

# 電氣自動車の 초퍼制御

## (Chopper Control System of Electric Motorcar)

鄭 然 澤\* · 韓 慶 熙\*\* · 金 容 珠\*\*\* · 李 鍾 哲<sup>†</sup> · 善 承 旭<sup>‡</sup>

(Yon-Tack Chung · Kyung-Hee Han · Yong-Joo Kim · Jong-Cheol Lee · Seung-Wook Kang)

### Abstract

In this paper, we have proposed a synthetic main chopper circuit for the chopper controlled electric automobile. The proposed chopper circuit operates as a step-down chopper in powering mode and as a polarity reversion type chopper in regenerative braking mode.

In this study, it was found that powering and regenerative braking operations using the separately excited D.C motor can be controlled continuously only by gate signals of the chopper without changing the connection of the circuit.

### 1. 서 론

초퍼(chopper) 제어에 의한 直流機의 可變速運轉은 1970年代初부터 본격적인 실용화가 추진되어 현재는 先進各國에서 일반화되어 있고, 특히 電氣車(電鐵, 電氣自動車등)의 응용에 활발한 연구가 진행되고 있다.<sup>1)~5)</sup>

한편, 최근 자동차의 급속한 보급에 따라 자동차公害가 커다란 사회문제로 대두되고 있다. 이에 대한 대책으로, 본질적으로 排氣가스(gas)를 방출하지 않고, 또한 騒音도 현저하게 적은 電氣自動車가 有力한 후보자로 등장하게 되었다.<sup>6)</sup> 현재 電氣自動車の 速度制御는 거의 直流초퍼制御方式을 취하고 있는데, 이 경우 驅動時에 사용하고 있는 遞降초퍼

方式에는 별다른 문제점이 없으나, 回生制動 時에 사용하고 있는 遞昇초퍼方式에는 가장 큰 문제점으로 回生領域의 확대문제가 있다.<sup>7)~8)</sup> 回生制動時에 있어, 특히 電車の 경우 高速時의 發電機의 發生電力은 대략 (制動時의 速度)/(定格速度) = n배가 되며, 最高速時에는 이 n이 2를 넘는 것이 보통이라 한다.<sup>9)</sup> 현재 사용되고 있는 遞昇초퍼는 字格速度以下에서는 停止直前の 低速度까지 回生制動이 有効하게 작용하는 방식이지만, 發生電壓이 電源電壓을 넘는 高速度領域에서는 사용할 수 없다. 그러므로 定格速度 以上の 領域에서 回生制御를 하기 위하여 여러가지 방법이 시도되고 있다. 대표적인 것을 들면, 첫째, 弱界磁制御, 둘째, 直並列초퍼制御, 셋째, 抵抗併用回生制動方式 등이 있다.<sup>7)~8)</sup> 上記의 첫째방법에서는 高速時에 制動力의 制限이 있다. 둘째 방법은 高速領域에서 低速領域으로의 切換문제가 복잡하고, 制御領域의 범위는 電源電壓( $E_s$ )의 2倍以下の 發電機電壓( $E_m$ )까지이다. 셋째 방법은 抵抗損을 수반하기 때문에 回生效率이 떨어진다. 어느 방법이든 간에  $E_s > E_m$ 이 되도록 制御되고 있다.

이에 대하여 極性反轉形초퍼는 回生效率이 약간

\*正 會 員 : 明知大 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
 \*\*正 會 員 : 明知大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博  
 \*\*\*正 會 員 : 東洋工業專門大 電氣科 · 教授  
 †正 會 員 : 曉星重工業  
 ‡正 會 員 : 現代重電機

接受日字 : 1987年 6月 9日  
 1次修正 : 1987年 9月 16日  
 2次修正 : 1987年 12月 3日

떨어지지만  $E_m > E_s$ 의 領域으로 부터  $E_m < E_s$ 의 領域까지 연속적으로 回生可能한 方法으로 回生領域 문제를 완전히 해결할 수 있다.<sup>9)</sup> 또한 電氣自動車는 보통의 엔진自動車와 같이 驅動動作 및 制動動作을 반번히 행하므로 高速으로 切換할 必要가 있고, 車道는 軌道보다 경사가 크므로  $n$ 이 2가 넘는 경우가 많다.

이상의 觀點에서 電氣自動車의 速度制御用으로서 遞降초퍼와 極性反轉形초퍼方式의 綜合회로를 구성하여, 驅動↔回生制動的 動作을 主回路의 接續을 바꾸지 않고 게이트(gate)信號만으로써 연속적으로 신속히 행할 수 있는 方式을 提示하여 그의 基本動作을 이론 및 실험적으로 고찰한다.

## 2. 綜合초퍼회로의 基本動作

그림 1에 提示하는 초퍼회로는 轉流회로를 포함한 驅動用的 遞降초퍼회로와 回生制動用的 極性反轉形초퍼회로의 綜合主회로를 나타낸다. 여기에서  $E_s$ 는 電源電壓,  $E_m$ 은 電機子電壓으로써 直流他勵磁電動機를 사용한 경우로 他勵磁捲線은 생략하고 있다.  $L_c$ 는 平滑用리액터,  $L_m$  및  $R_m$ 은 電機子회로의 리액턴스분 및 抵抗分  $C_p$ 는 ฟิล터용콘덴서,  $S_M$ 은 驅動用的 主다이리스터(Thyristor),  $S_R$ 은 回生制動時的 主다이리스터,  $S_1, S_2, S_3$ 는 補助 다이리스터  $D_R, D_M, D_V$ 는 다이오드,  $C_R$  및  $l$ 은 轉流用 콘덴서 및 리액터이다.

### 2.1 驅動動作

그림 1의 綜合초퍼회로에서 그림 2와 같은 게이트(gate)信號를 加하면 그림 3과 같은 驅動時的 遞降초퍼動作을 하게 된다. 여기에서  $L_m$  및  $C_p$ 는 생략하고 있다.

驅動時的 主다이리스터  $S_M$ 과 보조다이리스터  $S_3$ 가 도통하면,  $E_s - S_M - L_c - R_m - E_m - S_3 - E_s$ 의 경로로 電源에서 電動機側에 電力을 供給하고, 다음에  $S_M, S_3$ 가 오프(off)하면  $L_c$ 에 蓄積된 에너지에 의해  $L_c - R_m - E_m - D_M - L_c$ 의 경로로 還流하게 된다. 이 遞降초퍼에 의한 電機子兩端에 인가되는 平均電壓  $E_m = E_s \cdot \alpha$  ( $\alpha$ : 초퍼의 時比率) 이므로  $E_m$ 을  $0 \sim E_s$ 까지 연속적으로 制御可能하다.

### 2.2 轉流動作

電動機의 起動電流를 억제하기 위한 목적으로 最小時比率를 보다 작게 하기 위하여 本方式에서 漣

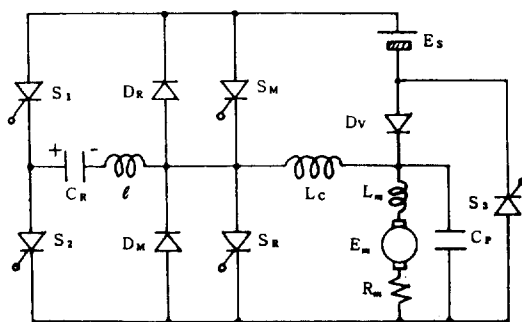


그림1. 綜合주회로  
Fig.1. Synthetic main circuit

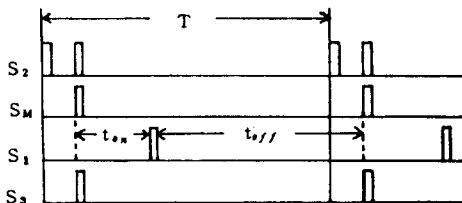


그림2. 驅動時的 게이트신호  
Fig.2. Gate signals in powering.

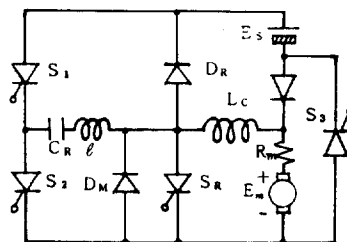


그림3. 轉流회로를 포함한 驅動時的 遞降초퍼  
Fig.3. Step-down chopper with commutating circuit in powering

용한 轉流회로의 動作을 간단히 고찰한다. 驅動時에 있어서, 轉流時的 各部波形을 그림 4에 표시한다. 여기에서 各部動作을 期間( $t_0 \sim t_6$ )別로 구분하여 생각한다.

① 기간  $t_0$ 까지의 상태: 그림 3에서 主 다이리스터  $S_M$ , 보조다이리스터  $S_1, S_2, S_3$ 가 전부 오프(OFF)상태이고, 轉流콘덴서  $C_R$ 은 圖示한 極性으로 充電되어 있다. 이 期間은, 초퍼의 오프상태로서,

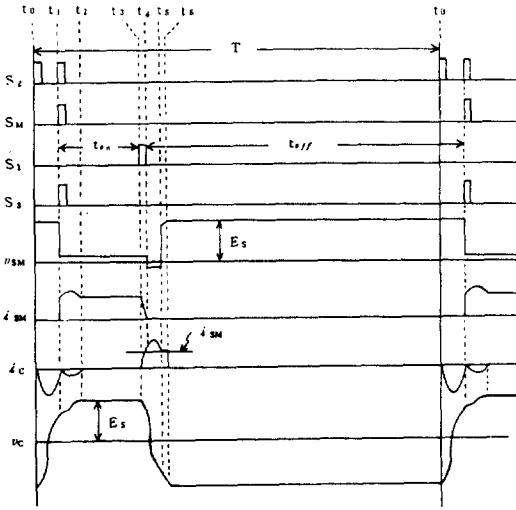


그림4. 轉流時의 各部波形(驅動時)  
 Fig.4. Waveforms during the commutation in powering

前週期の 연속으로 생각하여도 좋다.

② 기간 \$t\_0 \sim t\_1\$ : \$S\_2\$를 온(ON)하면, \$C\_R\$의 電荷에 의하여 \$C\_R-S\_2-D\_M-l-C\_R\$의 경로로 \$I\_{C\_R}\$ 공진전류 \$i\_C\$가 흐른다. 이 때의 \$i\_C\$는

$$i_C = V_{CO} \sqrt{\frac{C_R}{L}} \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{L C_R}} \quad (1)$$

여기에서, \$V\_{CO}\$는 \$C\_R\$의 充電電壓이다. 이 때의 주 회로의 등가회로는 그림5 (a)와 같다. \$i\_C\$電流의 반 주기後, 즉 \$(t\_1 - t\_0) = \pi \sqrt{L C\_R}\$초後에 \$C\_R\$은 그림3과 逆極性으로 充電되어 逆方向으로 전류가 흐르려고 하지만 \$S\_2\$에 의하여 阻止된다. 이 때의 \$C\_R\$의 電壓은 다음과 같다.

$$V_C = V_{CO} \cos \frac{t}{\sqrt{L C_R}} \quad (2)$$

③ 기간 \$t\_1 \sim t\_2\$ : 그림5의 (b)와 같이 \$S\_2, S\_3\$와 \$S\_M\$을 동시에 온 시킨다. \$S\_M\$과 \$S\_3\$의 온에 의하여 主 電流는 \$E\_s-S\_M-L\_c-R\_m-E\_m-S\_3-E\_s\$를 통하여 흐른다. 또한 \$S\_M, S\_2, S\_3\$의 온에 의하여 \$E\_s-S\_M-l-C\_R-S\_2-S\_3-E\_s\$의 경로로 \$C\_R\$은 補助充電되어, \$C\_R\$에는 電源電壓까지 충전되며, 그후 시각 \$t\_2\$에서 \$S\_2\$는 오프한다.

④ 기간 \$t\_2 \sim t\_3\$ : \$S\_2\$가 오프된 後에도 負荷電流 \$i\_{SM}\$은 그림5 (c)와 같이 \$S\_M\$ 및 \$S\_3\$를 통하여 계속흐른다.

⑤ 기간 \$t\_3 \sim t\_4\$ : \$C\_R\$에는 그림과3 반대 방향으로 충전되어 있는데, 이 때 \$S\_1\$을 온시키면, \$C\_R-l-D\_R(S\_M)-S\_1-C\_R\$의 경로로 정현파형의 \$I\_{C\_R}\$ 공진전류가 부하전류 \$i\_{SM}\$과 반대방향으로 흐른다. 공진전류와 부하전류가 같아진 기간 \$t\_4\$에서 \$S\_M\$의 전류는 零이 되므로, \$S\_M\$은 오프하게 된다. 이 때의 등가회로는 그림5 (d)와 같다.

⑥ 기간 \$t\_4 \sim t\_5\$ : \$S\_M\$을 흐르던 전류가 零이 된 後, \$i\_{SM}\$ 보다 큰 전류는 \$D\_R\$를 통하여 흐른다. \$S\_M\$에는 \$D\_R\$의 順方向電壓降下에 해당하는 逆電壓이 걸리고, 공진전류와 電動機電流가 再次 같게 되는기간 \$t\_5\$에서 \$D\_R\$은 오프상태가 된다. 이 때의 등가회로는 그림5 (d)와 같다.

⑦ 기간 \$t\_5 \sim t\_6\$ : \$D\_R\$의 전류가 零이 된 後, 짧은시간동안, 그림5 (e)의 등가 회로로 電動機電流가 흘러, \$C\_R\$의 극성은 그림3과 같이 원래의 극성으로 \$E\_s\$이상까지 충전하게 된다.

⑧ 기간 \$t\_6\$ 이후 : \$C\_R\$의 충전이 완료되어 \$S\_1\$이 오프되면, 그림5 (f)의 등가회로로 電動機電流가 環流한다.

이와 같이 되어 한 주기가 끝나게 된다. 本轉流 回路에서는 補助다이오드 2개를 사용하므로써

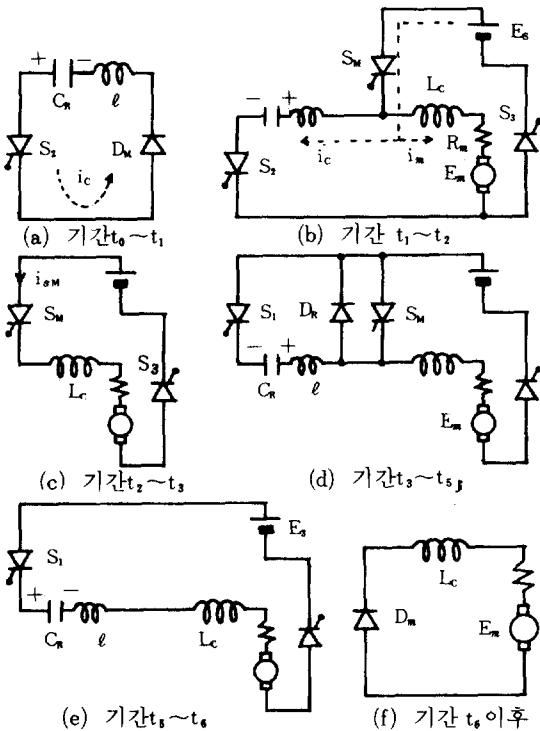


그림5. 각 기간의 등가회로  
 Fig.5. The equivalent circuit of each intervals.

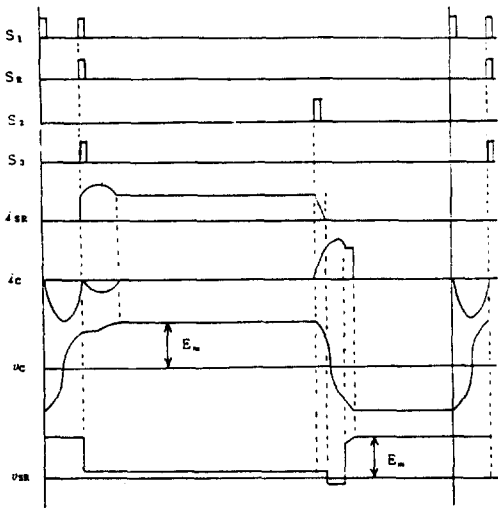


그림6. 회생제동시의 게이트 신호와 전류시의 각부 파형

Fig.6. Gate signals and waveforms during the commutation in regenerative braking

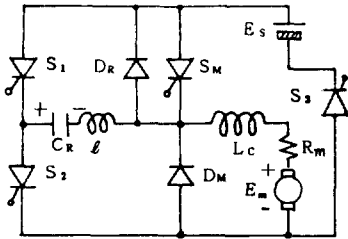


그림7. 轉流回路를 포함한 회생제동시의 極性反轉形초퍼

Fig.7. Polarity reversion type chopper with commutating circuit in regenerative braking.

주다이리스터의 턴오프시간이, 범용의 反發펄스式 轉流回路보다  $LC_R$  共振電流의 半週期만큼 바르게 되므로 最小時比率를 그 만큼 작게 할 수 있는 利點이 있다.

### 2.3 회생제동작

회생제동작은 驅動시의 電動機를 發電機로動作시켜, 電源에 電力을 공급하므로서 制動力을 얻는 방법으로 그림 1의 종합초퍼회로에서 그림6과 같은 게이트信號를 加하면, 그림7과 같은 회생제동시의 極性反轉形초퍼動作을 하게 된다. 그림6에는 轉流시의 各部波形도 표시한다.

회생제동時 주다이리스터  $S_R$ 이 도통하면, 發電機의 發電電壓  $E_m$ 에 의하여,  $E_m - R_m - L_c - S_R - E_m$ 의 경로로 전류가 흘러 制動力을 얻으며, 同時에  $L_c$ 에 에너지가 축적된다. 다음에  $S_R$ 이 오프하면,  $L_c$ 에 축적된 에너지에 의해  $L_c - C_R - E_s - D_v - L_c$ 의 경로로 電源  $E_s$ 에 電力을 회생하게 된다.

極性反轉形초퍼方式은 회생제동時, 發電機電壓의 크기가 電源電壓에 제한을 받지 않고, 어떤 速度領域에서도 회생制御가 가능한 唯一한 초퍼방식이다.<sup>10)</sup> 또한 本方式을 直流機의 회생制御에 사용하는 경우, 그림7에서  $S_R$ 의 오프상태와 같이 發電機電流가 항상 斷續하기 때문에 發電機의 整流狀態가 악화하는 문제가 생기며, 發電機電流의 平均値에 比하여 實効値가 크기 때문에, 즉 波形率이 크게 되므로 損失이 증가하는 결점을 갖고 있다. 이에 對하여 發電機側에 필터용콘덴서  $C_o$ 를 삽입하여 보상하는 方法이 제시되었다.<sup>11)</sup>

本方式에서의 發電電壓  $E_m$ 과 電源電壓  $E_s$ 와의 관계를  $R_m = 0$ 로서 구하면,

$$E_m = E_s \frac{1 - \alpha}{\alpha} \tag{3}$$

를 얻는다. 이 式으로 부터  $E_m$ 이  $E_s$ 보다 작고, 크고에 관계없이, 즉  $E_m \cong E_s$ 의 모든 領域에서 회생제동이 可能함을 알 수 있다.

## 3. 實驗 및 考察

### 3.1 實驗回路

基本動作을 확인하기 위하여 그림 1의 종합회로로서 實驗을 行했다. 供試電動機로서, 定格 1.5kW 100V, 1800rpm의 他勵磁電動機를 사용하였다. 그 외의 回路要素로서,  $L_c = 363[mH]$ ,  $l = 0.13[mH]$ ,  $C_R = 6[\mu F]$ , 초퍼의 動作週波數  $f = 200[Hz]$ ,  $E_s = 100[V]$ 로 實驗을 하였다.

그림 1의 종합실험회로에서 그림 2와 같은 게이트信號를 加함으로써 驅動시의 遞降초퍼의 動作을 하고, 그림6과 같은 게이트信號를 加함으로써, 회생제동시의 極性反轉形초퍼의 動作을 함을 확인하였다. 驅動時 및 회생제동시의 動作波形例를 表示하면 그림 8과 같다. 또한 驅動時초퍼의 時比率  $\alpha$ 에 대한 電動機兩端의 平均電壓  $E_m$ 의 理論値와 實測値를 그림9에 표시한다. 즉 電動機兩端의 電壓  $E_m$ 은 時比率  $\alpha$ 를 0~1까지 變化시킴으로써 0~ $E_s$ 까지 연속적으로 제어할 수 있음을 알 수 있다.

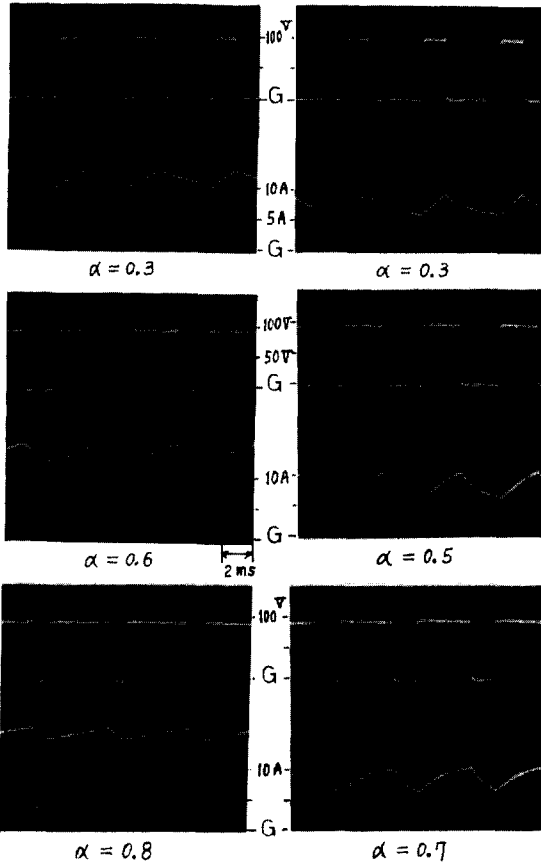


그림8. 動作波形例(上側: 電動機側電壓, 下側: 電動機電流)

Fig. 8. Operating waveforms in powering and regenerative braking

### 3.2 게이트회로

電氣自動車の 속도제어는 보통의 엔진 자동차와 같은 감각의 운전감각을 갖게하는 것이 바람직하며, 그러기 위해서, 驅動時에는 時比率  $\alpha$ 의 크기가 악셀(레이터)(accelerator) 페달의 밟는 량에 比例하여야 하며, 이 變化에 따라 加速度를 變化시키고 동시에, 定해진 時比率  $\alpha$ , 즉 페달을 밟은 량에 대응한 속도에서 定速度運轉을 행할 필요가 있다. 그러기 위해서 電動機로서는 分捲特性的 直流他勵磁機가 적합하다.

그리고 驅動時와 回生制動時의 切換은 악셀페달을 놓으면, 엔진자동차에서 엔진브레이크가 걸리듯, 전기자동차에서도 엔진브레이크에 해당하는 회생제동력이 작용하게 하면 된다. 그러기 위해서 악

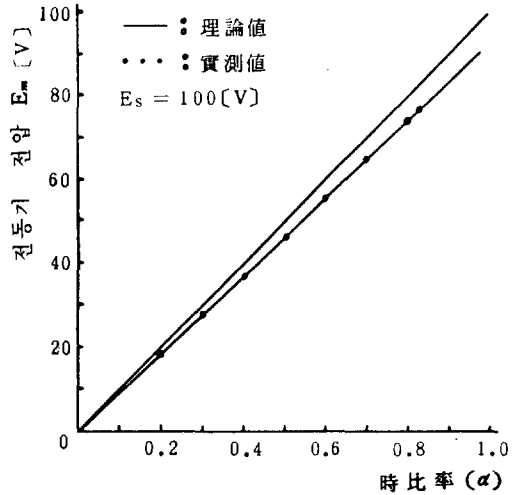


그림9. 時比率 $\alpha$ 에 대한 전동기의 평균전압  $E_m$   
Fig. 9. Relations between  $E_m$  and  $\alpha$

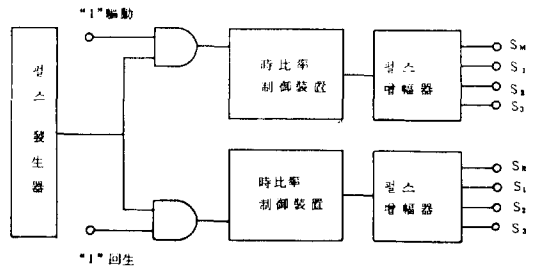


그림10. 驅動/回生 切換用 gate 회로 構成圖

Fig.10. Schematic diagram of gating circuit for switching the driving/regeneration

셀 페달을 놓으면 最小時比率에 의한 回生制動力이 作用하도록 하며, 브레이크페달의 밟는 량에 비례하여, 즉 回生制動時의 時比率에 비례하여 브레이크력이 작용하도록 구성하면 된다. 한 例로서 그림 10과 같은 驅動↔回生制動 切換用 게이트 회로에서 악셀페달을 밟고 있는 동안은 驅動側이 하이레벨(high level)이 되게 하고, 악셀페달을 놓았을 때와 브레이크페달을 밟고 있는 동안은 回生制動回路側이 하이레벨이 되게 함으로서 목적을 달성할 수 있다. 그러나 回生制動力은 減速과 동시에 브레이크력이 작아지므로 엔진자동차와 같이 마찰브레이크를 보조적으로 사용해야 하는 것은 필연적이라 하겠다.

### 3.3 考 察

電氣自動車는 電鐵에 比하여, 車內에 독립의 축 전지를 사용하므로, 다른 系統에의 誘導障害의 염려가 없이 전류맥동을 줄이기 위한 多相 多重化가 필요없고, 單相초퍼方式을 사용할 수 있다. 또한 驅動用 電動機는 1臺로 충분하며, 定格電壓이 대략 300~500(V)의 낮은 값이므로 半導體素子의 耐壓 問題가 없다. 그리고, 車道는 軌道보다 경사가 심하므로 再生領域의 擴大가 필수적이고, 電氣自動車의 운전조작은 驅動↔再生制動의 切換빈도가 높다. 이러한 觀點에서 그림 1의 單相用 遞降초퍼와 極性反轉形초퍼의 종합회로는 電氣자동차의 速度制御 用으로 有用한 方式이라 하겠다.

또한 再生制動時에 사용하는 방식으로서, 極性反轉形초퍼는  $E_s$ (전원전압) <  $E_m$ (발전전압)의 高速領域에서 再生効率が 크며,  $E_s > E_m$ 의 低速領域에서는 종래의 遞降초퍼方式이 効率が 큰 點을 고려하여 再生制動回路에는 兩方式의 併用도 생각할 수 있

(4) 本方式에 채용한 轉流回路는 보통의 反發式 變壓器方式과 比較하여 最小時比率를  $\pi\sqrt{I_{cr}}$ 초 만큼 작게 할 수 있으므로, 전동기의 起動電流를 그 만큼 억제할 수 있다.

本 研究는 韓國科學財團의 1984年度後半期 研究費 支援計劃에 의한 것임을 밝힘과 동시에 關係各位에 감사하는 바입니다.

### REFERENCE

- 1) チョップ制御方式専門委員會編：“チョップ制御ハンドブック”電氣學會(1981)
- 2) 電氣學會 特集“パワエレクトロニクス.”電氣學會雜誌, Vol. 98, No. 5(1978)
- 3) 北岡：“チョップ制御の鐵道車輛への應用”1973年 電氣四學會連合大會, No. 106
- 4) 佐々木：“チョップ制御電車”電氣鐵道, Vol. 27, No. 21(1973)
- 5) 刈田：“サイリスタチョップ制御電車の再生ブレーキ”電氣學會雜誌, Vol. 96, No. 8(1976)
- 6) 河邊, 三橋, 久山：“三菱電氣バス用電機品”三菱電機技報, Vol. 49, No. 3(1975)
- 7) 松野, 古賀, 川井：“今後のチョップ制御電車”東芝レビュー, Vol. 30, No. 2(1975)
- 8) 曾根：“電力再生ブレーキ域の擴大策”1973年, 電氣四學會連合大會, No. 107
- 9) 韓, 林, 上田：“極性反轉形チョップによる再生領域の擴大”電氣學會論文誌, Vol. 103(B), No. 5(1983)
- 10) B. EBRMAN：“Design consideration pertaining to a battery powered regenerative system”IEEE, Trans. Vol. IA-8(1972)

다.

### 4. 結 論

電氣자동차의 운전을 대상으로 한 驅動用의 遞降초퍼와 再生制動用의 極性反轉形초퍼의 종합회로를 提示하여 고찰한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

(1) 提示한 遞降초퍼와 極性反轉形초퍼의 종합회로에 대하여, 게이트신호만에 의하여 兩초퍼회로의 切換이 可能함을 실험적으로 확인하였다.

(2) 再生領域에 제한이 없는 極性反轉形초퍼는 電氣자동차에 有利한 點이 많다.

(3) 本方式은 素子數가 증가하지만, 兩回路方式切換用의 많은 接觸子가 必要없게 되며, 電氣의 切換에 의한 신속성이 향상되며, 無保守性이 된다.