

# シリコン制御整流器によるDC-DCコンバータ

## DC-DC Converter Using Silicon Controlled Rectifiers

鈴木 豊\*  
Yutaka Suzuki

### 内 容 梗 概

シリコン制御整流素子はその特性と信頼性の向上により、多方面への応用製品が開発されつつある。最近の新製品としてDC-DCコンバータがあり、優秀なる試験結果を得た。そこで本論文ではDC-DCコンバータの基本的特性、特長ならびに試験結果を報告する。

### 1. 緒 言

近年シリコン制御整流器(以下SCRと略称する)応用新製品の開発には目ざましいものがある。日立製作所においても蓄電池充電装置、定電圧定周波電源装置などすでに製品化されたものが多数あり、すぐれた性能を発揮している。これらSCR応用製品開発の一環として研究開発されたのが本DC-DCコンバータである。

電話局、放送局用電源として種々の電圧の直流電源が必要であり、通常は主直流電源として蓄電池を設置し、これより電動発電機によって所要の直流電圧を得ているが、この方法では床面積が大きくなり、効率や保守の点からも改良が要望されている。この要望にこたえるため、研究開発されたのが本DC-DCコンバータである。本装置はDC→ACの逆変換器としてSCRによる他制自励式直列インバータ、AC→DCの順変換器としてSCRによる全波整流方式を採用している。出力電圧制御はインバータの駆動周波数を可変することにより行なわれているのが大きな特長である。

ここではこの方式の原理と試験結果について報告する。

### 2. SCR 他制自励式直列インバータの基本的原理

SCR素子の特性については別報に譲ることとし<sup>(1)</sup>、ここではDC-DCコンバータの主回路である逆変換器直列インバータの特性について概説する。

#### 2.1 出力電圧

単相他制自励式直列インバータの基本的原理図を第1図に示す。まずG<sub>1</sub>が付勢され、CR<sub>1</sub>が点弧した場合の関係式を(1)式に、その後G<sub>2</sub>が付勢され、CR<sub>2</sub>が点弧した場合の関係式を(2)式に示す。

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 + \frac{1}{C} \int i_1 dt = E_d \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt = 0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

(1)式よりi<sub>1</sub>を求めると

$$i_1 = (CE_d - q_{01}) \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta} \varepsilon^{-\alpha t} \sin \beta t \quad \dots\dots\dots (3)$$

(2)式よりi<sub>2</sub>を求めると

$$i_2 = q_{02} \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta} \varepsilon^{-\alpha t} \sin \beta t \quad \dots\dots\dots (4)$$

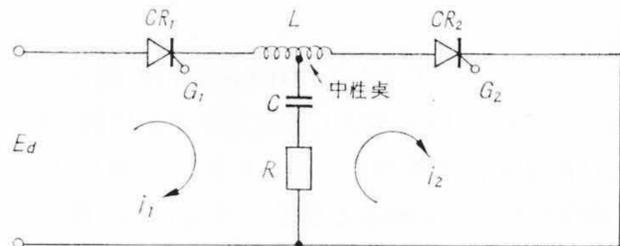
となる。ここにq<sub>01</sub>、q<sub>02</sub>はそれぞれCR<sub>1</sub>、CR<sub>2</sub>点弧時の転流コンデンサCの初期電荷量

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad \beta = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{4L}{C} - R^2} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2}$$

である。またq<sub>01</sub>、q<sub>02</sub>は漸次定常値Q<sub>01</sub>、Q<sub>02</sub>に近づくが、その値は

$$Q_{01} = -CE_d(1 + \varepsilon^{-\lambda})(1 + \varepsilon^{-2\lambda} + \varepsilon^{-4\lambda} + \dots) \varepsilon^{-\lambda}$$

$$= \lim_{n \rightarrow \infty} -CE_d \frac{1 - \varepsilon^{-2n\lambda}}{1 - \varepsilon^{-\lambda}} \varepsilon^{-\lambda} = \frac{-CE_d \varepsilon^{-\lambda}}{1 - \varepsilon^{-\lambda}}$$



CR<sub>1</sub>, CR<sub>2</sub>: シリコン制御整流素子(SCR)      E<sub>d</sub>: 直流入力電圧  
L: 転流リアクトル      i<sub>1</sub>, i<sub>2</sub>: 負荷電流  
C: 転流コンデンサ      G<sub>1</sub>, G<sub>2</sub>: SCRゲート  
R: 負荷抵抗

第1図 抵抗負荷直列インバータ基本回路

$$Q_{02} = CE_d(1 + \varepsilon^{-\lambda})(1 + \varepsilon^{-2\lambda} + \varepsilon^{-4\lambda} + \dots)$$

$$= \lim_{n \rightarrow \infty} CE_d \frac{1 - \varepsilon^{-2n\lambda}}{1 - \varepsilon^{-\lambda}} = \frac{CE_d}{1 - \varepsilon^{-\lambda}}$$

ここに  $\lambda = \frac{\alpha}{\beta} \pi$

となる。Q<sub>01</sub>、Q<sub>02</sub>を(3)、(4)式に代入して電流の定常値をそれぞれi<sub>s1</sub>、i<sub>s2</sub>とすると

$$i_{s1} = \frac{E_d}{L\beta} \cdot \frac{1}{1 - \varepsilon^{-\lambda}} \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \sin \beta t = i_{s2} = i_s \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。結局atの小なる場合は定常電流は正弦波とみなしてよいことになる。実際atは小であるから正弦波とみなして簡単に出力電圧を計算する。

直列インバータの安定動作範囲としては種々論ぜられているが、

$$f_0 \geq f$$

ここに  $f_0 = \frac{\beta}{2\pi}$  (LCR回路の固有周波数)  
f: SCRゲート駆動周波数

として運転するのが安全である。

まずf<sub>0</sub>=fの場合負荷Rで消費される交流電力P<sub>a</sub>は次式で計算できる。

$$P_a = 2f_0 \int_0^{1/2f_0} i_a e_a dt = I_a E_a$$

ここに i<sub>a</sub>、e<sub>a</sub>は負荷Rの電流および電圧瞬時値  
I<sub>a</sub>、E<sub>a</sub>は負荷Rの電流および電圧実効値  
一方、直流電源より供給される直流電力P<sub>d</sub>は

$$P_d = f_0 \int_0^{1/2f_0} i_a E_d dt = \bar{I}_d E_d$$

ここに I<sub>d</sub>は直流入力電流平均値  
交流電流i<sub>a</sub>の半サイクル平均値 $\bar{I}_a$ は

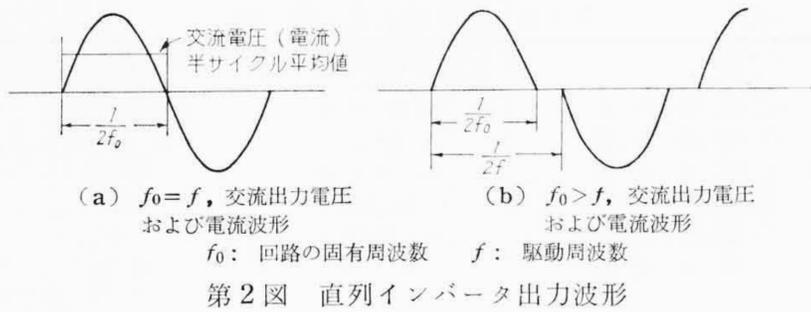
$$\bar{I}_a = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} I_a = 2 \bar{I}_d$$

となる。また直流入力電力と交流出力電力は等しいゆえ

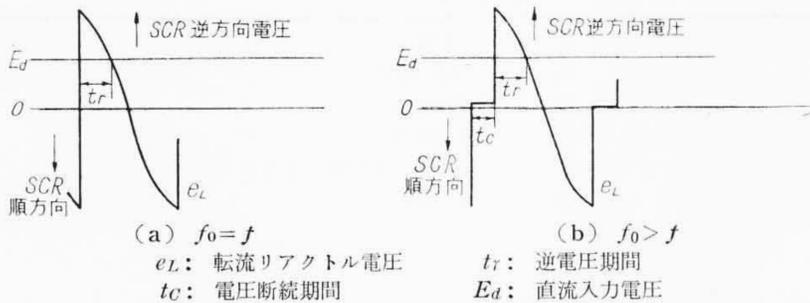
$$I_a E_a = \bar{I}_d E_d$$

$$E_a = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_d \quad \dots\dots\dots (6)$$

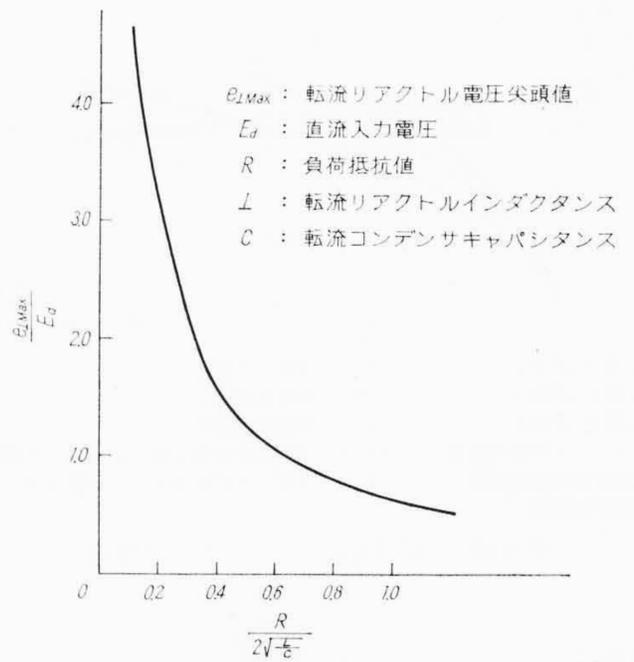
\* 日立製作所日立工場



第2図 直列インバータ出力波形



第3図 転流余裕時間



第4図 転流リアクトル電圧

となる。 $f_0=f$ の出力波形は第2図(a)である。

次に  $f_0>f$  の出力波形は第2図(b)であるが、(5)式からわかるように  $2\sqrt{\frac{L}{C}} \gg R$  の場合は  $f$ 、 $R$  のかなりの範囲で  $e_a$  のピーク値はほぼ一定となる。実際の場合、一般に  $2\sqrt{\frac{L}{C}} \gg R$  の条件は満たされる。第2図(b)について交流実効値を  $E_{af}$  とすると

$$E_{af} = \sqrt{2f \int_0^{1/2f_0} e_a^2 dt} = \sqrt{\frac{f}{f_0}} E_a = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{f}{f_0}} E_d \quad (7)$$

となる。(6)式からわかることは直流電圧  $E_d$  が一定の場合には、 $f_0=f$  では交流出力実効値が一定となることである。また(7)式からは  $E_d$  が変化した場合インバータ駆動周波数  $f$  を可変することにより  $E_{af}$  を一定となしうることである。この点に着目して交流出力を整流して得られる直流出力電圧の制御は周波数可変方式を採用した。

### 2.2 転流余裕角

SCR 直列インバータが安定運転するためには、常に SCR のターンオフ時間  $t_{off}$  が回路定数によって決まる転流余裕時間  $t_d$  より短くなければならない。

まず  $f_0=f$  の場合は第3図(a)に示すように  $L$  の両端電圧  $e_L$  が  $E_d$  に等しくなるまでの期間が  $t_\gamma$  である。 $e_L$  を計算すると

$$e_L = L \frac{di_s}{dt} = \frac{2E_d}{\lambda} \cos \beta t = \frac{2}{\pi} E_d \cdot 2 \sqrt{\frac{L}{C}} \cos \beta t \dots (7)'$$

これより  $e_L = E_d$  と置いて求むる  $t$  が  $t_\gamma$  である。すなわち

$$t_\gamma = \frac{1}{\beta} \cos^{-1} \frac{\lambda}{2} \dots (8)$$

また  $f_0>f$  の場合は負荷電流の断続期間  $t_c$  と(8)式により求めた  $t_\gamma$  の和となる。第3図(b)はこの説明である。 $t_c$  は次式で計算できる。

$$t_c = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{f} - \frac{1}{f_0} \right)$$

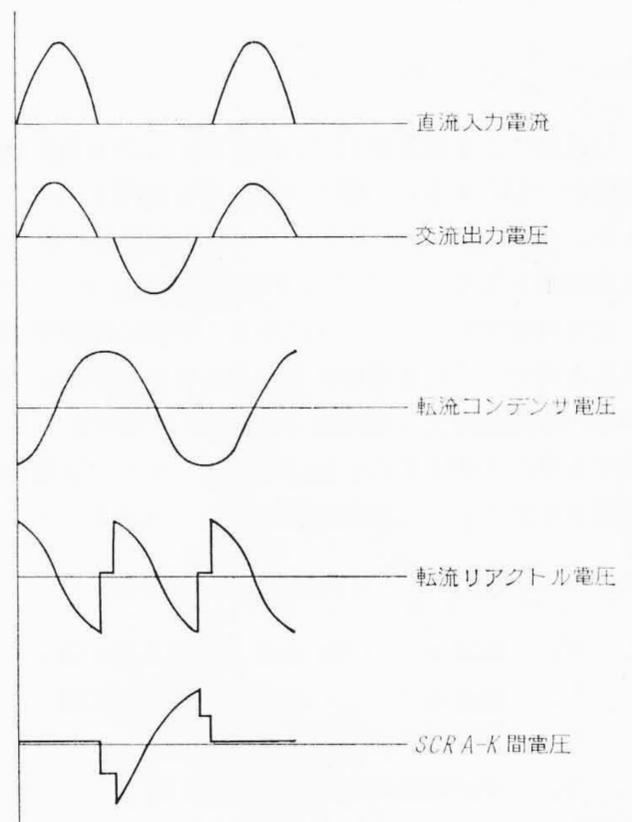
したがって  $f_0>f$  の場合の全転流余裕時間  $t_\gamma'$  は次式となる。

$$t_\gamma' = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{f} - \frac{1}{f_0} \right) + \frac{1}{\beta} \cos^{-1} \frac{\lambda}{2} \dots (9)$$

### 2.3 SCR 陽極-陰極間電圧

回路定数によって決まる SCR 陽-陰極間(以下 A-K 間と略す)電圧は常に SCR の順、逆の両耐電圧よりも低くなければならない。

転流直後の SCR に印加される逆電圧ピーク値  $E_r$  は次式で計算できる。



第5図 直列インバータ各部現象波形および位相関係

$$E_r = E_d - L \frac{di_s}{dt} \doteq E_d \left( 1 - \frac{2}{\lambda} \right) \dots (10)$$

また SCR に印加される順電圧ピーク値  $E_f$  は次式で計算できる。

$$E_f = E_d + L \frac{di_s}{dt} \doteq E_d \left( 1 + \frac{2}{\lambda} \right) \dots (11)$$

(10)、(11)式からわかるように SCR A-K 間電圧ピーク値は転流リアクトル  $L$  の両端に発生する電圧による。この電圧  $e_L$  は負荷により変わるわけであるが、これを図示したのが第4図である。負荷短絡による過電圧を防止するには転流リアクトルを可飽和形にするとい<sup>(2)</sup>。

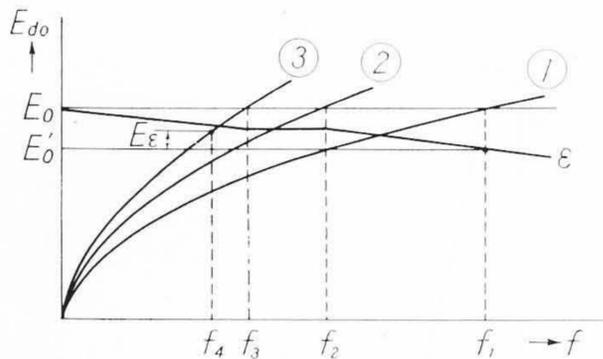
以上は基本的原理であるが、定常時の各部現象波形位相関係を第5図に示す。

## 3. 周波数可変による定電圧 DC-DC コンバータ

### 3.1 定電圧制御方式

2.1 項にて述べたように、インバータ駆動周波数を可変することにより、直流電源電圧変動および負荷変動に対し交流出力を整流して得られる直流出力電圧を常に一定に制御することができるわけである。

まず回路の電圧降下を考慮しない場合の直流出力電圧は(6)式お



①:  $E_d$  最小,  $R$  最小  $E_d$ : 直流入力電圧  
 ②:  $E_d$  最小,  $R$  最大  $R$ : 負荷抵抗  
 ③:  $E_d$  最大,  $R$  最大  $E_{d0}$ : 直流出力電圧  
 $f$ : インバータ駆動周波数  $E_{0'}$ : 回路素子の電圧降下を考慮した出力直流電圧  
 $E_0$ : 出力直流電圧設定値  $E_\varepsilon$ :  $f_3$ 点での回路素子による電圧降下  
 $\varepsilon$ : 電圧変動曲線

第6図 DC-DC コンバータ外部特性

よび(7)式より

$$E_{d0} = \frac{4}{\pi^2} E_d$$

$$E_{d0f} = \frac{4}{\pi^2} \sqrt{\frac{f}{f_0}} E_d \dots\dots\dots (12)$$

となる。(12)式により直流電源  $E_d$  の変動および負荷変動に対し出力直流電圧を一定にするに必要な周波数可変範囲を説明したのが第6図である。①, ②, ③の各条件で(12)式を曲線に表わすと①, ②, ③の各曲線となる。ここで出力電圧設定値を  $E_0$  とすると  $f$  は  $f_3$  から  $f_1$  まで可変すればよいことになる。実際には回路素子での電圧降下があるので、それを考慮に入れると可変範囲は  $f_4$  から  $f_1$  までに広がる。また直流出力電圧は  $E_{0'}$  まで下がるゆえ、あらかじめ電圧降下する分だけ変圧器の変圧比を大としておくことと良い。回路素子の電圧降下を考慮して(12)式を修正すると次式となる。

$$E_{d0f} = \frac{4}{\pi^2} E_d \sqrt{\frac{f}{f_0}} - (V_F + V_L + V_T + V_f)$$

ここに  $V_F$ : SCR および SR の出力側換算電圧降下  
 $V_L$ : 転流リアクトルの出力側換算電圧降下  
 $V_T$ : 変圧器の出力側換算電圧降下  
 $V_f$ : 平滑回路の出力側換算電圧降下

3.2 回路定数の決定

(1) 転流リアクトルおよび転流コンデンサ

第4図に示されたように SCR 順耐電圧は  $R/2 \sqrt{\frac{L}{C}}$  の値が、0.15~0.2 以下になると急激に上昇する。したがって過負荷を考慮して 0.2 くらいに選ぶのが適当である。 $R$  の最小値は仕様により定まるので

$$2\sqrt{\frac{L}{C}} = 5R$$

なる一関係式が得られる。

また回路固有周波数の最大値を使用, SCR のターンオフタイムと考え合わせて適当に決める。さきに求めた  $\beta$  より最大角周波数  $\Omega$  は

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

となる。この式より最大周波数  $F$  は次式となる。

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

これで  $R, F$  は決まっているので  $L, C$  が決定される。ここで注意すべき点は負荷  $R$  の最大値において転流余裕角を調べることである。

(2) 出力側平滑回路

通信用電源では通信障害は次の定義により雑音電圧で指定される。

第1表 性能比較表

	SCR方式	電動発電機式
起動停止	瞬時可能	加減速時間必要
切換時間	1秒以下	10数秒
応答速度	約0.2秒	0.5秒
効率	70~80%	60%
振動騒音	ほとんどなし	大
保守点検	容易	複雑

第2表 DC-DC コンバータ仕様

容量	1kW
出力電圧	51V±3V
入力電圧	44~53V
出力電流変動	0~100%
雑音電圧	3mV (出力側) 5mV (入力側) 測音2号
周囲温度	0~40°C

$$E_n = \sqrt{\sum (e_n S_n)^2}$$

ここに  $E_n$ : 評価雑音電圧

$e_n$ : 第  $n$  高調波電圧実効値

$S_n$ : 1934年国際電話通信諮問委員会 (CCIF)<sup>(4)</sup> で決定された聴覚感度の第  $n$  高調波周波数に対する値

上記定義の雑音電圧は測音2号雑音電圧計で測定できる。

各高調波電圧につき  $e_n S_n$  を計算し指定雑音電圧となるように平滑回路の有効率が選ばれる。逆L3段平滑回路の有効率  $A$  は次式で与えられる。

$$A = (1 - 6a + 5a^2 - a^3) + j\omega L(1 - 3a + a^2)/R$$

ここに  $a = \omega_n^2 LC$

$\omega_n$ : 第  $n$  高調波角周波数

$L, C$ : 平滑回路の直流リアクタおよび平滑コンデンサ

$R$ : 負荷抵抗値

入力側平滑回路についても出力側と同様に決定される。

3.3 仕様および性能

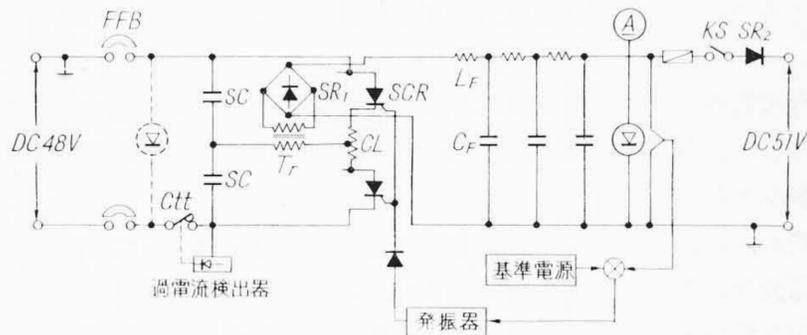
仕様は第1表に示すとおりである。この DC-DC コンバータは電話局における度数計用電源を想定して試作したものである。第2表は従来使用されていた電動発電機式と SCR 式 DC-DC コンバータとの比較表である。以下 SCR 式のすぐれている点を列挙する。

- (1) 度数計用電源は登算の確実性を増すため必ず予備機を併置するが、予備機との切り替えは1秒以下で確実にできる。
- (2) 変換効率が比較的良好で、特に軽負荷でむしろ効率は向上する。これは周波数制御を採用したため軽負荷時に周波数が低くなり、鉄損渦電流損が減少するためである。
- (3) 回路構成部品は全く静止器であるため摩耗がなく保守、点検がほとんど不必要である。
- (4) 騒音は直流リアクタおよび転流リアクタによる騒音のみで比較的小さい。
- (5) 回復時間が早い。これは逆変換部が直列インバータであるため駆動周波を高くでき、また周波数制御を採用したためである。

3.4 装置概要

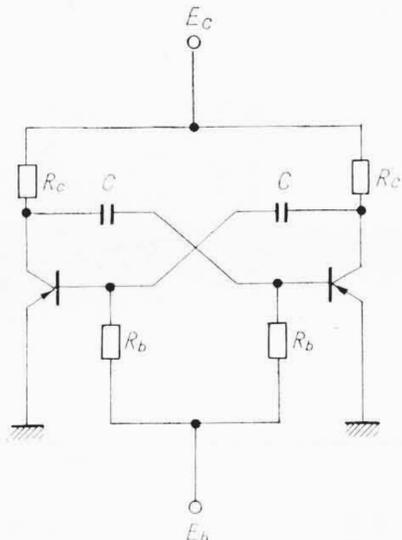
全体回路概略を第7図に示す。前記した直列インバータ回路では直流電源から流入する電流は(5)式で示される電流が半サイクル間流れ、このピーク値は相当に大きな値となり、直流電源に対し好ましくない。したがってコンデンサ分割形を採用した。このようにすることにより流れ込む電流ピーク値は1/2となり、その他の特性は前記したのと全く同じになる。

インバータ転流失敗時の保護は短絡電流をジャントで検出し、SCR 増幅によって接触器を開路する確実な方法としてある。また短



- Ctt: 直流接触器
- SC: 転流コンデンサ
- CL: 転流リアクトル
- Tr: 出力変圧器
- SR: シリコン整流素子
- SCR: シリコン制御整流素子
- Lf: 直流リアクトル
- Cf: 平滑コンデンサ

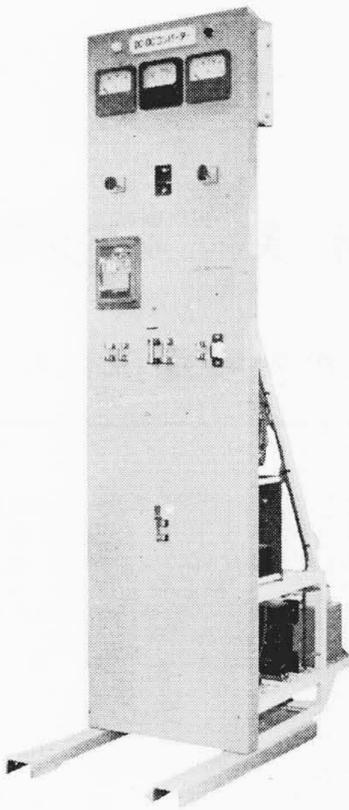
第7図 全体回路図



- Ec, Eb: コレクタおよびバイアス電圧
- Rb: ベース抵抗
- Rc: コレクタ抵抗

第8図 無安定マルチバイブレータ

第9図 日立SCR式 DC-DCコンバータ



絡時に主回路 SCR が破壊しないよう、2 個並列として協調を採っている。

入力側 5 mV、出力側 3 mV の雑音電圧に対しては入力側はコンデンサのみのフィルタ、出力側は効率向上のためチョーク入力の逆 L 3 段のフィルタとしてある。

また出力側に SR を入れ並列運転に供えてある。

主回路 SCR 駆動用ゲート回路は無安定マルチで発振させ、次段で双安定マルチにより分周およびパルス間隔の調整をする。次に単安定マルチによりパルス成形および増幅をする構成である。周波数可変は無安定マルチのベースバイアス電圧を可変する方式とした。バイアス電圧と周波数の関係は次式で表わされる。回路は第 8 図に示す。

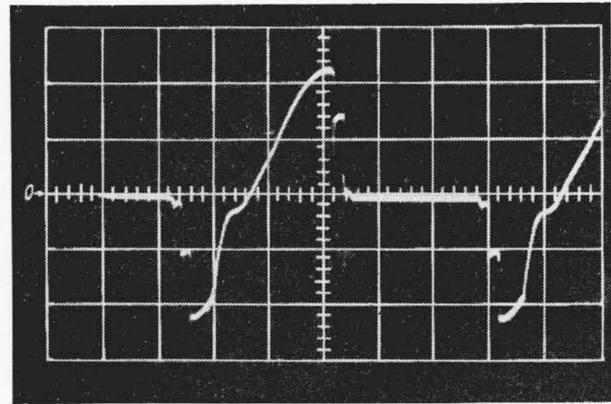
$$T = 2CR_b \log\left(1 + \frac{E_c}{E_b}\right)$$

- ここに Rb: ベース抵抗
- Eb, Ec: ベースおよびコレクタバイアス電圧
- C: ベース、コレクタ間コンデンサ

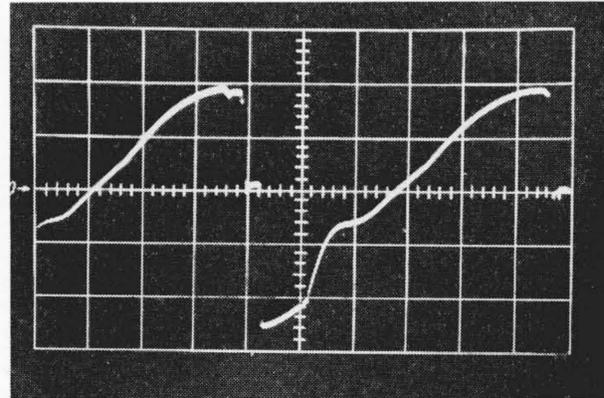
試作 DC-DC コンバータの周波数可変範囲は 830~1,770 c/s、でこれは応答速度、部品の縮小化雑音電圧について総合的検討を行なった結果より決定した周波数である。第 9 図は本装置外観図である。

#### 4. 試験結果

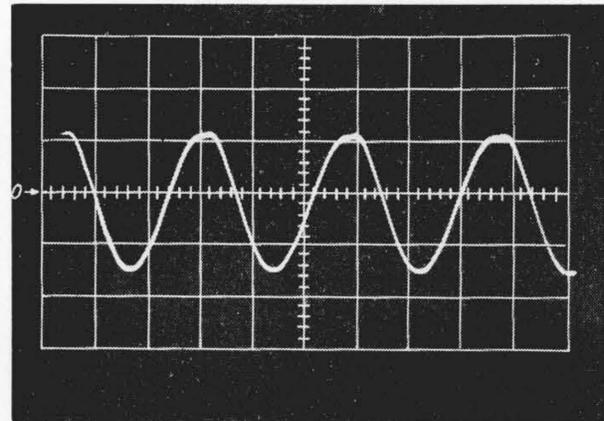
定格出力 1 kW の DC-DC コンバータについて定格負荷試験、絶縁試験、誘導試験、雑音試験、温度試験、瞬時負荷変動試験および



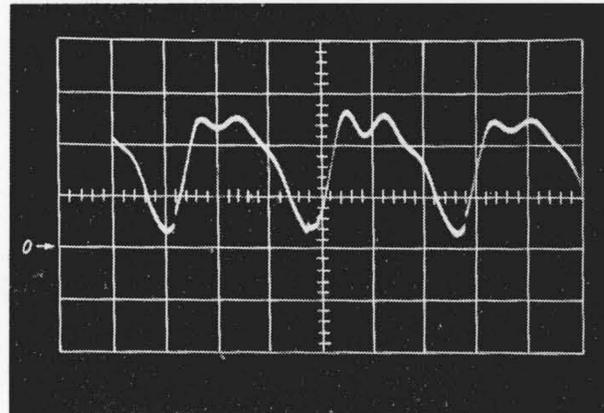
SCR陰-陽極間電圧  
時間軸 100 μs/div  
電圧軸 100 V/div



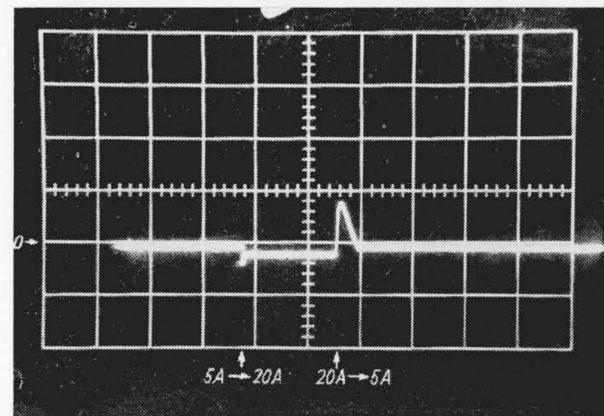
転流リアクトル電圧  
時間軸 50 μs/div  
電圧軸 100 V/div



転流コンデンサ電圧  
時間軸 200 μs/div  
電圧軸 100 V/div



直流入力電流  
時間軸 100 μs/div  
電流軸 40 A/div



出力電圧瞬時変動  
時間軸 0.5 s/div  
電圧軸 10 V/div  
瞬時負荷変動  
5A ←→ 20A

第10図 定格負荷における各部波形

人工転流失敗試験を行なったが、いずれも初期仕様を十分満足する良好な結果が得られた。使用部品は半導体製品が多いので誘導によるパルス回路の誤動作対策および温度補償に十分配慮した。そのため予想どおり良好な結果を得た。雑音電圧は測音 2 号電圧計にて測定し、3 mV の仕様を満足している。瞬時負荷変動は第 10 図でもわかるとおり 1/4 負荷 → 全負荷で試験した結果である。

回復時間も最大 0.2 秒、整定誤差 4% と良好な結果である。また

効率も定格負荷で約 70%、軽負荷になるにしたがって効率が上昇し、 $\frac{1}{3}$  負荷点で 80% と本装置独特の性能を発揮した。結局逆変換器として直列インバータ方式を採用したため転流時点で SCR 電流が零のため転流条件が非常に楽になり、安定性が増し、同時に転流期間損失が減少し、さらに周波数制御を行なったのが効率改善の源となったのである。第 10 図は定格試験時の各部波形を示す。

5. 結 言

以上 DC-DC コンバータの基本的関係式および特長の概要を述べるとともに、実測結果を報告した。シリコン制御整流素子は製造技術の向上により高耐圧、大容量素子の製造が可能になったので、本装置もさらに大容量化、高信頼度の線にそって発展することが期待される。

本例では DC 48 V を 51 V に昇圧しているが、これは変圧器を交

換するのみで、任意の直流出力電圧が得られることはもちろんである。

今後簡単にして安定な直流変換装置の用途はますます増大するであろうが、SCR 式 DC-DC コンバータこそ、まさにそれに該当する新製品であろう。

終わりに試作に際し貴重なるご支援とご指導を賜った日本電信電話公社、電気通信研究所関係各位ならびに日立製作所日立研究所岩田主任研究員に紙上を借りて厚くお礼申しあげる。

参 考 文 献

- (1) 岩田, 浅野, 高橋: 日立評論 43, 388 (昭 36-3)
- (2) 特許出願中
- (3) C. A. Sabbah: G. E. Review, 34, 294 (1931)
- (4) 電気学会編: 水銀整流器 263



特 許 と 新 案

最近登録された日立製作所の特許(その2)

(27 頁よりつづく)

特許番号	名 称	氏 名	特許年月日	特許番号	名 称	氏 名	特許年月日
403505	空気遮断器の消音装置	高砂 常義	38. 2. 15	404095	電動機起動ノッチの無接点自動進め装置	大島 弘安	38. 2. 28
403506	計数型継電器	中山 敬造	"	404096	位相比較搬送保護継電装置	村上 光曉	"
403507	防音壁	中保 延誠	"	404097	直流電動機速度制御装置	村松 睦夫	"
403508	高架軌道	永弘 太郎	"	404098	電気車の自動ノッチ進め制御装置	松村 伸一	"
403509	ウエスコ型ポンプ	小島 亮一郎	"	404099	電気車制御方式	山名 順一	"
403510	片側走行ケーブルクレーン	小島 進義	"			伊沢 省二	"
403511	熱電蒸気式アクチュエータ	赤木 喜輝	"			伊藤 富光	"
403512	ベルト水車のケーシング	久谷 正二	"	404100	洗濯機	小野 島正	"
403513	スタック	山本 景彦	"	404101	電動機調速装置	田柴 孝則	38. 3. 4
403514	粉体圧縮成型装置	志田 考太郎	"	404103	線型粒子加速器	武田 康	"
403515	吹付による化学メッキ法	竹内 久祐	"	404104	直流磁場発生装置	新井 井沢	"
403516	水車の速度調整装置	高森 治泰	"	404105	電気集塵装置の増湿装置	辻若 松三義	"
403517	ベロー	大監 朝光	"	404106	アルカリ乾電池用減極剤の製造方法	北川 公稔	"
404073	列車近接警報装置	南若 茂次	38. 2. 28			藤島 一	"
404074	ダブレット高周波・加熱装置	林西 弥垣	"	404107	回路遮断器	大井 浩郎	"
404075	列車近接自動警報装置	長井 太郎	"	404108	超音波静電塗装置	安斎 三清	"
404076	列車近接自動警報装置	安芳 浩清	"	404109	電気集塵装置	伊藤 本吉	"
404077	荷重応動弁装置	小谷 清	"	404110	磁石装置の消磁法	越前 谷定	"
404078	遠方制御装置における選択方式	田上 八十次	"	404111	電気集塵器等の送電線振動防止装置	新井 義彰	"
404079	高架軌道	竹原 陽一郎	"	404112	電機子線輪の絶縁方法	高橋 古洋	"
404080	高初導磁率低損失酸化磁性材料	永弘 太郎	"	404113	電気集塵装置	田木 源定	"
404081	自動クラッチ装置	北川 公進	"	404114	電気集塵装置	越前 谷本	"
404082	モノレールカーの車体支持装置	黒増 義直	"	404115	電気集塵装置	越前 谷本	"
404083	原子炉安全装置	横外 山一	"	404116	多相避雷装置	越前 谷本	"
404084	燃料要素	永弘 太郎	"	404891	自動車用電磁クラッチ装置	細包 嘉直	38. 3. 20
404085	変圧器用放圧閉鎖弁	小青 直邦	"	404892	X線装置の過負荷防止装置	横外 山一	"
404086	変圧器用放圧弁	浜平 塚安	"			三浦 純良	"
404087	粒子加速装置走査幅安定化装置	渡島 山政	"	404893	マイクロモジュール用磁心	山岩 小川	"
404088	化合物分析装置	渡島 山政	"	404894	带状抵抗器	北川 公進	"
404089	ミシン用電動機	渡島 山政	"	404895	高初導磁率亜鉄塩磁性材料の製造法	黒山 佐喜博	"
404090	変圧機用放圧弁	井上 清男	"	404896	乾式電器のバルブ絶縁法	北川 公進	"
404091	電力用コンデンサー保護装置	高酒 治夫	"			北川 公進	"
404092	直列共振型粒子加速器	上沢 武夫	"	404897	差動保護継電装置	北川 公進	"
404093	トランジスタ式低電圧継電機	滝田 中士	"	404898	電動機の加速度制御装置	宮森 明夫	"
404094	油入変圧器巻線の絶縁装置	井上 清人	"			滝井 敏	"
		栗秋 和	"			前川 敏	"
		田丸 隆	"				"

(39 頁へつづく)