九州大学学術情報リポジトリ
Kyushu University Institutional Repository

カレントダブラー整流方式を用いたZVS-PWMコンバータの解析

田中, 秀和
九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム工学専攻 : 博士後期課程

有馬, 雄吾
九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム工学専攻 : 修士課程

二宮, 保
九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム工学専攻

https://doi.org/10.15017/1515673

出版情報：九州大学大学院システム情報科学紀要. 5 (1), pp.111-117, 2000-03-24. 九州大学大学院システム情報科学研究院
バージョン：
権利関係：

KYUSHU UNIVERSITY

九州大学大学院
システム情報科学研究科報告
第5巻　第1号　平成12年3月

Research Reports on Information Science and
Electrical Engineering of Kyushu University
Vol.5, No.1, March 2000

カレントダブラー整流方式を用いたZVS-PWMコンバータの解析

田中秀和*・有馬雄吾**・二宮　保***

Analysis of a ZVS-PWM Converter with a Current Doubler Type Rectifier

Hidekazu TANAKA, Yugo ARIMA and Tamotsu NINOMIYA

(Received December 10, 1999)

Abstract: A ZVS-PWM controlled converter with a Current-Doubler type synchronous rectifiers (SRs) is analyzed by state analysis. As a result, it is cleared that the deadtime of the SRs are in proportion to the value of resonant inductor or input voltage. Furthermore, the ZVS conditions of the SRs are analyzed. The analytical results are confirmed by the experimental results.

Keywords: PWM control, Zero-voltage-switching, Synchronous rectifier, Current-doubler

1. まえがき

スイッチングコンバータは，多くの電子機器の電源として使用され，近年は特に，低電圧化・大容量化が要求されている．さらに，電磁ノイズ環境の観点から，スイッチングコンバータから発生するノイズを抑制することも要求されている．一般に，電流容量の大きいスイッチング素子は大きな出力キャパシタンスを持ち，そこに蓄積された電荷がスイッチング素子のターンオン時に損失として消費され，効率低下の原因となる．この損失を抑制する手段の一つとして，スイッチング素子のゼロ電圧スイッチング(ZVS)動作が挙げられる．これは，スイッチング素子の出力容量の蓄積電荷をターンオン前に引き抜くことで，素子のターンオン時の損失を理論上ゼロにできるという特長をもつ．このZVS動作を簡単な回路で実現する方法として，アクティブクランプ回路[1]が提案されている．また，スイッチング動作によって得られた高周波交流電圧から直流電圧を得る方法として，種々の整流方式が存在するが，その中でもカレントダブラー形整流回路[2]は，出力リプルを小さくすることができる特長をもつため，出力電圧の低ノイズ化を実現できる．また，低出力電圧化の要求に対しては，整流回路にFETを用いた同期整流回路を使用することで，整流時の導通損失を低減できることがわかっている．これら三つの技術を組み合わせることにより，現在までにアクティブクランプとカレントダブラー形同期整流回路を用いたZVS-PWMコンバータが提案されている．このコンバータのスイッチング素子においては，アクティブクランプ回路によりZVS動作が実現できているものの，同期整流回路のFETに対するZVS動作は実現できていない．このため，同期整流回路において非常に大きい出力ノイズ電圧および損失が発生し，十分な低ノイズ化および高効率化が実現できなかった．

このような状況のもと，筆者らはさきにアクティブクランプおよびカレントダブラー整流方式を用いたZVS-PWMコンバータを提案した[3]．このコンバータは，アクティブクランプを用いた方形波インバータと，カレントダブラー形同期整流回路の間に直列共振回路を挿入することにより，同期整流回路のFETの切り替え時に部分共振を起こしてゼロ電圧スイッチングを可能とする特長をもつ．このため，コンバータの高効率化および低ノイズ化が実現できる．本論文では，先に提案したコンバータの動作を状態分けにより解析し，同期整流回路のFETのゼロ電圧スイッチング条件を求めた．更に試作器を用いて，入力電圧40～60V，スイッチング周波数200kHz，出力電圧3.3V，出力電流0～10Aに対する実験を行った結果，解析結果と実験結果は良好な一致を示し，同期整流FETが実用範囲全体にわたってZVS可能となることが確認された．

2. 回路構成および動作原理

Fig. 1に筆者らがさきに提案したカレントダブラー整流方式ZVS-PWMコンバータを示す．また，**Fig. 2**にそれらの各部波形を示す．本コンバータに使用した回路パラメータを**Table 1**に示す．主スイッチS_1，補助スイッチS_2，クランプ用キャパシタC_AとインダクタL_Aでアクティブクランプ回路を付加した矩形波インバータを構成する．L_Aの両端には，C_rとL_rによる直列共振回路およびトランスの1次側が接続される．トランスの1次側に

平成11年12月10日　受付
* 電気電子システム工学専攻博士後期課程
** 電気電子システム工学専攻修士課程
*** 電気電子システム工学専攻

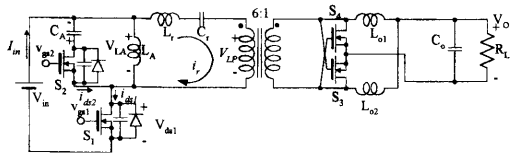


Fig. 1　ZVS-PWM converter with active clamp and current doubler type synchronous rectifying circuit

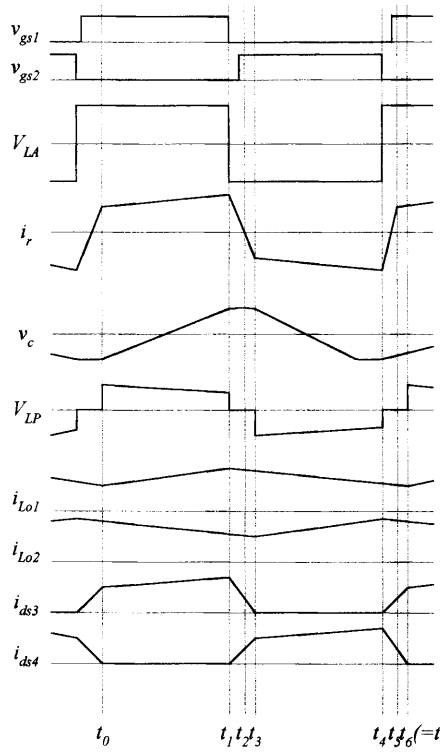


Fig. 2　Key waveforms

印加された電圧は，トランスにより降圧されたあと，カレントダブラー方式同期整流回路で整流し，平滑回路を通じて負荷に電力を供給する．なお，スイッチング周波数を共振回路の共振周波より若干高く設定することにより，共振電流が位相遅れとなりZVS動作が可能となる．つぎに，回路動作について説明する．**Fig. 2** に示すように，アクティブクランプ回路と主スイッチ S_1は，主スイッチの時比率によって振幅変調される矩形波を作る．スイッチ S_1, S_2はデッドタイム T_dを挟んで交互にオン・オフを繰り返す．デッドタイム期間中にインダクタ L_Aの励磁電流で S_1, S_2の出力キャパシタを充放電することによってZVS動作させる．同期整流回路のZVS動作については，次節で詳細に説明する．

3. 解　　析

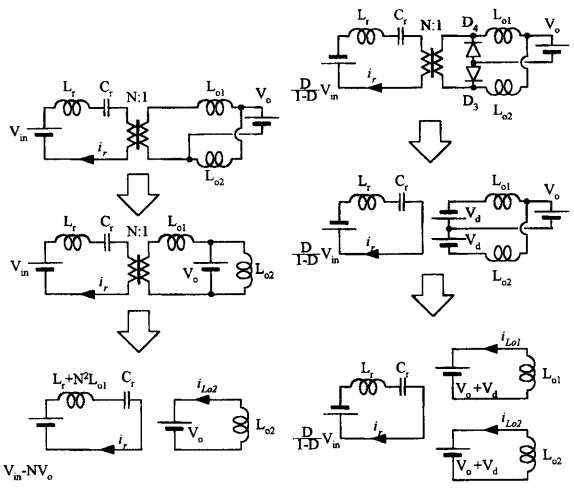
3.1 コンバータの動作状態

Fig. 3(a)～(d) に本コンバータの各動作状態を示す．このコンバータの状態遷移は，時比率によらず，常に 1-2-3-4 である．

Table 1　Parameter value of the converter

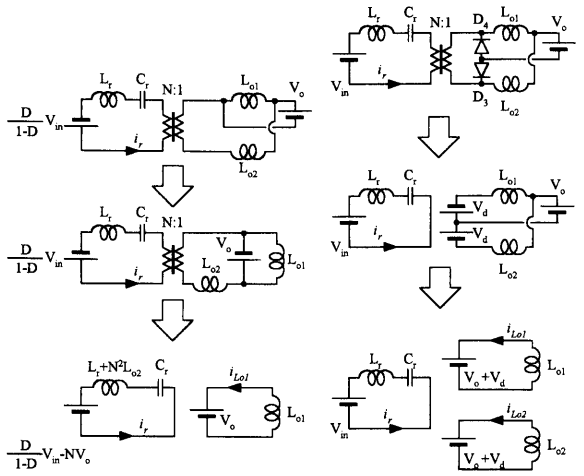
V_{in}	48V (nominal)
C_A	1 μF
L_A	73 μH
S_1, S_2	IRF540
L_r	19.1 μH
Leakage Inductor of trans L_1	4.66 μH
C_r	33.4nF
$\dfrac{1}{2\pi\sqrt{(L_r+L_l)C_r}}$	178kHz
switching frequency f_s	200kHz
turns ratio N	6
S_3, S_4	MTP75N05HD
C_{o1}	220 μF
L_{o1}, L_{o2}	10 μH

状態 1　($t=t_0\sim t_1$)：**Fig. 3(a)** に状態1の等価回路を示す．メインスイッチ S_1がオン状態であるため，共振回路には入力電圧が加わっている．スイッチ S_4がオフ状態である期間，スイッチ S_3はトランス2次側の電圧によりオン状態となる．従って，出力インダクタ L_{o1}は共振電流によって充電される．この状態は，エネルギーが入力側から出力側へ伝達されている期間である．この等価回路において，共振電流 i_r，共振キャパシタの両端電圧およびインダクタ L_{o2}の初期値をそれぞれ $i_r(t_0)=i_{r0}$，$v_c(t_0)=v_{c0}$，$i_{Lo2}(t_0)=i_{Lo20}$ とすると，共振電流 $i_r(t)$，共振キャパ



(a) ($t=t_0\sim t_1$)　　(b) ($t=t_1\sim t_3$)

Fig. 3　Equivalent circuit for state 1～4



(c) ($t=t_3\sim t_4$)　　(d) ($t=t_4\sim t_6$)

Fig. 3　Equivalent circuit for state 1～4

シタの両端電圧 $v_c(t)$，出力インダクタ L_{o1}および L_{o2}の電流 $i_{Lo1}(t)$および $i_{Lo2}(t)$はそれぞれ次式で表される．

$$i_r(t)=i_{r0}\cos\omega_1(t-t_0)+\frac{V_{in}-v_{c0}-NV_0}{\omega_1(L_r+N^2L_{o1})}\sin\omega_1(t-t_0) \tag{1}$$

$$v_c(t)=V_{in}-NV_o+(v_{c0}-V_{in}+NV_o)\cos\omega_1(t-t_0)+\frac{i_{r0}}{\omega_1C_r}\sin\omega_1(t-t_0) \tag{2}$$

$$i_{Lo1}(t)=N\cdot i_r(t) \tag{3}$$

$$i_{Lo2}(t)=i_{Lo20}-\frac{V_o+V_d}{L_{o2}}(t-t_0) \tag{4}$$

ここで，

$$\omega_1=\frac{1}{\sqrt{C_r(L_r+N^2L_{o1})}} \tag{5}$$

次に，状態1から状態2への移り変わりについて説明する．時刻 t_1で入力電圧が反転した瞬間のトランス両端電圧 V_{Lp}は，式(2)および式(3)において V_{in}を $-DV_{in}/(1-D)$ と置き換え，$t=t_0$ における各部初期値を $i_r(t_1)=i_{r1}$，$v_c(t_1)=v_{c1}$ と仮定すると，次式で表される．

$$V_{Lp}=\lim_{t\to t1}\left(-\frac{D}{1-D}V_{in}-L_r\frac{di_r(t)}{dt}-v_c(t)\right) \tag{6}$$

(2)，(3)，(4)式より，

$$V_{Lp}=-\frac{D}{1-D}V_{in}-v_{c1}-\frac{L_r}{(L_r+N^2L_{o1})}(V_{in}-v_{c1}-NV_o) \tag{7}$$

となる．また，今回使用したパラメータでは，$L_r\ll N^2L_{o1}$，が成り立つため，

$$V_{Lp}=\frac{D}{1-D}V_{in}-v_{c1} \tag{8}$$

となる．$v_{c1}>0$ であるため，入力電圧が反転した瞬間，トランス1次側電圧 V_{Lp}は負の大きな電圧となる．従ってトランス2次側電圧にも負の電圧が加わるため，スイッチ S_4のボディダイオード D_4がオン状態となり，スイッチ S_3および S_4のボディダイオード D_3，D_4が同時オンとなると同時にトランス1次側の両端電圧はゼロとなり，状態2へ移行する．

状態2　($t=t_1\sim t_3$)：**Fig. 3(b)**に状態2の等価回路を示す．メインスイッチ S_2がオン状態となり，共振回路に $-DV_{in}/(1-D)$ の電圧が加わり，共振電流は減少し始める．この期間では，L_rおよび C_rからなる直列共振回路の部分共振によって D_3および D_4が同時オンとなって，スイッチ S_3のボディダイオード共振電流は減少し，スイッチ S_3に流れていた電流はスイッチ S_4の蓄積電荷を放電しつつ S_4へ切り替わる．このためスイッチ S_4の ZVS が実現される．共振電流は $t=t_2$ で反転したあと，負の方向へ増加する．**Fig. 3(b)**に示す等価回路において，$t=t_1$ における初期値を $i_r(t_1)=i_{r1}$，$v_c(t_1)=v_{c1}$，$i_{Lo2}(t_1)=i_{Lo21}$ またダイオードの順方向降下電圧を V_dとすると，$i_r(t)$，$v_c(t)$，$i_{Lo1}(t)$および $i_{Lo2}(t)$は次式で表される．

$$i_r(t)=i_{r1}\cos\omega_2(t-t_1)+\frac{-\frac{D}{1-D}V_{in}-v_{c1}}{\omega_2L_r}\sin\omega_2(t-t_1) \tag{9}$$

$$v_c(t)=-\frac{D}{1-D}V_{in}+\left(v_{c1}+\frac{D}{1-D}V_{in}\right)\cos\omega_2(t-t_1)+\frac{i_{r1}}{\omega_2C_r}\sin\omega_2(t-t_1) \tag{10}$$

$$i_{Lo1}(t)=N\cdot i_{r1}-\frac{V_o+V_d}{L_{o1}}(t-t_1) \tag{11}$$

$$i_{Lo2}(t)=i_{Lo21}-\frac{V_o+V_d}{L_{o2}}(t-t_1) \tag{12}$$

ここで，

$$\omega_2=\frac{1}{\sqrt{C_rL_r}} \tag{13}$$

である．また，負方向に増加した共振電流のトランス2次側換算値 $N\cdot i_r(t)$ の大きさがインダクタ L_{o2}を流れる電流 $i_{Lo2}(t)$の大きさと等しくなったとき，インダクタ L_{o2}が充電開始され，状態3へ移行する．

状態3　($t=t_3\sim t_4$)：**Fig. 3(c)**に状態3の等価回路を示す．この状態は，状態1と対称な状態である．サブスイッチ S_2がオン状態であるため，共振回路には $-DV_{in}/(1-D)$ なる電圧が加わっている．スイッチ S_3がオフ状態である期間，スイッチ S_4はトランス2次側の電圧によりオン状態となる．この等価回路において，$i_r(t)$，$v_c(t)$，

$i_{Lo1}(t)$, $i_{Lo2}(t)$は，$t=t_3$ における初期値をそれぞれ $i_r(t_3)=i_{r3}$, $v_c(t_3)=v_{c3}$, $i_{Lo1}(t_3)=i_{Lo13}$ として，

$$i_r(t)=i_{r3}\cos\omega_3(t-t_3)+\frac{-\frac{D}{1-D}V_{in}-v_{c3}+NV_o}{\omega_1(L_r+N^2L_{o2})}\sin\omega_3(t-t_3) \quad (14)$$

$$v_c(t)=\frac{-D}{1-D}V_{in}+NV_o+\left(v_{c3}+\frac{D}{1-D}V_{in}-NV_o\right)\cos\omega_3(t-t_3)+\frac{i_{r3}}{\omega_1 C_r}\sin\omega_3(t-t_3) \quad (15)$$

$$i_{Lo1}(t)=i_{Lo13}-\frac{V_o+V_d}{L_{o1}}(t-t_3) \quad (16)$$

$$i_{Lo2}(t)=N\cdot i_r(t) \quad (17)$$

ここで，

$$\omega_3=\frac{1}{\sqrt{C_r(L_r+N^2L_{o2})}} \quad (18)$$

状態1と同様に，共振回路の入力電圧が反転することによって，状態4へと移行する．

状態4　($t_4\sim t_6$)：**Fig. 3(d)**に状態4の等価回路を示す．この状態は，状態2と対称な状態である．メインスイッチ S_1がオン状態となり，共振回路には入力電圧 V_{in}が印加される．この期間では，D_3および D_4が同時オンとなって共振電流は増加し，スイッチ S_4に流れていた電流はスイッチ S_3の蓄積電荷を放電しつつ S_3へ切り替わる．このためスイッチ S_3の ZVS が実現される．共振電流は $t=t_5$ で反転したあと，増加する．**Fig. 3(d)**に示す等価回路において，$t=t_4$ における初期値をそれぞれ $i_r(t_4)=i_{r4}$, $v_c(t_4)=v_{c4}$, $i_{Lo1}(t_4)=i_{Lo14}$ とし，ダイオードの順方向降下電圧を V_dとすると，$i_r(t)$, $v_c(t)$, $i_{Lo1}(t)$, $i_{Lo2}(t)$は次式で表される．

$$i_r(t)=i_{r4}\cos\omega_2(t-t_4)+\frac{V_{in}-v_{c4}}{\omega_2 L_r}\sin\omega_2(t-t_4) \quad (19)$$

$$v_c(t)=-V_{in}+(v_{c4}+V_{in})\cos\omega_2(t-t_4)+\frac{i_{r4}}{\omega_2 C_r}\sin\omega_2(t-t_4) \quad (20)$$

$$i_{Lo1}(t)=i_{Lo14}-\frac{V_o+V_d}{L_{o1}}(t-t_4) \quad (21)$$

$$i_{Lo2}(t)=N\cdot i_{r4}-\frac{V_o+V_d}{L_{o2}}(t-t_4) \quad (22)$$

ここで，ω_2は式(13)で表される．状態2と同様に，増加した共振電流のトランス2次側換算値 $N\cdot i_r(t)$ の大きさがインダクタ L_{o1}を流れる電流 i_{Lo1}と等しくなったとき，状態1へ移行する．

3.2　同期整流回路のデッドタイム

まず最初に，ここではスイッチ S_3からスイッチ S_4へ切り替わる状態，つまり状態2の期間について説明する．状態2の(9)式および(10)式において，$\cos(\omega_2(t-t_1))$ および $\sin(\omega_2(t-t_1)$ を級数展開すると，

$$\cos\omega_2(t-t_1)=1-\frac{(\omega_2(t-t_1))}{2!}+\frac{(\omega_2(t-t_1))^4}{4!}-\cdots$$

$$\sin\omega_2(t-t_1)=\omega_2(t-t_1)-\frac{(\omega_2(t-t_1))^3}{3!}+\frac{(\omega_2(t-t_1))^5}{5!}-\cdots \quad (23)$$

と表される．ここで，状態2の期間は周期 $2\pi/\omega_2$ に比べて非常に短いため，上式の第1項のみで近似できる．従って，状態2における共振電流 $i_r(t)$およびインダクタ L_{o2}の電流 $i_{Lo2}(t)$は以下のように表される．

$$i_r(t)=i_{r1}+\frac{-\frac{D}{1-D}V_{in}-v_{c1}}{L_r}(t_3-t_1) \quad (24)$$

$$i_{Lo2}(t)i_{Lo21}-\frac{V_o+V_d}{L_{o2}}(t_3-t_1) \quad (25)$$

ここで，共振電流 $i_r(t)$をトランスの2次側に換算した値が $i_{Lo2}(t)$の大きさを超えたとき，インダクタの電圧が反転して状態が変わるが，この瞬間の時刻が t_3であるため，その境界は，

$$|i_{Lo2}(t_3)|=|N\cdot i_r(t_3)| \quad (26)$$

と表される．また，状態2の期間，つまりデッドタイムの期間を t_{d1}とすると，

$$t_{d1}=t_3-t_1 \quad (27)$$

よって，式(24)～(27)から t_{d1}を求めると，

$$t_{d1}=\frac{i_{Lo21}+N\cdot i_{r1}}{\frac{V_o+V_d}{L_{o2}}+\frac{N}{L_r}\left(\frac{D}{1-D}V_{in}+v_{c1}\right)} \quad (28)$$

となる．ここで，L_rを0に近づけると，

$$\lim_{L_r\to 0}t_{d1}=\lim_{L_r\to 0}\left[\frac{i_{Lo21}+N\cdot i_{r1}}{\frac{V_o+V_d}{L_{o2}}+\frac{N}{L_r}\left(\frac{D}{1-D}V_{in}+v_{c1}\right)}\right]=0 \quad (29)$$

となり，L_rが小さい，つまり共振回路の特性インピーダンスが0に近いほど，デッドタイムが短くなることがわかる．同様に，状態4においても $t_{d2}=t_6-t_4$ とおいて，t_{d2}について解くと，

$$t_{d2}=\frac{i_{Lo14}-N\cdot i_{r4}}{\dfrac{V_o+V_d}{L_{o1}}+\dfrac{N}{L_r}(V_{in}-v_{c4})} \tag{30}$$

となり，ここで L_r を 0 に近づけると，

$$\lim_{L_r\to 0}t_{d2}=\lim_{L_r\to 0}\left[\frac{i_{Lo14}-N\cdot i_{r4}}{\dfrac{V_o+V_d}{L_{o1}}+\dfrac{N}{L_r}(V_{in}+v_{c4})}\right]=0 \tag{31}$$

となる．ただし，$i_{r4}<0$，$v_{c4}<0$．

3.3 同期整流 FET の ZVS 条件

まず，期間 $t_1\sim t_3$ におけるスイッチ S_4 の ZVS 条件を求める．S_4 の寄生容量 C_{ds4} に充電されている電荷量が S_4 のドレイン電流 i_{d4} によって時間 t_{d1} 内に放電される電荷量を上回れば良い．従って，$t=t_1$ における C_{ds4} の両端の電圧を V_{ds4} とすると，ZVS 条件は以下のように表される．

$$C_{ds4}\cdot V_{ds4}\le\int_{t_1}^{t_1+t_{d1}} i_{ds4}(t)dt \tag{32}$$

まず，寄生容量 C_{ds4} に加わる電圧 V_{ds4} を求める．
状態 1 における C_{ds4} を考慮した等価回路は，スイッチ S_4 がオン状態であるため，**Fig. 4** のように表される．図において，$t=t_1$ における V_{ds4} は，

$$V_{ds4}=\lim_{t\to t_1}\left[\frac{1}{N}\left\{V_{in}-L_r\frac{di_r(t)}{dt}-v_c(t)\right\}\right] \tag{33}$$

ここで，

$$i_r(t)=i_{r1}\cos\omega_1(t-t_1)+\frac{V_{in}-v_{c1}-NV_o}{\omega_1(L_r+N^2L_{o1})}\sin\omega_1(t-t_1) \tag{34}$$

$$v_c(t)=-\frac{D}{1-D}V_{in}-NV_o+\left(v_{c1}+\frac{D}{1-D}V_{in}+NV_o\right)\cos\omega_1(t-t_1)+\frac{i_{r1}}{\omega_1C_r}\sin\omega_1(t-t_1) \tag{35}$$

また，今回使用したパラメータについては，$L_r\ll N^2L_{o1}$ が成り立つ．
よって，式(33)～(35)より，V_{ds4} は

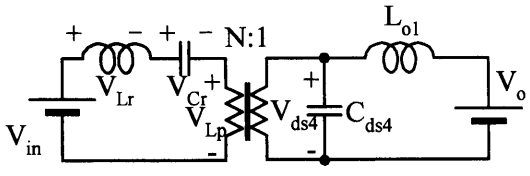


Fig. 4 Equivalent circuit for state 1 with parasitic capacitance C_{ds4}

$$V_{ds4}=\frac{1}{N}(V_{in}-v_{c1}) \tag{36}$$

と表される．次に，i_{ds4} を求める．
Fig. 5(a) より，

$$i_{ds4}(t)=i_{Lo1}(t)-N\cdot i_r(t) \tag{37}$$

また，**Fig. 5(a)** における $i_r(t)$ およびインダクタ電流 $i_{Lo1}(t)$ はそれぞれ式(9)，(11)で表される．ここで，$i_r(t)$ が 0 付近で非常に短い期間 t_{d1} だけ変化するとし，式(38)のように簡単化する．

$$i_r(t)=\left\{N\cdot i_{r1}-\frac{N}{L_r}\left(\frac{D}{1-D}V_{in}+v_{c1}\right)\right\}(t-t_1) \tag{38}$$

従って式(32)，(36)，(38)より，スイッチ S_4 の ZVS 条件は

$$\frac{C_{ds4}}{N}(V_{in}-v_{c1})\le\frac{1}{2}t_{d1}^2\left\{\frac{N}{L_r}\left(\frac{D}{1-D}V_{in}+v_{c1}\right)-\frac{V_o+V_d}{L_{o1}}\right\} \tag{39}$$

となる．ここで，t_{d1} は式(28)によって表される．

同様に期間 $t_4\sim t_6$ における S_3 の ZVS 条件を求める．$t=t_3$ における C_{ds3} の両端の電圧を V_{ds3} とすると，ZVS 条件は以下のように表される．

$$C_{ds3}\cdot V_{ds3}\le\int_{t_3}^{t_3+t_{d2}} i_{ds3}(t)dt \tag{40}$$

また，$i_{ds3}(t)$ は，**Fig. 5(b)** によって

$$i_{ds3}(t)=i_{Lo2}(t)+N\cdot i_r(t) \tag{41}$$

で表される．S_4 の ZVS 条件と同様に状態 4 において $i_r(t)$ を近似し，S_3 に対する ZVS 条件を求めると，

$$\frac{C_{ds3}}{N}\left(\frac{D}{1-D}V_{in}+v_{c3}\right)\le\frac{1}{2}t_{d2}^2\left\{\frac{N}{L_r}(V_{in}-v_{c3})-\frac{V_o+V_d}{L_{o2}}\right\} \tag{42}$$

となる．ここで，t_{d2} は式(30)で表される．

4. 実験結果との比較

以下に実験結果と比較した解析結果を示す．なお，解析値を算出するにあたり，初期値として PSpice による

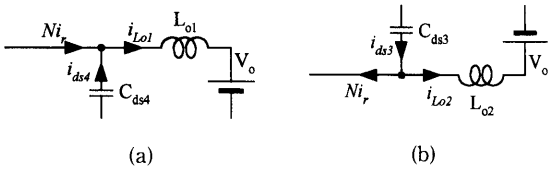
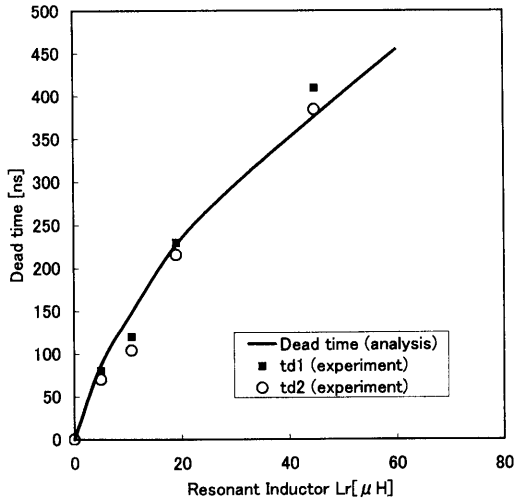


Fig. 5 Current flow in the equivalent circuit



(V_{in}=48V , Io= 5 A , D=0.5)

Fig. 6 Dead time characteristics for resonant inductor variation

シュミレーションの結果を導入した。

4.1 共振インダクタ L_rとデッドタイム

Fig. 6 に入力電圧・出力電流・スイッチ S_1の時比率 D を固定したままの状態で，式(28)および式(30)より算出した同期整流回路におけるデッドタイムの解析結果および実験結果を示す．

4.2 デッドタイムの入力電圧変動による特性

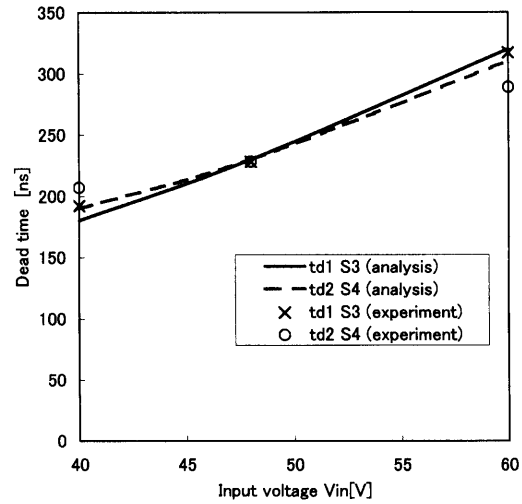
Fig. 7 に出力電流およびスイッチ S_1の時比率 D を固定したままの状態で，式(28)および式(30)により算出した同期整流回路におけるデッドタイムの解析結果および実験結果を示す．**Fig. 6** および **Fig. 7** より，入力電圧および直列共振インダクタ L_r対してほぼ比例してデッドタイム t_{d1}および t_{d2}が増加していることから，式(28)および式(30)の分母第2項が支配的であることがわかる．

4.3 デッドタイムの負荷電流変動による特性

Fig. 8 に入力電圧およびスイッチ S_1の時比率 D を固定したままの状態で，式(28)および式(30)により算出した同期整流回路におけるデッドタイムの解析結果および実験結果を示す．実験結果と解析結果はよく一致しており，解析の妥当性が得られた．

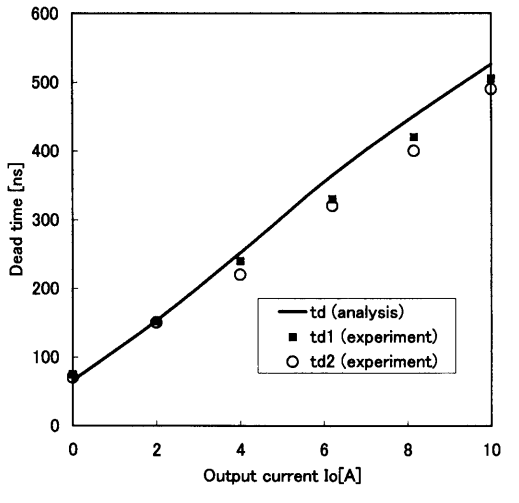
4.4 同期整流 FET の ZVS 範囲

実験に使用したパラメータの範囲内では，式(39)および(42)において，実験したパラメータにおいて常に右辺が左辺より十分大きくなる．つまり，スイッチ S_3および S_4の寄生容量に加わる電圧が小さいため寄生容量に蓄積されている電荷量が少ないうえ，放電時には非常に大きい電流で放電するため，デッドタイム期間中に放電する電荷量が多い．このためすべての範囲で ZVS が実現する．さらに ZVS 動作時には，式(39)および(42)において等号が成り立つインダクタ L_rの値を求めると，約1.11μHとなり，トランス1次側に存在する漏れインダクタより小さい値となる．従って **Fig. 8** に示すように，L_rをゼロにした場合でも最低66nsのデッドタイムが発生する．このように，本コンバータにおいては，短いデッドタイム期間でもスイッチ S_3および S_4の ZVS が十分実現可能である．



(I_o=5A , D=0.5, L_r=23μH)

Fig. 7 Dead time characteristics for input voltage variation



(V_{in}=48V , D=0.5, L_r=23μH)

Fig. 8 Dead time characteristics for output current variation

5. むすび

さきに筆者らが提案したカレントダブラー方式整流回路を用いたZVS-PWMコンバータの動作を状態分けにより解析した．その結果，同期整流回路に使用されているFETのデッドタイム期間が，直列共振用のインダクタおよび入力電圧に対してほぼ比例して増加することがわかった．また，負荷電流に対してもほぼ比例することがわかった．さらに同期整流回路のゼロ電圧スイッチング条件を求めた．その結果，実用範囲全体にわたって同期整流FETのZVS動作が実現されていることがわかった．更に試作器を用いて，入力電圧40～60V，スイッチング周波数200kHz，出力電圧3.3V，出力電流0～10Aに対する実験を行った結果，解析結果と実験結果は良好な一致を示した．

本研究の一部は，平成10－12年度科学研究費補助金（基盤研究(B) No. 10450106）に依ったことを記し，謝意を表する．

参考文献

1) B. Carsten, "High Power SMPS Require intrinsic reliability," PCI '81 Proc., pp. 118-132, Sept., 1981.
2) C. Peng, O. Seiersen: "New Efficient High Frequency Rectifier Circuit," HFPC1991, Proc. pp. 236-243, June, 1991.
3) H. Tanaka, T. Ninomiya, Y. Okabe, T. Zaitsu: "Low Noise Characteristics of a ZVS-PWM Controlled Series Resonant Converter with Active Clamp and Synchronous Rectification," IEEE APEC '99 Record, Vol. 1, pp. 146-152, March 1999.