A-SCR による高周波共振形インバータリンク DC-DC コンバータ

正員 西村 敏博 (大分大)

正員 中岡 睦雄 (神戸大)

正員 丸橋 徹 (神戸大)

1. まえがき

情報処理装置を始めとした産業用機器の高密度複合化に伴い、速応性が良く信頼性が高い小形軽量、電力密度の高い電源システムの開発が盛んに行われている。中でも直流電源システムは、低電圧大電流変換で高効率かつ高信頼性が要求されている。このような用途に最適なパワーデバイスとして非線形サイリスタ(A-SCR と略記)がある。A-SCR⁽¹⁾はゲート・カソード間に逆バイアスをかけることで、従来のサイリスタと比較してターン・オフ時間を極めて短くすることが可能である。これにより従来の素子より高周波化が可能であり、速応性の良い高効率のコンバータ⁽²⁾を構成できる。

本論文は単位時間あたりの伝送電力が大きく、変圧器の設計および製作の点で非常に有利であるインバータ形 DC-DC コンバータ⁽³⁾⁽⁴⁾に A-SCR⁽⁵⁾⁽⁶⁾を使用している。特に、電圧共振インバータリンクのキャパシタインプットフィルタをもつ整流回路構成で、A-SCR のもつ転流条件の高速性を生かした高周波共振形 DC-DC コンバータ⁽⁷⁾の定常解析と特性評価を目的としている。定常解析は特に入出力エネルギーバランスを考慮し、回路の入力電圧を陽関数として解き、また回路の評価パラメータを導入して新たな特性評価を行っている。A-SCR のドライブは従来の逆阻止三端子サイリスタと同様であるが、ターン・オフ時にゲ-

ト・カソード間に逆バイアスをかけることで、ターン・オフ時間を極めて短くすることが可能である。これにより高周波化が可能であり、可聴帯域外で 500 V、数百 A⁽¹⁾電流伝送の例も報告され、この分野においても大電力伝送の高周波化が実現されつつある。

2. 回路構成と動作原理

〈2・1〉 回路構成 図1に解析および試作を行った高周波スイッチング制御形 DC-DC コンバータの回路構成を示す。ここで、高周波リンク回路には、電源電圧分割形ハーフブリッジ直列インバータを用いている。

〈2・2〉 動作様式の分類 高周波リンク回路を流れる共振電流が休止期間のために不連続に流れる場合を動作様式Ⅰ、休止期間なしに連続して流れる場合を動作様式Ⅱとして解析を行う。

(1) 動作様式Ⅰ 動作様式Ⅰでは、休止期間の長さをスイッチング周波数で変化させて出力電圧を制御するパルス周波数変調方式 (PFM と略記) を用いる。スイッチング周波数を高くすると休止期間は次第に短くなり、遂には全くなってしまふ。更に、スイッチング周波数を上げると共振電流は連続して流れ

図1 回路構成

Fig. 1. Circuit construction.

A High Frequency Inverter Linked DC-DC Converter Using Asymmetrical SCR. By Toshihiro Nishimura, Member (Faculty of Engineering, Oita University), Mutsuo Nakaoka, Member & Tohru Maruhashi, Member (Faculty of Engineering, Kobe University).

西村敏博: 正員, 大分大学工学部電気工学科
中岡睦雄: 正員, 神戸大学工学部電気工学科
丸橋 徹: 正員, 神戸大学工学部電気工学科

図 2 定常状態の各部波形
Fig. 2. Each waveform in stationary state.

出し、動作様式Ⅱとなる。よって動作様式Ⅰの最大スイッチング周波数は、休止期間のない状態における周波数、すなわち共振周波数の半分となる。

(2) 動作様式Ⅱ 動作様式Ⅰと同様、PFM方式により出力電圧を制御するが、この場合はダイオードの導通期間を変化させ、電源へ再生される電力の量を変えて出力電圧制御を行う。

図2に動作様式Ⅰ、Ⅱにおける各モードの定常状態の各部波形を示す。ここで二つの様式の一周期を T_s 、電圧指令値を V_i とする。

3. 定常回路解析

〈3・1〉 等価負荷回路モデル 図1に主回路構成を示す。ここで I_i, I_o, i_1, i_2 は電流値、 V_i は電圧源、 V_c はコンデンサ C_{d1}, C_{d2} の端子電圧、 V_c は共振用コンデンサ C の端子電圧、 L は共振用リアクトル、 V_i はトランスの一次側の電圧、 V_o は負荷および平滑コンデンサ C_o の電圧を表す。 $D_1 \sim D_6$ はダイオード、 Th_1, Th_2 は A-SCR を表す。図1は高周波インバータの負荷の整流用ブリッジを接続しており、このままでは解析が困難である。そこで、高周波インバータの負荷回路を等価的なモデルで考える。図3は便宜上図1で高周波変圧器の巻数比を 1:1 とし、電源電圧分割用コンデンサを電圧源で置き換えた回路である。定常状態では、出力電圧は一定と考えられるから、導通している D_1, D_2, Th_1, Th_2 のいずれか一つ、または共振電流の流れている方向によってインバータ側から見た出力電圧は正、もしくは負に変化する。図3は $n=1$ であるが、一般に変圧器の巻数比が n であってもインバータ側から見た等価的な負荷抵抗が変化するだけである。そこで等価負荷回路モデルには方形波交流電圧源を考える。

〈3・2〉 動作様式Ⅰにおける定常解 図2より動

図 3 等価回路モデル
Fig. 3. Equivalent circuit model.

図 4 動作様式Ⅰにおける各モードの回路状態
Fig. 4. Circuit state of each mode in operation.

作様式Ⅰは六つのモードに分類できる。図4に各モードごとの回路状態および等価回路を示す。同図の左側はスイッチ素子の導通、遮断に基づくすべての回路パターンであり、右側は出力側をバッテリーモデルで表した回路パターンである。図4よりモード 4, 5, 6 の定常解はモード 1, 2, 3 の定常解の符号を反転し、時間推移を施せばよいことがわかる。そこでモード 1, 2, 3 により構成される半周期分について考える。

図2で T_s を一周期とすると定常周期解条件より、半周期後の共振用コンデンサ電圧 $V_c(T_s/2)$ は

$$V_c(T_s/2) = 4V_i + V_c(0) = -V_c(0) \dots \dots (1)$$

となり、共振用コンデンサ電圧の初期値 $V_c(0)$ は

$$V_c(0) = -2V_i \dots \dots (2)$$

となる。また共振電流初期値は零である。平均出力電圧 V_o は電源から供給される電力がすべて負荷抵抗 R で消費され则认为と

$$\frac{V_0^2}{R} = \frac{V_t}{T_s/2} \left[\int_0^{t_1} i_1(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} i_1(t) dt \right] \dots (3)$$

であり、(3)式に表1の i_1 の値を代入すると

$$V_0 = \frac{8nRC}{T_s} V_g = 8nRCV_g f_s \dots (4)$$

となる。(4)式より平均出力電圧はスイッチング周波数 f_s 、負荷抵抗 R に関して比例関係である。また変圧器の巻数比 n に関して比例関係にあることがわかり、 n が大きい降圧形変圧器ほど大きい出力電圧が得られる。

〈3・3〉 動作様式 II における定常解 図2より動作様式 II は四つのモードに分類できる。図5に各モードごとの回路状態および等価回路を示す。〈3・2〉節と同様にモード1, 2により構成される半周期分について考える。図2(b)の i_1 と V_c の波形の対称性より、半周期後の共振電流 $i(T_s/2)$ 、共振用コンデンサ電圧 $V_c(T_s/2)$ は

$$i(T_s/2) = -i(0), \quad V_c(T_s/2) = -V_c(0) \dots (5)$$

となる。更に、表1の動作様式2のモード1の i_1, V_c を考慮すると、(6), (7)式が得られる。

$$\begin{aligned} & \frac{\sqrt{(V_g - V_t - V_c(0))^2 + (Z_0 i(0))^2} - 2V_t}{Z_0} \\ & \times \sin \left(\frac{\omega_0 T_s}{2} + \tan^{-1} \frac{Z_0 i(0)}{V_g - V_t - V_c(0)} \right) \\ & = -Z_0 i(0) \dots (6) \\ & V_g + V_t - \left\{ \sqrt{(V_g - V_t - V_c(0))^2 + (Z_0 i(0))^2} \right. \\ & \quad \left. - 2V_t \right\} \cos \left(\frac{\omega_0 T_s}{2} + \tan^{-1} \frac{Z_0 i(0)}{V_g - V_t - V_c(0)} \right) \\ & = -V_c(0) \dots (7) \end{aligned}$$

図5 動作様式 II における各モードの回路状態

Fig. 5. Circuit state of each mode in operation II.

ただし、 $\omega_0 = 1/\sqrt{CL}$, $Z_0 = \sqrt{L/C}$

(6), (7)式を解くと、共振電流初期値およびコンデンサ電圧初期値として $i(0), V_c(0)$ の値が±の複号を含む形で求まるため、正負の値を決定する必要がある。その条件として以下の臨界状態を考える。臨界状態はこの場合、動作様式 I, II の境界点を言い、その点での境界条件により符号を決める。すなわち、境界点である $T_s = 4\pi/\omega_0$ で $i(0) = 0, V_c(0) = -2V_t$ 、となるように決定すると

$$i(0) = -\frac{\sin \omega_0 T_s/2}{(1 + \cos \omega_0 T_s/2) Z_0 V_g} (V_g^2 - V_t^2) \dots (8)$$

$$V_c(0) = \left[-1 - \sqrt{\frac{1}{(1 + \cos \omega_0 T_s/2) V_g^2}} * \{ 2V_g^2 - (1 - \cos \omega_0 T_s/2) V_t^2 \} \right] V_t \dots (9)$$

となる。平均出力電圧 $V_0 = V_t/n$ の関係より

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{4nCR}{(1 + \cos \omega_0 T_s/2) T_s^2 + 16n^4 R^2 C^2} * \\ & * \frac{(1 - \cos \omega_0 T_s/2) \{ (1 + \cos \omega_0 T_s/2) T_s \\ & + \sqrt{2(1 + \cos \omega_0 T_s/2) T_s^2 + 16n^4 R^2 C^2} * \\ & * (1 - \cos \omega_0 T_s/2) \} V_g}{\dots} \dots (10) \end{aligned}$$

(10)式より平均出力電圧 V_0 はスイッチング周波数 f_s に対して、(4)式からわかるように一次関数的に変化するが、限界周波数における平均出力電圧 V_{0max} は(10)式において $T_s = 2\pi/\omega_0$ とおくことにより、 $V_{0max} = V_g/n$ となる。つまり、平均出力電圧の上限はスイッチング周波数 f_s 、負荷抵抗 R に無関係に巻数比 n によってのみ決定する。

また(4), (10)式ともに平均出力電圧 V_0 は負荷抵抗 R に対しては、インバータ側からみた等価負荷抵抗

表1 各動作様式における定常解

Table 1. Stationary state in each operation.

モード	動作様式 I	動作様式 II
1	$0 \leq t \leq \pi/\omega_0$ $i_1(t) = \frac{V_g + V_t}{Z_0} \sin \omega_0 t$ $V_c(t) = V_g - V_t - (V_g + V_t) \cos \omega_0 t$	$0 \leq t \leq t_1$ $i_1(t) = \frac{B + V_t}{Z_0} \sin(\omega_0 t + \phi)$ $V_c(t) = V_g - V_t - (B + V_t) \cos(\omega_0 t + \phi)$
2	$\pi/\omega_0 \leq t \leq 2\pi/\omega_0$ $i_1(t) = \frac{V_g - V_t}{Z_0} \sin \omega_0 t$ $V_c(t) = V_g + V_t - (V_g - V_t) \cos \omega_0 t$	$t_1 \leq t \leq T_s/2$ $i_1(t) = \frac{B - V_t}{Z_0} \sin(\omega_0 t + \phi)$ $V_c(t) = V_g + V_t - (B - V_t) \cos(\omega_0 t + \phi)$
3	$2\pi/\omega_0 \leq t \leq T_s/2$ $i_1(t) = 0$ $V_c(t) = 2V_t$	

$n^2 R$ によって決定する。

表 1 に〈3・2〉節、〈3・3〉節で得られた定常解を示す。ただし、

$$B = \sqrt{\{2V_0^2 - (1 - \cos \omega_0 T_s/2)V_t^2\} / (1 + \cos \omega_0 T_s/2)}$$

$$\phi = \tan^{-1}\{Z_0 i(0) / (V_0 - V_t - V_c(0))\}$$

とする。

4. 特性評価と回路設計

〈4・1〉 無次元化パラメータの導入 回路の特性評価に一般性をもたせるために、(11)式の無次元化パラメータを導入する。基準量を次のように定める。

電圧基準量 $V_{base} = V_0$ 、電流基準量 $I_{base} = V_0/Z_0$ 、
 負荷抵抗基準量 $R_{base} = Z_0$ 、電力基準量 $P_{base} = V_0^2/Z_0$ 、
 時間基準量 $T_{base} = T_s$ 、周波数基準量 $f_{base} = f_0$

$$\left. \begin{aligned} V^* &\triangleq \frac{V}{V_0}, \quad i^* \triangleq \frac{i}{V_0/Z_0}, \quad V_t^* \triangleq \frac{V_t}{V_0} \\ \alpha &\triangleq \frac{V_0}{V_0/n}, \quad P^* \triangleq \frac{P}{V_0^2/Z_0}, \quad Z \triangleq \frac{t}{T_s} \\ \lambda &\triangleq \frac{R}{Z_0}, \quad \lambda' \triangleq \frac{n^2 R}{Z_0}, \quad \mu \triangleq \frac{f_s}{f_0} \end{aligned} \right\} \dots (11)$$

ここで、 V_0 : 電圧基準量、 Z_0 : 負荷抵抗基準量、 T_s : 時間基準量、 f_0 : 周波数基準量

〈4・2〉 安定動作パラメータ領域 高周波リンク回路が安定に動作するには、A-SCR を用いているため、この素子固有のターンオフ時間を確保する必要がある。そのため、ダイオードに電流を流して逆バイアスしている。上記の理由でダイオードが一周期内にそれぞれ 1 回ずつオンする必要がある。この条件を用いて安定動作パラメータ領域を決定する。

(1) 動作様式 I における動作限界 ダイオード D_1 を流れる電流を無次元化した形で示すと

$$i_1^*(Z) = (1 - V_t^*) \sin \frac{2\pi}{\mu} Z \quad (\mu/2 \leq Z \leq \mu)$$

$$\dots (12)$$

となる。ダイオード D_1 が一周期内に必ずオンするためには、(12)式で電流の振幅が必ず正の値でスタートする必要がある。そのため $1 - V_t^* > 0$ となる。また $V_t = 4\mu\lambda/\pi$ より

$$\lambda' < \frac{\pi}{4\mu} \dots (13)$$

となり $\lambda' = \pi/4\mu$ が動作限界である。すなわち、 λ' が決まると μ の限界が決定する。

(2) 動作様式 II における動作限界 〈4・2〉節 (1)項と同様に、ダイオード D_1 が一周期内に必ずオ

ンするためには、無次元化したダイオード D_1 を流れる電流 $i_1^*(Z)$ の電流振幅を動作様式 I の場合の上記説明と同様に正とおけばよい。

$$\sqrt{\frac{1}{1 + \cos \pi/\mu} \{2 - (1 - \cos \pi/\mu) V_t^{*2}\} - V_t^*} > 0 \dots (14)$$

また

$$V_t^* = \frac{2\pi\mu^2\lambda'}{\pi^2(1 + \cos \pi/\mu) + 4\mu^2\lambda'(1 - \cos \pi/\mu)}$$

$$\times \left[\frac{1}{\mu}(1 + \cos \pi/\mu) + \sqrt{\frac{2}{\mu^2}(1 + \cos \pi/\mu) * + \frac{4\lambda'^2}{\pi^2}(1 - \cos \pi/\mu)^2} \right] \dots (15)$$

より

$$\lambda' < \frac{\pi}{4\mu} \dots (16)$$

となる。ここで、共振電流初期値は $i^*(0) > 0$ であるから

$$-\frac{\sin \pi/\mu}{1 + \cos \pi/\mu} (1 - V_t^{*2}) > 0 \dots (17)$$

となり、(16)式と同様の条件が得られる。

次に平均出力電圧 α は

$$\alpha = \frac{2\pi\mu^2\lambda'}{\pi^2(1 + \cos \pi/\mu) + 4\mu^2\lambda'(1 - \cos \pi/\mu)}$$

$$\times \left[\frac{1}{\mu}(1 + \cos \pi/\mu) + \sqrt{\frac{2}{\mu^2}(1 + \cos \pi/\mu) * + \frac{4\lambda'^2}{\pi^2}(1 - \cos \pi/\mu)^2} \right] \dots (18)$$

であり、 μ と共に図 7 に示すように増加することを示している。 μ の限界値はダイオードの導通期間がなくなり、サイリスタが転流不可能となる $\mu=1$ である。 $\mu=1$ における α の値は、 $\alpha=1$ となり、 λ' に無関係に定数となることを示している。また $\alpha=1$ のとき $V_t^*=1$ となり、(16)式の条件は満たされない。よって

$$\mu=1 \dots (19)$$

もまた動作限界となる。ダイオードの導通時間、すなわちサイリスタの逆バイアス時間が 0 になる限界は $1 - V_t^*=0$ である。 $V_t^*=1$ となり $\alpha=1$ と決まる。図 2 (a) で連続、不連続の境界は同図でモード 3 がなくなるところである。その条件は $T_s/2$ を正規化して $Z=1/2$ 、また図 2 で電流の (12)式において $2\pi x/\mu=2\pi$ となる条件 $x=\mu$ となる。ゆえに $\mu=0.5$ の点が境界点となる。従って動作様式 I、II の境界は $\mu=0.5$ である。

図 6 に動作様式の境界および動作限界を $\mu-\lambda'$ 平面に示す。 λ' が大きい場合、 μ は小さくなり、動作限

図 6 動作様式の境界および動作限界
Fig. 6. Border and limit of operation.

図 7 μ - α 特性

Fig. 7 μ vs. α characteristic curves.

界となるため動作領域は狭くなるが、 $\lambda' = n^2\lambda$ なる関係があるため λ の大きい場合、 $n < 1$ である昇圧形の変圧器を使用すれば、動作領域は広くすることができる。

図 7 に μ - α 特性を λ' をパラメータとして示す。 λ' が大きくなると、 μ に対する α の増加は直線に近くなっていくのがわかる。

〈4.3〉 特性算定 表 2 に諸特性を動作様式ごとにまとめたものを示す。 Z_c はサイリスタの逆バイア

ス時間、 δ はリプル率を示している。リプル率 δ の評価は定常解析では V_0 を一定と仮定して行ったため、そのままでは評価できないので整流用ダイオードの出力電流を用いて (20) 式により評価を行う。

$$\delta = \frac{\sqrt{i_{rms}^{*2} - i_{ave}^{*2}}}{i_{ave}^{*}} \dots \dots \dots (20)$$

ただし、 i_{rms}^* : 平滑前の共振電流実効値、 i_{ave}^* : 平滑前の共振電流平均値

図 8、図 9 にそれぞれ λ' をパラメータとした V_{CP}^* 、 i_{TAP}^* の μ 特性を示す。図中破線は動作限界を表している。 λ' が小さい場合、 μ が大きくなると V_{CP}^* 、 i_{TAP}^* ともに大きくなり、素子の負担が大きくなる。また、 V_{CP}^* は動作様式 I では λ' に無関係に定数 2 となる。すなわち、動作様式 I では小耐圧のコンデンサの使用が可能であることを示している。

図 10 に μ をパラメータとした逆バイアス時間 Z_c の λ' 特性を示す。 μ が一定のときは、 λ' が大きいほど Z_c は小さくなる。また動作限界では、ダイオード

図 8 コンデンサ最大電圧

Fig. 8. Maximum capacitor voltage.

表 2 各動作様式ごとの諸特性

Table 2. Various characteristic curves in each operation.

	動作様式 I	動作様式 II
α	$\frac{4\mu\lambda'}{\pi}$	$\frac{2\pi\mu^2\lambda'}{\pi^2(1+\cos\pi/\mu)+4\mu^2\lambda'^2(1-\cos\pi/\mu)} \left[\frac{1}{\mu}(1+\cos\pi/\mu) + \sqrt{\frac{2}{\mu^2}(1+\cos\pi/\mu) + \frac{4\lambda'^2}{\pi^2}(1-\cos\pi/\mu)^2} \right]$
V_{CP}^*	2	$\sqrt{\frac{1}{1+\cos\pi/\mu}} [2 - (1-\cos\pi/\mu)V_{T^*}^2] + 1$
i_{TAP}^*	$1 + V_{T^*}^*$	$\sqrt{\frac{1}{1+\cos\pi/\mu}} [2 - (1-\cos\pi/\mu)V_{T^*}^2] + V_{T^*}^*$
i_{Tave}^*	$\frac{2\mu}{\pi}(1 + V_{T^*}^*)$	$\frac{\mu}{\pi}(1 + V_{T^*}^*) \left[1 + \sqrt{\frac{1}{1+\cos\pi/\mu}} [2 - (1-\cos\pi/\mu)V_{T^*}^2] \right]$
i_{ave}^*	$\frac{16\mu^2\lambda'}{\pi^2}$	$\frac{2\mu}{\pi} \left[1 + \sqrt{\frac{1}{1+\cos\pi/\mu}} [2 - (1-\cos\pi/\mu)V_{T^*}^2] \right] V_{T^*}^*$
i_{oave}^*	$\frac{4\mu}{\pi}$	$\frac{2\mu}{\pi} \left[1 + \sqrt{\frac{1}{1+\cos\pi/\mu}} [2 - (1-\cos\pi/\mu)V_{T^*}^2] \right]$
P_o^*	$\frac{16\mu^2\lambda'}{\pi^2}$	$\frac{2\mu}{\pi} \left[1 + \sqrt{\frac{1}{1+\cos\pi/\mu}} [2 - (1-\cos\pi/\mu)V_{T^*}^2] \right] V_{T^*}^*$
Z_c	$\frac{\mu}{2}$	$\frac{1}{2} - \frac{\mu}{2} + \frac{\mu}{2\pi} \tan^{-1} \frac{i^*(0)}{1 - V_{T^*}^* - V_{CP}^*(0)}$
δ	$\frac{\pi}{4n\mu} \sqrt{\mu(1 + V_{T^*}^2) - V_{T^*}^2}$

図 9 サイリスタ最大電流
Fig. 9. Maximum thyristor current.

図 10 サイリスタ逆バイアス時間
Fig. 10. Thyristor reverse-bias time.

図 11 出力電流リップル率
Fig. 11. Output current ripple ratio.

が導通しないため、サイリスタの逆バイアスが得られず \$Z_c\$ が急激に零になる。そのため回路設計をする際、動作点を動作限界付近に設定すると負荷変動などによって転流失敗を起こし、電源短絡となる危険性がある。

図 11 に \$\lambda'\$ をパラメータとした出力電流リップル率 \$\delta\$ の \$\mu\$ 特性を示す。\$\lambda'\$ が小さいほど \$\delta\$ は小さくなるが、\$\mu\$ を大きくすれば \$\delta\$ が小さくなるとは一概には言えないことがわかる。

〈4・4〉 回路設計法 入力電圧 \$V_i\$、出力電圧 \$V_o\$、出力電力 \$P_o\$、スイッチング周波数 \$f_s\$ が与えら

図 12 動作領域
Fig. 12. Operation region.

① 動作点の決定

$$\alpha = \frac{nV_o}{V_g} \dots\dots\dots (21)$$

より \$\mu=0.6\$ に対して (21) 式を満たす \$\lambda'\$ を (18) 式により決定する。

② 共振周波数 \$f_o\$ の導出

$$f_o = \frac{f_s}{\mu} \dots\dots\dots (22)$$

③ \$Z_o\$ の算出

$$Z_o = \frac{V_g^2}{\lambda P_o} \dots\dots\dots (23)$$

④ 転流回路定数の決定

$$C = \frac{1}{2\pi f_o Z_o}, \quad L = \frac{Z_o}{2\pi f_o} \dots\dots\dots (24)$$

⑤ サイリスタの逆バイアス時間 \$Z_c\$ が小さすぎる場合は、①よりやり直す。

図 13 設計手順の流れ図

Fig. 13. Flow chart for design process.

れた場合の簡単な実用回路設計法を説明する。〈4・2〉節、〈4・3〉節の結果より転流回路定数を求めるためには、変圧器の巻数比 \$n\$ を決定する必要がある。図 12 に \$n\$ をパラメータとして \$\mu\$-\$\lambda\$ 平面で動作領域を示す。

一般に電力用高周波変圧器は密結合を得る必要があるため、巻数比 \$n\$ は 1 に近いことが望ましい。また、回路設計をする場合、図 11 より \$\delta\$ がほぼ最小となる \$\mu=0.6\$ と設定する。図 13 に設計手順の流れ図を示す。

5. 実験結果と検討

図 14～図 17 に動作様式 I、II それぞれの理論波形と実験波形を示す。回路定数は \$V_i=70\$ V, \$n=1\$, \$C=0.5\$ \$\mu\$F, \$L=152\$ \$\mu\$H, \$C_o=470\$ \$\mu\$F, \$R=16.7\$ \$\Omega\$ とする。

図 18～図 20 に負荷抵抗をパラメータとした諸特性を示す。回路定数は \$V_{in}=100\$ V, \$V_g=50\$ V, \$C=0.5\$ \$\mu\$F, \$L=152\$ \$\mu\$H, \$C_o=470\$ \$\mu\$F である。図 18 はスイッチング周波数 \$f_s\$ に対する平均出力電圧 \$V_o\$ の特性である。\$n=0.45\$ の場合は、\$V_g\$ を基準に考えると昇圧も可能であることを示している。理論値は実験した結果と符合している。図 19、図 20 はそれぞれスイッチング周波数に対する平均出力電流 \$I_o\$、平均出力電力 \$P_o\$ の特性である。理論値は実験結果と符合した値となってい

図 14 動作様式 I の理論波形 ($f_s = 8.5 \text{ kHz}$)

Fig. 14. Simulation waveform in operation I.

図 15 動作様式 I の実験波形 ($f_s = 8.5 \text{ kHz}$)Fig. 15. Experimental waveform in operation I ($f_s = 8.5 \text{ kHz}$). 図 16 動作様式 II の理論波形 ($f_s = 13 \text{ kHz}$)

Fig. 16. Simulation waveform in operation II.

図 17 動作様式 II の実験波形 ($f_s = 13 \text{ kHz}$)

Fig. 17. Experimental waveform in operation II.

(a) $n=1$ の場合 (b) $n=0.45$ の場合

図 18 平均出力電圧

Fig. 18. Average output voltage.

る。

図 21 に $n=1$ での出力電圧一定制御を行ったときの電源電圧の変動に対する制御特性を示す。 $n=1$ では昇圧が不可能であるため V_o が基準電圧 V_{ref} 以下

(a) $n=1$ の場合

(b) $n=0.45$ の場合

図 19 平均出力電流

Fig. 19. Average output current.

(a) $n=1$ の場合

(b) $n=0.45$ の場合

図 20 平均出力電力

Fig. 20. Average output power.

では、出力電圧 V_o は基準電圧までは上昇しない。またサイリスタのターン・オフ時間を確保するため制御回路には、スイッチング周波数の限界をあらかじめ設定している。このため、ある入力電圧以上にならないと電源電圧の変動に対して出力電圧一定制御はできないことを示している。

6. 終りに

本論文で得られた結果を以下に示す。

(1) 電圧給電直列共振高周波インバータ形スイッチング制御 DC-DC コンバータの特性を正規化パラメータを用いて一般的解析を行った。この解析より二つの動作様式があることを明らかにし、それぞれが異なった特性を示した。

(2) この DC-DC コンバータの入力電圧-出力電圧変換特性を理論的に定式化することにより明らかにした。また変圧器の巻数比 n については、 n が 1 以下である昇圧形変圧器のほうが動作領域は広くなることを示した。

(3) 提案した高周波インバータ形 DC-DC コンバータの諸特性を理論的に解析し、特性評価を行い、特性評価のデータを用いて回路設計手順を明らかにした。

(4) 実験においては、理論的解析との比較検討を行い、理論的解析により実験結果が十分説明できるこ

図 21 制御特性

Fig. 21. Control characteristic curves.

とを示した。

(5) 実際の変換効率も 70~80 % の値が得られ実用的であると言える。また A-SCR の使用により逆バイアス時間が 5 μ s まで動作可能である。そのため A-SCR を用いた高周波インバータ形 DC-DC コンバータは大電力変換用に適しており、実

用に耐えうるものであることを示した。

今後の課題として、高周波トランスのリーケイジインダクタンス、励磁インダクタンスならびに出力側コンデンサを考慮した特性解析が必要である。また A-SCR と競合する SI サイリスタなど、他の新形高周波大電力変換用デバイスを導入した場合の特性評価を検討する必要がある。

(昭和 62 年 3 月 23 日受付, 同 62 年 9 月 10 日再受付)

文 献

- (1) C.K. Chu, et al.: "High-Power Asymmetrical Thyristors", *IEEE Trans. Power Electronics*, PE-2, (1987)
- (2) 例えば、桑原: 「一次側検出出力フォワード・コンバータ」, 電子通信学会信学技報, PE84-15 (昭 59)
- (3) V.T. Rangthan, et al.: "A Regulated DC-DC Voltage Source Converter Using a High Frequency Link", IAS, (1981)
- (4) R.R. Robson, et al.: "A 10-kW Series Resonant Converter Design and Base-Drive Optimization", PESC 1982 RECORD
- (5) D. Chambers: "Designing High Power SCR Resonant Converters for Very High Frequency operation", *Proceeding of Powercon 9* (1983)
- (6) J.J. Le Roux, et al.: "Application of the Asymmetrical Thyristor Switching Powersupply 15kHz Power 10kW", *PCI SEP*, Vol. 5 (1982)
- (7) 西村・中岡・丸橋: 「A-SCR による高周波共振形インバータリンク DC-DC コンバータと特性評価」, 電子通信学会信学技報, PE86-33 (昭 61)