論 文
40~2~4

One Chip Microcomputer를 이용한 誘導 電動機 驅動用 3重電流形 인버어터시스템

The Triple Current Source Inverter System for Induction Motor Drive Using a One Chip Microcomputer

鄭 然 澤* · 張 星 漆** · 洪 日 善*** · 黃 樂 壎§ · 李 勳 九§§
(Yon-Tack Chung · Seong-Chil Jang · Il-Sun Hong · Lak-Hoon Hwang · Hoon-Goo Lee)

요 약

電流型 인버어터의 驅動時 전압 스파이크 및 出力側 電流에 포함되어 多數의 高調波에 의한 電動機의 토오크 脈動이 發生하게 된다.

이와 같은 토오크 脈動을 10相 3重 HFCSI(High Frequency Current Source Inverter)의 驅動으로 17, 19高調波를 제외한 代部分의 高調波는 제거하였고, 특히 出力側 電壓에 포함되어 電壓 스파이크 成分을 抑制하기 위해 VCC(Voltage Clamping Circuit)를 附加함으로써 電動機側 악영향의 원인을 除去하고, 轉流時轉流 캐패시터의 에너지 損失을 減少시킬 수 있으며, 전류 캐패시터 및 클램핑 回路의 轉流 캐패시터 容量을 설정할 수 있는 방안을 提示하였다.

本 시스템은 3重 電流形인버어터의 出力側에 포함되는 多數의 高調波 成分을 抑制하여 인버어터 出力側 波形을 改善하고, 전체 시스템은 One Chip Microcomputer(INTEL 8751)에 의하여 制御되었으며, 프로그램의 簡單化로 V/F 일정제어를 한 좋은 결과를 얻었고, 종래의 多重 인버어터方式보다 特性이 改善된 결과를 얻을 수 있다.

Abstract - In proportion to the capacity enlargement of the induction motor system controlled by current source inverter, the capacitance of the commutating capacitor is enlarged and then the spike value of output voltage is increased at the moment of charge and discharge. Moreover, the output current includes a number of harmonic components. Such voltage spike and harmonics generate the torque ripple and lead to bad effects on the performance of the induction motor.

In this study, all the harmonics excluding 17th and 19th harmonics were mostly eliminated by adopting 18-phase Triple High Frequency Current Source Inverter(HFCSI), and the spike component of output voltage was reduced by adding the Voltage Clamping Circuit(VCC). As a result, the torque ripple and the commutation loss were reduced and the performance of the system was improved. Experiments for speed control were carried out in the tripple current source inverter system for induction motor drive. Overall system was controlled by ONE CHIP MICROCOMPUTER(INTEL 8751). Control circuits were simplified and good experimental results in the constant V/F control were obtained due to the flexibility of the microcomputer.

1. 序 論

動力用 半導體로 電力變換器를 이용한 可變速 誘導電動機의 시스템이 直流電動機를 대신하는 전력변환제어설비에 많이 이용되고 있다.

산업 발달에 따른 설비가 大容量化 추세에 따른 電力變換시스템이 또한 커지고 있으므로 産業用 誘導電動機의 경우 電力用 트렌지스터에 의한 VSI가 주종을 이루지만 設備容量의 大容量化에 따라 CSI의 사용도 증가 하고 있다.

電流形 인버어터는 誘導電動機의 토오크 脈動을 수반하므로 6相의 인버어터를 2~3단 또는 그 이상 多段 重複 運轉을 시키므로써 出力側 波形 改善 및 電動機 토오크 脈動을 최대한 억제시킬 수 있다.

종래 電流形 인버어터의 결점이라 할 수 있는 轉流電壓의 크기는 多重化함으로써 轉流電壓의 크기가 1/(多重數)로 감소되어 轉流時 누설에너지를 최대한 低減시키는 점 등의 특징도 갖고 있다. [1], [6~10], [17], [18]

또한, 單位 인버어터를 周波數 變換裝置로 운전하는 경우 出力側에는 다수의 周波數가 포함되어 電動機 發生 토오크는 脈動하여 기계에 나쁜 영향을 미치게 된다.

이러한 문제점을 해결하기위한 방식으로서 電流形 인버어터를 多重化하여 각 單位 인버어터의 入力電源을 각각의 電源變壓器로 결합하여 이용한 방식[1~6], 入力電源과 인버어터의 出力側을 각각 變壓器로 결합한 방식[1~6], 入力電源을 공통으로 하고 인버어터를 직렬로 연결 出力側에 變壓器의 상차를 이용한 방식등의 각 단위 인버어터의 出力合에 의한 誘導電動器의 驅動容量증가 및 出力波形개선, 高調波저감 및 電動機 토오크 脈動을 감소시키는 方法을 사용하여 왔다.

또한, 電流形 인버어터에서 발생되는 電壓 스파이크는 각소자에 스트레스 뿐만 아니라 누설 리액턴스를 증가시키므로 이와같은 電壓스파이크는 VCC를 附加하여 電力回生 시키는 방안을 제시하여 왔다. [1], [8]~[12], [17], [18]

그러나 이상의 방식은 變壓器 결합에 의한 波形改善 및 電動機 脈動 토오크는 감소시킬 수 있지만 電動機의 大容量化에 따른 결합용 變壓器 여자電流의 증가로 運轉效率은 낮아지게 된다. 통상 電流形 인버어터는 6개의 thyristor을 사용하여 直流電力을 交流電力으로 電力變換하고 多重方式은 이회로를 복수조합하여 각 單位 인버어터의 位相을 겹치도록 運轉하고 각 單位回路의 出力電流를 합성하는 방식을 사용하고 있다. 이와 같은 방식들은 구성하는 單位回路의 수에 의해서 12相·18相등의 상태를 갖게 된다.

多重化에 의한 電流波形의 개선에 의해서 誘導電動機의 脈動토오크는 1/多重數로 저감되며 또한, 轉流時 電流의 크기에 비례하기 때문에 1회에 轉流하는 電流量이 감소함에 따라 스파이크電壓도 多重化에 의해 경감 할 수 있다.

本 硏究는 單位 電流形인버어터를 각각 HFCSI (High Frequency Current Source Inverter)방식을 사용하여 DC Link를 하나의 공통 전원으로 하고 多重 接續된 각 單位 인버어터의 게이트신호의 조합에 의해 出力側을 직결하여 誘導電動機를 驅動시키므로써 直流 單一電力에 의한 電流形인버어터로서 電動機의 驅動容量을 증가시키고, 轉流캐패시터에 의한 轉流에너지損失, 轉流時 전압 스파이크억제, 轉流時間의 확보등의 상태를 해석하였고 [9]~[12], 多重接續에 의한 스파이크 電壓 저감을 위해 VCC(Voltage Clamping Circuit)를 附加하여 驅動할 수 있다.

또한 One Chip Microcompute에 의해 3重 CSI를 驅動하되 高調波 含有量이 가장 낮게 組合되는 게이트 신호의 제어각과 驅動狀態등을 해석하고 V/F 一定 制御方式에 적용한 狀態를 提示하였다.

2. 多重 인버어터

2.1 多重轉流形 인버어터의 理論

多重 Inverter 回路構成은 電壓形과 電流形으로 나눌 수가 있으나, 電壓形은 出力側 Impedance가 電流形에 비해서 높으므로 電動機의 回轉數가 낮아지거나, 단락시 轉流回路의 損失이 周波數에 비례하여 감소되기 때문에 저속이되면 運轉效率이 低下하게 된다. 따라서 多重方式의 채용은 電動機 驅動容量 증가와 더불어 電力回生도 가능한 電流形을 많이 사용하게 된다.

多重轉流形 인버어터의 回路構成은 인버어터의 多重方式에 따라 몇가지로 분류할 수 있지만 出力段 變壓器 結合方式과 電壓側 變壓器 結合에 의한 方式은 損失이 增加하게 된다.

*正 會 員 : 明知大 工大 電氣工學科 敎授·工博
**正 會 員 : 韓國電力公社 勤務
***正 會 員 : 明知實專大 電氣科 副敎授
§正 會 員 : 忠南專門大 電氣科 助敎授·工博
§§正 會 員 : 忠南專門大 電子科 副敎授·工博
接受日字 : 1990年 3月 24日
1次修正 : 1990年 10月 6日
2次修正 : 1990年 12月 3日

또한, 單位 인버어터의 電源을 각각 사용한 方式이나, 單位 인버어터의 出力側을 變壓器로 結合한 方式도 역시 損失은 增加하게 된다. 그러므로 損失을 최대한 抑制하고 인버어터의 出力 波形을 改善하므로 高周波및 電動器의 賑動 토오크를 감소시킬 수 있는 方式을 사용해야 한다. 旣存 電流形 인버어터는 直流電流의 방향이 일정하며 整流器 出力電壓 극성과 인버어터의 극성에 따라서 인버어터 負荷側의 電動機는 4象限 運轉이 된다. 따라서 電動機의 加速, 減速, 正轉, 逆轉의 응답이 빠르고 電流 minor loop로 電流制限이 가능하며 인버어터의 점호를 制御함에 따라 정위치 정치 制御가 가능하며 出力電壓이나 電動機 回轉速度, 또는 공극의 자속을 검출하여 電流 1차 周波數, 인버어터의 점호를 制御함으로써 항상 最大토오크, 最大效率點에서 驅動할 수 있고 過電流 소호 능력이 우수하며 直流機와 같은 동특성을 얻을 수 있다. 그리고 出力電壓은 負荷의 반발에너지가 중첩하게 되므로 負荷力率이 낮으면 整流器의 入力電壓을 낮게 설계할 수도 있고 종합역률을 개선 할 수 있다.

그러나 電流形인버어터의 轉流動作은 負荷條件에 따라 변하고, 負荷의 無效電力은 轉流 콘덴서로 흘러야하기 때문에 電壓上昇을 감소시키기 위하여 큰 容量의 콘덴서가 필요하게 된다. 또한, 콘덴서 容量에 비례해서 轉流期間이 길어지며 週期의 1/6을 넘게 되면 불안정하게 되어 콘덴서 容量을 알맞게 선정할 필요성이 있고, 콘덴서의 첨두치 電壓이 상승하게 되면 다이오드 및 주 다이리스터도 콘덴서와 같이 高耐壓化하는 경향이 생긴다.

2.2 3重 電流形 인버어터

多重電流形 인버어터의 回路構成은 多重方式에 따라서 몇가지로 분류하면 인버어터 出力段 變壓器結合 方式과 DC電源을 각각 사용하여 인버어터를 多重化한 方式, 공통 DC電源으로 인버어터의 出力段을 變壓器로 結合한 方式, 공통 DC電源으로 직결하고 出力段을 變壓器로 結合한 方式등이 발표되었으나[1]~[7], 이들 方式은 變壓器에 의한 여자전류 損失이 증가하게 된다.

그러므로 損失을 최대한 억제하고 인버어터의 出力波形을 改善시켜 電動器의 發生토오크 賑動을 감소시킬 수 있는 方式을 사용해야 한다.

本 장치의 主回路는 기존 電流形 인버어터와 달리 빠른 轉流時間, 回路素子의 보호를 위해 各 相間에 따른 리액터스및 다이오드를 역병렬로 삽입

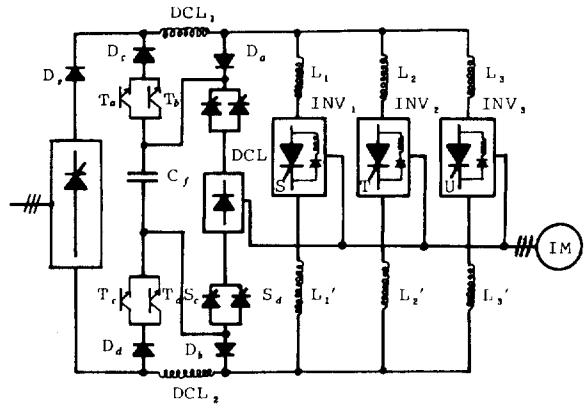

그림 1 3重 HFCSI回路圖
Fig. 1 Triple HFCSI circuit.

한 轉流方式의 HFCSI方式을 사용하여 多重運轉으로 동작시켰다. 그림 1과 같은 새로운 主回路 方式은 하나의 直流電源을 각 單位 인버어터에 공통으로 하여 18相 多重 접속하고 出力段에 VCC를 첨가 직결한 方式을 나타내었다.

3. 3重 電流形 인버어터의 ONE CHIP MICROCOMPUTER에 의한 制御

3.1 單位 電流形 인버어터의 閉루우프 制御

誘導電動機의 回轉速度는 슬립周波數를 가산하여 周波數 變換裝置의 出力周波數 Fl이 Fn+Fs와 같게 되도록 制御하면 電動機는 Fs와 같은 슬립周波數로 運轉된다.

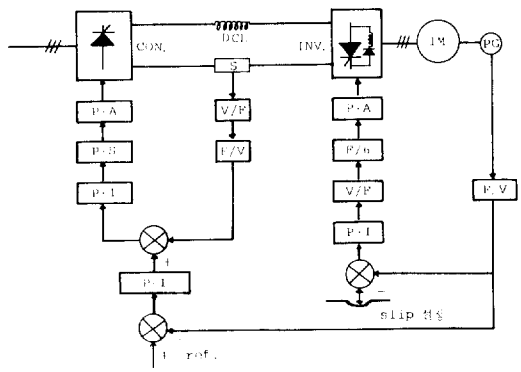

그림 2 單位 CSI슬립 周波數 制御 블럭선도
Fig. 2 Block diagram of unit CSI for slip frequency control.

이와같은 電動機의 回轉速度 Fn은 궤환시켜 이것을 기준으로 하여 슬립 周波數 Fs가 가장 적당히 되도록 制御함으로써 負荷變動에 대해서도 안정하게 運轉된다. 이러한 條件하에서 供給周波數를 Fl, 回轉速度를 Fn이라할 때 슬립周波數는 Fs이므로 Fs=Fl−Fn으로 되어 Fl>Fn일 경우는 Fs>0이 되어 正方向 토오크를 發生하는 모터링 상태가 되고, Fl<Fn일 경우는 Fs<0이 되어 逆方向 토오크를 發生하여 回生運轉 상태가 된다.

이와 같은 V/F 一定 周波數 系統블럭도를 그림 2에 나타내었다.

3.2 制御回路의 構成

電流形 인버어터를 구성하기 위한 電流源으로 3相 컨버어터를 그림 3(a)와 같이 구성하여 制御角 범위를 0~180도의 변화가 되도록하여 回生電力을 交流電流側으로 반환할 수 있도록 한다. 또한, 制御回路에 의해 컨버어터에서 出力되는 電流는 直流이므로 검출전류를 제어하기 위하여 制御回路와 電力回路는 반드시 절연되어야 한다. 이 절연회로에 의하여 制御回路와 電力回路는 분리되어 PI制御機에 의해 요구되는 점호각 만큼의 電流가 흐르도록 한다. 直流電源의 一定制御를 위해서 사용된 PI制御器는 HFCSI側의 一定電流와 슬립周波數 制御를 위한 V/F 一定制이며 電壓 역시 一定한 制御를 위해 그림 3(b)와 같이 PI制御器를 구성 하였다

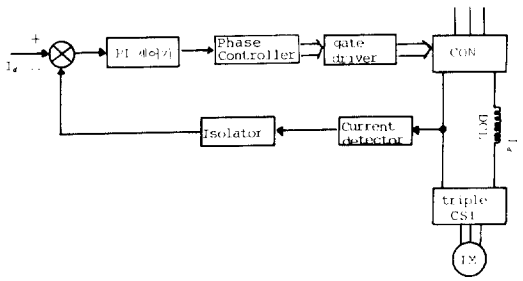

그림 3(a) 電流制御 回路
Fig 3(a) Current control circuit.

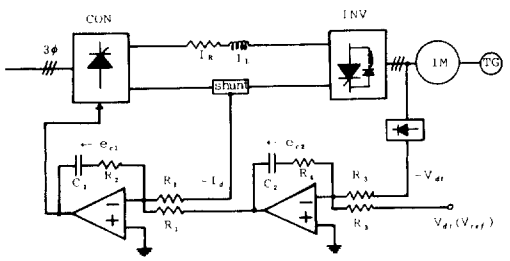

그림 3(b) 比例積分 制御器
Fig. 3(b) PI controller.

誘導電動機 速度制御를 위한 V/F일정 슬립 周波數 制御時의 마이크로 컴퓨터와 인터페이스는 그림 3(a), (b)를 참고하여 전체 制御回路를 설계할 수 있다.

Microcomputer인 CPU는 8bit인 INTEL Single Chip 8751을 사용하였고, 8bit 타이머 및 RAM 128Byte와 3개의 入出力 포트를 내장하고 있는 INTEL 8255와 4k Byte의 ROM으로 構成하였다.

A포트는 컨버어터 케이트 시그날 出力, B 포트는 인버어터 게이트 시그날 出力, C포트는 기준속도 入力으로 지정하였다. 또한, 클럭을 변형하여 마이크로프로세서가 이상없이 데이타를 교환할 수

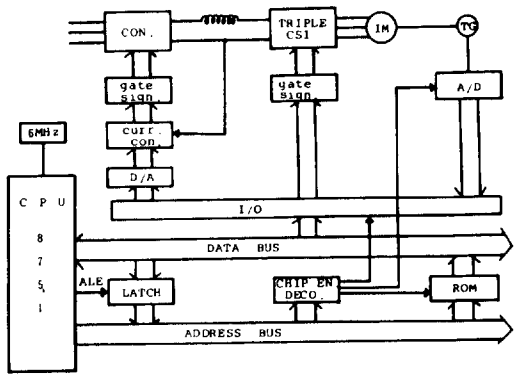

그림 4 制御시스템 블럭圖
Fig. 4 Control system block diagram.

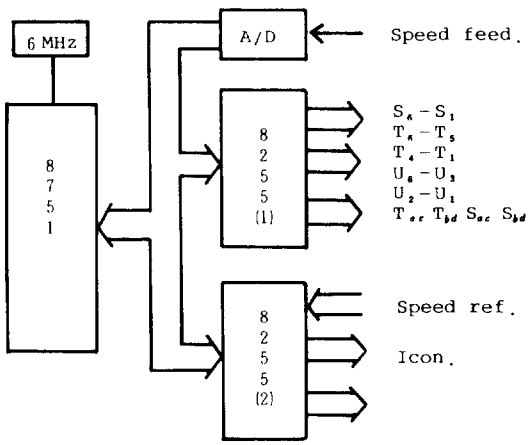

그림 5 게이트 시그날 인터페이스
Fig. 5 Gate signal interface.

있게 8255를 制御하도록 타이밍을 설계하였다.

컨버어터는 8255 A포트의 출력 데이타를 DAC 0800을 사용해서 TCA 785 컨트롤단자에 入力시켜 점호각을 제어하였다. 인버어터와 클램핑회로(VCC)는 8255와 B포트의 出力데이타를 2개의 디코우더를 사용 디코우딩하여 게이트 시그날을 지정하였고, 클램핑 회로의 양단 SCRab, SCRcd는 8255 B포트 데이타의 일부를 직접 사용하도록 설계하였다. 또한, 기준속도 지령은 8255 C 포트로 하였으며, 새로운 基準速度 지령시에는 PIO bit를 사용하여 별도의 基準速度 入力루틴을 實行하게 하였다.

RAM은 컴퓨터 (8751) 내부 RAM을 사용하였고, 프로그램과 데이타는 실험의 편리를 위해서 4 k Byte ROM(2764)을 사용하였다. 프로그램 메모리와 데이타 메모리를 한개의 ROM으로 해결하기 위해서 (PSEN)과 (RD)을 使用하여 ROM의 RD 단자에 연결되도록 설계하였다. 각 Chip 制御 신호는 Po포트의 Ao-7을 TTL 74373을 사용하여 얻은 Ao-7과 P2 포트의 A8~15를 74183을 이용하여 디코우딩되도록 하였다.

Single chip 8751에 의하여 ROM(2764)테이블에 기록된 데이타를 80, 120, 160도 의 신호로 각 單位 인버어터에 출력하게 된다. 電壓과 周波數에 비례하여 電動機에 速度는 제어되고 각 單位 인버어터의 轉流時에 발생되는 스파이크는 클램핑회로에서 정류되는데 클램핑회로의 동작은 3가지 모드에서 이루어진다.

1) VCC의 Cf 양단 트랜지스터 오프시, 2) VCXC의 cf양단 온시, 3) 전압스파이크 발생과 동시에 DBR양단 SCR이 온의 형태로 되며 전류시는 각 단위 인버어터와 동기가 되도록 해야 한다. 單位 인버어터에 교호반복되는 게이트시그날에 의하여 出力電流는 多段階化 되고 각 단위 인버어터를 결합한 3분로 리액터에 逆起電力의 평균치는 0이 되어 순환전류를 방지 出力電流는 균형을 유지하게 된다. 이때 게이트 시그날 구성도를 그림 5에 나타내었고, ROM테이블 데이타에 의한 각 單位 인버어터 모드와 합성된 出力電流 波形을 그림 6에 나타내었다. 또한 각 모드의 타이머에 대한 시간을 그림 7에 나타내었다.

3重 인버어터 Ⅰ, Ⅱ, Ⅲ의 게이트 모드와 VCC의 Cf 양단 트랜지스터의 on, off時 one chip

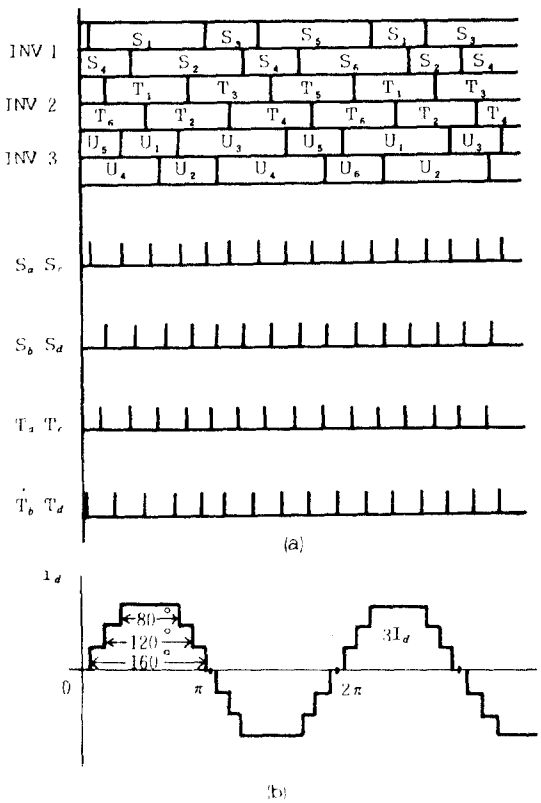

그림 6 (a) 게이트모드 (b) 3重 電流形 인버어터 出力電流 波形

Fig. 6 (a) Gate mode (b) Output current waveform triple current source inverter.

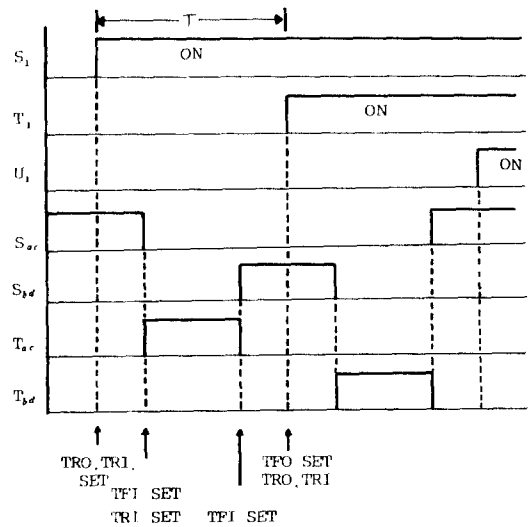

그림 7 타이머 0, 1의 가로채기 時間.

Fig. 7 Interrupt time chart of timer 0, 1

microcomputer내에 소장되어 있는 타이머에 의해 各 게이트 모드에 대한 타이머 인터럽트 차트를 그림 7에 나타내었다.

3.3 制御 프로그램

Single Chip Microcomputer에 의한 주프로그램은 8255入出力 포트를 결정하고 타이머를 초기화하게 된다. 시스템을 실행하기 위한 주 프로그램 플로우차트는 그림 8에 나타내었다.

(SUB1), (SUB2) 루틴은 시스템이 초기화하여 프로그램을 수행하게되면 ROM에 기억되어 있는 데이타를 출력하게되며 수행상태의 플로우차트는 그림 8이고 ROM의 데이타는 순서도에 의해 動作하게 된다.

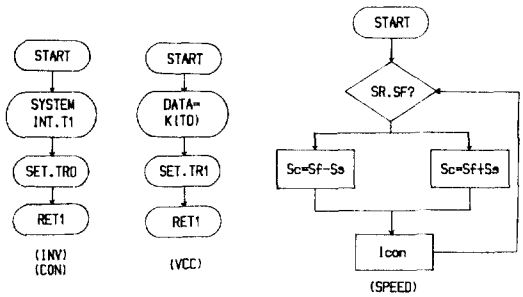

그림 8 주 프로그램 순서도
Fig. 8 Main program flow chart.

4. 實驗 結果 및 考察

4.1 3重(TRIPPLE)電流形 인버어터의 驅動

定格容量 : 3HP	定格電壓 : 220V
定格電流 : 9A	VCC캐패시터 : 1000uF
상당리액턴스 : 19mH	回電數 : 180rpm
定格 周波數 : 60Hz	

	發電機 定格 電壓 : DC 150V
	發電機 定格容 : 3HP
	極 數 : 4p
	發電機 定格 回電數 : 1750rpm

그림 1에 의한 主回路의 驅動時에 各單位 인버어터 3段 直結하고 VCC를 附加한 多重運轉時의

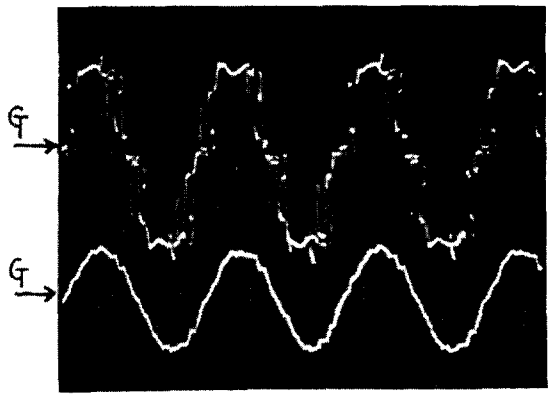

그림 9 VCC 附加 3重 出力 電壓, 電流波形
Fig. 9 The output voltage and current waveforms of triple CSI with a VCC. 50V/div, 5A/div, 5ms/div (TOP : 電壓 BOT : 電流)

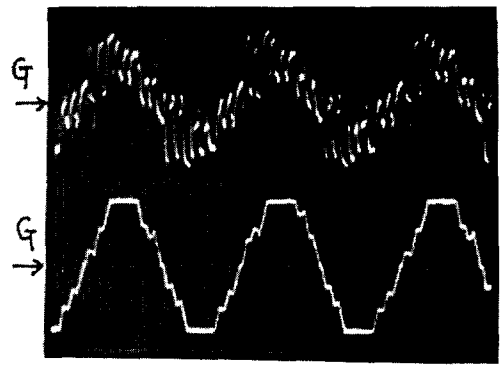

그림 10 3重 CSI 出力電壓, 電流波形
Fig. 10 The output voltage and current waveforms of triple CSI. 50V/div, 5A/div, 5ms/div (TOP : 電壓 BOT : 電流)

出力電壓및 電流波形을 그림 9에 나타내었다.

變壓器 結合方式은 直結方式에 비해 電流波形은 改善되었으나 電壓波形은 本 方式에 비해 많은 電壓 스파이크를 포함하고 있다. VCC를 附加하지 않은 多重 運轉時 出力電壓 및 電流波形은 그림 10에 나타내었다. VCC방식은 電壓스파이크를 制限하여 VCC에 의해 充, 放電되는 電流 에너지가 電源側으로 回生됨을 의미하며 그때의 充, 放電波形을 그림 11에 나타내었다.

또한, 3重 電流形 인버어터를 作動시키기 위한 게이트 모드와 VCC動作 게이트모드를 그림 12와 그림 13에 나타내었다.

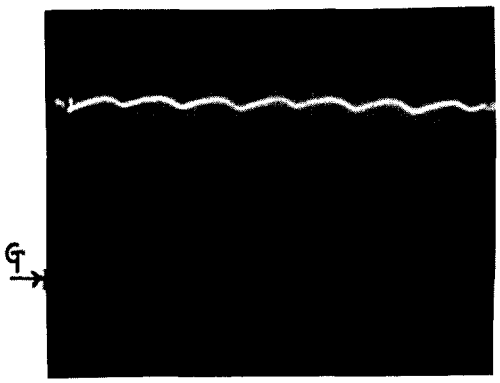

그림 11 VCC의 充 放電波形
Fig. 11 Charge and discharge voltage waveforms of VCC. (50V/div, 2ms/div)

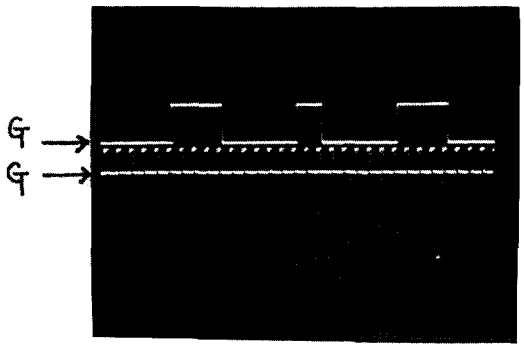

그림 12 INV I의 게이트 신호 및 VCC의 게이트 신호
Fig. 12 Gate signal of INV I & VCC. (5V/div, 2ms/div)

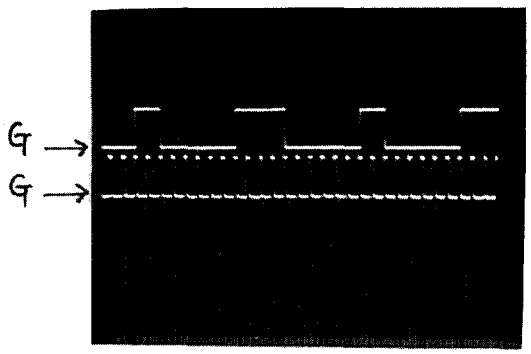

그림 13 INV Ⅱ의 게이트 신호 및 VCC의 게이트 신호
Fig. 13 Gate signal of INV Ⅱ & VCC. (5V/div, 2ms/div)

4.2 高調波해석과 토오크 脈動 및 시스템 應答

그림 1의 主回路에 의한 電流源 등가회로를 나타내면 그림 14와 같은 블럭도를 나타낼 수 있다.

그림 12와 같이 3重 電流形인버어터가 驅動될때 推力電流의 階段波 角일 경우 出力側 高調波 含有量이 最低인가를 찾아야 한다.

本 시스템은 電流形 인버어터이므로 出力波形의 合은 360도 이어야 한다.

$$\alpha_1+\alpha_2+\alpha_3=2\pi \tag{1}$$

電流形 인버어터는 負荷負擔率의 均等化가 이루어져야 한다.

그러므로, $\alpha_2=120$도로 固定되어 있으므로 식 1에 의해 그림 12에서 α_1, α_2, α_3의 값은 다음과 같이 된다.

$$\alpha_1+\alpha_3=\frac{4\pi}{3} \tag{2}$$

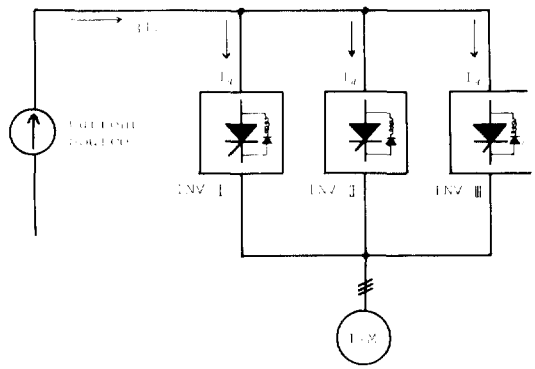

그림 14 3重 電流形 인버어터의 블럭도.
Fig. 14 The block diagram of triple current source inverter.

그림 15 3중 電流形 인버어터 出力波形
Fig. 15 The output current waveform of triple CSI.

표 1 α變化에 대한 歪形率(D.F.)
Table 1 Distortion Factor for α change.

각도	DF 값	각도	DF 값	각도	DF 값	각도	DF 값	각도	DF 값
1 도	0.291921098	1.2 도	0.290386102	1.4 도	0.288622361	1.6 도	0.28665245	1.8 도	0.29450073
2 도	0.282192581	2.2 도	0.279753712	2.4 도	0.277209441	2.6 도	0.274584035	2.8 도	0.271900079
3 도	0.269177924	3.2 도	0.266435252	3.4 도	0.263686737	3.6 도	0.260943967	3.9 도	0.258214899
4 도	0.255504963	4.2 도	0.252816299	4.4 도	0.250148625	4.6 도	0.247499601	4.9 도	0.244865361
5 도	0.242241095	5.2 도	0.23962152	5.4 도	0.237002	5.6 도	0.234377954	5.8 도	0.231746389
6 도	0.229105682	6.2 도	0.226455931	6.4 도	0.223799037	6.6 도	0.221138703	6.8 도	0.218480289
7 도	0.215830572	7.2 도	0.213197408	7.4 도	0.210589318	7.6 도	0.208015037	7.8 도	0.205483019
8 도	0.203009959	8.2 도	0.200575367	8.4 도	0.198211166	8.6 도	0.195911393	8.8 도	0.193677013
9 도	0.191506844	9.2 도	0.18939758	9.4 도	0.187343965	9.6 도	0.185339056	9.8 도	0.183374579
10 도	0.181441336	10.2 도	0.179529682	10.4 도	0.177629995	10.6 도	0.175733085	10.8 도	0.173830713
11 도	0.171915875	11.2 도	0.16998293	11.4 도	0.168028187	11.6 도	0.166049592	11.8 도	0.164046918
12 도	0.162021642	12.2 도	0.159976771	12.4 도	0.157916592	12.6 도	0.155846378	12.8 도	0.153772047
13 도	0.151699837	13.2 도	0.149635935	13.4 도	0.147586178	13.6 도	0.145555776	13.8 도	0.14354912
14 도	0.141569617	14.2 도	0.139619651	14.4 도	0.137700607	14.6 도	0.135812988	14.8 도	0.133956583
15 도	0.132130692	15.2 도	0.130334428	15.4 도	0.128566973	15.6 도	0.126827896	15.8 도	0.125117404
16 도	0.123436554	16.2 도	0.121787419	16.4 도	0.12017319	16.6 도	0.118598164	16.8 도	0.117067662
17 도	0.115587892	17.2 도	0.114165707	17.4 도	0.112808304	17.6 도	0.111522903	17.8 도	0.110316386
18 도	0.109194955	18.2 도	0.108163904	18.4 도	0.107226848	18.6 도	0.106386543	18.8 도	0.105643787
19 도	0.104997903	19.2 도	0.104446735	19.4 도	0.103986847	19.6 도	0.103613765	19.8 도	0.103322281
20 도	0.103106795	20.2 도	0.102961641	20.4 도	0.102881369	20.6 도	0.102861041 (←최소값)	20.8 도	0.102896378
21 도	0.102993908	21.2 도	0.103120992	21.4 도	0.103305769	21.6 도	0.103537104	21.8 도	0.103814397
22 도	0.104137437	22.2 도	0.104506187	22.4 도	0.104920636	22.6 도	0.105380622	22.8 도	0.105885756
23 도	0.10643337	23.2 도	0.107028542	23.4 도	0.107664206	23.6 도	0.108341257	23.8 도	0.109058793
24 도	0.109816299	24.2 도	0.1106139	24.4 도	0.111452539	24.6 도	0.112334175	24.8 도	0.113261842
25 도	0.114239685	25.2 도	0.115272852	25.4 도	0.116367299	25.6 도	0.11752947	25.8 도	0.118765863
26 도	0.120082565	26.2 도	0.121484668	26.4 도	0.122975697	26.6 도	0.124557049	26.8 도	0.126227491
27 도	0.127982746	27.2 도	0.12981523	27.4 도	0.131713911	27.6 도	0.133664361	27.8 도	0.13564895
28 도	0.137647224	28.2 도	0.139636373	28.4 도	0.141591883	28.6 도	0.143488152	28.8 도	0.145299311
29 도	0.146999919	29.2 도	0.148565738	29.4 도	0.149974471	29.6 도	0.151206417	29.8 도	0.15224509

여기서, $\alpha_3 \geq \alpha_2 \geq \alpha_1$
出力波形은 正弦對稱이고, 半波對稱이되므로 푸리에 級數式은 다음과 같다.

$$I_n(\theta)=\sum_{n=1}^{n} A_n \sin n\alpha + Bo + \sum_{n=1}^{n} B_n \cos n\alpha \qquad (3)$$

出力波形은 正弦對稱이며 反波對稱이므로 係數는 다음과 같다.

$$B_0=B_n=0$$
$$A_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} I_m \sin n\alpha d\alpha \qquad (4)$$

여기서 n은 홀수이므로

$$A_n=\frac{4I_d}{n\pi}\cos\frac{n\pi}{6}(1+2\cos n\alpha)$$

$$I_m=\sum\frac{4I_d}{n\pi}\left\{\cos\frac{n\pi}{6}(1+2\cos n\alpha)\right\}\sin n\alpha \qquad (5)$$

基本波 係數에 의한 DF 값은 다음식으로 된다.

$$A_1=\frac{4D_d}{\pi}\cos\frac{n\pi}{6}(1+2\cos\alpha)$$
$$I_m=A_1\sin\theta+A_3\sin 3\theta+A_5\sin 5\theta+$$
$$DF=\sqrt{(A_3^2+A_5^2+A_7^2+\cdots)/A_1^2} \qquad (6)$$

식 6에 의한 α角이 어떤 일정한 角度에서 運轉될 경우, 出力側 高調波유량이 가장 적어지는 α값을 찾기 위해 制御角을 0.2도씩 변화시켜 각각의 角度에 대한 高調波 含有量에 대한 시뮬레이션을 표1에 나타내었고, 各 高調波 含有量이 가장 작은 차수에서의 α角을 최적점으로 볼 수 있어 이 角度에서의 出力電流波形이 가장 이상적인 것이다

시뮬레이션 된 결과, 데이타는 各 高調波의 總合量으로 나타나지만, 그 전체차수의 高調波量이

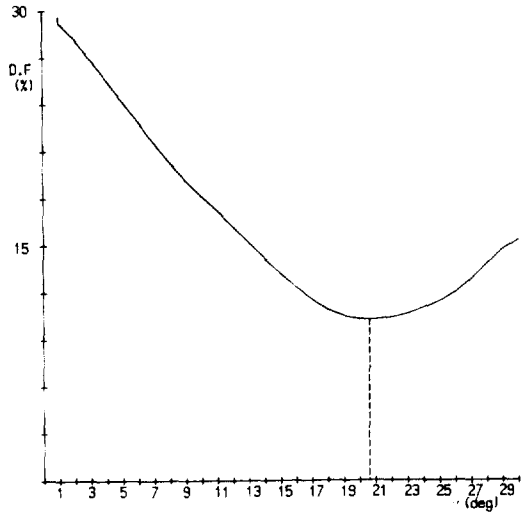

그림 16 階段波 最適 α에 대한 高調波含有量
Fig. 16 Harmonic cotents ofr step wave optimal of α angle

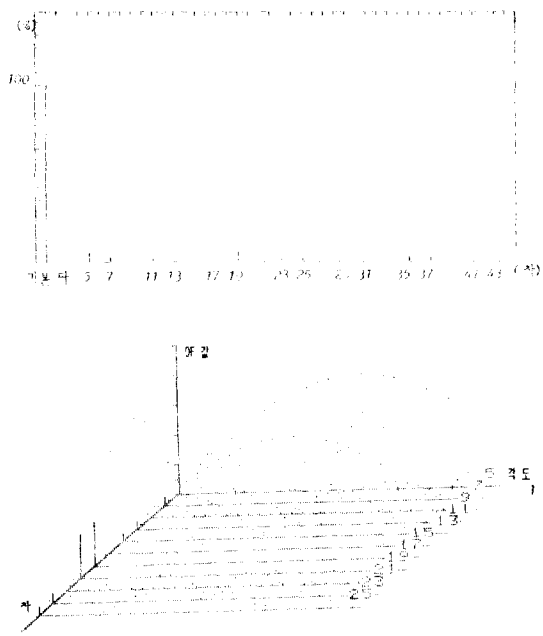

그림 17 α=20.6도에 대한 高調波스펙트럼
(a) α=20.6도 고정 (b) α=20.6고정시 차수
Fig. 17 Harmonics spectrum for α=20.6 angle. (a) α=20.6 angle fixed (b) α=20.6 angle harmonics order of fixing.

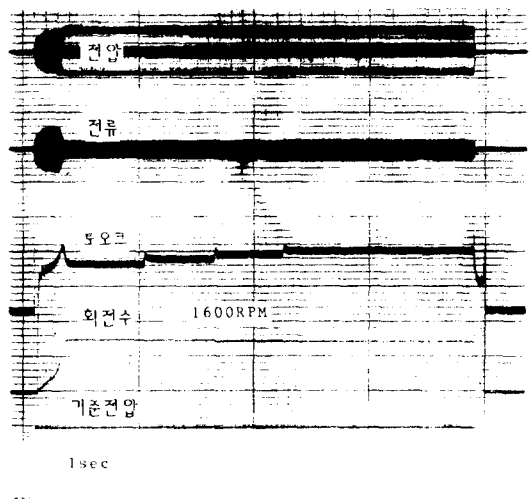

그림 18 負荷 增加間
Fig. 18 Responses at increasing load.

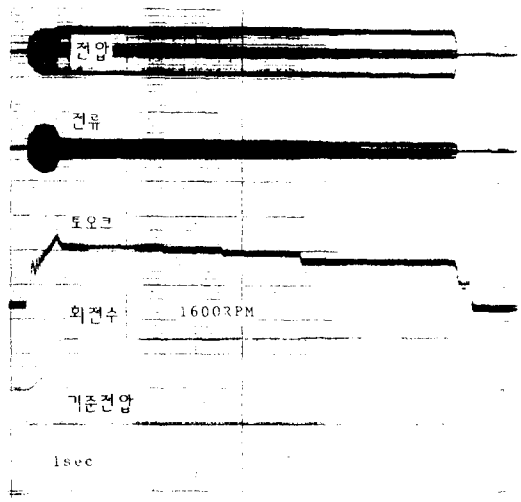

그림 19 負荷 減少時
Fig. 19 Responceses at decreasing load.

가장 적게 포함되는 角度가 高調波 함유량 最小量의 α角을 결정하는 角度로 나타낼 수 있다.

그림 15는 α를 1도에서 30도까지 1차에서 35차까지를 시뮬레이션하여 그 결과 가장 高調波 含有量이 적게 나오는 α=20.6도를 나타내었다.

그림 16은 α=20.6도로 고정, 1차에서 35차까지

표 2 速度-토오크실측치
Table 2 Speed-Tourque measurement value.

無負荷時		負荷時	
速度[rpm]	토오크[kg·m]	速度[rpm]	토오크[kg·m]
1697	.4286	1667	.4363
1615	.4503	1592	.4568
1434	.5072	1390	.5232
1333	.5456	1301	.6237
1007	.7222	985	.7384
831	.8752	819	.8880
638	1.1400	634	1.1472
259	2.8083	236	3.0819

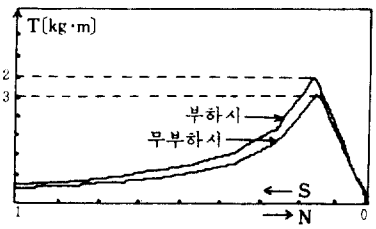

그림 20 速度-토오크曲線
Fig. 20 Speed-torque curve.

시뮬레이션한 결과 제 17,19次를 제외한 대부분의 次數는 낮은 高調波 含有量을 나타내었다.

그러므로, 그림 13은 主回路 驅動時 出力波形에 의한 α는 인버어터 한단을 $2\pi/3$로 고정시키고 시뮬레이션 한 결과, 多段階段波 α의 값은 高調波 含有量이 최소로 되는 $\alpha=20^{\circ}$ 부근이 본 시스템을 驅動할 수 있는 가장 적당한 角度로 나타났다.

one-chip Microcomputer에 의한 본 시스템의 게이트 모오드를 80, 120, 160도로 각각의 inverter, Ⅰ, Ⅱ, Ⅲ에 입력시켜 驅動하여 좋은 結果를 얻을 수 있었다.

또한, 發生 또는 토오크는 賑動이 감소되어 主回路에 의해 電動機를 運轉하였을 때, 無負荷와 負荷狀態의 경우 18相 多重運轉時와 VCC를 附加본 시스템을 비교 할 때 비교적 빠른 應答과 토오크 賑動의 減少 및 運轉狀態를 나타내었고, 또한 負荷可變時增加와 減少일때 電動機 應答狀態를 그림 18과 그림 19에 나타내었다.

그림 1의 主回路를 一定 슬립周波數로 制御하면 정격 전압일때 V/F 比가 거의 一定한것을 알 수 있고 곡선에서 低周波數시(0-3Hz) 加變速이 불안정하므로 低周波數加變速의 불안정을 피하기 위해 초기치 周波數를 설정하여 동작시켰다. 실제로 空極誘起電壓, 1次 誘起電壓은 單相으로 검출 할 수 없기 때문에 1次 端子電壓을 制御하는 V/F 一定制御를 행하였다.

그림 20은 V/F 一定슬립 周波數制御時의 負荷時, 無負荷時, 誘導電動機의 속도와 토오크 관계를 나타내었고 실측치를 표 2에 나타내었다.

5. 結 論

18相 3重에 VCC를 附加한 電流形 인버어터 方式에 대하여 考察한 결과, 大容量多重化에 따른 적당한 回路素子의 선정에 의해 電流에너지 損失을 減少시킬 수 있어 電流形 인버어터 본래의 信賴性, 保護性, 制御性이 향상되어 각 방면에서의 實用化가 기대된다.

한편, 장치가 비대화되는 단점을 갖고 있지만, one chip microcomputer(inte18751) 特性을 적용 슬립 周波數 制御方式을 실현하였으며 다음과 같은 特徵을 알 수 있다.

(1) one chip microcomputer에 의한 프로그램의 간략화에 의해 誘導電動機의 速度制御를 실행하였다.

(2) 3重 轉流形 인버어터에 의한 出力電壓, 電流波形 改善이 양호하다.

(3) 多重 運轉時 電流 콘덴서의 적정한 값으로 축적전하가 1(多重數) 만큼 감소되므로 轉流 에너지의 損失을 감소시킬 수 있다.

(4) 出力電流의 多段 階段波로 高周波 成分과 運動機 發生 토오크의 賑動이 감소된다.

(5) 3重 電流形 인버어터에 附加한 VCC에 의해 反潑에너지를 흡수하여 안정된 轉流를 행하며 入力電壓이 낮은 경우에도 出力電壓을 높게 하여 낮은 負荷力率에서도 좋은 특성을 나타낼 수 있다.

(6) 單位 인버어터 主回路가 各各 負荷와 분리되어 있으므로 電流 制御설정 및 回路素子를 독립적으로 보호할 수 있어 運轉의 信賴性이 향상된다.

(7) 轉流回路의 附加로 전체 리액턴스분은 약간 증가하나 回路의 각 素子選定의 特性이 적절한 범위에서 가능하다.

大容量 風水力器具는 從來 농형 誘導電動機, 또는, 同期 電動機에 의해서 定速運轉되고 있었지만 위 方式을 이용할 경우 回轉數 制御를 원활히 할 수 있고 低力率을 갖는 電力 機器나 여러대의 誘導 電動機를 동시 사용하는 곳에 실용하가 가능하며, 마이크로프로세서를 적용하므로서 프로그램 및 制御回路를 간단히 할 수 있다.

또한, 多重 電流形 인버어터의 multi-one chip microcomputer에 의한 공간磁束制御를 연계한 문제는 앞으로도 계속 硏究 課題로 진행중이다.

참 고 문 헌

[1] RASAPPA. G. PALANIPPAN "Voltage Clamping circuit for CSI IM Drives", IEEE, VOL IA-21, No. 2, pp. 429~445, MAR/APR. 1985.

[2] A. NABE, T. SHIMAMURA, R. KUROSAWA "A New Multiple Current Source Inverter" IEEE IAS, INT, SEMI, POWER, CONV, CONF. pp. 200~204, 1977.

[3] YOKUKADA, HINODESUO "The Application of IM Drives by the Multiple CSI", ohm. comp, pp. 40~43, MAR. 1978.

[4] S. HIRADA 외 2인 "The Multiple Force Commutated Thyristor Motor". JIEE 全國大會論文集, pp. 226~235, 1981.

[5] S. SAITO 외 2인 "New Application of Current Type Inverter", IEEE vol IA-20 pp. 226~235, APRL. 1981.

[6] J. OHKAWADA "Multi-type current source inverter", JIEE 全國大會論文集 p. 659, 1979.

[7] A. HIRADA "An Output Characteristics Improvement of Current Source Inverter" JIEE p. 660, 1979.

[8] YON TACK, C, KYUNG HEE. H, LAK HOON. H, JONG HYUN. B, and WON CHEOL. K," A Study on the Multiple HFCSI dRIVES", KIEE, ELEC. SEMI. MAR. 21-1-5, 1985.

[9] YON TACK. C, KYUNG HEE. H, LAK HOON. H, JONG HYUN, B, and WON CHEOL. K, "A Study on the Multi-Current Source Inverter Drives", KIEE 夏系學術大會論文集. POWER ELEC. JUL. 1986.

[10] YON TACK. C, KYUNG HEE. H, and LAK HOON. H, "A Study on the Multi-Current Source Inverter Drives", KIEE VOL 36. NO. 8, pp. 11~18, AUG. 1987.

[11] YON TACK. C, KYUNG HEE. H, LAK HOON, H, and HYUN WOO. K, "Large Scale Current Source Inverter of The Voltage Clamping Circuit." KIEE 夏季學術大會論文集 POWER ELEC. JUL. 1987.

[12] YON TACK. C, KYUNG HEE. H, LAK HOON. H, and KI HONG. K, "A Study Multi-Current Source Inverter of A Inserted vcc", KIEE. 夏季學術大會論文集 POWER ELEC. pp. 124~126, JUL. 1988.

[13] R. PALANIPPAN & J. VITHAYATHIL "High Frequency current Fed Inverter", DEP. ELEC. ENG. INDIAN. INSTI. SCIENCE, REP, EE/52, MAR. 1978.

[14] CHO. G H, PARK. S. S, "A New Current Source Inverter With Simultaneous Recovery And Commutation", IEEE VOL IA-21. NO. 2, pp. 691~698, MAR/APL. 1987.

[15] S. B. DEWAN, WILLIAM G. DUNFORD, "A Micropreocessor-Based Controller Controller For a Three-Phase Controlled Recitifier Bridge", IEEE TRANS. IND. APPL. VOL IA-19. NO. 1, pp. 113~119. JAN/FEB. 1983.

[16] INTEL Co. "Microcontroller Hand Book" & BUENA VISTA, Co. 81211" 8051 Assemble

[17] YON TACK. C, LAK HOON. H, SEONG CHILL. C, "The Tripple Current Source Inverter System for Induction Motor Drive," proc. ISPE, pp. 139~144, MAY. 1989.

[18] YON TACK. C, IL-SUN. H, LAK HOON. H, "A Study on the Multicurrent Source Inverter Inserting the VCC." KIEE Vol. 38, No. 4, pp. 269 ; 278, APR. 1989.