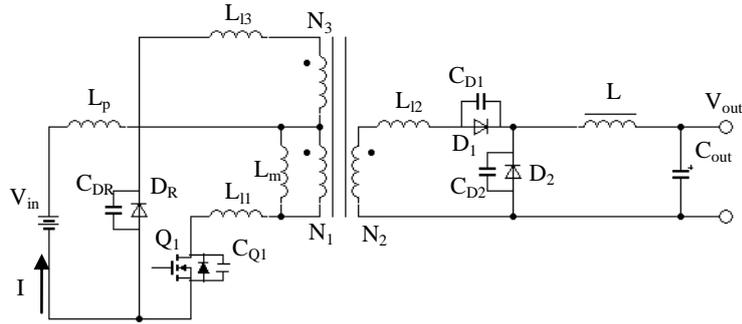


図3 寄生成分を考慮した電圧型のフォワード型 DC-DC コンバータ

ここでスイッチ素子 Q_1 がターンオフする時の動作について考える。

スイッチ素子 Q_1 が ON の時、回路には定常電流 I が流れており、配線インダクタンス L_p と巻線 N_1 と N_2 の漏れインダクタンス L_{l1} と L_{l2} にエネルギーが蓄積されている。この時の蓄積されるエネルギー W_{Lp} , W_{Ll1} , W_{Ll2} はそれぞれ式(2), (3), (4)となる。

$$W_{Lp} = \frac{1}{2} (L_p) I^2 \cdots \cdots (2)$$

$$W_{Ll1} = \frac{1}{2} (L_{l1}) I^2 \cdots \cdots (3)$$

$$W_{Ll2} = \frac{1}{2} (L_{l2}) I^2 \cdots \cdots (4)$$

また、励磁インダクタンスには励磁電流が流れており、以下の式(5)のエネルギー W_{Lm} を蓄える。ここで、 I_{Lm} は励磁電流のピーク値である。

$$W_{Lm} = \frac{1}{2} (L_m) I_{Lm}^2 \cdots \cdots (5)$$

以上の状態からスイッチ素子 Q_1 をターンオフすると、以下のようにしてサージ電圧が生じる。

- ① C_{Q1} が電源電圧 V_{in} まで充電される。
- ② インダクタンス L_p と L_{l1} は蓄えたエネルギーで電流を流そうとして C_{Q1} に流れる。その為、 C_{Q1} は充電される。さらに L_{l2} や L_m も蓄えられたエネルギーの一部で C_{Q1} を充電するが、そのエネルギーのほとんどが巻線 N_3 を介して電源に回生される。よって L_{l2} や L_m はサージ電圧にあまり影響を与えない。本来であればターンオフされ C_{Q1} が電源電圧 V_{in} まで充電された直後に、 L_{l2} や L_m に流れる電流は N_3 に転流するが、 N_3 に漏れインダクタンス L_{l3} により転流が妨げられるので、エネルギーの一部は C_{Q1} の充電に使われる。
- ③ 寄生容量 C_{Q1} は一般的に小さいものであるので、電流が流れ込むことで急速に充電されサージ電圧となる。

このように電圧型のフォワード型 DC-DC コンバータのサージ電圧は、インダクタンスに蓄積されたエネルギーによって寄生容量が急速に充電されることで生じる。そして、図 3 の電圧型のフォワード型 DC-DC コンバータにおいて主としてサージ電圧を引き起こすインダクタンスは L_p と L_{l1} である。

また、実際の回路では配線の寄生抵抗やスイッチ素子の過渡的な変化などによってサージ電圧のピークは変化し、この詳細については文献(7)などで述べられている。

3. 電流型 DC-DC コンバータのサージ電圧とスナバ設計法

この章で電流型 DC-DC コンバータには 2 章で示したスナバの設計法が適用できない事を、試作機による実験結果とシミュレーションの結果により示す。次に、実験結果を基にサージ電圧が発生する原理を明らかにする。

3.1 一般的なスナバ設計法が適用できない理由

図 4 に電流型 DC-DC コンバータとして電流型のフォワード型 DC-DC コンバータを示す⁽⁹⁾。さらに図 5 に寄生成分を考慮した電流型のフォワード型 DC-DC コンバータを示す。寄生成分はそれぞれ

- (1) スイッチ素子のリード線の寄生インダクタンス : L_p
- (2) トランスの各巻線の漏れインダクタンス : L_{l1}, L_{l2}, L_{l3}
- (3) 励磁インダクタンス : L_m
- (4) スイッチ素子の寄生容量 : C_{Q1}, C_{Q2}
- (5) ダイオードの接合容量 : C_{D1}, C_{D2}

である。

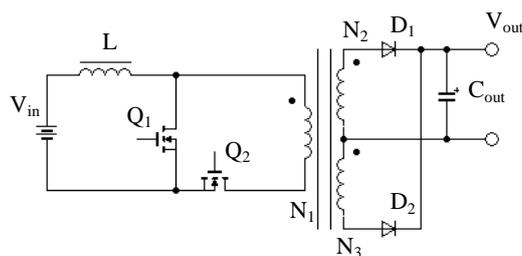


図 4 電流型のフォワード型 DC-DC コンバータ

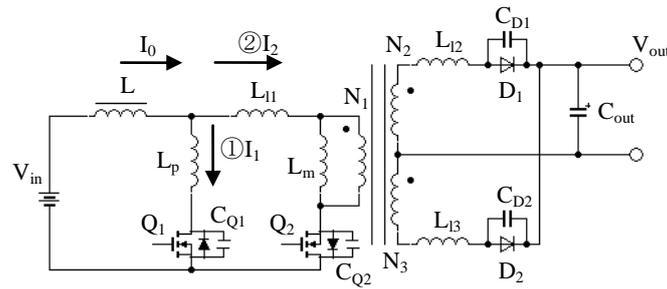


図 5 寄生成分を考慮した電流型のフォワード型 DC-DC コンバータ

図 5 の DC-DC コンバータにおいて L_{11} はトランスの漏れインダクタンスであり、大きいものでは数 μH になる。これに対し L_p はリアクトルと電源を短絡させる短いリード線とスイッチ素子だけで構成されるので比較的小さい値となる。

そして 2 章のサージ電圧発生原理を適用すると、比較的大きな値を持つトランスの漏れインダクタンス L_{11} によってスイッチ素子 Q_2 のターンオフ時サージ電圧が生じ、スイッチ素子 Q_1 のターンオフにはあまりサージ電圧が生じない事が予測される。

ここで、図 6 に表 1 の条件におけるスイッチ素子 Q_1 に印加される電圧の実測波形とシミュレーション波形を示す。ただし、このシミュレーションにおいて L_p は非常に小さいので無視する。

表 1 実験条件

	試作機	シミュレーション
入力電圧 V_{in}	6.03[V]	6.00[V]
入力電流 I_{in}	5.062[A]	5.062[A]
出力電圧 V_{out}	9.68[V]	9.672[V]
出力電流 I_{out}	2.000[A]	2.058[A]
漏れインダクタンス L_{11}	0.46[μH]	
漏れインダクタンス L_{12}	0.34[μH]	
漏れインダクタンス L_{13}	0.84[μH]	
配線インダクタンス L_p	0[H] (今回は無視する)	
スイッチ素子 Q_1 寄生容量 C_{Q1}	430[pF]	

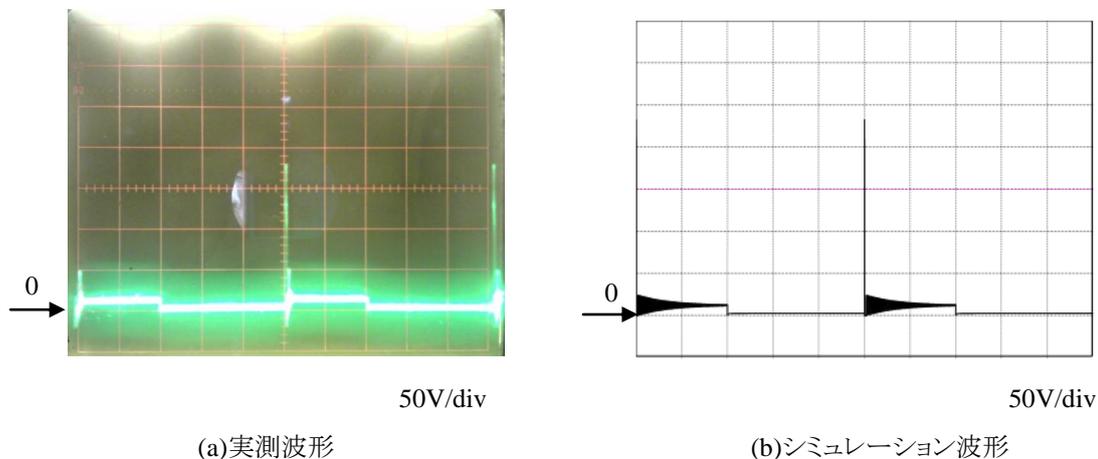


図6 スイッチ素子 Q_1 に印加される電圧

図6のように電流型のDC-DCコンバータはスイッチ素子 Q_1 に非常に大きなサージ電圧が生じている。実験結果においてサージ電圧のピーク値は定常電圧の約18倍に達している。この実験において L_p は非常に小さい値なので、発生したサージ電圧は2章で示したインダクタンスに蓄積されたエネルギーによって寄生容量が急速に充電されることで生じるという理由では説明のつかないものである。

3.2 電流型のDC-DCコンバータのサージ電圧の発生原理

3.1節での実験において明らかなように電流型DC-DCコンバータのサージ電圧は、電圧型とは発生原理が異なる。以下に電流型DC-DCコンバータのサージ電圧の発生原理を示す。

まず、図5において Q_1 がターンオフする時 (Q_2 はすでにターンオンしている状態である)、電流 I_0 は経路①から経路②に転流をはじめめる。この時、以下のような電流型のDC-DCコンバータの特有な条件が揃う。

- (1) 電流の転流先となる経路②上には、漏れインダクタンス L_{11} と L_{12} が存在している。
- (2) I_0 を供給する電圧源 V_{in} +リアクトル L は定電流源とみなす事が出来る。
- (3) スイッチ素子 Q_1 には寄生容量が存在する。

そして条件を整理し L_p とトランスを無視した時、 L と C と電流源が並列に接続された図7のような等価回路となる。ここでは簡単のため、トランスの巻き数比は1:1として、 L_{12} を1次側に換算している。

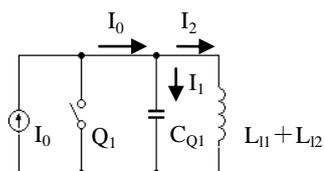


図7 等価回路

図7より, 回路方程式を立てそれぞれの電流について解くと式(6), (7)を得る. また, 図 8 に I_1 の電流波形を示す.

$$I_1 = I_0 \cos \frac{t}{\sqrt{(L_{l1} + L_{l2}) C_{Q1}}} \cdots \cdots (6)$$

$$I_2 = I_0 \left(1 - \cos \frac{t}{\sqrt{(L_{l1} + L_{l2}) C_{Q1}}} \right) \cdots \cdots (7)$$

電流型のフォワード型 DC-DC コンバータは, 並列に存在する $L(=L_{l1}+L_{l2})$ によって式(6)のような電流 I_1 が C_{Q1} に流れ, 急激に C_{Q1} が充電されることによりサージ電圧が生じる.

このように電流型 DC-DC コンバータは, 寄生インダクタンスによって転流が妨げられ, 行き場のない電流がスイッチ素子の寄生容量を急激に充電する事でサージ電圧が生じる. さらに, ここでは簡単化の為に漏れインダクタンスのみを扱ったが, 実際は②の経路上のすべての寄生的にあるインダクタンスによってサージ電圧が生じるため, 出力端に接続されている電解コンデンサなどを含めた 2 次側の配線インダクタンスも小さくするように回路を設計する必要がある.

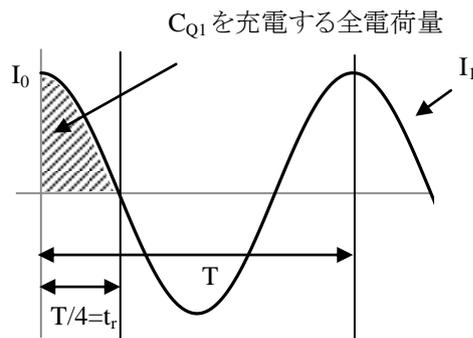


図 8 電流波形

3.3 電流型の DC-DC コンバータのサージ電圧のピーク値

図 8 において共振周波数は式(8), 角周波数は式(9), 周期は式(10)でそれぞれ与えられる.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{l1} + L_{l2})C_{Q1}}} \cdots \cdots (8)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{(L_{l1} + L_{l2})C_{Q1}}} \cdots \cdots (9)$$

$$T = \frac{1}{f} = 2\pi\sqrt{(L_{l1} + L_{l2})C_{Q1}} \cdots \cdots (10)$$

C_{Q1} が充電されるのは $T/4$ までであり, この時間を t_r とする. そして, 時間 t_r において C_{Q1} を充電する全電荷量 Q は, 積分によって求め式(11)となる.

$$Q = \int_0^{t_r} i_0 \cos \omega t \, dt = \frac{i_0}{\omega} [\sin \omega t]_0^{t_r} = \frac{i_0}{\omega} \cdots \cdots (11)$$

さらに、式(12)の関係を用いれば、共振によって生じる C_{Q1} の電圧 V_{CQ1r} は式(13)となる。

$$Q = C V \cdots \cdots (12)$$

$$V_{CQ1r} = \frac{i_0}{\omega C_{Q1}} = i_0 \sqrt{\frac{(L_{l1} + L_{l2})}{C_{Q1}}} \cdots \cdots (13)$$

また、サージ電圧としてスイッチ素子にかかる電圧 V_{CQ1} は、共振によって生じる電圧 V_{CQ1r} にトランスの電圧 V_{N1} を加えた式(14)となる。

$$V_{CQ1} = V_{CQ1r} + V_{N1} \cdots \cdots (14)$$

3.4 電流型の DC-DC コンバータのサージ電圧の求める式と実験結果

3.4.1 3.1 節の場合のサージ電圧の計算結果

表 1 と入力電流のピーク値 (5.151[A]) を式 (13) と式 (14) に代入すると、以下となる。

$$V_{CQ1r} = i_0 \sqrt{\frac{(L_{l1} + L_{l2})}{C_{Q1}}} = 5.151 \sqrt{\frac{(0.46 + 0.34)10^{-6}}{430 \times 10^{-12}}} = 222$$

$$V_{CQ1} = V_{CQ1r} + V_{N1} = 222 + 9.68 = 231.7 \quad (\because V_{N1} = V_{out} \frac{N_1}{N_2} = V_{out} \frac{1}{1} = V_{out})$$

- ・ 実験結果のサージ電圧：180[V] (図 6(a)より)
- ・ シミュレーションのサージ電圧：232[V] (図 6(b)より)

計算値とシミュレーションではおおよそ等しい結果を得ている。しかしながら、MOSFET の寄生容量の正確な値が不明であるので、実験とシミュレーションに代入する寄生容量の値に差が生じたために、実験結果と計算値(シミュレーション)で等しい値を得ることが出来なかった。また、一般的にスイッチ素子には、サージ電圧の保護のために寄生容量より大きい容量のコンデンサを持ったスナバが接続される。これらのことから次節において、スイッチ素子に、スイッチ素子の寄生容量よりも大きなコンデンサを並列に接続して、寄生容量を無視できる条件における実験を行った。

3.4.2 スイッチ素子に並列にスナバコンデンサ C_s を接続した場合のサージ電圧の計算結果

図 9 にシミュレーションに用いた回路を、表 2 に実験条件を示す (3.1 節とは条件が異なることに注意)。図 10 にスイッチ素子 Q_1 の電圧波形を示す。図 10(a)が試作機の実測波形で、(b)がシミュレーションの結果である。

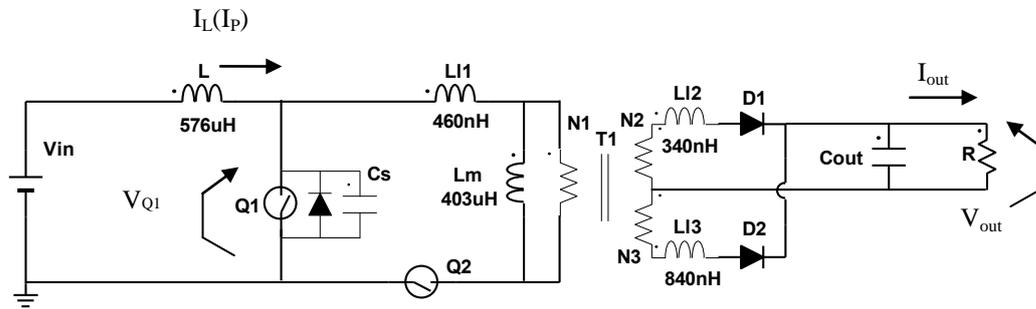
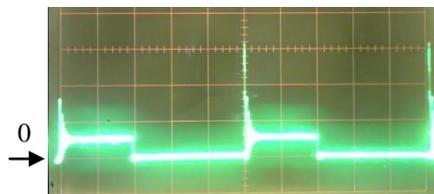


図9 シミュレーション回路

表2 実験条件

	試作機	シミュレーション
入力電圧 V_{in}	11.93[V]	11.93[V]
入力電流 I_L	5.204[A]	5.205[A]
入力電流(最大値) I_p	-	5.463[A]
出力電圧 V_{out}	25.38[V]	24.41[V]
出力電流 I_{out}	2.000[A]	2.095[A]
N_1 漏れインダクタンス L_{l1}	0.46[μ H]	
N_2 漏れインダクタンス L_{l2}	0.34[μ H]	
スナバコンデンサ C_s	1410[nF]	



50V/div

(a)実測波形



50V/div

(b)シミュレーション結果

図10 スイッチ素子 Q_1 の電圧波形

シミュレーションでの条件を式(13)と式(14)に代入すると、計算によるサージ電圧のピーク値は以下となる。

$$V_{CQ1r} = 5.463 \sqrt{\frac{(0.46 + 0.34)10^{-6}}{1410 \times 10^{-12}}} = 5.463 \cdot 23.81 = 130.1$$

$$V_{CQ1} = V_{CQ1r} + V_{N1} = 130.1 + 24.41 = 154.5$$

また図 10 より、それぞれのサージ電圧のピーク値は、

- ・実験結果のサージ電圧：160[V]
- ・シミュレーションのサージ電圧：155.4[V]

このように、試作機による実測した値とシミュレーションの結果、計算によって求めたピーク値のそれぞれでおおよそ等しい結果を得ることが出来た。この結果からサージ電圧のピーク値は、解析より得られた式(13)と(14)で求めることができる事が分かった。

4. 電流型の DC-DC コンバータのスナバ回路

4.1 電流型の DC-DC コンバータのスナバ回路の設計法

CRD スナバを接続した電流型のフォワード型 DC-DC コンバータを図 11 に示す。ただし、寄生容量はスナバコンデンサに対して小さいので無視し、漏れインダクタンスは全て 1 次側に換算している。

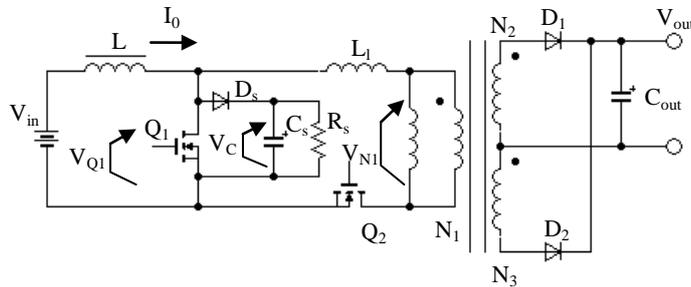


図 11 提案するスナバを接続した電流型のフォワード型 DC-DC コンバータ

- ① スイッチ素子の耐圧などより、クランプ電圧 V_c を決定する。
- ② クランプ電圧 V_c より、式(18)を用いてコンデンサ充電時間 ΔT を求める。

$$V = L \frac{di}{dt} \cdots \cdots (15)$$

$$\Rightarrow di = \frac{1}{L} \cdot V \cdot dt \cdots \cdots (16)$$

$$\Delta i_0 = \frac{1}{L_l} \cdot (V_c - V_{N1}) \cdot \Delta T \cdots \cdots (17)$$

$$\Rightarrow \Delta T = \frac{\Delta i_0 \cdot L_l}{(V_c - V_{N1})} \cdots \cdots (18)$$

- ③ ここで、 ΔT は式(19)を満たす必要がある。満たさない場合、クランプ電圧 V_c を高くすることが求められる。ここでの α はスイッチ素子 Q_1 の通流率であり、 T はスイッチング周期である。

$$\Delta T \ll (1 - \alpha) T \cdots \cdots (19)$$

一般的なクランプ電圧 V_c はスイッチに印加される定常電圧より少し高い値となるよう設計する事が多い。ただし電流型 DC-DC コンバータのスナバは、漏れインダクタンス $L_{11}+L_{12}$ に短い時間で電流を 0 から定常電流 I_L まで増加させることが要求されるから、スイッチングの過度期には $L_{11}+L_{12}$ に高い電圧を印加する必要がある。その為、クランプ電圧 V_c を V_{N1} よりも比較的大きな電圧にする。

- ④ ΔT において、コンデンサ C_s に充電される全電荷量 Q を求める。

L_{in} に流れる電流のピーク電流を i_p と定義する。漏れインダクタンス L_1 には $(V_c - V_{n1})$ の定電圧が印加されている。よって電流は線形的に増加する。逆にコンデンサ C_s に流れ込む電流 I_0 は図 12 のように i_0 から線形的に減少する。電荷量は電流時間積でもとまるから、 ΔT においてコンデンサ C_s に充電される全電荷量 Q は式(20)で求めることができる。

$$Q = \text{電流} \times \text{時間} = \frac{1}{2} \cdot i_0 \cdot \Delta T \cdots \cdots (20)$$

- ⑤ 全電荷量 Q より、式(22)を用いて充電されることによって上昇する電圧を ΔV がわかる。

$$Q = C \cdot V \cdots \cdots (21)$$

$$\Rightarrow \Delta V = \frac{C_s}{Q} \cdots \cdots (22)$$

- ⑥ ΔV より、式(24)を用いてスイッチング 1 周期あたりの蓄積されるエネルギー P を求める

$$P = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \cdots \cdots (23)$$

$$\Rightarrow P = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot ((V_c + \Delta V)^2 - V_c^2) \cdots \cdots (24)$$

- ⑦ P を動作周波数 f を用いて、式(25)より 1[sec] 当たりの電力 W_0 を求める。

$$W_0 = f \cdot P \cdots \cdots (25)$$

- ⑧ W_0 を用いて、式(26)より C_s が充電されている ΔT 以外 ($= T - \Delta T$) で放電する抵抗 R_s を求める。

$$\frac{W_0}{1 - \frac{\Delta T}{T}} = \frac{V_c^2}{R_s} \cdots \cdots (26) \quad (\because T = \frac{1}{f})$$

ただし、 ΔT が非常に小さい時では式(27)で放電する抵抗 R_s を求めても問題ない。

$$W_0 \cong \frac{V_c^2}{R_s} \cdots \cdots (27)$$

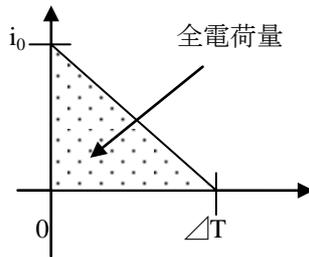


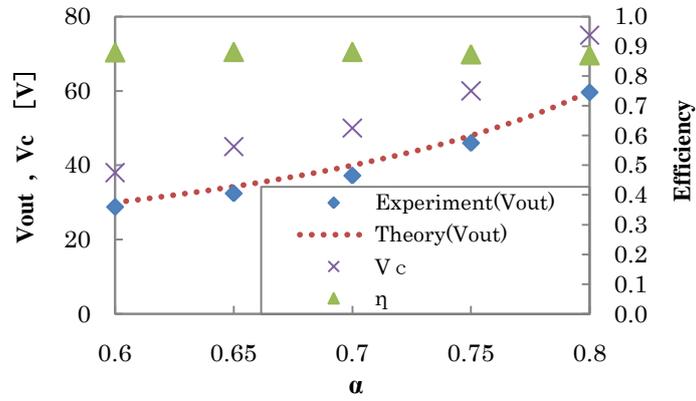
図 12 C_s に流れる電流の時間経過

4.2 提案するスナバの設計法を適用した試作機

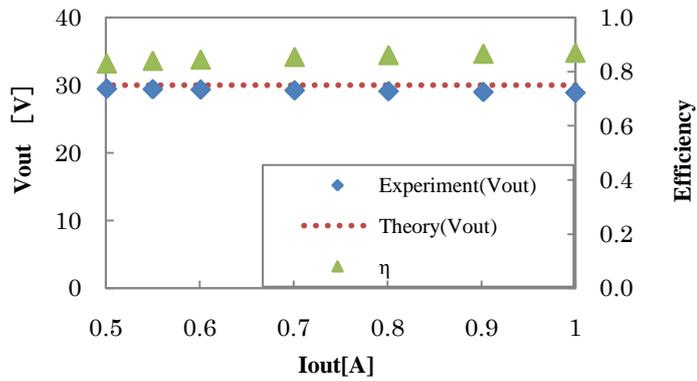
4.1 節で示したスナバの設計法を適用した試作機のパラメータを表 3 に示す. そして図 13(a) に出力電流を 1.00[A] に固定し通流率 α を変化させたときの出力電圧 V_{out} とクランプ電圧 V_c , 効率 η を, (b) に通流率を 0.6 に固定し出力電流 I_{out} を変化させたときの出力電圧 V_{out} と効率 η を示す. さらに, 図 14(a) にスナバコンデンサ C_s , (b) にスイッチ素子 Q_1 の電圧電流波形を示す.

表 3 試作機のパラメータ

入力電圧 V_{in}	12[V]
入力電流(最大値) I_p	5.9[A] (Efficiency : 0.9, Ripple : 0.4[A])
出力電圧 V_{out}	30~60[V]
出力電流 I_{out}	1[A]
励磁インダクタンス L_m	0.390[mH]
N_1 漏れインダクタンス L_{l1}	0.476[μ H]
N_2 漏れインダクタンス L_{l2}	0.324[μ H]
N_3 漏れインダクタンス L_{l3}	0.824[μ H]
巻数比 $n_1:n_2$	8:8
クランプ電圧 V_c	73[V]
スナバ放電抵抗 R_s	3195[Ω] (計算値 : 3433[Ω])
スナバコンデンサ C_s	3.06[μ F]
MOSFET Q_1, Q_2	2SK1382
ダイオード D_1, D_2, D_s	31DF2
リアクトル L	568[μ H]
コンデンサ C_{out}	6800[μ F]



(a)出力電圧, クランプ電圧, 効率 - 通流率 特性



(b)出力電圧, 効率 - 出力電流 特性

図 13 諸特性

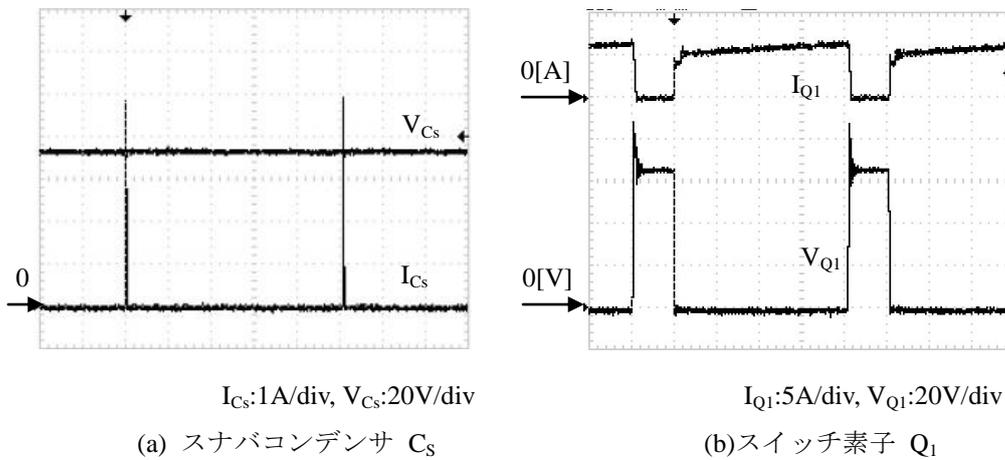


図 14 電圧電流波形

図 13 では理論値と測定値でよく一致した結果が得られている。さらに図 14(a)で、スナバコンデンサのクランプ電圧 V_c は 73[V]であり設計値とよく一致した実験結果が得られており、図 14(b)においてスイッチ素子 Q_1 のサージ電圧がスナバによって抑制されている事がわかる。

5. まとめ

本技術メモにおいて、以下のようにサージ電圧の発生原理を明確にした。

- (1)電圧型 DC-DC コンバータのサージ電圧は、寄生インダクタンスに蓄えられたエネルギーによって生じる。
- (2)電流型 DC-DC コンバータのサージ電圧は、転流先の寄生インダクタンスにより転流が妨げられることにより生じる。

以上の事から、電流型 DC-DC コンバータを設計する際には、サージ電圧を生じさせる寄生インダクタンスが電圧型と異なることに注意が必要である。そして 3.3 節では電流型 DC/DC コンバータのサージ電圧を求める式を、4.1 節では電流型 DC/DC コンバータに適したスナバ回路の設計法をそれぞれ提案した。また、この提案したサージ電圧を求める式とスナバ設計法は、実験およびシミュレーションにより検証を行い、所望の結果を確認している。

参考文献

- (1) 平地研究室技術メモ No.20100228, 「電流型 DC/DC コンバータについて」
- (2) 平紗多賀夫: 「パワーエレクトロニクス」, 共立出版(1992), p25
- (3) Takayuki Murai, Koji Morita, Takao Yoshikawa: “Reduction of Circuit Inductance in Power Modules for Electric Vehicles”, YAMAHA MOTORS TECHNICAL REVIEW (2004-3), pp.37-43
- (4) 電気学会ソフトスイッチング技術とその実用化最新動向調査専門委員会編: 「ソフトスイッチング技術とその実用化最新動向」, 電気学会技術報告書, 第 1119 号(2008-6)
- (5) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会: 「パワーエレクトロニクス回路」, オーム社出版 (2000) , p37
- (6) 大野榮一: 「パワーエレクトロニクス入門 (改訂 4 版)」, オーム社 (2009), p86
- (7) 原田耕作: 「スイッチングコンバータの基礎」, コロナ社(1992), p31
- (8) 菅山: 「IGBT のスナバ回路」, 日立パワーデバイス技術情報 PD Room(1997-5), No.6
- (9) 吉富大祐, 平地克也: 「電流型のフォワード型 DC-DC コンバータの提案」, 電気学会研究会資料, SPC-10-002(2010), pp.17-22