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

正員 弦田 幸憲* 正員 河村 篤男**

Proposal of 98.5% High Efficiency Chopper Circuit QRAS for the Electric Vehicle and the Verification

Yukinori Tsuruta*, Member, Atsuo Kawamura**, Member

We have proposed a high efficiency and high power chopper based on new soft switching scheme QRAS (Quasi-resonant Regenerating Active Snubber) and we studied the practical effectiveness and the novelty of the QRAS by the simulation and by the experiment. This time we made one-tenth prototype model actually and tested it by rating test, light load test, current discontinuous mode test and test out of resonance stable operation. We report the general evaluation of these test results and the possibility of the realization on the 80 kW practical model is demonstrated by these successful test results. In addition, as an approach of the next study the feasibility test of 8kW SiC-QRAS is followed and the preliminary evaluation of efficiency rise using “Silicon Carbide (SiC)” power devices is given with the successful experimental results.

キーワード：昇圧チョッパ，DC-DC コンバータ，ソフトスイッチング，QRAS，2 スイッチ，IGBT

Keywords: boost chopper, DC-DC converter, Soft switching, QRAS, 2 switch, IGBT

1. まえがき

内燃機関を用いる自動車の動力は，地球環境問題の視点から，ハイブリッド車や燃料電池車のように電気エネルギーを駆動媒体としたモータドライブへ移行する傾向が近年続いている。現存する自動車と同等な駆動力を出力するには 100 [kW] 程度のモータ駆動が不可欠であるので，インバータやチョッパを含めたパワーエレクトロニクス部の高効率，高出力化が課題となっている⁽¹⁾。特に，燃料電池の出力電圧は負荷により変動するので，インバータへの電圧を 400 [V] に保つには，100 [kW] の昇圧チョッパが必要となる。今までの文献を調べてみると，出力電圧 400 [V] で 100 [kW] の出力の研究報告例は数が限られる⁽²⁾。そこで，やや小電力であるが，高効率チョッパ回路の観点からこれまでの文献を分類すると以下⁽⁴⁾となる。

図 1 にこれらの典型的な回路の分類を示す。

(a) 方式 1：ハードスイッチング昇圧チョッパ
高周波動作におけるスイッチング損失は最大となり，配線のインダクタンスによるサージ電圧が発生する。

(b) 方式 2：共振スイッチチョッパ
一般に 1 スイッチの共振スイッチによる回路方式は，共振を利用するため，電源電圧の 2 倍以上の電圧が発生したり，デバイスには負荷電流に加え一定振幅の共振電流が重畳し

図 1 各種のチョッパ回路方式

Fig. 1. Various types of chopper circuits.

* 横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻電気電子ネットワークコース

〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5

Yokohama National University, Graduate School of Engineering, Division of Physics, Electrical and Computer Engineering

79-5, Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama 240-8501

** 横浜国立大学大学院 工学研究院 知的構造の創生部門 電気電子と数理情報分野

〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5

Yokohama National University, Electrical and Computer Engineering

79-5, Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama 240-8501

図2 方式4による従来の試作例 (Cブリッジスイッチ)
Fig. 2. The example of prototype using type4 (C bridge switch).

て流れるため、高い効率を得ることは困難とされている⁽⁵⁾。

(c) 方式3: 補助スイッチ使用のZVTチョッパ

ZVT回路と呼ばれる方式⁽⁶⁾で、補助回路の電流がデバイスを通らないので電流ストレスの増加がなく、1スイッチ共振スイッチ方式に比べて高い効率を得られる。しかし、補助スイッチはハードスイッチングとなる欠点がある。

(d) 方式4: Cブリッジチョッパ

著者らは、先に、Cブリッジスイッチによる新しい大電力用チョッパ回路を提案した⁽²⁾。図2は、方式4による試作例を示す。本方式4は、2スイッチと1個のコンデンサを用いた簡素な構成であり、ロスレススナバ回路による大電流遮断が可能および無損失という点で、大電力用途に適している。しかし、試作実験の結果、まだ下記のような問題点があることが判明した。

- (1) 主スイッチとダイオードが主回路に直列接続されているため、まだ、全体の電力損失が大きく、効率をさらに改善する余地がある。実測例: 効率 96 [%]
- (2) 主スイッチ S_1 と S_2 を同時ターンオンすると、出力ダイオード D_5 の逆回復時のリカバリ電流により発生する過電圧とスナバコンデンサの充電電圧が重畳してしまい大きな過電圧が発生し、出力ダイオード D_5 が破損する可能性がある。

以上の検討により、100 [kW] の出力レンジで、より高効率で動作する昇圧チョッパの必要性が明らかになった。本論文では、従来型の回路を見直した新しい高効率回路 QRAS (Quasi-resonant Regenerating Active Snubber) を提案する。なお、小型軽量化と現在主流の大容量 IGBT 採用の観点からスイッチング周波数はなるべく高く選んで 25 [kHz] とした。第2章では、QRAS の原理、理論式の導出およびシミュレーション結果を示し、第3章では、10 分の1モデルの 8 [kW] のチョッパ回路での設計例と実験結果を示した。第4章では考察として、損失のブレークダウンを計算した。さらに、その結果を踏まえて、第5章では、SiC-SBD を用いた回路を提案し、さらに今後の高効率化の可能性を実証した。第6章はまとめである。

2. 準共振回生アクティブスナバ方式チョッパ回路

2.1 回路トポロジー 図3は新たに提案する準共振回生アクティブスナバ (Quasi-resonant Regenerating

図3 新回路 QRAS
Fig. 3. The new circuit based on QRAS.

Active Snubber: QRAS) 方式チョッパ回路を示す。 E_1 は入力電源、 L_1 、 L_2 は2分割した等価的に1個の主リアクトル、 D_3 は回生用ダイオード、 D_5 は出力ダイオードである。基本スイッチ回路は2個のスイッチ S_1 、 S_2 、2個のスナバダイオード D_1 、 D_4 、1個の共通スナバコンデンサ C_1 から成る。このQRASは、部品点数が少なく、回路構成が簡単であり、特別に回生用リアクトルを設けることなく、共通スナバコンデンサ C_1 は、2分割した主リアクトル L_1 、 L_2 の並列インダクタンスと共振し、共通スナバコンデンサ C_1 のエネルギーを回生することができる。補助スイッチ S_2 は主スイッチ S_1 よりわずかに前でターンオンし、ターンオフは S_1 と S_2 を同時に行う。この方法により、ターンオン時はリアクトル SL_1 によりターンオン電流を制限することができ、また、ターンオフ時は共通スナバコンデンサ C_1 により、スイッチにかかる電圧上昇率 dv/dt を小さくすることができるので、主・補助スイッチともソフトスイッチングで動作する。

2.2 新回路 QRAS の動作原理 新回路は従来回路と比較して下記の特徴がある。

- (1) 主回路の主スイッチは1個直列で構成できる。
- (2) スナバコンデンサ C_1 の蓄積電荷は主リアクトルへ回生されるので、出力ダイオード D_5 の過電圧は低減される。

回路動作は、以下、図4、図5を参照して説明する。

【Mode1】

$-t_1$ の時点で補助スイッチ S_2 がオン、共振モードが始まる。スナバコンデンサ C_1 の電圧 V_{C1} は正弦波状に共振を起こし正から零へと向かう。この瞬間、補助スイッチ S_2 は、電流零からのオンとなり、ソフトスイッチングでターンオンする。

【Mode2】

ごくわずかな時間遅れをもって、 t_0 の時点において、主スイッチ S_1 がオン、 t_0 以前まで、導通していたダイオード D_5 がオフ、リアクトル L_1 の電流 I_{L1} が主スイッチ S_1 を通流する。この時、主スイッチ S_1 はリアクトル SL_1 による電流零からのターンオンとなり、ソフトスイッチングでオンする。

【Mode3】

t_1 において、スナバコンデンサ C_1 に蓄積していた電荷がすべて放電し、電圧 V_{C1} が零電圧となる時点でダイオード D_1 が導通し、主スイッチ S_1 の電流は急減、リアクトル L_2 へ Mode1 および Mode2 の期間中に蓄えられた回生エネルギーは、負の電流源として主スイッチ S_1 の電流を相殺しつつ、ほぼ直線状に減少し、入力電源へと回生される。

【Mode4】

t_2 において、リアクトル L_2 の負の電流源 $-\Delta I_r$ およびリアクトル L_1 の正の電流源 $+\Delta I_r$ による回生電流がほぼ直線状に減少し零となり、ダイオード D_1 およびダイオード D_3 がオフ、リアクトル L_1 および L_2 の電流は、主スイッチ S_1

を介して、再び、直線状に増加に向かう。

【Mode5】

t_3 で、主スイッチ S_1 ・補助スイッチ S_2 が同時にオフされる。この時、主・補助スイッチともスナバコンデンサ C_1 による零電圧からのターンオフとなり、ソフトスイッチングでオフする。

【Mode6】

t_4 で、出力ダイオード D_5 がオンし、リアクトル L_1 、 L_2 に蓄えられたエネルギーが負荷へ供給される。 t_5 で補助スイッチ S_2 が再びオンし、Mode1 より次サイクルが開始される。

以上のように、主・補助スイッチともソフトスイッチングで動作し、スナバコンデンサ C_1 は、主・補助スイッチの共通スナバとして作用する。

2.3 リアクトル SL_1 の配置に関する検討

リアクトル SL_1 の配置が IGBT アームの上下の位置によってチョッパ回路 QRAS へ及ぼす影響をシミュレーションと実測の比較から検討した。図 6 にリアクトル SL_1 の配置が上の回路図、図 7 に SL_1 の配置の違いによる出力ダイオード D_5 の電圧のシミュレーション結果、図 8 に出力ダイオード D_5 の実測による電圧波形の比較を示す。配置が上の場合には下より逆電圧が増大する。図 8 の実測の波形比較では、図 8(a) に示すようにリアクトル SL_1 が上の場合では高周波振動がなく、逆スパイク電圧のピークは -780 [V] であるのに対し、図 8(b) に示すようにリアクトル SL_1 が下の場合、高周波振動が生じ、逆スパイク電圧のピークは -640 [V] に低下している。これは出力ダイオード D_5 の漂遊容量と回路の変更による配線のインダクタンスの違いによるためと考えられる。図 7 のシミュレーションと図 8 の実測波形を比較

図 4 QRAS の基本動作波形

Fig. 4. The basic operating waveforms of QRAS.

図 5 QRAS の 6 動作モード

Fig. 5. The six operational modes of QRAS.

図 6 リアクトル SL_1 配置を上へ変更後の QRAS 回路
Fig. 6. QRAS circuit remodeled the position of reactor SL_1 from under the main IGBT arm to above it.

図 7 ダイオード D_5 電圧波形比較 (SPICE)

Fig. 7. The comparison of diode D_5 voltage waveform (SPICE).

図 8 ダイオード D_5 電圧波形比較 (実測)

Fig. 8. The comparison of diode D_5 voltage waveform (measured).

すると、高周波振動の部分はシミュレーションとは一致しないが、逆スパイク電圧は一致している。

2.4 新回路 QRAS の出力電圧の理論式の導出 定常

図 9 各スイッチングモードでの等価回路

Fig. 9. Equivalent circuit in each switching mode.

解析を図 9(a) に示す等価回路を用いて行い、新回路 QRAS の出力電圧および昇圧率の理論式を導出する。本解析では、出力電圧および昇圧率の基本的な特性を明確にするために、直流リアクトルに較べて、2 桁以上小さい電流抑制リアクトル SL_1 のインダクタンスは無視し、スイッチ素子およびダイオードは理想スイッチと仮定する。

等価回路の記号の定義は以下とする。

E_1 : 入力電源電圧

R : 直流リアクトル L_1, L_2 合計の等価抵抗

L : 直流リアクトル L_1, L_2 合計の等価インダクタンス

ここで、 $L_1 = L_2 = 1/2 \cdot L$

C_1 : 共通スナバコンデンサの容量

C_0 : 出力平滑コンデンサの容量

R_L : 負荷抵抗

i_1 : 直流リアクトル L_1 の電流

v_{C1} : 共通スナバコンデンサ電圧

v_{C0} : 出力平滑コンデンサ電圧 (= 出力電圧)

Δv_{C0} : 共通スナバコンデンサのクランプ電圧と出力電圧の差分 (跳ね上がり電圧)

c_p : クランプ電圧係数, $c_p = \Delta v_{C0}/E_1$

T_0 : 基本周期

T_d : 補助スイッチ-主スイッチ間遅れ時間

D : デューティ

$\Delta D : T_d/T_0$

n : 分割率, $n = L_1/(L_1 + L_2)$

QRAS は、図 10 に示す Mode1 ~ Mode6 の 6 つの基本動作モードを有するが、これを定常解析のために図 9(b), 9(c), 9(d) の 3 モードに集約し整理するものとする。また、動作の基本周期を T_0 , Mode1 の期間を T_d とすれば、各状態の期間は、図 9(b) が $T_d = \Delta D \cdot T_0$, 図 9(c) が $D \cdot T_0$, 図 9(d) が $(1 - \Delta D - D) \cdot T_0$ と表せる。

(1) Mode1 : S_2 turn on

図 9(b) の等価回路から次式が得られる。

図 10 スイッチング波形

Fig. 10. Ideal waveform in switching.

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = v_{C1} - v_{C0} \dots\dots\dots (1) \\ i_1 = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} + \frac{v_{C0}}{R_L} \dots\dots\dots (2) \\ v_{C1} = v_{C0} + \Delta v_{C0} \dots\dots\dots (3) \end{cases}$$

(3) 式を (1) 式に代入し, (2) 式とともに変形すると,

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R}{L_1} i_1 + \frac{\Delta v_{C0}}{L_1} \dots\dots\dots (4)$$

$$\frac{dv_{C0}}{dt} = \frac{1}{C_0} i_1 - \frac{v_{C0}}{R_L C_0} \dots\dots\dots (5)$$

となる。

行列形式の状態方程式は, $L_1 = L/2$ とおいて,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2R/L & 0 \\ 1/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2\Delta v_{C0}/L \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

が得られる。

(2) Mode 2・3・4: S_1 on state

図 9(c) の等価回路から次式が得られる。

$$\begin{cases} L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = E_1 \dots\dots\dots (7) \\ v_{C0} = -R_L C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} \dots\dots\dots (8) \end{cases}$$

(7), (8) 式を状態方程式に変形すると,

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R}{L} i_1 + \frac{E_1}{L} \dots\dots\dots (9)$$

$$\frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{v_{C0}}{R_L C_0} \dots\dots\dots (10)$$

となる。行列形式の状態方程式は,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1/L \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

が得られる。

(3) Mode 5・6: S_1 off state

図 9(d) の等価回路から次式が得られる。

$$\begin{cases} L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = E_1 - v_{C0} \dots\dots\dots (12) \\ i_1 = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} + \frac{v_{C0}}{R_L} \dots\dots\dots (13) \end{cases}$$

(12), (13) 式を状態方程式に変形すると

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R}{L} i_1 - \frac{v_{C0}}{L} + \frac{E_1}{L} \dots\dots\dots (14)$$

$$\frac{dv_{C0}}{dt} = \frac{1}{C_0} i_1 - \frac{v_{C0}}{R_L C_0} \dots\dots\dots (15)$$

となる。行列形式の状態方程式は,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1/L \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

が得られる。

以上の 3 モードの期間の状態方程式を

$$(6) \text{ 式} \times \Delta D + (11) \text{ 式} \times D + (16) \text{ 式} \times (1 - D - \Delta D)$$

のように比例配分すると,

[$\dot{X}$] = [A][X] + [B] の形式の状態方程式,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R(1 + \Delta D)/L & -(1 - D - \Delta D)/L \\ (1 - D)/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2(\Delta D/L)\Delta v_{C0} + (1 - \Delta D)E_1/L \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots (17)$$

が得られる。定常解析においては, (17) 式の左辺の微分項は零とおけるので, 状態方程式は, [A][X] + [B] = 0

すなわち, [A][X] = -[B] となるので, Cramer の公式を用いて解を求めることができる。(17) 式より,

$$v_{C0} = \frac{\begin{vmatrix} -R(1 + \Delta D)/L & -2(\Delta D/L)\Delta v_{C0} - (1 - \Delta D)E_1/L \\ (1 - D)/C_0 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} -R(1 + \Delta D)/L & -(1 - D - \Delta D)/L \\ (1 - D)/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{vmatrix}} \dots\dots\dots (18)$$

より,

$$v_{C0} = \frac{(1 - D)\{E_1 + \Delta D(2\Delta v_{C0} - E_1)\}}{R(1 + \Delta D)/R_L + (1 - D - \Delta D)(1 - D)} \dots\dots\dots (19)$$

ここで, クランプ電圧係数, $c_p = \Delta v_{C0}/E_1$ を (19) 式に用

いて、

出力電圧の式として、(20) 式が得られる

$$v_{C0} = \frac{(1-D)\{1+\Delta D(2c_p-1)\}}{R(1+\Delta D)/R_L+(1-D-\Delta D)(1-D)}E_1 \quad \dots\dots\dots (20)$$

ここで、直流リアクトルの抵抗分 R は、負荷抵抗 R_L に比べて無視できるほど小さいので、分母の第 1 項を零とみると、(20) 式は、(21) 式に近似できる。

$$v_{C0} = \frac{(1-D)\{1+\Delta D(2c_p-1)\}}{(1-D-\Delta D)(1-D)}E_1 \quad \dots\dots\dots (21)$$

(21) 式から、QRAS はスナバコンデンサ C_1 の蓄積電荷が直流リアクトル L_1 および L_2 へ移行し、入力直流電源 E_1 および出力側へ回生されるので、クランプ電圧が高くなりクランプ係数が大きくなると、出力側へ回生される分昇圧率が增大することがわかる。

また、補助スイッチ S_2 のオンと主スイッチ S_1 の時間遅れ T_d の周期 T_0 に対する比 ΔD を零とすると、(21) 式は

$$v_{C0} = 1/(1-D)E_1 \quad \dots\dots\dots (22)$$

となり、抵抗分を考慮しないハードスイッチングの昇圧率の式に一致する。また、 $\Delta D = 0$ とし、抵抗分を考慮したハードスイッチングの昇圧率は、下式となる。

$$v_{C0} = \frac{(1-D)}{R/R_L+(1-D)^2}E_1 \quad \dots\dots\dots (23)$$

以上から、入力電源電圧 $E_1 = 200$ [V]、直流リアクトル L_1, L_2 の合計抵抗分 $R = 7$ [mΩ]、負荷抵抗 $R_L = 20$ [Ω]、遅れ時間 $T_d = 4$ [μs]、 $\Delta D = T_d/T_0 = 0.1$ とし、(20)、(23) 式の理論式による昇圧率を計算すると、図 11 の特性が得られる。

2.5 8kW 試作器 QRAS の設計手法 QRAS 回路のソフトスイッチングのための di/dt 抑制用リアクトル SL_1 およびスナバコンデンサ C_1 の定数を選定する際に留意すべきことは、主スイッチのターンオン時の di/dt とターンオン損失、およびターンオフ時のクランプ電圧を適切な値に

図 11 理論式による昇圧率

Fig. 11. The booster ratio by the theoretical equation.

定めることである。リアクトルの値が大きいほど、di/dt が小さくなりターンオン損失が少なくなるが、スナバコンデンサを充電するエネルギーが多くなり、主スイッチ両端のクランプ電圧が高くなってしまふ。逆にリアクトルの値が小さいとターンオンがハードスイッチングとなりターンオン損失が増加する。

主リアクトルのインダクタンスと分割率に関しては、下記点を考慮する必要がある。

(1) 2 個合計のインダクタンス値 $L = (L_1 + L_2)$ は、直流電流が定格時に 60% から 100% の間で変動するように選ぶ。

$$L \geq t_{on} \cdot E_1 / \Delta I_{Lp-p} \quad \dots\dots\dots (24)$$

ここで、 t_{on} : on 時間、 ΔI_{Lp-p} : リプル電流

(2) スナバコンデンサの放電時間を決定する主リアクトルとスナバコンデンサの共振による 1/4 共振周期 T_{4th} は、ソフトスイッチングでターンオフ動作するデューティ制御範囲（共振安定動作領域と呼ぶ）をできるだけ広げるために、できるだけ小さく選ぶ。

$$T_{4th} = \sqrt{\left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}\right) C_1} \cdot \frac{\pi}{2} = \sqrt{n(1-n)LC_1} \cdot \pi/2 \quad \dots\dots\dots (25)$$

ここで、分割率 $n = L_1/(L_1 + L_2)$

(3) 主リアクトルのインダクタンスの分割率 n は、起動時にスナバコンデンサ充電電荷が完全放電する条件 (26) 式を満足するように選ぶ必要がある。

$$n < (L - 2L_3)/2L \quad \dots\dots\dots (26)$$

ここで、 L_3 : リアクトル SL_1 のインダクタンス

しかし、分割率 n を小さくし、1/4 共振周期 T_{4th} を小さくしすぎるとスナバ放電電流ピーク値が増大し、損失が増加し効率が低下する。したがって、起動時に完全放電でき、デューティ制御の共振安定動作領域を広げるように (26) 式を満足する範囲内で、分割率をできるだけ大きく選ぶ必要がある。

以上から、 $SL_1 = 0.6$ [μH]、主スイッチのターンオン損失を 7.5 [W]、 $C_1 = 0.33$ [μF]、クランプ電圧を 500 [V]、主リアクトルの合計インダクタンス $(L_1 + L_2) = 200$ [μH]、分割率 $n = 0.5$ 、共振安定動作領域をデューティ $D = 0.35 \sim 0.7$ と定め、1/4 共振周期 $T_{4th} = 6.4$ [μs] とした。

3. 8kW 試作器 QRAS チョップパの設計製作と実証実験結果

2 章で設計した共振定数を用いて、1/10 モデル試作器を製作し、実験による検証を行った。表 1 に製作した実験装置の仕様、図 12 に製作した 8kW プロトタイプモデルの装置外観を示す。

3.1 回路動作検証評価⁽⁷⁾ 定格運転を行い、各部回

表 1 1/10 試作モデル電源の仕様

Table 1. Specification of 1/10 prototype model.

Rating	$V_0=400[\text{V}]$, $P_{\text{OUT}}=8[\text{kW}]$
Switch	PDMB100B12C, 1200[V], 100[A]
Frequency	25[kHz]
Circuit type	Q R A S
Control	Pulse width control
Cooling	Natural air cooling

図 12 8 kW 試作器 QRAS の装置外観

Fig. 12. Exterior of 8 kW prototype model QRAS.

図 13 効率測定回路

Fig. 13. The circuit for measuring efficiency.

路動作の実測とシミュレーションの比較検証を行った。定格運転においてもスイッチの電圧、電流、主リアクトルの電流とともにほぼシミュレーションと一致し、試作器 QRAS は、正常に動作することを確認した。

3・2 定格試験と軽負荷試験 試験検証は、実験装置定格電圧で行った。入力 200 [V]、出力 400 [V]、 $P_{\text{out}} = 8 [\text{kW}]$ 、 D は 50 [%] になるように設定した。定格出力時の主スイッチ S_1 、および補助スイッチ S_2 の電圧電流波形を図 14、図 15 に示す。また、出力 400 [V] 時の軽負荷試験結果 $P_{\text{out}} = 1 [\text{kW}]$ を図 16、図 17 に示す。図 15 と図 17 の比較より、補助スイッチ S_2 の電流は定格負荷時に対し軽負荷時はわずかに減少していることがわかる。一方、主スイッチ S_1 の電流は、図 14 と図 16 の比較より、軽負荷時は

図 14 主スイッチ S_1 の電圧電流 (定格)Fig. 14. Voltage, current of main IGBT S_1 (rated load). 図 15 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (定格)Fig. 15. Voltage, current of auxiliary IGBT S_2 (rated load). 図 16 主スイッチ S_1 の電圧電流 (軽負荷)Fig. 16. Voltage, current of main IGBT S_1 (light load). 図 17 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (軽負荷)Fig. 17. Voltage, current of auxiliary IGBT S_2 (light load).

図 18 効率 (実測・SPICE) の出力電力に対する特性
Fig. 18. The efficiency (measured), efficiency (SPICE) vs. output power.

当然大きく減少しており、回路動作原理どおり、軽負荷時でも定格負荷時と同様正常に動作できていることを確認した。

3・3 効率評価 図 13 に効率測定回路、図 18 に効率測定結果である効率の出力電力に対する特性を示す。これは出力電圧を定格 400 [V] 一定に保ち、負荷抵抗を変化させた時の効率の出力電力に対する特性である。1 [kW] から 8 [kW] まで 1 [kW] ステップで測定し、読み取り誤差を考慮して各点 4 回ずつ同一条件で測定し平均をとりプロットしたものである。計測はディジタル (岩通 VOAC7413 確度 0.04 [%]), 電流計 (横河 2011 精度 0.1 [%]), シャント (横河 2215 精度 0.2 [%]) を用いた。読取最大誤差は約 1 [%] である。実測の効率は SPICE によるシミュレーションとほぼ一致する傾向を示し、定格 $P_{out} = 8$ [kW] 時、効率 97.5 [%] (実測), 97.2 [%] (SPICE) を得た。

3・4 電流断続モード試験評価 次に、負荷抵抗 R_L をさらに大きくし、電流断続モードとなる条件 $R_L = 480$ [Ω] での試験結果を図 19 に示す。電流断続モードでは、主リアクトル L_2 の電流はわずかに零区間が生じ、主リアクトル L_1 の電流は数 [μ s] の零区間が生じる。電流断続モードにおいても回路動作に問題はなく安定に動作することを確認した。

3・5 共振 (安定動作) 領域外動作試験評価 QRAS 回路がソフトスイッチングでターンオフ動作するデューティ制御範囲を越える共振 (安定動作) 領域外の動作についても試験を行った。図 20 に試験結果を示す。共振安定動作領域は、図 20 に示すスナバコンデンサ C_1 の電圧が零となる期間以降がソフトスイッチング領域となり、実測では、デューティ $D = 0.2$ が領域の限界となる。図 20 は $D = 0.11$ の時の波形である。主スイッチや補助スイッチはハードスイッチングになるが、特に問題なくデューティは零まで絞れることを確認した。この共振外動作領域の実測効率は、98.3 [%] (4 回測定平均, $P_{out} = 2.55$ [kW], $D = 0.11$) であった。効率が図 18 の測定結果 96.5% より高い理由は、図 18 の効率測定では、デューティ ($D = 0.475$), 出力電圧を 400 [V] 一定として負荷抵抗を変化させて測定しているのに対し、共振外動作試験時は、デューティを絞り ($D = 0.11$), 出力電

図 19 電流断続モード試験結果

Fig. 19. The test result of the current discontinuous mode.

図 20 共振 (安定動作) 領域外動作試験結果

Fig. 20. The test result of the operation out of the resonant (stable) operational region.

圧 220 [V] で測定しているためである。

4. 損失に対する考察

3 章の試験にて測定した各部動作波形を用いて、損失ブレイクダウン解析を行った。

測定は、差動アンプ (レクロイ社製 DA1855A) とプローブ (レクロイ社製 DXC100A) を使用した高精度測定を行った。主スイッチ S_1 、補助スイッチ S_2 および出力ダイオード D_5 等の各電圧電流、瞬時電力とその積分値 Wsec のターンオン・オン状態・ターンオフにおける計算を行った。

表 2 および図 21 に結果を示す。主スイッチ S_1 の SPICE モデルのオン状態損は実際より約 130 [%] 大きく計算され、逆に、出力ダイオード D_5 や補助ダイオード全体の損失は実際より約 77 [%] 小さく計算されている。これは解析に用いた IGBTSPICE モデル ((株) 東芝製 MG100Q2YS51), ダイオード SPICE モデル (オリジン電気 (株) USR60P12) と試作器に採用した実際の素子 IGBT (日本インター (株) 製 PDMB100B12C) および実際のダイオード (オリジン電気 (株) USR100PP12A) の特性の違いによる差が、結果として図 21 に現れていると推定できる。

表 2 損失ブレイクダウン

Table 2. Loss breakdown.

QRAS-loss factor	SPICE[W]	Measured by breakdown[W]
Switch S_1	57.5	75.5
Switch S_2	14.3	12.1
Diode D_1	11.5	11.5
Diode D_3	13.1	18.4
Diode D_4	0.2	0.2
Diode D_5	72.8	105.9
Reactor L_1	24.5	24.5
Reactor L_2	24.5	24.5
Reactor SL_1	0.96	0.96
Total loss	219.4	273.6

図 21 損失内訳

Fig. 21. The breakdown of loss.

5. シリコンカーバイド (SiC) 半導体デバイスを用いた高効率 QRAS の実証実験

SiC 半導体デバイスは、従来の Si 半導体パワーデバイスに代わる超低損失次世代パワーデバイスとして期待されており、すでに 1200 [V]-10 [A] 定格の製品の販売が開始されている。著者らはこれらを入手し、QRAS 方式の効率改善手法の一つとして予備検証する機会を得た。効率と各部動作波形測定の前備試験を行い、今後の回路方式とデバイス両面による効率改善手法の可能性を検証した。

5・1 構成 1200 [V], 10 [A] 定格の CREE 社製 SiC ダイオードを用いて 4 並列接続構成した SiC ダイオードモジュール D_5 を試作し、QRAS 方式の実験装置に組み込み、試験を行った。図 22 に試作した SiC ダイオードモジュールを組み込んだ 8 kW SiC-QRAS チョッパの回路構成、図 23 に装置外観を示す。

5・2 回路動作波形比較 Si-QRAS と SiC-QRAS の回路動作波形の中で代表的な主スイッチの電流波形を図 24、図 25 に示す。図 24 の主スイッチターンオン時に生じていた過電流 54 [A] が、図 25 では生じず、出力ダイオード D_5 に用いた SiC 半導体デバイスによる約 26 [%] の過電流低減効果が確認できた。

図 22 SiC-QRAS チョッパの回路構成

Fig. 22. New schematic diagram of dc chopper QRAS scheme using SiC semiconductor devices.

図 23 8 kW SiC-QRAS チョッパ外観

Fig. 23. The exterior of 8 kW SiC QRAS chopper.

図 24 主スイッチ S_1 電流 (Si-QRAS)Fig. 24. Main switch S_1 current (Si-semiconductor). 図 25 主スイッチ S_1 電流 (SiC-QRAS)Fig. 25. Main switch S_1 current (SiC-semiconductor).

図 26 SiC-QRAS と Si-QRAS の効率の比較

Fig. 26. Efficiency measurement results (SiC-semiconductor vs. Si-semiconductor).

図 27 SiC, Si 素子別損失比較 (実測)

Fig. 27. The loss comparison of SiC and Si device (measured).

5.3 効率比較 図 26 に効率測定結果を示す。1 [kW] から 8 [kW] まで 1 [kW] ステップ毎に、同一条件下で、出力ダイオード D_5 を SiC ダイオードモジュールと Si ダイオードモジュールとで切り替えて、同時測定を行った。効率は読み取り誤差を考慮し、同一条件で各々 6 回測定し、最大値と最小値を削除し、データの揃った残りの 4 個の平均をとる統計的データ処理を行ってプロットした。その結果、全領域で SiC 半導体パワーデバイスが Si 半導体パワーデバイスより効率が高くなった。効率は 8 [kW] 定格時に 97.0 [%] (Si 半導体パワーデバイス) に対し、98.4 [%] (SiC 半導体パワーデバイス) が得られた。

5.4 SiC, Si 素子別損失比較 図 27 に SiC, Si 素子別損失ブレークダウン測定結果を示す。主スイッチ S_1 のターンオン損失が、10 [W] から 5 [W] に減少、出力ダイオード D_5 のターンオフ損失が、35 [W] から 0 [W] に減少、出力ダイオード D_5 のオン状態損失が 67.5 [W] から 39 [W] に減少、出力ダイオード D_5 のターンオン損失が 6 [W] から 9 [W] へ増加した。以上から、図 26 のメータ計測 (読取最大誤差は約 1 [%]) では 77 [W]、図 27 の高精度計測では、65.5 [W] で、約 1 [%] の低減効果があらわれることが確認された。

6. まとめ

本論文では、準共振形回生アクティブスナバ (Quasi-resonant Regenerating Active Snubber: QRAS) 方式チョッパ回路を提案し、理論動作解析を行い出力電圧の理論式を導出し、さらに直流リアクトルの分割率、スナバコンデンサやリアクトルの回路定数の決定手法を具体的に数値例で示し、設計手法を明らかにした。実際に試作器の製作と試験を行い QRAS 回路方式のソフトスイッチングによる高効率と回路動作原理を実証的に評価した。その結果、電流断続モードも含め、軽負荷や定格負荷試験において装置は正常に動作し、定格効率 97.5 [%] を得た。また共振 (安定動作) 領域外動作試験によりソフトスイッチング領域外でも高効率を維持し得ることも確認し、新回路 QRAS は大電力用として良好な特性を示すことが検証された。最後に、今後の効率改善手法の一つとして SiC 半導体を用いて効率の予備実験検証を行い、Si 半導体パワーデバイスに対し、1 [%] 向上する 98.5 [%] (SiC 半導体パワーデバイス) が得られ、今後の SiC-QRAS の効率改善の可能性を示した。また、QRAS の回路動作原理は、6 基本コンバータ回路へ拡張して適用が可能である⁽⁴⁾。燃料電池自動車用途に限らず、次世代半導体電力変換装置においてはソフトスイッチング回路トポロジーの必要性は増大すると考えられ、この見地からも今後の研究課題である。

謝 辞

研究全体について技術的アドバイスと試作器製作回路部品を提供していただいた (株)京三製作所岩倉哲史氏、高木友亮氏、CREE 社製 SiC ダイオードを提供していただいたインターニックス (INTERNIX) (株)堀敏夫氏に謝意を表する。

(平成 16 年 11 月 24 日受付, 平成 17 年 5 月 16 日再受付)

文 献

- (1) K. Sakai: "Technological Trend in Motors for Electric Vehicles", IEEJ/JIASC 2004, No.2-S10-4, pp.154-157 (2004-9) (in Japanese)
堺 和人:「電気自動車用モータの技術動向」, 平 16 電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.2-S10-4, pp.154-157 (2004-9)
- (2) K. Maikawa, Y. Tsuruta, and A. Kawamura: "Soft Switching Chopper Circuit for high power application", IEEJ/JIASC 2003, No.1-101, pp.477-478 (2003-8) (in Japanese)
毎川研吾・弦田幸憲・河村篤男:「C ブリッジスイッチによる大電力用昇圧チョッパの提案および試作」, 平 15 電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.1-101, pp.477-478 (2003-8)
- (3) Y. Tsuruta, K. Maikawa, and A. Kawamura: "A High Efficiency, High Frequency and High Power Chopper Circuit with Two-switch Soft Switching and Operating also as a Loss-less Snubber", 2004 National Convention Record, IEE Japan, No.4-083, pp.127-128 (2004-3) (in Japanese)
弦田幸憲・毎川研吾・河村篤男:「高効率高周波大電力チョッパ回路 QRAS の提案および 1/10 モデルの試作」, 平 16 電気学会全大講演論文集, No.4-083, pp.127-128 (2004-3)
- (4) Y. Tsuruta and A. Kawamura: "A High Efficiency and High Power Chopper Circuit QRAS using Soft Switching and the Test Evaluation at 8 kW", The Papers of Joint Technical Meeting on Semiconductor Power Converter and Industry Electric and Electronic Application, IEE Japan, SPC-04-92/IEA-04-19, pp.103-108 (2004-6) (in Japanese)

弦田幸憲・河村篤男：「高効率大電力ソフトスイッチングチョッパ回路 QRAS の提案と 8kW での試験評価」, 半導体電力変換・産業電力電気応用合同研資, SPC-04-92/IEA-04-19, pp.103-108 (2004-6)

- (5) IEEJ: “Recent development on soft switching”, IEEJ Technical Report, No.899, pp.4-8 (2002-9) (in Japanese)
電気学会編：「ソフトスイッチングの最新技術動向」, 電気学会技術報告書, 第 899 号, pp.4-8 (2002-9)
- (6) G. Hua, C.S. Leu, and F.C. Lee: “Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.9, No.2, pp.213-219 (1994-3)
- (7) Y. Tsuruta, S. Koudou, and A. Kawamura: “A High Efficiency and High Power Chopper Circuit QRAS”, IEEJ/JIASC 2004, No.1-44, pp.295-300 (2004-9) (in Japanese)
弦田幸憲・神頭利史・河村篤男：「高効率大電力チョッパ回路 QRAS」, 平 16 電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.1-44, pp.295-300 (2004-9)
- (8) Y. Tsuruta, Y. Ito, and A. Kawamura: “The prompt report regarding the efficiency measurement of 8kW QRAS chopper using SiC schottky diode”, IEEJ/JIASC 2004, No.1-85, pp.439-442 (2004-9) (in Japanese)
弦田幸憲・伊藤嘉啓・河村篤男：「SiC ショットキーダイオードを用いた 8kW QRAS チョッパの効率測定速報」, 平 16 電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.1-85, pp.439-442 (2004-9)
- (9) Y. Tsuruta and A. Kawamura: “A High Efficiency and High Power Chopper Circuit QRAS using Soft Switching and the Test Evaluation at 8kW”, The 6th International Conference on Power Electronics, ICPE'04, II, pp.60-64, Pusan, Korea (2004-10)

弦 田 幸 憲 (正員) 1953 年 01 月 13 日生。1977 年 3 月横浜国立大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程卒業。同年 4 月東京芝浦電気(株)(現在,(株)東芝)に入社し,電力変換装置の技術開発に従事。その後,2003 年横浜国立大学大学院工学府物理情報工学専攻電気電子ネットワークコース博士課程後期入学。ソフトスイッチング半導体電力変換システムの研究に従事。

河 村 篤 男 (正員) 1953 年 12 月 17 日生。1976 年東京大学電気工学科卒業,1978 年修士課程を,1981 年博士課程を修了。工学博士。1981 年米国ミズーリ大学 Post-Doctoral-fellow,1983 年同大学 Assistant Professor,1986 年横浜国立大学工学部電子情報工学科助教授を経て,1996 年教授,現在に至る。パワーエレクトロニクス,デジタル制御,電気自動車駆動系,ロボティクスなどの研究に従事。1988 年 IEEE/IAS 論文誌論文賞,1996 年電気学会論文賞,2001 年および 2002 年 IEEE/IES 論文誌論文賞を受賞。IEEE Fellow,電子情報通信学会,日本ロボット学会,計測自動制御学会など会員。