高電圧入力ソフトスイッチング方式電力変換器 に用いる共振回路の試験装置

正員 松尾博文 (長崎大学工学部)
 非会員 石塚洋一 (長崎大学工学部)
 正員 飯田克二 (日本ガイシ(株))
 正員 佐久間 健 (日本ガイシ(株))

A Novel Test Equipment for Resonant Circuits Used in High Input Voltage Soft-Switching Type Power Conversion Systems

Hirofumi Matsuo, Member, Yoichi Ishizuka, Non-member (Nagasaki Univ.), Katsuji Iida, Member, Takeshi Sakuma, Member (NGK Insulators, Ltd.)

Recently, the soft-switching techniques have been gradually introduced into dc-ac inverters and dc-dc converters. The resonance phenomena generated by the inductor and capacitor are usually employed to achieve the soft-switching of main power switches and diodes in these power conversion circuits. In this paper, the novel test equipment for resonant circuits is proposed and analysed, which enables us to examine the performance characteristics of the inductor and capacitor in the high voltage resonant circuit by using the relatively low voltage power supply.

キーワード：ソフトスイッチング, ARCP, 共振回路, 試験回路

1. ま え が き

近年、インバータやコンバータにおいて主スイッチ素子を零電圧あるいは零電流でスイッチングする、いわゆるソフトスイッチング方式が注目されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。一般にこのソフトスイッチングを実現するためには、リアクトルとキャパシタによる共振現象が利用されている。この場合、入力電圧が1500V程度の高電圧のインバータやコンバータにおいては、共振用のリアクトルやキャパシタが従来の仕様のもものでは使用できない場合があり、新たに開発することが必要となる。しかし、このための試験装置は開発されておらず、応用されるソフトスイッチング方式のインバータやコンバータなどを用いて、共振用のリアクトルやキャパシタの試験を行わねばならず、いくつかの問題点が指摘されている^{(4),(5)}。

本論文では、比較的低電圧の直流電源と簡単な回路構成を用いる事により高い入力電圧のソフトスイッチング方式のインバータやコンバータを利用する事なく、これらで応用される共振用のリアクトルやキャパシタの試験を行うことのできる試験回路を提案し、その動作について検討したので報告する。まず、共振用のリアクトルやキャパシタについて実験や特性試験を行う場合の問題点を明らかにする。

次に提案する試験回路の動作を解析し、実験による動作確認を行う。

2. 従来の問題点

ここでは実用的と思われる電力変換器を例に挙げ、ソフトスイッチング方式電力変換器についての実験や共振用リアクトルおよびキャパシタの信頼性についての試験を行う場合の問題点を明らかにする。ソフトスイッチングを利用した電力変換器の実用例として図1にARCP(Auxiliary Resonant Commutated Pole)回路を示す⁽¹⁾⁻⁽³⁾。Eは直流電源、 C_{op} および C_{on} は直流電源電圧を分圧するため直列接続された平滑キャパシタ、 S_{mp} および S_{mn} は主スイッチ素

図1 ARCP インバータ
Fig. 1. ARCP inverter.

図2 無負荷状態におけるキャパシタ電圧 v_{Csp} とインダクタ電流 i_{Ls} の一般的な波形

Fig. 2. Typical waveforms of the capacitor voltage v_{Csp} and inductor current i_{Ls} under no load condition

子, D_p および D_n は主スイッチ素子の逆並列ダイオード, C_{sp} および C_{sn} は共振キャパシタ, L_s は共振リアクトル, S_{ap} および S_{an} は逆阻止能力のある補助スイッチ素子で互いに逆並列に接続されており, 双方向性スイッチを構成している。 v_{Csp} は C_{sp} の両端の電圧, i_{Ls} は L_s を流れる電流であり, 図2に波形の説明図を示す。また, I_{Load} は負荷電流である。ここで, 主スイッチ素子 S_{mn} から S_{mp} への無負荷時の転流, すなわち主スイッチ素子 S_{mn} が導通しており, 共振キャパシタ C_{sn} の両端の電圧が零, 共振キャパシタ C_{sp} が直流電源 E の電圧 E に充電されている状態から S_{mn} をオフし, S_{mp} をオンさせる過程を説明する。

図2に示すように, 時刻 t_0 で主スイッチ素子 S_{mn} をターンオフすると同時に補助スイッチ素子 S_{ap} をターンオンする。これにより, 共振リアクトル L_s と共振キャパシタ C_{sp} , C_{sn} との間で共振が起こり, 図2の破線で示すように共振リアクトル L_s に流れる電流 i_{Ls} は正弦波状となり, 共振キャパシタ C_{sp} の両端の電圧 v_{Csp} は E から零へ移行する。また, 共振キャパシタ C_{sn} の両端の電圧は零から E へ上昇する。ところが実際の回路においては必ず損失が存在するために, 図2の実線で示すように, 主スイッチ素子 S_{mp} がターンオンする時刻 t_1 において v_{Csp} が零にならない。この状態で主スイッチ素子 S_{mp} をターンオンすると零電圧スイッチング ZVS の条件を満たさなくなり, 大きなスイッチング損失が生じる。これを防ぐために主スイッチ素子 S_{mn} をターンオフさせる前に, 補助スイッチ素子 S_{ap} と主スイッチ素子 S_{mn} が同時にオンする期間を設け, 共振リアクトル L_s に $E/2$ の電圧を印加し, 共振リアクトル L_s に流れる電流を予めある値に立ちあげておき, その後, 主スイッチ素子 S_{mn} をオフさせる, いわゆるブーストと呼ばれる動作モードを追加する⁽²⁾。これにより共振キャパシタ C_{sp} は零電圧まで放電し, 主スイッチ素子 S_{mp} のターンオン時の ZVS を

実現できる。

この ZVS を実現できないという現象は補助転流回路のスイッチ素子等における損失が無視できないことや, 共振周波数が 100kHz 以上になり, 共振リアクトルを始めとする導体の表皮効果による等価損失抵抗が増大すること起因する。また, この現象は電力変換器の小形軽量化や過渡特性の向上のためスイッチング周波数を数 kHz 以上に上げる必要が生じたり, さらに電力変換器の直流電源電圧 E が 1500V といった非常に高い用途に利用する場合に特に損失が増大して問題となる。このような用途においては, 共振リアクトルや共振キャパシタが従来の仕様のものでは使用できず, 新たに開発する必要がある。しかし, そのための実験や信頼性試験を図1に示したような実際の電力変換器を使用して行うことは以下のような点から実質的に困難である。

- (1) 直流電源電圧が非常に高い場合には, 特殊な直流電源装置を準備する必要がある。
- (2) 回路損失による共振キャパシタの転流を確実なものとするためのブースト時間を試験条件が変わる度に調整しなければならない。
- (3) 共振キャパシタを恒温槽に入れて温度試験を行う場合, 共振キャパシタだけを電線で試験装置から引っ張り出して動作させると, この電線の配線インダクタンスの影響で動作が不良となったり, 配線インダクタンスにサージ電圧が発生して主スイッチ素子を破壊する恐れがある。
- (4) 主スイッチ素子には直流電源電圧 E が印加されるため, 通常, 主スイッチ素子には E の2倍程度の電圧定格のものを使用する必要がある。このようなものは高価であり入手も困難である。

以上に述べた問題点を解決するために, 本論文では実用条件に合わせて, 試験を行う共振キャパシタの充電電圧を任意の値に調整可能であり, また放電電圧を自動的に零になるように制御できるという特徴を持ち, さらに試験条件の設定がきわめて簡単な試験回路を提案する。また, 提案する回路では, 充電電圧の 1/2 以下の直流電圧の入力電源で試験を行うことができ, スwitch素子の定格電圧は図1の回路の主スイッチ素子のおよそ半分で済む回路構成を実現している。

3. 提案する試験回路

〈3・1〉 回路構成と動作原理 図3に提案する共振用のリアクトルおよびキャパシタの試験回路を示す。この回路は直流電源 E_1 , 電源への逆流を阻止するためのダイオード D_1 , 平滑キャパシタ C_1 および C_2 , ソフトスイッチングを行うためのスイッチ素子としての IGBT スwitch S_1 および S_2 , S_1 および S_2 に逆耐圧を持たせるためこれらのそれぞれに直列に接続されたダイオード D_{S1} および D_{S2} , 被試験用の共振リアクトル L_r および共振キャパシタ C_r からなる直列共振回路, 昇降圧形コンバータ回路用スイッチ素子

図3 提案する高電圧共振回路用試験装置

Fig. 3. Circuit configuration of the proposed test equipment for high voltage resonant circuit.

としての IGBT スイッチ S_3 、リアクトル L_1 、ダイオード D_2 および 帰還ダイオード D_3 より成る。ここで、 D_2 は C_2 の逆方向充電を阻止するために設けられている。また、 v_{C1} 、 v_{C2} および v_{Cr} は C_1 、 C_2 および C_r の両端の電圧、 i_L および i_r は L_1 および L_r を流れる電流である。次に、この回路の定常状態における動作原理について簡単に、1 スwitchング周期 T_s における回路各部の電圧および電流の動作波形の概念図と状態遷移を示した図4を用いて説明する。ただし、 v_{GS1} 、 v_{GS2} および v_{GS3} はスイッチ素子 S_1 、 S_2 および S_3 のゲート信号を示している。

まず、スイッチ素子 S_1 のオン期間 T_{on1} の間に直流電源 E_i

図4 動作原理

Fig. 4. Operation Principle.

に並列接続された平滑キャパシタ C_1 と直列に接続された平滑キャパシタ C_2 の電圧の合計により共振リアクトル L_r と共振キャパシタ C_r による直列共振回路を共振させる。この時、共振キャパシタ C_r の電圧は直流電源 $v_{C1} + v_{C2} \approx (E_i + v_{C2})$ の電圧の約2倍になる。次に、スイッチ素子 S_2 のオン期間 T_{on2} の間に共振キャパシタ C_r に充電されたエネルギーを共振リアクトル L_r と共振をさせながら平滑キャパシタ C_1 へ放電させる。さらに、スイッチ素子 S_3 のオン期間 T_{on3} の間に C_1 のエネルギーを昇降圧形コンバータ回路用リアクトル L_1 に蓄積する。スイッチ素子 S_3 がオフになると同時に帰還ダイオード D_3 を通して L_1 に蓄えられたエネルギーを平滑キャパシタ C_2 に送る。これら一連の動作を1 スwitchング周期 T_s の間に行う。ここで、昇降圧形コンバータ回路用スイッチ素子 S_3 のオン時間 T_{on3} と帰還ダイオード D_3 のオン時間 T_{off3} の比により v_{C2} は近似的に $v_{C2} \approx (T_{on3}/T_{off3})E_i$ のように制御される⁽⁶⁾。ただし、 T_{off3} は E_i 、 T_{on3} および S_3 のスウィッチング周期 T_s により決まる値である⁽⁶⁾。そして、 v_{C2} を調整することで、共振キャパシタの充電電圧の最大値である $2(v_{C1} + v_{C2}) \approx 2(1 + T_{on3}/T_{off3})E_i$ を任意の値に制御することが可能である。また、後述するように C_r の放電後の電圧 $v_{Cr,min}$ を零にすることができる。したがって、 S_1 および S_2 のオン時間 T_{on1} および T_{on2} は L_r および C_r による共振期間を十分に満たすように設定される。また、 S_3 のオン時間 T_{on3} は放電後の v_{Cr} の値を検出することにより決定される。

〈3・2〉動作解析 ここでは、提案する共振用リアクトルおよびキャパシタの試験回路の等価回路を求め、定常状態における動作解析を行う。解析に際して、以下の仮定を設ける。

- (1) スウィッチング周波数に対してキャパシタ C_1 および C_2 の容量が十分大きいので、両端の電圧は一定として、それぞれ直流電圧源 E_{C1} および E_{C2} で表す。
- (2) スイッチ素子 S_1 、 S_2 および S_3 はそれぞれオン状態では順方向抵抗 r_{S1} 、 r_{S2} および r_{S3} を持ち、順方向電圧降下は無視できるものとして零とし、またオフ状態では抵抗が無限大とする。ダイオード D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_{S1} および D_{S2} はそれぞれ順方向抵抗 r_{D1} 、 r_{D2} 、 r_{D3} 、 r_{DS1} および r_{DS2} を持ち、順方向電圧降下が零で、逆方向抵抗が無限大と仮定する。
- (3) 共振用リアクトル L_r および昇降圧コンバータ回路用リアクトル L_1 はそれぞれ直列損失等価抵抗 r_{Lr} および r_{L1} を持ち、また、コアの飽和はなく、インダクタンスは常に一定でそれぞれ L_r および L_1 と仮定する。
- (4) 平滑キャパシタ C_1 、 C_2 および共振キャパシタ C_r は直列損失等価抵抗 r_{C1} 、 r_{C2} および r_{Cr} を持つものと仮定する。

図3において、ダイオード D_1 はキャパシタ C_1 が放電する時には常にオンである。また、ダイオード D_2 は回路始動直後の過渡状態においてのみオンとなり、定常状態ではオフとなる。このことと仮定(1)を考慮することにより、図

図5 直流電圧源 E_{C1} および E_{C2} を持つ等価回路モデル

Fig. 5. Equivalent circuit model with the dc voltage source.

表1 動作状態

Table 1. States of behavior.

State	S_1 and D_{S1}	S_2 and D_{S2}	S_3	D_3
1	ON	OFF	OFF	OFF
2	OFF	OFF	OFF	OFF
3	OFF	ON	OFF	OFF
4	OFF	OFF	ON	OFF
5	OFF	OFF	OFF	ON

3の回路は図5の直流電圧源 E_{C1} および E_{C2} を持つ等価回路モデルで表される。さらに、図5の等価回路モデルに仮定(2)から(4)までを適用し、スイッチ素子 S_1 , S_2 , S_3 およびダイオード D_3 のオン、オフの組み合わせの中で、物理的に意味のある動作状態を考慮すれば、図5の回路は表1の5つの動作状態を取り、図6(a)から(e)の等価回路で表される。ただし、図6の5つの等価回路において、損失等価抵抗 r_1 , r_3 , r_4 , および r_5 はそれぞれの等価回路の閉ループを構成するスイッチ素子、ダイオード、リアクトル、キャパシタの直列損失抵抗の和で表される。以下、回路各部の電圧 $v_{Cr}(t)$ および電流 $i_r(t)$, $i_L(t)$ についてそれぞれの動作状態毎に解析を行う。

State 1

この動作状態では、図6(a)に示すように、 S_1 がオンなので直列に接続された被試験用の共振リアクトル L_r 、および共振キャパシタ C_r には、直流電圧源 E_{C1} および E_{C2} の電圧の和が加えられる。 C_r が十分に放電されており、 $E_{C1} + E_{C2} \geq v_{Cr}$ であれば、ダイオード D_{S1} は順方向にバイアスされオンとなり、共振を起こしながら共振キャパシタへの充電が行われる。この時、State 1 における、 $v_{Cr}(t)$, $i_r(t)$ および $i_L(t)$ は、

$$v_{cr}(t) = (E_{C1} + E_{C2}) \times \left\{ 1 - e^{-\alpha t} \left(\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t + \cos \beta t \right) \right\} \quad (1)$$

(a) State 1 ($i_r \geq 0$)

(b) State 2

(c) State 3 ($i_r \leq 0$)

(d) State 4 ($i_L \geq 0$)

(e) State 5 ($i_L \leq 0$)

図6 各ステートにおける等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit in each state.

$$i_r(t) = \frac{E_{C1} + E_{C2}}{\beta L_r} e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad (2)$$

$$i_L(t) = 0 \quad (3)$$

で表される。ただし、

$$\alpha = \frac{r_1}{2L_r} \quad (4)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \frac{r_1^2}{4L_r^2}} \quad (5)$$

$$r_1 = r_{C1} + r_{C2} + r_{S1} + r_{DS1} + r_{Lr} + r_{Cr} \quad (6)$$

である。ここで、 r_{C1} は直流電圧源 E_i の内部抵抗およびダイオード D_1 の内部損失抵抗 r_{D1} の影響を含むものとする。この時、スイッチ素子としての IGBT スイッチ S_1 , S_2 および S_3 のコレクタ・エミッタ間の電圧 v_{S1} , v_{S2} および v_{S3} はそれぞれ

$$v_{S1} = 0 \quad (7)$$

$$v_{S2} \simeq E_{C2} \simeq (T_{on3}/T_{off3}) E_i \quad (8)$$

$$v_{S3} \simeq E_{C1} \simeq E_i \quad (9)$$

である。ただし、この State 1 および以後の State 2 から State 5 における v_{S1} , v_{S2} および v_{S3} の導出においては回路の内部損失抵抗を無視し、また E_{C2} の導出については文

献(6)に記述されており、これを参照している。また、表1に示したように、 S_1 と D_{S1} および S_2 と D_{S2} を一体化して考え、これらの逆電圧(負電圧)に関しては、 v_{S1} は D_{S1} のアノードと S_1 のエミッタ間電圧を、 v_{S2} は S_2 のコレクタと D_{S2} のカソード間電圧を意味するものとする。

State 2

この動作状態では、図6(b)に示すように、各スイッチのオン、オフに関わらず、全てのダイオードがオフとなる。また、共振キャパシタの両端の電圧 v_{Cr} はState 2における初期値を保持する。したがって、 $v_{Cr}(t)$ 、 $i_r(t)$ および $i_L(t)$ は以下の式で表される。

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr2}(0) \quad (10)$$

$$i_r(t) = 0 \quad (11)$$

$$i_L(t) = 0 \quad (12)$$

である。ここで、 $v_{Cr2}(0)$ は v_{Cr} のこの動作状態における初期値である。この時、 v_{S1} 、 v_{S2} および v_{S3} はそれぞれ

$$v_{S1} \simeq -(E_{C1} + E_{C2}) \simeq -(1 + T_{on3}/T_{off3})E_i \quad (13)$$

$$v_{S2} \simeq E_{C1} + 2E_{C2} \simeq -(1 + 2T_{on3}/T_{off3})E_i \quad (14)$$

$$v_{S3} \simeq E_{C1} \simeq E_i \quad (15)$$

である。

State 3

この動作状態では、図6(c)に示すように、 S_2 がオンであり、State 1において充電を完了した C_r の両端の電圧 v_{Cr} は常に $v_{Cr} \geq E_{C1}$ であるため、 D_{S2} が順方向にバイアスされ、オンとなる。これにより v_{Cr} は放電されState 1において蓄えられた C_r のエネルギーは、共振を起こしながら E_{C1} へと移行する。 $v_{Cr}(t)$ 、 $i_r(t)$ および $i_L(t)$ は、

$$v_{Cr}(t) = (v_{Cr3}(0) - E_{C1})\{e^{-\alpha t}(\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t + \cos \beta t)\} + E_{C1} \quad (16)$$

$$i_r(t) = \frac{E_{C1} - v_{Cr3}(0)}{\beta L_r} e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad (17)$$

$$i_L(t) = 0 \quad (18)$$

で表される。ただし、

$$\alpha = \frac{r_3}{2L_r} \quad (19)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \frac{r_3^2}{4L_r^2}} \quad (20)$$

$$r_3 = r_{C1} + r_{S2} + r_{DS2} + r_{Lr} + r_{Cr} \quad (21)$$

である。ここで、 $v_{Cr3}(0)$ は v_{Cr} のこの動作状態における初期値である。この時、 v_{S1} 、 v_{S2} および v_{S3} はそれぞれ

$$v_{S1} \simeq E_{C2} \simeq (T_{on3}/T_{off3})E_i \quad (22)$$

$$v_{S2} \simeq 0 \quad (23)$$

$$v_{S3} \simeq E_{C1} \simeq E_i \quad (24)$$

である。

State 4

この動作状態では、図6(d)に示すように、スイッチ S_3 がオンになる。この時、リアクトル電流 i_L が流れ、 E_{C1} からのエネルギーを L_1 に蓄積する。このState 4の期間を制御する事により、 C_r の放電後の電圧が零になるようにできる。以上より、 $v_{Cr}(t)$ 、 $i_r(t)$ および $i_L(t)$ は、以下の式で表される。

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr4}(0) \quad (25)$$

$$i_r(t) = 0 \quad (26)$$

$$i_L(t) = \frac{E_1}{r_4}(1 - e^{-\frac{r_4}{L_1}t}) \quad (27)$$

ただし、

$$r_4 = r_{D1} + r_{S3} + r_{L1} \quad (28)$$

である。ここで、 $v_{Cr4}(0)$ は v_{Cr} のこの動作状態における初期値である。この時、 v_{S1} 、 v_{S2} および v_{S3} は

$$v_{S1} \simeq E_{C2} \simeq (T_{on3}/T_{off3})E_i \quad (29)$$

$$v_{S2} \simeq -E_{C1} \simeq -E_i \quad (30)$$

$$v_{S3} \simeq 0 \quad (31)$$

である。

State 5

この動作状態では、図6(e)で示すように、 S_3 がオフになりState 4が終了すると同時に、 D_3 は順方向にバイアスされ、 L_1 に蓄えられた磁気エネルギーは、 E_{C2} へ送られる。この時 $v_{Cr}(t)$ 、 $i_r(t)$ および $i_L(t)$ は次式で表される。

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr5}(0) \quad (32)$$

$$i_r(t) = 0 \quad (33)$$

$$i_L(t) = i_{L5}(0)e^{-\frac{r_5}{L_1}t} - \frac{E_{C2}}{r_5}(1 - e^{-\frac{r_5}{L_1}t}) \quad (34)$$

ただし、

$$r_5 = r_{C2} + r_{D3} + r_{L1} \quad (35)$$

ここで、 $v_{Cr5}(0)$ および $i_{L5}(0)$ は、それぞれ v_{Cr} および i_L のこの状態における初期値である。この時、 v_{S1} 、 v_{S2} および v_{S3} は、

$$v_{S1} \simeq E_{C2} \simeq (T_{on3}/T_{off3})E_i \quad (36)$$

図7 L_r を流れる共振電流 i_r (V:200A/div., H: 2 μ sec./div.) と C_r の両端の共振電圧 V_{Cr} (V:500V/div., H: 2 μ sec./div.)

Fig. 7. Observed and calculated waveforms of the resonant current i_r (V:200A/div., H: 2 μ sec./div.) through L_r and voltage V_{Cr} (V:500V/div., H: 2 μ sec./div.) across C_r .

$$v_{S2} \simeq -E_{C1} \simeq -E_i \dots\dots\dots (37)$$

$$v_{S3} \simeq E_{C1} + E_{C2} \simeq (1 + T_{on3}/T_{off3})E_i \dots\dots (38)$$

である。

図4より、1スイッチング周期 T_S において、以上に示した動作状態は $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 2$ と遷移することがわかる。また、この場合、 $T_{on3}/T_{off3} \ll 1$ とすれば、State 1 から State 5 における v_{S1} 、 v_{S2} および v_{S3} の解析結果から明らかなように、図3の回路におけるいずれのスイッチ素子にも共振キャパシタの充電時の約半分の電圧しかかからない。従って、図1に示した回路で必要とした電源電圧 E の2倍というような大きな定格電圧のスイッチ素子は不要である。

4. 実験および解析結果

ここでは、提案する図3の試験回路の動作原理を実験により確認する。実験値と図6の等価回路をもとに求めた解析値との比較を行う。ただし、回路パラメータは $E_{C1}=680V$ 、 $E_{C2}=100V$ 、 $C_r=0.55\mu F$ 、 $L_r=4.64\mu H$ 、 $C_1=3400\mu F$ 、 $C_2=6800\mu F$ 、 $L_1=3.6\mu H$ 、 $r_1=r_3=r_4=r_5=0.2\Omega$ である。また、 v_{Cr} の両端の最大電圧 $v_{Cr,max}$ は1500Vである。図7に共振キャパシタ C_r の充電時および放電時における i_r と v_{Cr} の観測波形および解析による結果を示す。実験では、若干のオーバーシュートがみられるが、図7(a)より、 $E_{C1}=E_i=680V$ という比較的低い直流電源電圧で充電後には目標値である $v_{Cr,max}=1500V$ を満足していることが分かる。また、図7(b)より、放電後には v_{Cr} の最小値 $v_{Cr,min}$ が $v_{Cr,min}=0V$ を達成していることが分かる。さらに、実験結果と解析結果は良好に一致しており解析の妥当性が確かめられた。図8に解析と実験による S_3 のオン時間 T_{on3} と $v_{Cr,min}$ の関係を示す。ここで、 T_{on3}^* は $2\mu s$ である。図より、両者はほぼ線形な関係であり、 T_{on3} の制御が $v_{Cr,min}$ の調整に有効であることが分かる。

5. むすび

以上の議論から、提案した共振用のリアクトルおよびキャパシタの試験回路に関して次の事が明らかになった。

- (1) 提案した回路は、5つの動作状態を持つ。
- (2) 定常状態における(1)の各動作状態の等価回路および回路各部の電圧および電流の関係式が求められた。
- (3) 提案した試験回路では、共振用キャパシタの両端にかかる電圧の1/2以下の比較的低い直流電源で良好な特性が得られることが分かった。
- (4) 昇降圧形コンバータ回路部のスイッチのオン時間の変化に対して共振用キャパシタの放電時の電圧の最小値はほぼ直線的に変化することを等価回路にもとづく解析により明らかにした。
- (5) 提案した回路では、(4)を考慮して昇降圧形コンバータ回路部のスイッチのオン・オフ比を制御すること

図8 $V_{Cr,min}$ に対する T_{on3} の関係
Fig. 8. Relationship between $V_{Cr,min}$ and T_{on3} .

により、共振用キャパシタの放電時の電圧を零にできることを実験および解析により確かめた。

謝辞

本研究は著者である飯田克二、佐久間健が東洋電機製造(株)に在職中に行われた。本研究への暖かいご支援、ご鞭撻に対して、東洋電機製造(株)関係各位に感謝致します。
(平成11年09月16日受付、同12年04月28日再受付)

文 献

- (1) William McMurray, "Resonant Snubbers with Auxiliary Switches," IEEE Trans. Industry Applications, vol.29, no.2, pp.355-362, Mar./Apr. 1993.
- (2) R.W. De Doncker and J.P. Lyons, "The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter," Proceedings of 1990 IEEE-IAS Conference, pp.1228-1235, 1990.
- (3) H. Matsuo, Y. Iida and K. Harada, "High Power Soft Switching PWM AC Auxiliary Power Supply System of the Electric Railway Rolling Stock and Its Deadbeat Control," 1995 IEEE PESC Record, pp.258-263, June 1995.
- (4) H. Matsuo, Y. Ishizuka, K. Iida, T. Sakuma and H. Ochiai, "A Novel Test Equipment for Resonant Circuits in High Input Voltage Soft Switching Type DC-AC Inverters and DC-DC Converters," 1998 IEEE PESC Record, pp.1985-1990, May 1998.
- (5) 石塚, 松尾, 飯田, 落合, 佐久間, "高電圧入力のソフトスイッチング方式電力変換器に用いる共振回路の試験装置", 平成10年度電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, pp.185-188, 1998年8月
- (6) 松尾, 原田, "リアクトル電流不連続領域におけるDC-DCコンバータの特性", 電子情報通信学会論文誌C, Vol.J61-C, No.1, pp.33-40, 1978年1月.

松 尾 博 文 (正員) 1946年生。工学博士。1969年阪府大・工・電子卒。1974年九大大学院修士課程了。昭和49同博士課程了。福岡工大講師、長崎大・工・助教授等を経て、1987年長崎大・工・教授。工博。2000年長崎大・大学院生産科学研究科・教授。磁気-半導体結合回路、電子機器および電気機器用スイッチング電源、デジタル制御、太陽電池光発電システム、DSPを用いた高速画像処理とその応用等の研究に従事。電子情報通信学会電子通信電源技術研究専門委員会委員長、同電子通信エネルギー技術研究専門委員会委員長、照明学会照明用電子安定器における入力電流高調波問題研究調査委員会委員長等を歴任。電子情報通信学会、映像情報メディア学会、情報処理学会、照明学会、日本応用磁気学会、電気設備学会各会員、IEEE Fellow.

石 塚 洋 一 (非会員) 1968年生。博士(工学)。1991年鹿児島大学工学部電子工学科卒業。1993年同大学大学院修士課程修了。1996年熊本大学大学院博士課程修了。同年長崎大学工学部助手、現在に至る。主にスイッチング電源回路の研究に従事。電子情報通信学会、IEEE各会員。

飯 田 克 二 (正員) 1942年生。博士(工学)。1964年早稲田大学理工学部電気通信工学科卒業。同年東洋電機製造(株)入社。主としてCVCFインバータ、鉄道車両補助電源装置等の研究開発に従事。1999年長崎大学大学院海洋生産科学研究科(後期博士課程)修了。同年東洋電機製造(株)を退社。同年、日本ガイシ(株)に入社、現在生産技術本部管理部担当部長。SIサイリスタの応用に関する研究に従事。

佐久間 健 (正員) 1969年生。1994年3月千葉大学大学院工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年東洋電機製造(株)入社。鉄道車両補助電源装置の開発に従事。1999年退社。同年日本ガイシ(株)入社、現在に至る。SIサイリスタの応用に関する研究に従事。