

並列커패시터를 사용한 DC Chopper의 特性研究

論 文
31~3~5

A Study on the Characteristics of DC Chopper Using a Parallel Capacitor

金 漢 星
(Kim Han-Sung)

Abstract

DC choppers are usually used to control the DC motor by varying the average value of DC input voltage to the DC motors. In this paper, a chopper circuit is suggested and reconstructed by replacing the free-wheeling diode with the parallel capacitor in the conventional ones.

It is demonstrated that this chopper circuit with capacitor can reduce the ripples of the output voltage and current in contrast to those of the chopper with diode, and it can be controlled the output waveforms smoothly at high power demand.

1. 序 論

현재 産業의 많은 分野에서 直流電源으로부터 電力을 취하는 경우가 있는데 거의 대부분 그 出力의 可變이 要求되어 지고 있다. 이러한 制御方法에는 抵抗制御, 와드-레오나드(Ward-Leonard) 方式등을 들 수 있으며, 前者는 制御가 용이한 반면 抵抗에서의 損失 때문에 非効率的이고 後者는 直流發電機의 界磁電流를 制御하여 出力電壓을 變化시키는 方式으로 應答이 느리고 設備나 費用의 부담이 큰 短點을 가지고 있다.

이러한 종래의 方式들이 지니고 있는 短點들은 1960年代 電力用 半導體素子들이 개발되고 여러 制御技法이 提示됨으로써 改善될 수 있었다. 그 중 하나인 인버터-整流器(inverter-rectifier) 方式은 우선 直流入力を 交流로 變換하고 이를 變壓器에 의해 크기를 變化시킨 뒤 다시 整流器에 의해 直流出力을 얻는 것으로 이 또한 非効率的이며 設備나 價格面에서 불리한 方法인 것이다. ^{(1), (2), (3), (7)}

그러나 쇼퍼(chopper)라고 하는 制御裝置는 그림 1-c와 같이 직접 直流를 直流로 變化시킬 수 있으므로 앞의 方式들이 지니고 있는 短點을 改善할 수 있게 되

었다. 특히 이러한 쇼퍼方式은 電動車에 널리 이용되어 왔는데 그 理由는 速度및 出力의 制御가 용이할 뿐만 아니라 回生制動으로 에너지를 節約할 수 있기 때문이었다. ^{(6), (7)}

하지만 쇼퍼는 결국 온·오프 스위치이므로 그림 1에서와 같이 다이리스터(thyristor) Q가 導通되어 있을 때는 電源電流와 負荷電流가 同一하나 오프 되면 入力電流는 零이 되므로 電源電流가 급격히 變化하게 된다. 따라서 入力電流에 高調波分이 發生되어 交流電壓의 變動, 通信障害, 溫度上昇 등을 초래하게 된다. 그리하여 그림 1-b와 같이 L-C의 入力필터를 연결시킴으로써 電源電流의 급격한 變化를 막고 따라서 電壓의 變動과 高調波分의 電流를 흡수하게 되어 그 特性을 改善할 수 있다. ^{(5), (6), (7)}

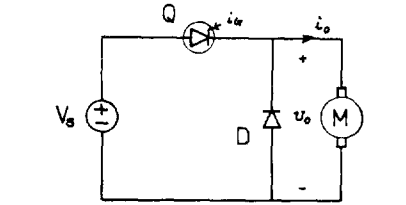
그러나 이러한 入力필터의 構成에도 불구하고 出力端에 나타나는 電壓은 여전히 쇼퍼의 動作周波數와 導通區間에 따라 항상 급격한 變化가 連續되고 이로 인해 出力電流가 脈動을 지니게 된다. 이와 같은 問題는 현재 쇼퍼의 動作周波數를 증가시키거나 平滑리액터(smoothing reactor)를 연결시킴으로써 解決하고 있는데 ^{(4), (7)} 본 研究에서는 平滑리액터를 이용하는 대신에 負荷가 並列로 커패시터를 연결함으로써 쇼퍼 回路의 出力電壓을 平滑하게 하고 이로써 出力電流의 平滑

* 正會員 : 建國大 工大 電氣工學科 教授
接受日字 : 1982年 2月 17日

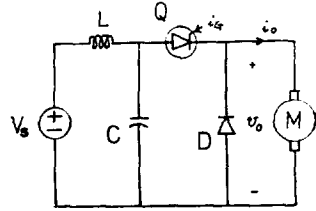
을 기하고자 한다. 또한 이때 커패시터 C는 쇼퍼가 오프 狀態에 있을때 負荷에 蓄積된 에너지가 放出될 수 있도록 루프(loop)를 形成시켜 주는 環流다이오드(free-wheeling diode)를 대신할 수 있다.

따라서 본 研究에서는 이러한 並列커패시터를 가지

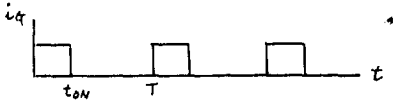
는 쇼퍼(以下 커패시터쇼퍼라 稱함)를 提示하여 그 特性에 대해 考察하고 環流다이오드로 構成되는 쇼퍼(以下 다이오드쇼퍼라 稱함)의 特性과 比較·檢討하고자 한다.



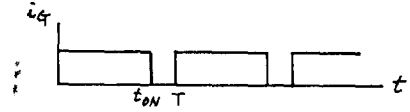
(a) 基本쇼퍼回路
(a) Basic chopper circuit



(b) 入力필터를 가지는 쇼퍼回路
(b) Chopper circuit with input filter



(c) 불연속전류일 경우의 출력파형
(c) Output waveforms in case of discontinuous current



(d) 연속전류일 경우의 출력파형
(d) Output waveforms in case of continuous current

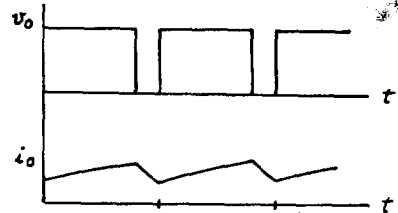
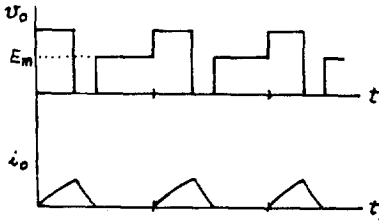


그림 1. 쇼퍼회로와 出力波形

Fig. 1. Chopper circuit its output waveforms

2. 커패시터쇼퍼

1. 動作原理

커패시터쇼퍼는 그림 2-a와 같이 環流다이오드를 커패시터로 대체함으로써 간단하게 構成될 수 있고 또 基本動作原理는 다이오드쇼퍼와 같다. 즉 그림 2-a의 다이오드 Q에 그림 3과 같은 게이트 펄스가 인가되어 Q가 導通하면 電源電流는 C와 負荷로 흐르게 된다. 이때 C에 充電되는 時間은 매우 짧으므로 이를 무시하면 그림 2-a에서 다이오드 Q가 온됨과 동시에 負荷로만 電流가 흐르는 것으로 생각할 수 있다.

따라서 Q가 導通되어 있는 동안 負荷電流는 그림 1-C의 다이오드쇼퍼의 경우와 마찬가지로 그림 3과 같이 지수함수적으로 증가한다. 그러나 t_{ON} 에서 Q가 오프되면 다이오드쇼퍼에서는 그림 1-c와 같이 지수함수적으로 감소하지만 커패시터쇼퍼는 그림 2-a와 같이 R_s-L_s-C 直列회로가 構成되므로 負荷의 L_s 에 蓄積된 에너지는 C로, C에 充電되어 있던 에너지는 負荷로 각각 放出하게 된다. 이때 並列로 연결된 C의 커패시턴스가 작으면 共振周波數가 커지므로 出力電壓과 電流는 빨리 反轉되어 그림 3-a와 같이 陰의 값으로 감소하다가 다시 증가하는 共振을 반복한다. 그리하여 負荷의 抵抗 R_s 에서 에너지가 소모되고 負荷兩端電壓

은 결국 逆起電力으로 수렴하게 된다.

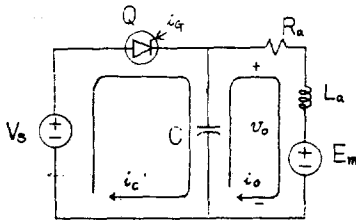
그러나 C 가 클 경우는 共振周波數가 낮아져 負荷와 C 사이의 充放電이 서서히 이루어 지므로 그림 3-b와 같은 出力波形으로 나타난다. 이때 共振周波數가 낮으므로 相對的으로 오프區間이 짧아져서 電壓의 變動이 심하지 않게 되어 電流 역시 平滑하게 나타난다. 다시 $t=T$ 에서 Q 가 온되면 C 에 電源電壓과 같은 크기의 電壓이 순간적으로 充電되면서 負荷는 電源으로부터 에너지를 공급받아 電流가 다시 증가하게 된다.

커패시터쇼퍼에서는 負荷가 電源과 遮斷되어 R_a-L_a-C 回路가 構成될때 出力電壓과 電流는 R_a, L_a, C 의 값에 따라 달리 나타나는데 一般的으로 다음의 한 形態를 취하게 된다.

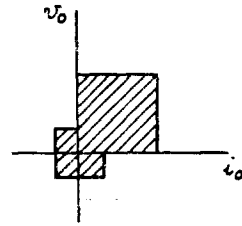
- i) 非振動(overdamping)
- ii) 臨界振動(critical damping)
- iii) 減衰振動(under damping)

이때 i), ii)의 경우는 出力電壓과 電流가 항상 陽이 되므로 出力瞬時電壓과 電流 i_o 의 관계가 그림 2-b의 I상한에만 나타나지만, iii)의 경우는 負荷가 電動機일 때 주로 나타나는데 그림 3-a와 같이 電壓과 電流가 振動으로 인하여 陽 또는 陰의 값을 가지므로 그림 2-b와 같이 4상한 모두의 값을 가지는 出力으로 나타난다.

이때 커패시터쇼퍼의 出力이 위의 어떠한 振動의 形態를 취하든지 다이오드쇼퍼의 경우와 다른 것은 出力電壓과 電流가 항상 連續的이 된다는 것이다.



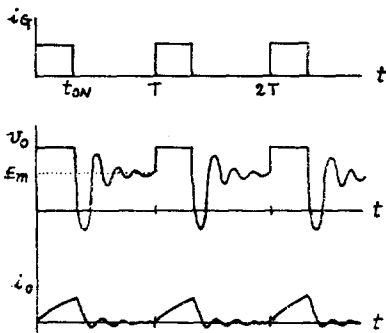
(a) 커패시터쇼퍼回路
(a) Chopper circuit with capacitor



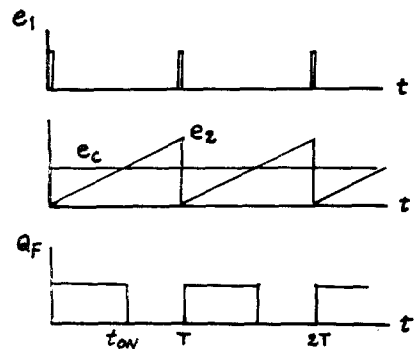
(b) 순시出力特性
(b) Instantaneous output characteristics

그림 2. 並列 커패시터를 가지는 쇼퍼回路

Fig. 2. Chopper circuit with parallel capacitor



(a) C 가 작은 경우의 出力파형
(a) Output waveforms in case of small capacitance



(b) C 가 클 경우의 出力파형
(b) Output waveforms in case of large capacitance

그림 3. 커패시터쇼퍼의 t_{ON} 變化에 따른 出力波形

Fig. 3. Output waveforms of chopper with capacitor for various on-time t_{ON}

2. 出力電壓과 電流의 計算

그림2-a의 커패시터회로에서 싸이리스터 Q를 理想的인 스위치 素子로 간주하고 커패시터에 充電되는 時間을 무시하면 定常狀態에서의 出力電壓과 電流는 다음과 같이 하여 구할 수 있다.

① Q : 導通時(0 ≤ t ≤ t_{ON})

Q가 導通됨으로써 그림2-a는 두개의 閉路를 가지므로 각 閉路에 흐르는 電流를 i_c, i_o라 하면 電壓方程式은

$$V_s = v_o(0) + \frac{1}{C} \int_0^t (i_c - i_o) dt \quad (1)$$

$$0 = -v_o(0) + \frac{1}{C} \int_0^t (i_c - i_o) dt + R_a i_o + L_a \frac{di_o}{dt} + E_m \quad (2)$$

가 되고 이로부터 i_c(t), i_o(t)를 구하면

$$i_c(t) = C[V_s - v_o(0)]\delta(t) + i_o(t) \quad (3)$$

$$i_o(t) = \frac{V_s - E_m}{R_a} + [i_o(0) - \frac{V_s - E_m}{R_a}]e^{-t/\tau} \quad (4)$$

(단, $\tau = \frac{L_a}{R_a}$ 임)

로 되고 그때 出力電壓는 다음과 같다.

$$v_o(t) = V_s \quad (5)$$

② Q : 遮斷時(t_{ON} ≤ t ≤ T)

이 區間에서는 R_a-L_a-C 共振回路가 構成되므로 電壓方程式

$$-v_o(t_{ON}) + \frac{1}{C} \int_{t_{ON}}^t i_o dt + R_a i_o + L_a \frac{di_o}{dt} + E_m = 0 \quad (6)$$

이 되고 이로부터 라플라스(Laplace) 變換된 負荷電流 I_o(s)를 구하면

$$I_o(s) = \frac{s i_o(t_{ON}) + \frac{v_o(t_{ON}) - E_m}{L_a}}{s^2 + \frac{R_a}{L_a} s + \frac{1}{L_a C}} \quad (7)$$

가 되고 表現을 간단히 하기 위해 다음을 정의하면

$$\alpha \triangleq \frac{R_a}{2L_a}, \quad \omega_0 \triangleq \frac{1}{\sqrt{L_a C}}, \quad \omega_n \triangleq \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (8)$$

으로부터 式(7)의 分母 즉 特性方程式은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2 = 0 \quad (9)$$

이때 式(9)의 特性方程式은 α, ω₀의 값에 따라 根이 달라지므로 그 根은 s₁, s₂라 하여 구하면 다음과 같다.

i) 非振動(α² > ω₀²)

$$s_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}, \quad s_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$$

ii) 臨界振動(α² = ω₀²)

$$s_1 = s_2 = -\alpha$$

iii) 減衰振動(α² < ω₀²)

(10)

$$s_1 = -\alpha + j\omega_n, \quad s_2 = -\alpha - j\omega_n$$

따라서 式(7)과 (10)으로부터 각 振動의 경우에 대한 電流 i_o(t)를 구하면

$$i_o(t) = \text{i) } \frac{i_o(t_{ON})s_1 + \frac{V_s - E_m}{L_a} e^{s_1(t-t_{ON})}}{s_2 - s_1} + \frac{i_o(t_{ON})s_2 + \frac{V_s - E_m}{L_a} e^{s_2(t-t_{ON})}}{s_2 - s_1} \quad (11-a)$$

$$\text{ii) } i_o(t_{ON}) + \left\{ \frac{V_s - E_m}{L_a} - \alpha i_o(t_{ON}) \right\} \cdot (t - t_{ON}) \cdot e^{-\alpha(t-t_{ON})} \quad (11-b)$$

$$\text{iii) } \sqrt{i_o^2(t_{ON}) + \left(\frac{V_s - E_m}{\omega_n L_a} - \frac{\alpha}{\omega_n} i_o(t_{ON}) \right)^2} \cdot e^{-\alpha(t-t_{ON})} \cdot \sin\left(\omega_n(t-t_{ON}) + \theta \right) \quad (11-c)$$

(단, $\theta = \tan^{-1} \frac{i_o(t_{ON})}{\frac{V_s - E_m}{\omega_n L_a} - \frac{\alpha}{\omega_n} i_o(t_{ON})}$ 임)

이와 같이 i_o(t)가 決定되면 出力電壓 v_o(t)는 다음 式으로 구할 수 있다.

$$v_o(t) = V_s - \frac{1}{C} \int_{t_{ON}}^t i_o dt \quad (12)$$

그리고 初期值 i_o(0)는 出力電流 i_o(t)가 항상 連續 이므로 다음의 條件으로 計算할 수 있다.

$$i_o(0) = i_o(T) \quad (13)$$

일단 振動의 形態가 經해지면 式(11)으로부터 i_o(T)를 구할 수 있으므로 각 경우에 대한 初期值 i_o(0)는 다음과 같이 算出된다.

$$i_o(0) = \text{i) } \frac{\frac{V_s - E_m}{L_a} (e^{s_1(T-t_{ON})} - e^{s_2(T-t_{ON})}) + \frac{V_s - E_m}{R_a}}{(s_2 - s_1) - (s_2 e^{s_2(T-t_{ON})} - s_1 e^{s_1(T-t_{ON})})} + \frac{(s_2 e^{s_2(T-t_{ON})} - s_1 e^{s_1(T-t_{ON})}) (1 - e^{-\frac{T-t_{ON}}{\tau}})}{s_1(T-t_{ON})} \cdot e^{-\frac{t_0}{\tau}} \quad (14-a)$$

$$\text{ii) } \frac{\frac{V_s - E_m}{L_a} (T - t_{ON}) + \frac{V_s - E_m}{R_a} \{1 - \alpha(T - t_{ON})\}}{1 - [1 - \alpha(T - t_{ON})] \cdot \frac{t_{ON}}{\tau}} \cdot e^{-\alpha(T-t_{ON})} \quad (14-b)$$

$$\text{iii) } \frac{\frac{V_s - E_m}{L_a} \cdot \frac{1}{-\alpha + \omega_n \cot \omega_n(T-t_{ON})} + \frac{V_s - E_m(1 - e^{-\frac{T-t_{ON}}{\tau}})}{R_a}}{-\omega_n} \quad (14-c)$$

$$e^{-\alpha(T-t_{ON})} \cdot \{ \alpha \sin \omega_n(T-t_{ON}) + \omega_n \cos \omega_n(T-t_{ON}) \} \cdot e^{-\frac{t_{ON}}{\tau}}$$

이러한 初期值 $i_0(0)$ 는 式(11)과 (12)로부터 出力電壓과 電流의 平均值 V_0, I_0 를 구하는데 쓰이고 V_0 와 I_0 는 다음 式으로 구할 수 있다.

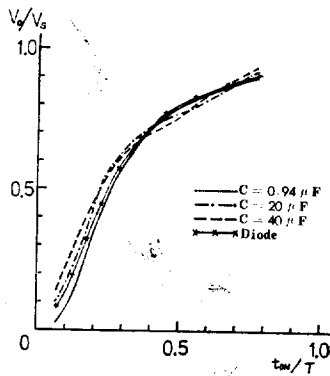
$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt \quad (15)$$

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_0(t) dt \quad (16)$$

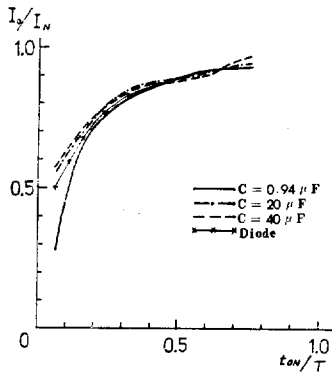
(단, T 는 쇼퍼의 動作周期 임)

3. 出力特性

커패시터쇼퍼의 出力特性은 그림 4, 5, 6과 같이 얻어 지는데 이들 曲線은 쇼퍼의 動作周波數 f 와 並列커패시터를 달리한 경우에 대한 特性으로 다이오드쇼퍼의 出力特性과 比較하였다. 縱軸은 平均電壓 V_0 와 電流

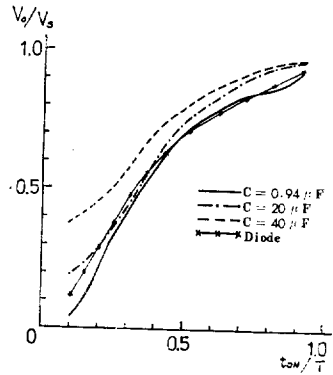


(a) 電壓出力曲線
(a) Output voltage curves

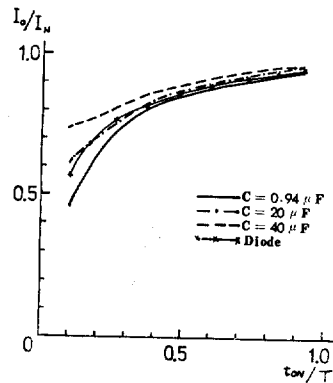


(b) 電流出力曲線
(b) Output current curves

그림 4. $f=60\text{Hz}$ 일 경우의 出力曲線
Fig. 4. Output curves in case of $f=60\text{Hz}$



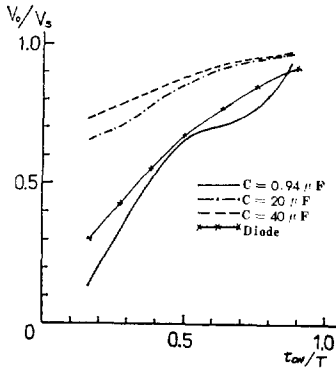
(a) 電壓出力曲線
(a) Output voltage curves



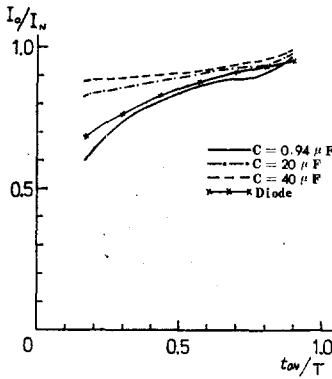
(b) 電流出力曲線
(b) Output current curves

그림 5. $f=120\text{Hz}$ 일 경우의 出力曲線
Fig. 5. Output curves in case of $f=120\text{Hz}$

I_0 를 각각 電源電壓 V_s 와 負荷의 最大電流($t_{ON}=T$ 일 때의 電流) I_N 으로 나눈 값으로 나타냈고 橫軸은 쇼퍼의 動作周期 T 에 대한 導通區間의 變化로 表示하였다. 이들 特性曲線에서 보면 대체로 커패시터쇼퍼가 다이오드쇼퍼와 유사한 出力特性을 지닐 수 있는데 특히 그림 4와 같이 $f=60\text{Hz}$ 인 경우는 거의 같은 形態를 취하고 있다. 그러나 f 가 증가할수록 다이오드쇼퍼에 비해 C 가 큰 경우의 出力은 큰 값으로 얻어지며 그레의 特性曲線이 平滑하게 나타나고 있다. 이는 出力電壓과 電流의 t_{ON}/T 에 따른 變化가 적고 따라서 出力波形에 내포되는 脈動이 감소함을 뜻함과 동시에 出力의 크기를 制御할 수 있는 범위는 相對的으로 감소



(a) 電壓出力曲線
(a) Output voltage curves



(b) 電流出力曲線
(b) Output current curves

그림 6. $f=200\text{Hz}$ 일 경우의 出力曲線

Fig. 6. Output curves in case of $f=200\text{Hz}$

함을 말한다. 이에 반해 C 가 작은 경우는 出力의 制御範圍가 넓기는 하나 R_a-L_a-C 의 共振으로 인해 f 가 증가될수록 찌그러지는 形態의 出力特性曲線으로 나타나고 그 特性은 다이오드초퍼와 대체로 유사하다, 이러한 것은 실제 實驗에서 얻어지는 出力波形을 比較해 보아도 나타나는데, 그것은 그림 3-a에서와 같이 C 가 작음으로써 共振周波數가 증가하고 그때 負荷와 C 사이에 授受되는 에너지의 量이 작으므로 이를 逆起電力 E_m 에 대한 약간의 脈動으로 생각할 수 있기 때문이다.

3. 實 驗

1. 回路構成

실제 實驗에서 使用한 커패시터초퍼회로는 그림 7과 같이 스위치 素子로서 電力用트랜지스터를 써서 構成

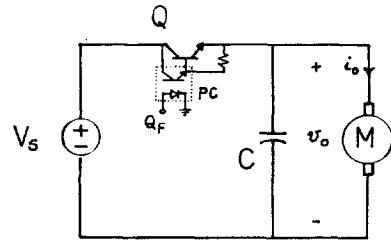
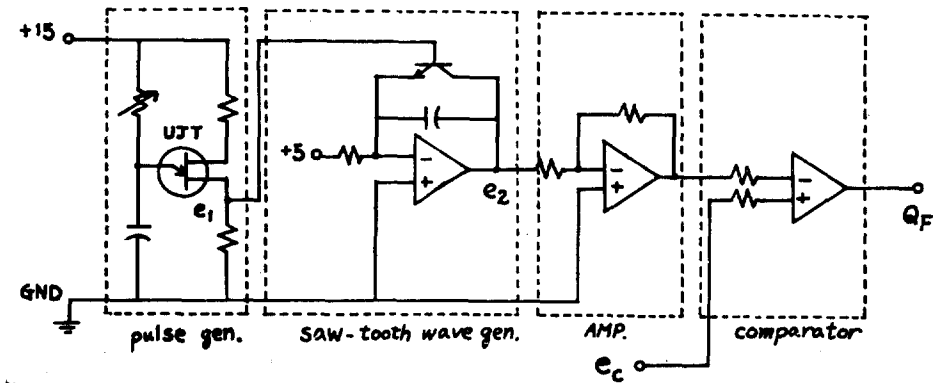


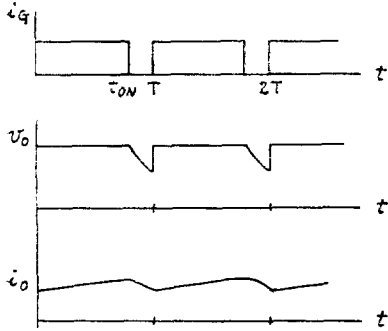
그림 7. 實驗에서 使用한 커패시터초퍼회로

Fig. 7. Experimental chopper circuit with capacitor



(a) 制御回路

(a) Control circuit



(b) 制御回路의 出力
(b) outputs of control circuit

그림 8. 制御回路 및 出力
Fig. 8. Control circuit and its outputs

시켰다. 이는 다이리스터로 構成할때 强制的으로 轉流(commutation) 시키기 위해 포함되어야 하는 L, C 로 인하여 出力波形에 대한 영향을 가급적 배제하고 또한 回路의 構成을 간편하게 하기 위함이다.

그리고 電力用 트랜지스터는 photo coupler에 의해 온·오프 動作이 되도록 하였고 이때의 온·오프信號 Q_F 는 그림 8-a와 같이 制御回路는 構成시켜 얻었다. 먼저 UJT를 이용하여 펄스出力의 e_1 을 얻고 이를 톱니파 發生기로 보내어 톱니파의 周期 즉 鋸齒의 作周期을 決定하도록 하였다. 톱니파 e_2 는 그림 8-b와 같이 증폭기를 거쳐 比較器에서 直流制御電壓 e_c 와 比較되어져 鋸齒의 導通區間 t_{ON} 이 決定되고 따라서 比較器의 出力 Q_F 는 그림 7의 電力用 트랜지스터를 動作시킨다.

2. 實驗結果

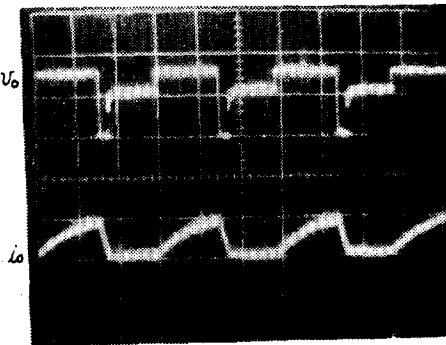
앞의 回路로 얻어진 커패시터鋸齒의 出力電壓과 電流의 波形은 사진 1, 2와 같다. 이들 出力波形을 다이오드鋸齒의 경우와 비교해 보면 앞서 언급한 바와 같이 C 가 작은 경우는 다이오드의 경우와 유사하게 나타나지만 C 가 커지게 되면 電壓과 電流는 상당히 平滑한 波形으로 되고 따라서 出力電壓과 電流에 내포되는 脈動이 다이오드鋸齒에 비해 현저히 감소됨을 알 수 있다.

또한 사진 1-d, 2-a를 比較해 보면 f 가 커질수록 出力에 脈動이 매우 감소되어 電流는 거의 平滑한 形態로 나타나고 있다.

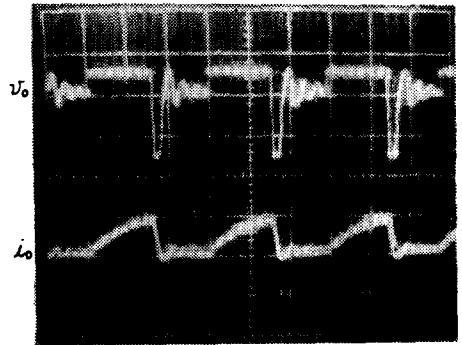
4. 結 論

- 이상에서 調査한 커패시터鋸齒의 特性을 要略해 보면
1. f 와 C 가 작을 경우 다이오드鋸齒와 出力特性이 비슷해 지고 出力波形 또한 유사하게 나타나며
 2. 다이오드鋸齒와 마찬가지로 鋸齒의 動作周波數를 증가시킬 수록 出力特性이 改善되며
 3. 一定한 f 에서 C 가 클수록 出力電壓의 變化가 줄어들게 되고 따라서 出力電流는 脈動분이 감소되어 平滑하게 흐른다. 따라서 電動機의 運轉時 다이오드鋸齒에 비해 보다 우수한 出力特性을 가지게 된다.

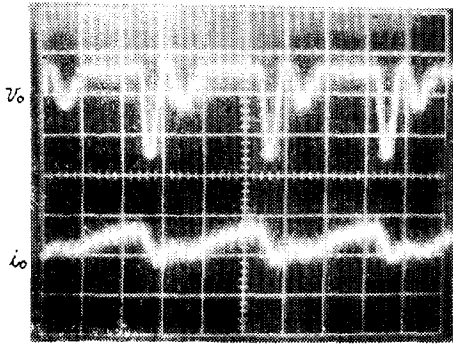
또한 커패시터鋸齒는 오름區間에서 R_a-L_a-C 의 共振이 생기므로 다이오드鋸齒에 비해 보다 빨리 電流의 反轉을 기할 수 있으므로 再生制動이 可能한 type B 鋸齒에 본 커패시터鋸齒方式을 적용시키면 보다 빨리 電動機를 制動시킬 수 있을 것으로 思料된다.



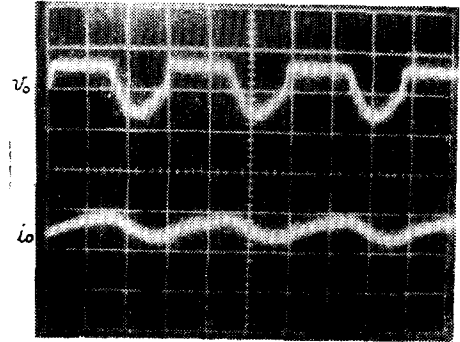
(a) 다이오드鋸齒의 出力波形
(a) Output waveforms of chopper with diode



(b) $C=0.94\mu F$ 일 경우, 커패시터鋸齒의 出力波形
(b) Output waveforms of chopper with capacitor in case of $C=0.94\mu F$



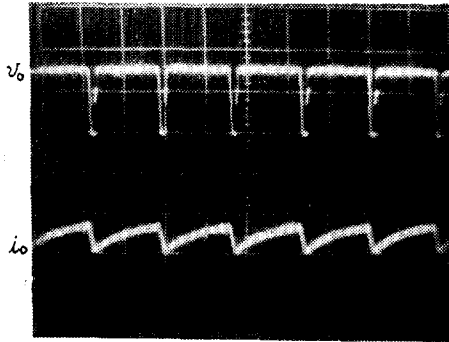
(c) $C=4\mu F$ 일 경우 커패시터쇼퍼의 出力波形
(c) Output waveforms of chopper with capacitor in case of $C=4\mu F$



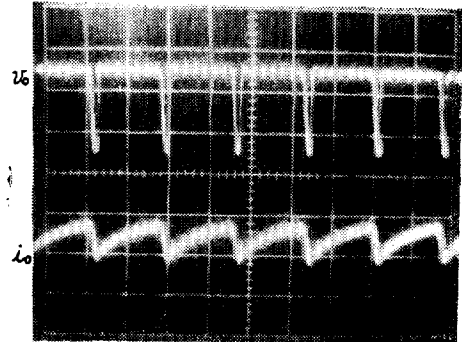
(d) $C=40\mu F$ 일 경우 커패시터쇼퍼의 出力波形
(d) Output wave forms of chopper with capacitor in case of $C=40\mu F$

사진 1. $t_{ON}=7.5\text{msec}$, $f=60\text{Hz}$ 일 경우의 커패시터쇼퍼와 다이오드쇼퍼의 出力波形(上 : $50\text{V}/\text{DIV.}$, : $10\text{A}/\text{DIV.}$, $5\text{msec}/\text{DIV.}$)

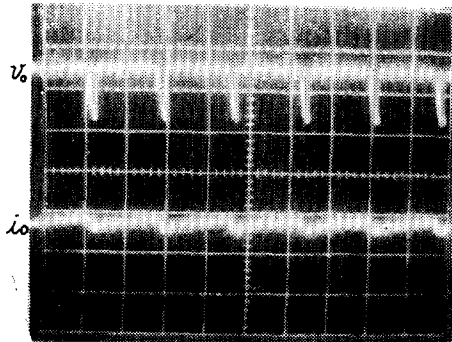
photo 1. Output waveforms of chopper with capacitor and diode in case of $t_{ON}=7.5\text{msec}$, $f=60\text{Hz}$



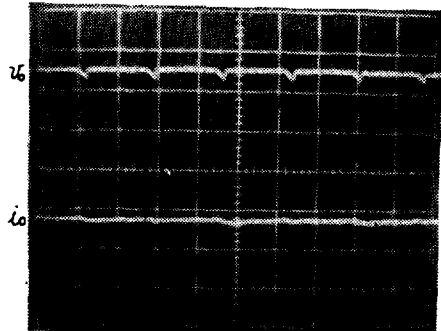
(a) 다이오드쇼퍼의 出力波形
(a) Output waveforms of chopper with diode



(b) $C=0.94\mu F$ 일 경우 커패시터쇼퍼의 出力波形
(b) Output waveforms of chopper with capacitor incase of $C=0.94\mu F$



(c) $C=4\mu F$ 일 경우 커패시터쇼퍼의 出力波形
(c) Output waveforms of chopper with capacitor in case of $C=4\mu F$



(d) $C=40\mu F$ 일 경우 커패시터쇼퍼의 出力波形
(d) Output waveforms of chopper with capacitor in case of $C=40\mu F$

사진 2. $t_{ON}=7.5\text{msec}$, $f=120\text{Hz}$ 일 경우의 커패시터쇼퍼와 다이오드 쇼퍼의 出力波形(上 : $50\text{V}/\text{DIV.}$, 下 : $10\text{A}/\text{DIV.}$)

photo 2. Output waveforms of chopper with capacitor and diode in case of $t_{ON}=7.5\text{msec}$, $f=120\text{Hz}$

記號說明

- V_s : 入力電源(80V)
- I_N : 最大出力電流(8A)
- R_a : 電機子 抵抗(0.75Ω)
- L_a : 電機子 인덕턴스(0.05H)
- E_m : 電機子の 逆起電力
- T : 초퍼의 動作周期(1/f)
- t_{ON} : 초퍼의 導通區間
- V : 出力平均電壓
- I_o : 出力平均電流

參考文獻

[1] A. Kusko; Solid-state DC Motor Drives, The M.I.T. Press, 1969

[2] K. Tachibana, T. Tsuboi and S. Kariya; "Harmonic currents in catenary systems from chopper control," IEEE Trans. on IA, Vol. IA-8, No. 2, Mar./Apr. 1972

[3] R.G. Shieman, E.A. Wilkes and H.E. Jordan; "Solid-state control of electric drives," Proc. of IEEE, Dec. 1974

[4] G.K. Dubey; "Calculation of Filter inductance for chopper-fed DC separately excited motor," Proc. of IEEE, Vol. 66, No. 12, Dec. 1978

[5] T.H. Barton; "The transfer characteristics of a chopper drive," IEEE Trans. on IA, Vol. IA-16, No. 4, July/Aug. 1980

[6] M.M. Rashid; "Dynamic response of DC chopper controlled series motor," IEEE Trans. on IECI, Vol. IECI-28, No. 4, Nov. 1981

[7] P.C. Sen; Thyristor DC drives, John Wiley & Sons, 1981