

## 高速スイッチング素子による AC・DC—DC 変換

遠 藤 秀 治

福岡教育大学技術科電気工学教室

(1976年9月10日受理)

### By the High Speed Switching Element AC·DC—DC Conversion

Shuji ENDO

*Department of Technology, Fukuoka University of Education*

#### Abstract

In the recent convertor of providing variable dc output one is the time-ratio control method (TRC) and the other's the phase-shift control (PSC). According to the remarkable semi-conductor development, the power conversion circuits have been almost switching operation circuits by means of the switching elements; diode, power transistor and thyristor. With the semi-conductor elements this conversion method has high efficiency, therefor we can make an estimate of the extensive application for a dc power of the various electronic devices.

In this investigation the used convertor circuit is the step-up and down chopper circuits, they have a coil of energy accumulation and some semi-conductor switching elements and it is possible to convert voltage. For the switch control its operation, that has two states; ON and OFF, is considered in a pulse modulation, accordingly we can get three types of modulation: pulse frequency modulation (PFM), pulse width modulation (PWM), and pulse frequency-width modulation. In the cases of PFM and the third, however, it is the difficulty for the filter design of filtering the output in this switch controlled convertor.

Therefor this experiment is made the pulse frequency fixed and used the PWM. As a switching element it is put to use the power transistor in this circuit, for in such a case of thyristor there is the turn-off phenomenon and high precision is not expected for the problem of output wave distortion.

This report is described the following; by the high speed switching element and the step-up and down chopper circuits it was obtained that the characteristics of power conversion was sufficient result, furthermore the circuit was simple, and the coil and capacitor magnitudes were little as compared with other circuits.

#### 1. ま え が き

直流への電力変換の方法には時比率制御方式 (TRC) と位相制御方式 (PSC) とに大きく分けることができる。<sup>1) - 2)</sup> 加えて近年の半導体素子の進展と相俟ってほとんどの電力変換路 (チョップ回路, インバータ, コンバータなど) は, この半導体スイッチング素子 (ダイオード, パワートランジスタ, サイリスタなど) のスイッチング作用を利用したものとなって来ている。<sup>3) - 4)</sup> この方式によれば効率がよく電子機器用の電源として広い応用が期待できるからで今後も多く採用されることが予想される。

ここではリアクトルの持つエネルギー蓄積の特性と半導体のスイッチ動作を利用し昇降圧形の回路構成による電力変換を行った。この場合スイッチ制御においてスイッチの ON, OFF 動作をパルス変調と見なすとパルス周波数変調, パルス幅変調及びパルス周波数と幅を変調する方法に分類される。しかし, ここではスイッチングに基づく出力をフィルタリングして取り出す場合の Filter 設計を容易にする 為には, パルス周波数を固定しパルス幅を変調する方式が優れると思われるのでこの方式を採用した。<sup>5) - 6)</sup>

またスイッチング素子としてサイリスタを使用する場合には転流回路の為に出力波形の歪の問題で実用的に高精度を望むことが困難なので本実験ではパワートランジスタを使用した。<sup>7) - 8)</sup>

以下に高速スイッチング素子により昇降圧チョッパ回路を用いた AC・DC-DC 変換について, 直流・交流入力電圧の場合についての近似解析を実験結果とともに報告する。

## 2. 電力交換について

スイッチ制御方式による電力変換回路として昇圧・降圧チョッパ回路を使用する静止電力変換装置が最近の半導体技術と結び付き solid state converter として広範囲に利用されている。ここでは任意入力電圧波形に対して希望する直流電圧を得る電力変換の基本的原理とスイッチ制御方式について記述する。<sup>5) - 6)</sup>

### <2-1> 基本 原 理

任意の入力電圧 ( $e_i(t)$ ) に対する電力変換回路のモデルを Fig. 1 に示す。スイッチ SW-1, SW-2 は両方向性であってその機能は理想的なものであり, スイッチ動作は十分に高

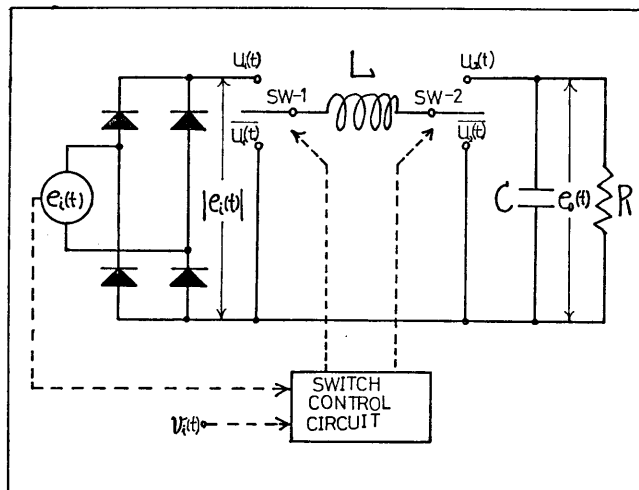


Fig. 1; The model circuit for the fundamental principle of dc conversion.  $e_i(t)$  and  $|e_i(t)|$  are input voltage and its absolute value,  $e_0(t)$ 's output. SW-1 and SW-2 are ideal switches and  $u_1(t)$  and  $u_2(t)$  are logical functions for its operation.  $v_i(t)$  is input signal to the switch control circuit, L; inductor, C; capacitor, and R; load resistance,

速であり一定周期 (T) 内では入力電圧及び出力電圧の変化は無視できるものとする。また降圧チョッパ ( $u_1(t)$ ) と昇圧チョッパ ( $u_2(t)$ ) はスイッチ動作を規定する論理関数であってスイッチ制御回路から決定される作用を行うものとする。即ち状態; 1 とは ON している場合で閉じていること、又状態; 0 とは OFF していることを意味する。

スイッチ sw-1 及び sw-2 の動作を行う制御方式は Fig. 2 の動作波形から説明される。今任意波形電圧が入力されその絶対値;  $|e_i(t)|$  と希望する出力直流電圧 ( $E_0(t)$ ) が図の様な場合、即ち  $|e_i(t)| \geq E_0(t)$  [ $u_3(t) \equiv 1$ ] では  $u_2(t) \equiv 1$  として sw-1 による降圧チョッパ動作から降圧を、そして  $|e_i(t)| < E_0(t)$  [ $u_3(t) \equiv 0$ ] では  $u_1(t) \equiv 1$  とし sw-2 による昇圧チョッパ動作によって昇圧を行う必要がある。ここで  $u_3(t)$  とは降圧・昇圧の切り換え動作を行う為に導入した論理関数である。この場合各スイッチの動作責務 (duty cycle) は別に定める条件を満たすものとする。そして降圧する量及び昇圧量の大きさはスイッチの ON 時間の大きさにより制御される。従ってこのスイッチ制御はパルス幅変調と考えられるが次にこの制御について述べる。

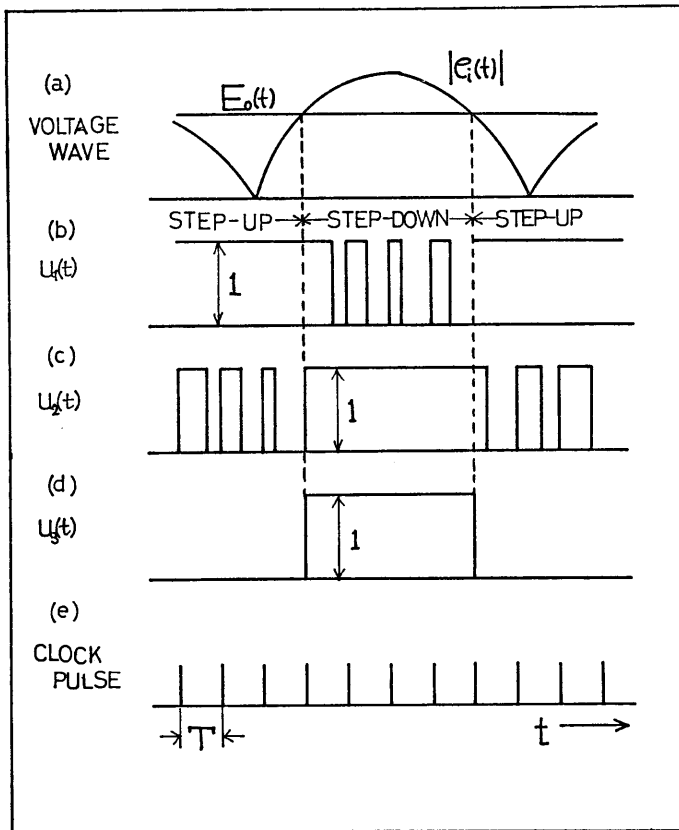


Fig. 2; The operational waves for de conversion.

$u_1(t)$  or  $u_2(t)$  equal 1, it means SW-1, or SW-2=ON.  $u_3(t)$  is logical function to change step-up and down;  $u_3(t)=1$  is the step-down, and  $u_3(t)=0$ 's the step-up. The chopper frequency equal to the clock pulse frequency.

### <2-2> スイッチ制御

スイッチ制御は入力電圧  $|e_i(t)|$  の一部と制御入力電圧  $v_i(t)$  により行われその出力はスイッチの duty cycle を規定する。また制御回路への入力信号電圧  $v_i(t)$  は、出力電圧  $E_0(t)$  と、比例関係 ( $E_0(t) = k \cdot v_i(t)$ ) をもつものとする。

#### ① 降圧制御 [ $u_3(t) \equiv 1$ ];

スイッチ sw-2 は常に ON ( $u_2(t) \equiv 1$ ) しておき sw-1 を制御することにより降圧を行う。今降圧チョップの duty cycle を  $a_1(t)$  とすれば、瞬時出力電圧  $e_0(t)$  のチョップ周期  $T$  での平均値  $E_0(t)$  は、

$$E_0(t) = a_1(t) |e_i(t)| \quad (1)$$

として与えられる。

#### ② 昇圧制御 [ $u_3(t) \equiv 0$ ];

この場合には  $u_1(t) \equiv 1$  でありスイッチ sw-2 の動作に従って昇圧を行いその昇圧チョップの duty cycle を  $a_2(t)$  とすれば、出力平均電圧  $E_0(t)$  は、

$$E_0 = 1/a_2(t) \cdot |e_i(t)| \quad (2)$$

として与えられる。

そして今これら各スイッチの duty cycle  $a_1(t)$ ,  $a_2(t)$  をパルス幅変調演算回路により次の様に与える、

$$a_1(t) = v_i(t) / \frac{1}{k} |e_i(t)| \quad (3)$$

$$a_2(t) = \frac{1}{k} |e_i(t)| / v_i(t) \quad (4)$$

するとこれら(3), (4)式を(1), (2)式にそれぞれ代入すれば、

$$E_0(t) = k \cdot v_i(t) \dots\dots\dots(5)$$

となり希望する出力電圧は任意入力電圧の大きさに関係なくスイッチ制御回路への入力信号電圧の大きさのみ決定されることになる。言い換えれば降圧においてはそのチョップ動作を制御入力信号と比例関係になる様に制御し、昇圧においては、そのチョップの duty cycle を制御入力信号と反比例の関係になる様に制御してやれば、任意入力電圧の大きさにかかわらず出力電圧を規定することができる。

一方昇圧と降圧との切り換えは、任意入力電圧と出力電圧との大小比較により得ることができるので、この作用の為に導入した論理関数  $u_3(t)$  を次の様に与える。

$$u_3(t) = \left[ \frac{1}{k} |e_i(t)| - v_i(t) \right] \quad (6)$$

従って  $u_3(t)$  の意味するところは、

$$u_3(t) \equiv 1 : |e_i(t)| / k \geq v_i(t) \quad (\text{降圧})$$

$$u_3(t) \equiv 0 : |e_i(t)| / k < v_i(t) \quad (\text{昇圧})$$

を表現し  $|e_i(t)| = E_0(t)$  の時点で制御されることになる。

また降圧チョップ及び昇圧チョップの動作を規定するパルス幅変調演算回路の出力をそれ

$U_3(t)$	$U_1(t)$	$U_2(t)$
1 STEP - DOWN	$U_1'(t)$	1
0 STEP - UP	1	$U_2'(t)$

Table 1 ; Truth table for  $u_1(t)$  and  $u_2(t)$ .

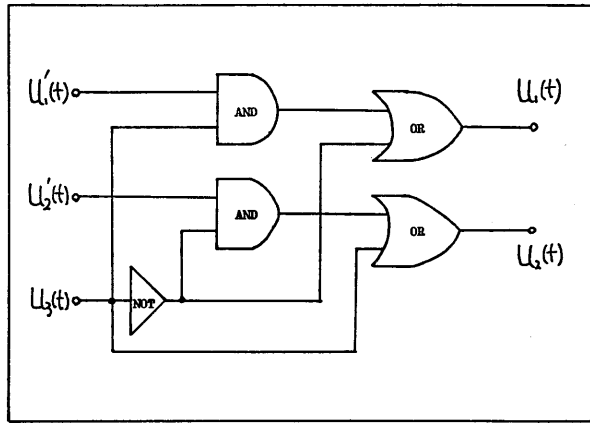


Fig. 3 ; Logical operation circuit for  $u_1(t)$  and  $u_2(t)$ .

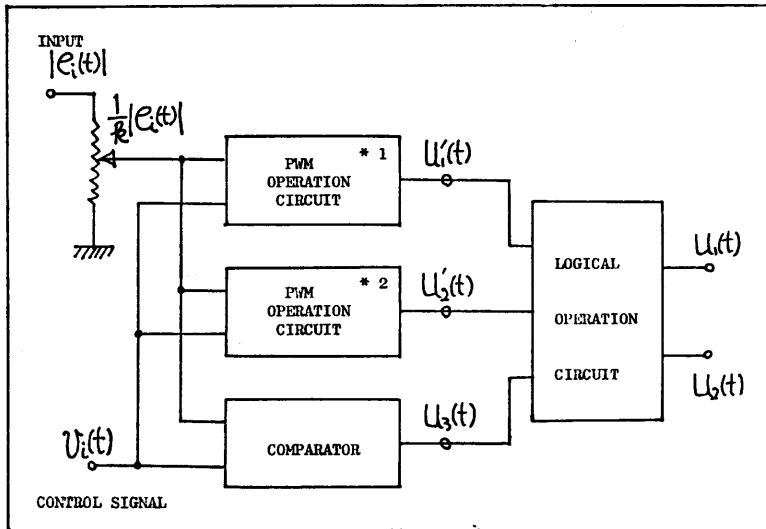


Fig. 4 ; Switch control circuit,  $e_i(t)$  is input,  $1/k \cdot |e_i(t)|$  is its divided voltage and  $v_i(t)$ 's value decides a dc output voltage. The pulse width of PWM operation circuit \*1 is proportional to  $v_i(t)$  and \*2 inversely to it, and  $u_1'(t)$  and  $u_2'(t)$  are outputs of this circuit,  $u_3(t)$  is formed equation (6). Logical operation circuit expresses the Fig.3.

ぞれ  $u_1'(t)$ ,  $u_2'(t)$  とすれば論理関数:  $u_1(t)$  と  $u_2(t)$  は Table. 1 の様な真理値表で与えられる。

従ってこの表から論理関数  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  は,

$$u_1(t) = u_1'(t) \cdot u_3(t) + \overline{u_3(t)} \quad (7)$$

$$u_2(t) = u_3(t) + \overline{u_3(t)} \cdot u_2'(t) \quad (8)$$

として求められる。故にこの式より得られる論理回路は、Fig. 3 の様になりスイッチ制御回路の一部分を構成する。

以上述べた様に任意入力電圧波形から直流出力電圧を得るスイッチ制御方式による電力変換の制御回路は、(3), (4)式で与えられるスイッチの duty cycle を決定するパルス幅変調演算回路部と適切な電力変換を行う為のスイッチ組合せを決定する論理回路部とに大別できる。Fig. 4 にはスイッチ制御回路の全体構成を示してある。

### 3. 特別入力電圧の近似解析について

任意入力電圧に対する電力変換についての基本的な原理は<2-1>に述べた通りであるがここではその特別入力として直流電圧及び交流電圧について近似解析を行う。この場合回路定数は電流が連続状態にあり、スイッチ動作の ON, OFF 動作は高速とし出力電圧は変動しないと言う仮定条件を設けるものとする。

#### <3-1> 等価回路

基本的な電力変換回路 (Fig. 1) により電力変換を行う場合、スイッチの動作状態に従って降圧回路及び昇圧回路共に2つの回路を形成することになる。

① 降圧回路の場合: Fig. 1 のスイッチ sw-1 が ON 時には Fig. 5 (a)に示す様な回路となり、一方 OFF 時には同図(b)の様に完全に入力側から切り離された回路を形成する。

② 昇圧回路の場合: 昇圧を行う等価回路は Fig. 6 に見る様に Fig. 1 でのスイッチ sw-2 の ON, OFF の動作に対して Fig. 6 (a)及び(b)となり常に入力側からのエネルギーを負荷側に供給していることが理解できる。

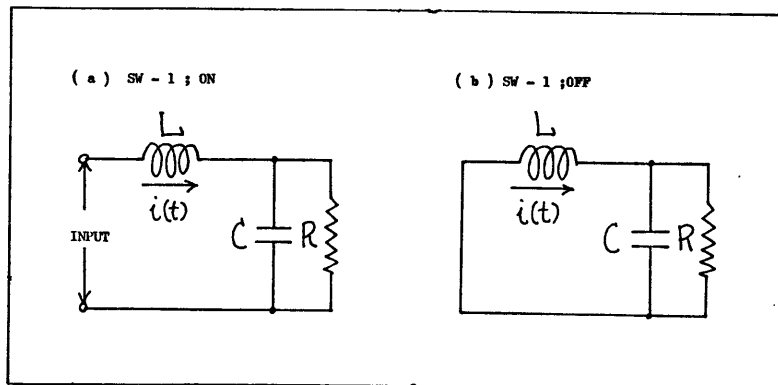


Fig. 5; In the step-down two equivalent circuits,  $u_2(t)$  is 1 at all time, and L; inductor, C; capacitor, R; load resistance and  $i(t)$ ; circuit current.

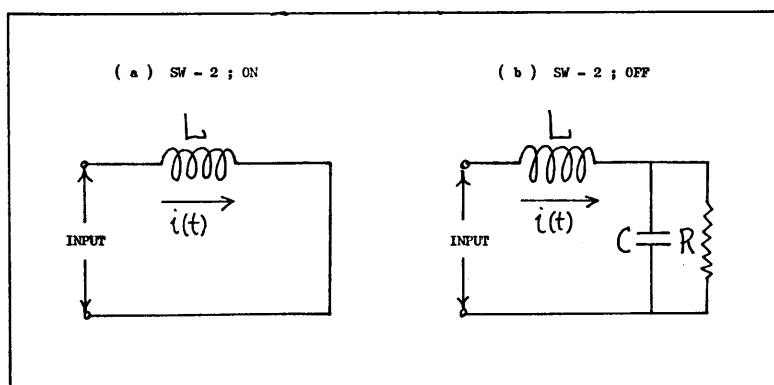


Fig. 6 ; In the step-up two equivalent circuits,  $u_1(t)$  is always 1.  
 L; inductor, C; capacitor, R; load resistor and  $i(t)$ ; circuit current.

<3-2> 直流入力電圧の近似解析

直流入力電圧 :  $E$ , 出力電圧 :  $E_0$ , 回路電流 ;  $i(t)$  スイッチの ON 時間 ;  $T_1$  及びスイッチの動作周期 ;  $T$  とそれぞれの文字を使用する。

① 降圧 ; スイッチ動作期間が  $0 < t < T_1$  の範囲では Fig. 5 (a) の回路状態であり回路方程式は,

$$E = L \cdot di/dt + E_0 \tag{9}$$

となる。またここで初期条件 ;  $t=0$  で  $i(0) = I_0$  とすると(9)式より,

$$i(t) = (E - E_0) / L \cdot t + I_0 \tag{10}$$

一方境界値 ;  $t = T_1$  での電流値  $i(t) = I_1$  と仮定すれば(10)式より,

$$I_1 = (E - E_0) / L \cdot T_1 + I_0 \tag{11}$$

とすることができる。

次にスイッチ動作期間が  $T_1 < t < T$  ではスイッチ : OFF 時である為に回路は Fig. 5 (b) となり,

$$0 = L \cdot di(t)/dt + E_0 \tag{12}$$

という回路方程式が成り立つ。ここでも  $t = T_1$ ,  $i(T_1) = I_1$  という条件から(12)を解くと,

$$i(t) = -E_0(t - T_1) / L + I_1 \tag{13}$$

そして  $t = T$  ではスイッチが再び初期状態に戻るのて  $i(T) = I_0$ , 従って(11)と(13)より,

$$\begin{aligned} i(T) = I_0 &= -E_0(T - T_1) / L + I_1 \\ \therefore I_0 &= -E_0(T - T_1) / L + (E - E_0) / L \cdot T_1 + I_0 \\ \therefore E_0 &= T_1 / T \cdot E \end{aligned} \tag{14}$$

故に出力電圧 :  $E_0$  は回路定数の大きさには無関係に決まりスイッチの duty cycle の大きさのみに依存することがわかる。

② 昇圧：等価回路 Fig. 6 を参照して出力電圧； $E_0$  を求めてみると次の様になる。期間  $0 < t < T_1$  (スイッチは ON 時，回路状態は Fig. 6 (a)) では回路方式として，

$$E = L \cdot di(t)/dt \quad (15)$$

を得ることができる。初期条件； $t=0$  で  $i(0)=I_0$  から回路電流は，

$$i(t) = E/L \cdot t + I_0 \quad (16)$$

同様に  $t=T_1$  で  $i(T_1)=I_1$  の境界条件から

$$I_1 = E/L \cdot T_1 + I_0 \quad (17)$$

一方  $T_1 < t < T$  の期間 (スイッチは OFF 時，回路は Fig. 6 (b)) においては，

$$\begin{aligned} E &= L \cdot di(t)/dt + E_0 \\ \therefore i(t) &= (E - E_0) \cdot (t - T_1)/L + I_1 \end{aligned} \quad (18)$$

ただし， $i(T_1)=I_1$  である。

スイッチは  $t=T$  で再び  $i(T)=I_0$  となるから(18)式より，

$$I_0 = (E - E_0) \cdot (T - T_1)/L + I_1$$

上式に(17)式を代入して出力電圧を求めると，

$$E_0 = T/(T - T_1) \cdot E \quad (19)$$

となりこの場合にも回路の定数には関係なく昇圧チョップの duty cycle にのみ規定されることがわかる。

### <3-3> 交流入力電圧の近似解析

交流入力電圧の解析においても仮定条件は直入力電圧の場合と同様である。交流入力電圧として  $e_i(t) = E_m \sin(\omega_0 t + \theta)$  とする。

ただし  $E_m$ ；最大値， $\omega_0$ ；交流入力電源の角周波数， $\theta$ ；初期位相角である。

① 降圧；等価回路は Fig. 5 であり，期間  $0 < t < T_1$  でのスイッチ sw-1は ON 状態であるから出力電圧； $e_0(t)$  とすると (回路は Fig. 5 (a))，

$$L \cdot di(t)/dt + e_0(t) = E_m \sin(\omega_0 t + \theta) \quad (20)$$

が成立する。ここで初期条件； $i(0)=I_0$  より上式は，

$$i(t) = \frac{E_m}{\omega_0 L} \{\cos\theta - \cos(\omega_0 T_1 + \theta)\} + I_0 - \frac{1}{L} \int_0^t e_0(t) dt \quad (21)$$

となり  $i(T_1)=I_1$  とすれば，

$$I_1 = \frac{E_m}{\omega_0 L} \{\cos\theta - \cos(\omega_0 T_1 + \theta)\} + I_0 - \frac{1}{L} \int_0^{T_1} e_0(t) dt \quad (22)$$

また  $T_1 < t < T$  の期間ではスイッチ OFF 状態で回路は Fig 5 (b) で示されるから，

$$L \cdot di(t)/dt + e_0(t) = 0$$

条件； $i(T_1)=I_1$  とすれば上式より

$$i(t) = -\frac{1}{L} \int_{T_1}^t e_0(t) dt + I_1 \quad (23)$$



そして  $i(T) = I_0$  に再び帰るとすれば(23)式より(22)式を代入して出力電圧;  $e_0(t)$  は,

$$\begin{aligned} I_0 &= -\frac{1}{L} \int_{T_1}^T e_0(t) dt + I_1 \\ \therefore I_0 &= -\frac{1}{L} \int_{T_1}^T e_0(t) dt + \frac{E_m}{\omega \cdot L} \{\cos \theta - \cos(\omega \cdot T_1 + \theta)\} + I_0 - \frac{1}{L} \int_0^{T_1} e_0(t) dt \\ \therefore \int_0^T e_0(t) dt &= \frac{E_m}{\omega} \{\cos \theta - \cos(\omega \cdot T_1 + \theta)\} \end{aligned} \quad (24)$$

として与えられる。

ここでリアクトルをもつ昇・降圧チョップ回路の電力変換に関して回路電流の連続性及び出力電圧;  $e_0(t) \doteq E_0$  (一定) と見なしうる条件には,  $T \ll RC \ll 2\pi$  ( $R, C$  は回路定数) と言うことが与えられているが,<sup>7) 8)</sup> この仮定条件の下で(24)式は,

$$E_0 \doteq \frac{E_m}{\omega \cdot T} \{\cos \theta - \cos(\omega \cdot T_1 + \theta)\} \quad (25)$$

と変形することができる。

そして上式を  $\theta$  に関して  $0 \sim \pi$  までの平均値 (交流入力電圧はブリッジ回路を通じて入力されることになり全波整流された波形となるのでこの範囲での平均値を考えればよい。)をとると,

$$\overline{E_0} \doteq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_m}{\omega \cdot T} \sin(\omega \cdot T_1) \quad (26)$$

またここでスイッチ動作の高速性より  $\omega \cdot T_1 \ll 1$  と考えられるから,  $\cos \omega \cdot T_1 \doteq 1$ ,  $\sin \omega \cdot T_1 \doteq \omega \cdot T_1$  となり

$$(25) \text{ 式}; \quad E_0 \doteq \frac{T_1}{T} E_m \sin \theta \quad (27)$$

$$(26) \text{ 式}; \quad \overline{E_0} \doteq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{T_1}{T} \cdot E_m \quad (28)$$

として与えられ, 降圧チョップの duty cycle でのみ与えられることがわかる。

② 昇圧; Fig. 6 の等価回路を参照して解析を行う。期間  $0 < t < T_1$  (Fig. 6 (a) の回路) では,

$$L \cdot di/dt = E_m \sin(\omega \cdot t + \theta)$$

初期条件:  $i(0) = I_0$  より

$$i(t) = \frac{E_m}{\omega \cdot L} \{\cos \theta - \cos(\omega \cdot t + \theta)\} + I_0$$

同様に  $i(T_1) = I_1$  より

$$I_1 = \frac{E_m}{\omega \cdot L} \{\cos \theta - \cos(\omega \cdot T_1 + \theta)\} + I_0 \quad (29)$$

一方期間  $T_1 < t < T$  (Fig. 6 (b) の回路) では

$$L \cdot di(t)/dt + e_0(t) = E_m \sin(\omega \cdot t + \theta)$$

条件;  $i(T_1) = I_1$  より上式を解くと,

$$i(t) = \frac{E_m}{\omega_0 L} \{ \cos(\omega_0 T_1 + \theta) - \cos(\omega_0 t + \theta) \} + I_1 - \frac{1}{L} \int_{T_1}^t e_0(t) dt$$

そして  $i(T) = I_0$  となるから上式に(29)式を代入して  $e_0(t)$  を求めると

$$\int_{T_1}^T e_0(t) dt = \frac{E_m}{\omega_0} \{ \cos\theta - \cos(\omega_0 T + \theta) \} \quad (30)$$

同様に  $e_0(t) \doteq E_0$  (一定) という仮定では, (30)式から

$$E_0 \doteq \frac{E_m}{\omega_0 (T - T_1)} \{ \cos\theta - \cos(\omega_0 T + \theta) \} \quad (31)$$

また  $0 \leq \theta \leq \pi$  での平均値:  $\bar{E}_0$  は(31)式より

$$\bar{E}_0 \doteq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_m}{\omega_0 (T - T_1)} \sin(\omega_0 T) \quad (32)$$

と近似することができる。さらにスイッチ動作が高速度であれば,  $\omega_0 T \ll 1$  と十分考えられるから(31)式及び(32)式は次の様に近似されうる。

$$(31) \text{式}; \quad E_0 \doteq \frac{T}{T - T_1} E_m \sin\theta \quad (33)$$

$$(32) \text{式}; \quad \bar{E}_0 \doteq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{T}{T - T_1} E_m \quad (34)$$

以上の様に電流の連続性及びスイッチ動作の十分な高速性による出力電圧が一定と見なしうる条件下では, 降圧及び昇圧においても各チョップの duty cycle の大きさにのみ出力電圧は規定されることがこの解析から理解される。

#### 4. 実験について

高速スイッチング素子として本実験回路にはダイオード, パワートランジスタを使用し入力電圧として直流・交流電源を使用した。

また  $\langle 3-2 \rangle < 3-3 \rangle$  での条件 (電流の連続性及びスイッチ動作の高速性) を十分満足する回路定数で行い, 特性として降圧・昇圧の電圧特性と負荷特性について実験結果を得た。

##### <4-1> 回路

① **主回路**: 本実験に使用した電力変換回路は, Fig. 1 のモデル回路において降圧チョップ, 昇圧チョップにダイオード, パワートランジスタを置き換えたものであり Fig. 7 に示す。図中では, 降圧チョップとして D-1 と TR-1 を用い, 昇圧チョップには D-2, TR-2 が相当する。そして TR-1, TR-2 のベースに制御回路からパルス幅変調されたパルス列が入力されることになる。

② **制御回路**: 本実験に使用したスイッチ制御回路は Fig. 4 の論理回路部を省きパルス幅変調演算回路のみを利用したものであり Fig. 8 に全体をブロック図で示してある。図中の発振部はスイッチの周期を定めるものでありクロックパルスの発振部である。またスイッチング素子としての TR-1, RR-2 を正確に動作させる為にパルス増幅回路を設けた。なお論理回路部を省略した理由は降圧, 昇圧を独立して実験を行ったからである。

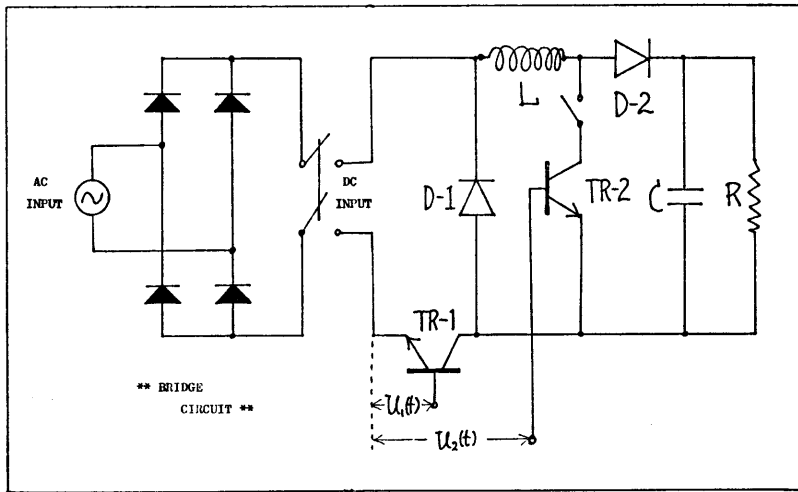


Fig. 7; Main circuit in this dc conversion experiment for the step-down elements are TR-1 and D-1, and the step-up're TR-2 and D-2.

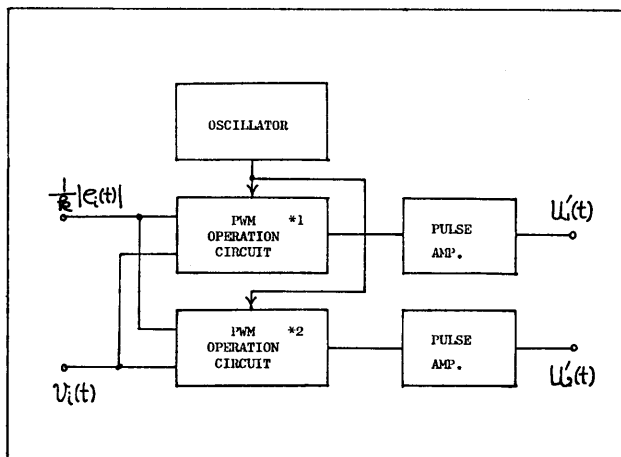


Fig. 8; Switch, power transistor in this experiment control circuit for dc conversion. In this figure oscillator generates the clock pulse, output pulse width of PWM operation circuit \*1 is proportional to  $v_i(t)$  and in the \*2 it's inversely to  $v_i(t)$ . Two pulse amp. circuits make the pulse larger to be able to operate desirably the power transistor.

<4-2> 実験方法と条件

実験を行うに当り回路定数の選択には電流の連続性及びスイッチ動作の高速性を保つ範囲内に納まる様にした。従ってこれらの条件を満足する為にはコイルの内部抵抗は極めて小さくしたまたコンデンサの容量を比較的大きくすること、あるいはスイッチの ON, OFF 動作速度を十分高速にすることでありほぼ条件を満す実験を行った。実験値は Table. 2 に表す様に全て正規化し実験結果の比較が容易となる様にしてある。なお使用した文字は次に定める通りである。

---

$E_i$ ; 入力電圧 (交流の場合には実効値)
$E_o$ ; 出力電圧 (同上)
$I$ ; 回路電流
$T$ ; チョップ周期, $T_1$ ; チョップの ON 時間
$L$ ; コイルのインダクタンス
$C$ ; コンデンサの容量
$R$ ; 負荷抵抗, $r$ ; コイルの内部抵抗

---

なお Table. 2 における  $f_L$  と  $\tau_R$  の値は回路電流の連続・不連続性を示す指標と考えられる。

以上の回路条件の下に実験として電圧特性, 即ち降圧回路では降圧特性及び昇圧回路では昇圧特性をさす。及び, 負荷の変動による出力電圧変化の負荷特性について次の様に

して行った。

① **電圧特性** ; 降圧回路または, 昇圧回路においてパラメータ :  $\tau_R$  の変化に対しチョップの duty cycle :  $t$  と出力電圧の変化 :  $AE$  の間における関係を見る。

② **負荷特性** ; 降圧回路また 昇圧回路それぞれの 回路において duty cycle :  $t$  をパラメータに取り負荷電流 :  $AI$  と出力電圧 ;  $AE$  との関係を実験する。

参考までに実験に使用した具体的な値を Table. 3 に掲げておく。これにより明らかな様に  $T \ll RC$  の条件は十分満足していると考えられる。

$$AE = \frac{E_o}{E_i}, AI = \frac{T}{E_i C} I, t = \frac{T_1}{T}$$

$$\rho = \frac{r}{L} T, f_L = \frac{T}{2\pi\sqrt{LC}}, \tau_R = \frac{T}{RC}$$

Table 2 ; Normalized value of the data.

INPUT VOLTAGE :	$E_i = 10$ v ( AC ; EFFECTIVE VALUE )
INDUCTOR :	$L = 0.59$ mH ( $r = 0.275 \Omega$ ) $L = 1.03$ mH ( $r = 0.389 \Omega$ ) $L = 10.0$ mH ( $r = 0.139 \Omega$ )
CAPACITOR :	$C = 10 \mu F, 330 \mu F, 800 \mu F$
LOAD RESISTANCE :	$R = 10 \Omega, 50 \Omega, 100 \Omega$
CLOCK FREQUENCY :	$f = 20$ kHz
CLOCK PERIOD :	$T = 50 \mu sec$

Table 3 ; The experimental value in this power conversion.

### <4-3> 実験結果と考察

直流入力及び交流入力に対する電圧・負荷特性についてグラフからその結果を考察してみる。

① **直流入力 ; <<電圧特性>>** 降圧特性及び昇圧特性の代表的な実験結果を Fig. 9 と Fig. 10 に示す。いずれの場合にも負荷抵抗 ;  $R$  は約  $50 \Omega$  の値で一定としてある。Fig. 9 のグラフからも見る様に duty cycle に応じてほぼ直線的な変化をしているがこれは直流入力の近似解析から得られる(14)式に準じていることが理解できる。なお図中では(14)式の計算値を破線で示してある。即ち降圧特性はほぼ duty cycle に比例することが実験結果からも得られる。

一方昇圧特性は Fig. 10 に示す通りであるが理論的な近似解析により得られる値は(19)式からもわかる様に duty cycle が 1 に接近する場合 ( $T_1 \rightarrow T$ ) には, 無限大の大きさまで行くはずであるが実際にはコイルの内部抵抗などの抵抗分によりグラフの様に上限を持つ垂下曲線の特性となる。これは入力が大きくなる割には抵抗分による消費が大になり期待するほど昇圧をすることができなくなって来るからであろう。グラフの中に示す破線は(19)式より計算される理論値であってあくまでも理想条件下での値となる。

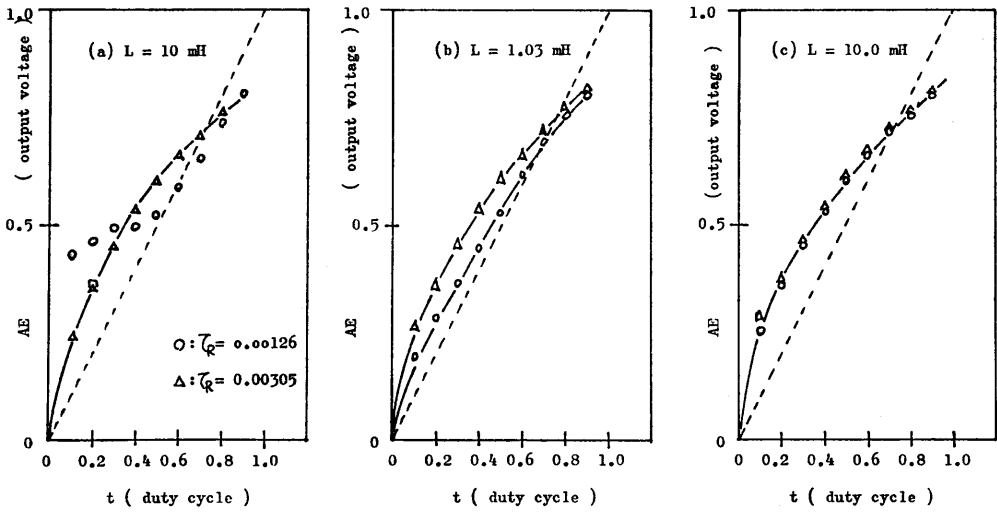


Fig. 9 ; Voltage characteristics of DC input in the step-down circuit, the dotted line is calculative value from the equation(14).  
In this figure Parameter is  $\tau_R=T/RC$ , and load resistance  $R=50\Omega$ .

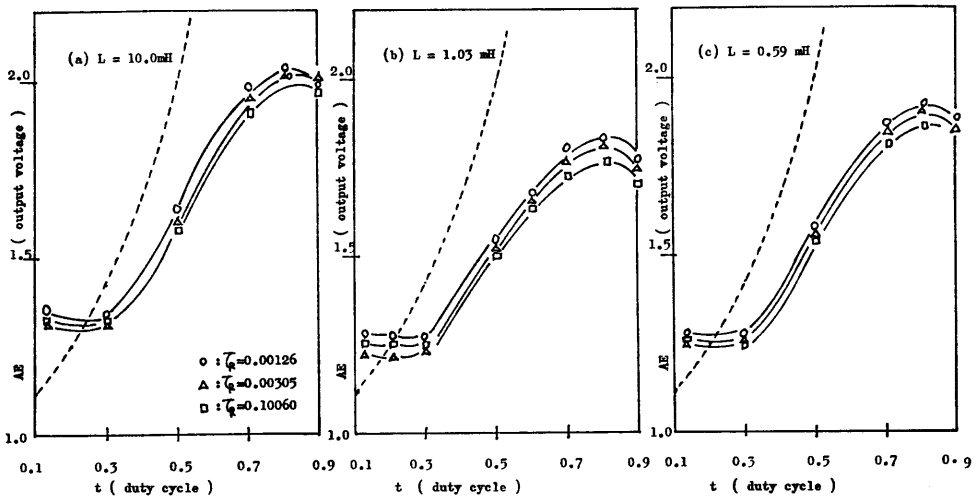


Fig. 10 ; Voltage characteristics of DC input in the step-up circuit, the dotted line is calculative value from the equation(19) and parameter's  $\tau_R=T/RC$ , and load resistance  $R=50\Omega$ .

以上の実験結果より本実験回路の様に高速のスイッチング素子により行う電圧変換回路では、それほど大きなコイル、コンデンサーを必要とせずに満足する電圧変換が可能なが示された。加えてこの傾向は負荷抵抗を変化させた場合でも変わらない結果を得ている。

《負荷特性》 降圧回路及び昇圧回路における負荷特性の結果を Fig. 11 と Fig 12 に示す。

なおこの実験結果は電流の連続性を保持しやすい様に比較的大きなコンデンサーの場合で

ある。降圧回路における負荷特性は Fig. 11 より、AI の値が大きくなるに従い安定して来ること、また duty cycle :  $t$  が 0.6 以上の場合にはより負荷特性が安定していることがわかる。従って電圧変動率を小さな範囲内におさえたい場合には duty cycle を 60% 以上にとることが望ましいと言える。またコンデンサーを変化した場合の影響はこの場合にはそれほど目立った変化は見られない。

一方昇圧回路での負荷特性は Fig. 12 より明らかな様に AE が 0.8~2.0 の範囲になり

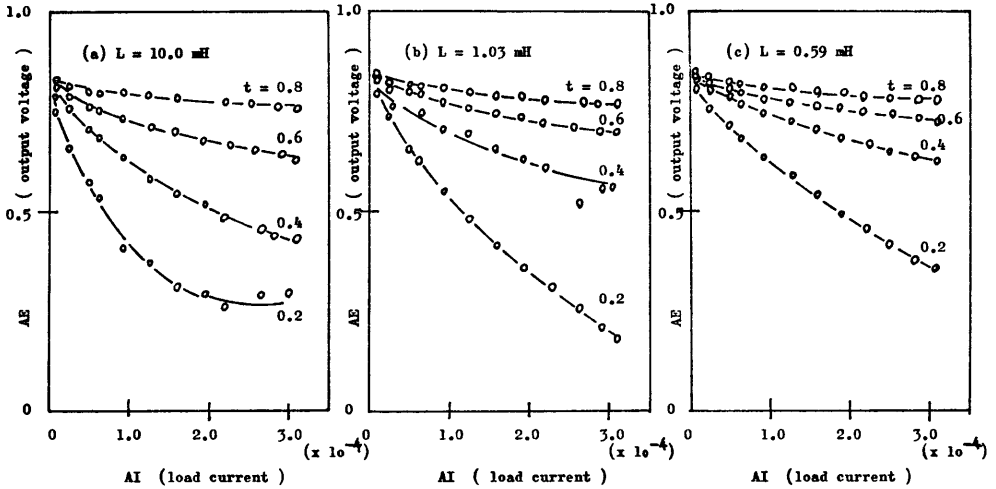


Fig. 11 ; Load characteristics of DC input in the step-down circuit, in this figure parameter's  $t=T_1/T$ ; 0.2-0.8 and  $C=800\mu\text{F}$ .

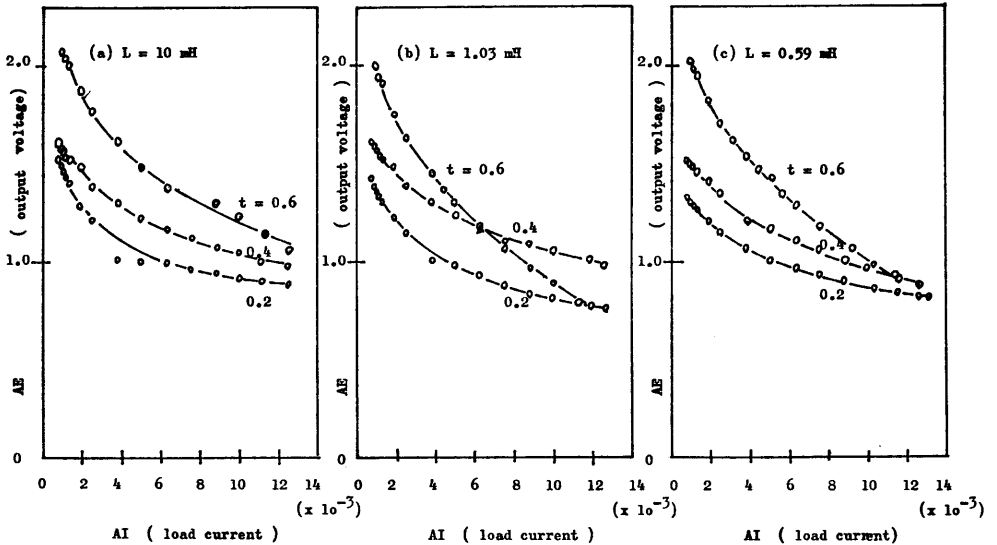


Fig. 12 ; Load characteristics of DC input in the step-up circuit, this parameter's  $t=T_1/T$ ; 0.2-0.6 and  $C=800\mu\text{F}$ ,

Fig. 11 の0.2~0.8に比べて大きい。この場合の特徴は降圧回路とは逆に duty cycle :  $t$  が小さいほど負荷特性は安定していることがわかる。故に電圧変動率を小さく希望する場合には duty cycle を40%以下にする方が安定していることになる。また昇圧回路の負荷特性におけるコンデンサーの影響は、AE の大きさに顕著にあらわれる。例えば  $C=10\mu F$  にした場合には、AE 値が0.8~1.6と減少することがわかっている。

最後に電圧特性及び負荷特性でのコイルの大きさの影響を考えてみると両者の特性上にはそれほど目立った現象は表われないがただ昇圧特性においてコイルが大きなインダクタンスを持たば垂下曲線の上限が70%付近の duty cycle から80%付近に移ることが他の実験結果から裏づけることができる。

② 交流入力；《電圧特性》 交流入力電圧の場合の電圧特性で降圧特性を Fig. 13, 昇圧特性は Fig. 14 に表わしてある。降圧特性の場合、直流入力の場合と同様にほぼ比例関係をもつことが理解できるが、ただコイルが大きくなると ( $L=10mH$  の場合, Fig. 13 (a)) エネルギーの保有がそれほど低下せず降圧が duty cycle の小さい領域で飽和していることがわかる。またコンデンサーの容量が小さくなると ( $\tau_R$  に関して言えば大きい場合) 降圧の大きさは減少することが言える。

一方昇圧特性のグラフ Fig. 14 からは、直流入力と同じ垂下性の曲線をもつ特性があり、内部抵抗による上限が生じることがわかる。またそれはほぼ duty cycle : 70%あたりでありコイルの大きさの増加に伴って80%付近にまで移動することも確認できておりほぼ直流の場合と似ている特性と言える。加えて負荷抵抗の変化にもそれほど変化はない。従って交流入力の場合にも近似解析における(28)式及び(34)式に準じた特性を持つことが裏付けされた。

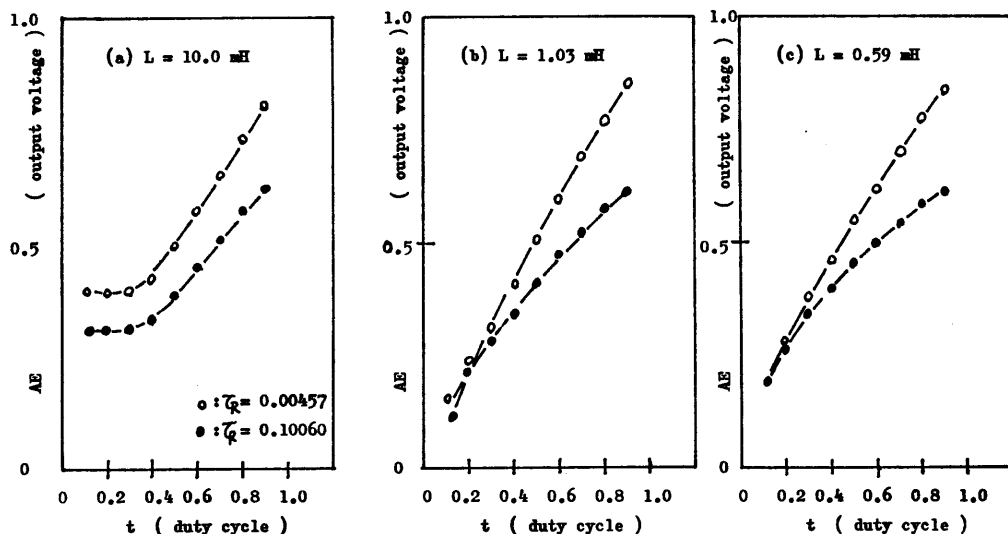


Fig. 13; Voltage characteristics of AC input in the step-down circuit, in this parameter's  $\tau_R=T/RC$  and  $R=50\Omega$ .

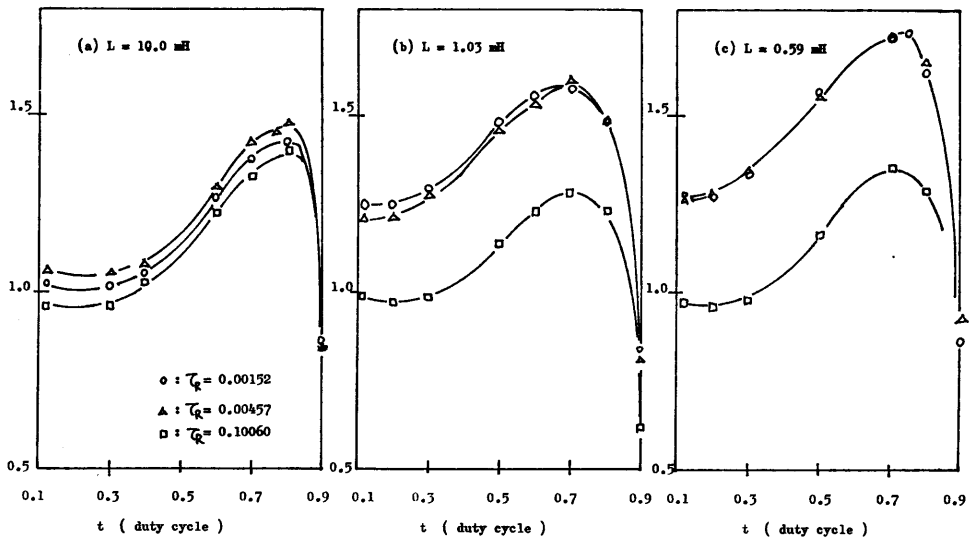


Fig. 14 ; Voltage characteristics of AC input in the step-up circuit, in this parameter is  $\tau_R = T/RC$  and  $R = 50\Omega$ .

《負荷特性》 実験結果は Fig. 15 に降圧回路における負荷特性を, Fig. 16 に昇圧回路での負荷特性をそれぞれ示してある。使用した実験条件は直流の場合と同じであるが特に降圧回路における負荷特性が Fig. 15 のグラフからも明らかな様に極めて悪いことがわかる。従ってこの条件下の電圧変動率もはなはだ悪いものとなる。多分この回路定数に対して回路電流が不連続となる状態に陥っている為と考えられる。昇圧回路の負荷特性 (Fig. 16) にはそれほどの結果は生じてはいない。またコイル及びコンデンサーの変化に対する影響は余り見られなかった。(Fig. 16 ; c)  $t = 0.6$  の負荷特性グラフは余り良くないが。)

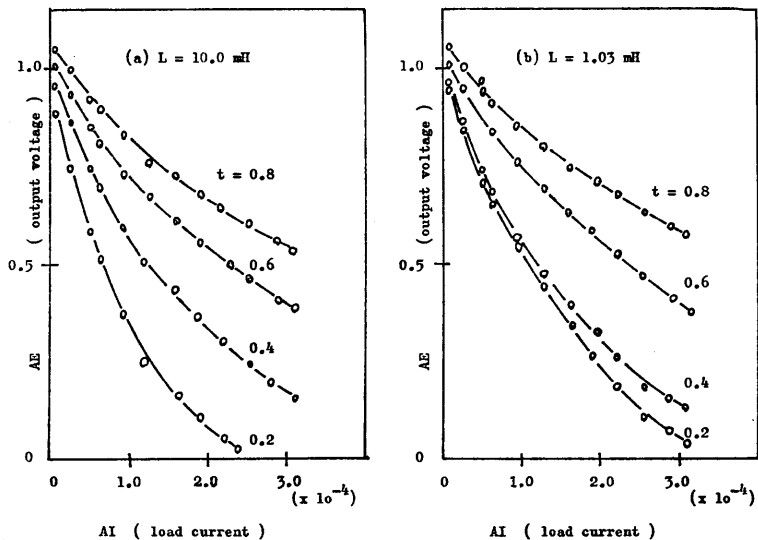


Fig. 15 ; Load characteristics of AC input in the step-down circuit, parameter's  $t = T_1/T$ ; 0.2—0.8 and  $C = 800\mu F$ ,



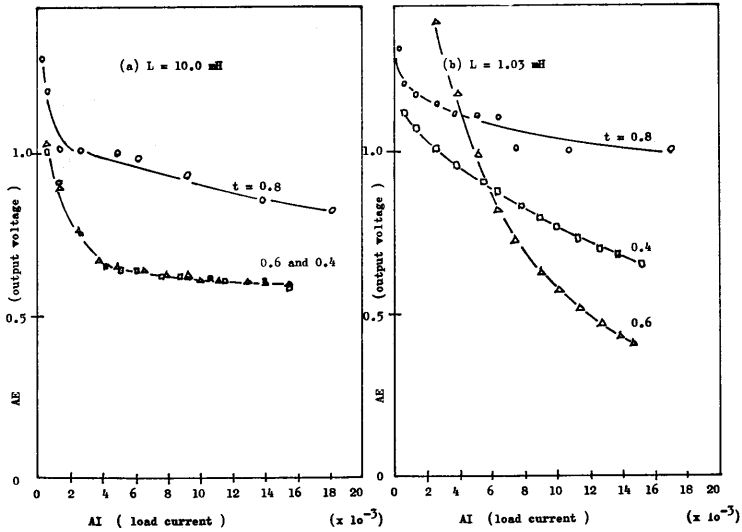


Fig. 16 ; Load characteristics of AC input in the step-up circuit, in this parameter is  $t=T_1/T$ ; 0.4-0.8 and  $C=800\mu\text{F}$ .

### 5. む す び

以上のように高速スイッチング素子を用いスイッチ制御方式による電力変換を行ったが、他の電力変換回路と比較して簡単な回路構成でありしかもコイル及びコンデンサーも比較的小さいものであっても十分に満足ゆく電圧変換が可能なが得られた。またここでは効率 (=出力電力/入力電力) についてのデータは省略してあるが、電圧特性での効率はそのほど良くはないが負荷特性でのそれは高い結果を得ている。従って大容量の電力変換及び高効率の回路構成が今後の問題点でありまた完全なスイッチ制御回路を使用した任意入力波形電圧に対する研究が今後の興味ある点と言えよう。

最後に実験装置の全景 (Photo. 1) の写真と昇圧回路における入力電圧波形と出力電圧波形の写真を Photo. 2, 及び Photo. 3 に示しておく。

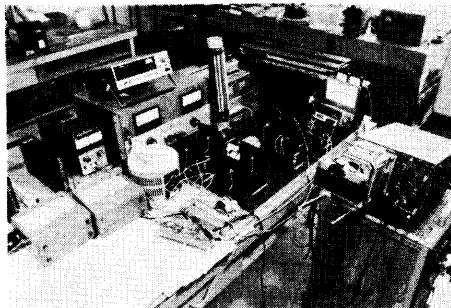


Photo. 1 ; The Complete View of the DC Conversion Device

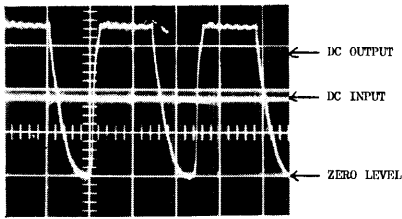
( 20 $\mu$ sec/cm, 5.0v/cm )

Photo. 2 : DC Input and DC Output Wave  
Used circuit is the step-up chopper  
circuit, input voltage DC=10 v,  
and duty cycle  $t=0.6$ .

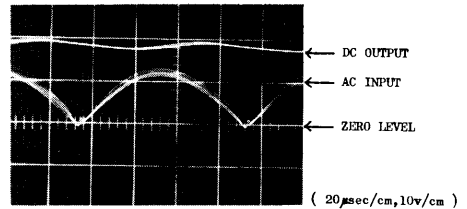
( 20 $\mu$ sec/cm, 10v/cm )

Photo. 3 : AC Input and DC Output Wave  
Used circuit's the step-up chopper  
circuit, input voltage AC eff.=10  
v, and duty cycle  $t=0.6$ .

## 謝 辞

この研究に際して終始御助力を賜りました徳島大学工学部電気工学科牛田富之教授並びに木内陽介助教授に謝意を表するものであります。又、本報告書をまとめるに当り機会を取り計らって下さいました福岡教育大学技術科の先生方に感謝致します。併わせて元本学生藤本和也君には実験、処理を行ってもらったのでここに感謝するしだいです。

## 参 考 文 献

- 1) Sen, P.C. and McConkey S.E. ;Chopper Circuits for Direct AC/DC Conversion IEEE vol. IECI-20, No.1 (1973)
- 2) 松尾・原田；リアクトルをもつ TRC 方式 DC-DC 電力変換器の回路方式と特性，電気学会論文誌 49-C7 (1974)
- 3) 遠藤浩；電力用トランジスタ，日刊工業新聞社 (1965)
- 4) 岡久雄他；スイッチング素子，日刊工業新聞社 (1968)
- 5) 木内・牛田；スイッチング素子を用いた電力変換回路の制御のためのパルス幅変調演算回路，電気関係学会四国支部連合大会論文集，8-6 (1970)
- 6) 木内・遠藤・林・牛田；AC, DC-DC の電力変換回路の基礎的考察，電気関係学会四国支部連合大会論文集，3-2 (1971)
- 7) 木内・津川・土居・牛田；直列リアクタ方式直流昇圧回路の解析，電気関係学会四国支部連合大会論文集，8-5 (1970)
- 8) 木内・土居・津川・牛田；直列リアクタ方式直流昇圧回路の解析，電気学会全国大会講演論文集，527 (1971)
- 9) 本郷忠敬；電力変換工学概論，昭晃堂 (1971)
- 10) 茂木晃；インバータ・コンバータ，日刊工業新聞社 (1969)
- 11) 宮入庄太；パワーエレクトロニクス，丸善 (1974)
- 12) Kraothamer S. and Korn, R.A. : Characterization of A Bilateral DC Converter As A DC Transformer, IEEE Region Six Conf. (1972)
- 13) Kossov, O.A. ; Comparative Analysis of Chopper Voltage Regulators with LC Filter, IEEE vol. MAG-4, No.4 (1968)