

多重電流形 인버터 驅動에 관한 研究

論 文
36~8~2

A Study on the Multi-Current Source Inverter Drives

鄭 然 澤* · 韓 慶 熙** · 黃 樂 燦***

(Yeon-Tack Jung · Kyung-Hee Han · Lak-Hoon Hwang)

ABSTRACT

In case of operating at Variable speed the induction motor by a frequency transformer, it will cause ripples in motor torque and considerably bad effects on the machines because the output side of the frequency transformer involves a great number of harmonics.

This paper Presents the methods of decreasing torque ripples in induction motor and of improving current waveform, by means of forming the waveforms of output current into multi-step waveforms similiar to sinusoid, and also by means of eliminating the harmonic components maximally, in case of operating a 18-phase multi-inverter combining 3-step current source inverter.

1. 序 論

多重 電流形인버터는 制御性, 保守性, 信賴性 등 運轉 效率이 좋다는 特徵을 갖고 있으며 6相의 인버터를 2~3段 또는 그 以上の 多段 重復運轉을 시킴으로써 出力側 波形改善 및 電動機 토오크 脈動을 最大한 抑制시킬 수가 있다.

從來 電流形인버터의 缺點이라 할 수 있는 轉流 電壓의 크기는 多重化함으로써 轉流電壓의 크기가 1/多重數로 減少되어 轉流에너지를 低減시키는 點 등을 特徵도 갖고 있다.

또한, 單位인버터를 周波數 變換裝置로 運轉하는 경우 出力側에는 多數의 高調波가 包含되어 電動機 發生토오크는 脈動하여 機械에 惡影響을 미치게 된다. 이러한 問題點들을 解決하기 위한 方式으로 電流形인버터를 多重化하여 各單位인버터의

入力電源을 各各의 電源變壓器로 結線하여 利用한 方式¹⁾과 入力電源과 인버터 出力側을 各各 變壓器로 結合한 方式^{2), 3), 12)} 入力電源을 共通으로 하고 인버터 出力側을 變壓器로 結合한 方式^{3), 11), 12)} 등의 各 單位 인버터 出力에 依한 誘導電動機의 驅動容量 增加 및 出力波形 改善에 依한 高調波 低減과 電動機 토오크脈動을 減少하는 方式으로 使用하여 왔다.

그러나 以上の 方式은 變壓器 結合에 依한 波形 改善 및 電動機 脈動토오크는 減少할 지 모르지만, 誘導電動機의 容量이 增加하는 경우에는 結合用變壓器 壓磁電流의 損失이 커지므로 이와같은 시스템 構成으로 最適의 運轉率 效果를 期待하는 것은 어렵다.

本 研究는 單位 電流形인버터를 各各 HFCSI^{4), 5), 6)} 方式을 使用하여 直流電源(converter)을 하나의 共通 電源으로 하고 多重接續한 各 單位 電流形인버터에 接續 게이트 信號의 組合에 依해서 出力側을 直結하여 誘導電動機를 驅動시킴으로써 直流單一電力에 依한 電流形인버터의 電動機 驅動容量을 增加시키고 多段 接續된 인버터 出力側에 게이트 信號 組合에 依해 出力電流는 多段 階段波

*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 : 明知大 大學院 電氣工學科 博士課程

接受日字 : 1987年 4月 16日

1次修正 : 1987年 7月 15日

로 되어 高調波成分 減少 및 電動機의 發生토크 脈動을 減少시키고자 하였다.

2. 回路 構成 및 理論

2.1 主回路

多重 電流形인버터의 回路 構成은 인버터의 多重方式에 따라서 몇 가지로 分類할 수 있지만 出力段 變壓器 結合과 電源側(AC側) 變壓器 結線에 依한 方式은 損失이 增加하게 된다.

그러므로 最大한 損失을 抑制하고 인버터의 出力波形을 改善시켜서 電動機토크 脈動을 減少시킬 수 있는 方式을 使用해야 한다.

本 裝置의 主回路는 既存^{5), 6), 7), 11), 12)} 電流形인버터와 달리 轉流時 빠른 轉流時間 및 主다이오스 터 保護를 위해 各 相間에 리액턴스와 다이오우드를 逆並列로 插入한 HFCSI^{5), 6), 7), 10)} 方式을 使用하여 多重接續 運轉하였다.⁹⁾

그림 1의 主回路는 하나의 直流電源(converter)을 各 單位 인버터에 共通으로 하여 18相 多重으로 出力段을 直結한 方式의 主回路이다.

單位 인버터를 復數台 並列 接續하여 各 인버터의 相互 運轉位相을 게이트 信號에 依해 適切히 組合하여 運轉한다.

主 사이리스터 轉流를 60°/多重數로 基準으로 하였을 때 多重接續 運轉은 電動機를 驅動할 수 있는 多重數 만큼의 出力容量을 얻을 수 있고, 各 單位 인버터는 게이트 모드에 依해서 서로 다른 轉流時間을 갖으므로 誘導電動機의 逆起電力은 相間 3分路 리액터에 誘起된다.

이러한 誘起電壓은 各 인버터間의 電位差를 發

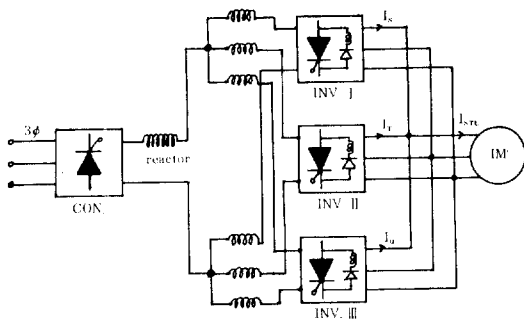


그림 1. 主回路
Fig.1 . Main Circuit

生시키지만 單位 인버터의 極性은 인버터間의 循環電流를 막기위한 것으로 適當한 轉流時間이 出力側에서 均衡을 이루게 되어 3分路 리액터 相間에 誘起되는 逆起電力의 印加電壓은 항상 0을 維持하게 된다.

이러한 狀態를 維持하므로서 各 인버터에 흐르는 出力電流는 均衡을 維持하게 되어 電動機의 정상적인 驅動이 可能하게 된다.

이 경우에 直流電流의 變動은 無視할 수 있을 정도이다.

이와 같은 主回路는 ① 直流電源의 共通化 ② 各 인버터의 出力段 直結方式 ③ 3分路 리액터에 依한 各 單位 인버터間의 循環電流 防止등의 特徵을 갖고 있다.

2.2 單位 인버터 回路構成 및 理論

그림 2는 各 單位인버터 한 段의 回路이다.

提案된 各 各의 電流形인버터는 負荷 있으며 즉, CSI方式과 달리 各 相間 사이리스터에 逆並列로 다이오우드와 리액턴스를 插入하였고 轉流時間을 減少시키기 위해서 相間 轉流캐피터는 最大負荷電

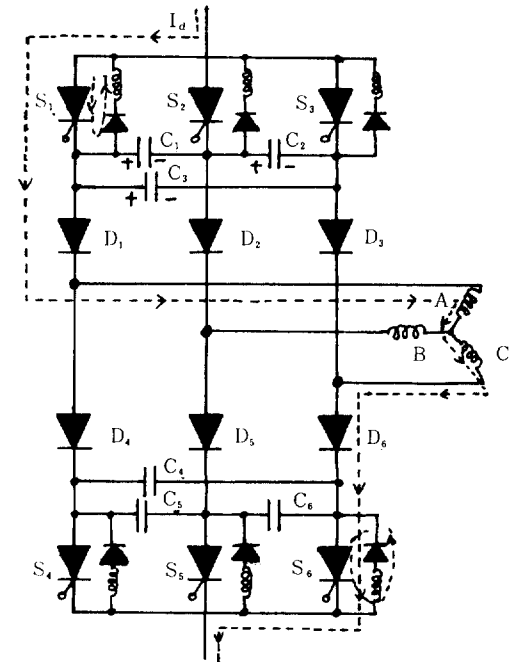


그림 2. HFCSI의 主回路
Fig.2 . Main Circuit of HFCSI

流에서 싸이리스터를 오프(OFF) 시키기에 充分하도록 設計하였다.

各 單位인버터는 負荷와 獨立된 또 다른 相間電流回路를 包含하고 있다.

各 인버터는 같은 回路로 3段 結合되어 있으므로 하나의 共通 電源에 對한 各各의 인버터를 1段에 關해서 等價回路로 變換하면 그림 3 과같이 나타낼 수 있다.

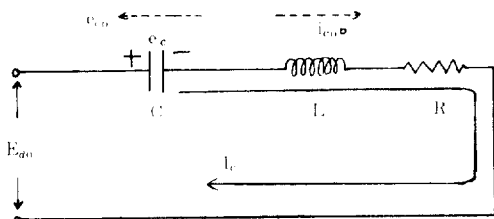


그림 3. 主回路의 等價回路

Fig. 3. Equivalent of the Main Circuit

直流電壓 \$E_{a0}\$ 回路全體의 等價리액턴스 \$L\$, 相間電流 \$I\$, 轉流캐패시터 \$C\$, 電動機段 抵抗分 및 回路全體의 等價 抵抗分 \$R\$ 이라고 하면 電壓方程式은 다음과 같다.

$$E_{a0} = E_{c0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + L \frac{di_c}{dt} + Ri_c \quad (1)$$

\$i_c(0^+) = I_{c0}\$ 인 初期條件을 利用하여 1) 식을 Laplace 變換하면

$$\frac{E_{a0} - E_{c0}}{S} = \frac{1}{SC} i_c(S) + LSi_c(S) - I_{c0} + Ri_c(S) \quad (2)$$

$$2) \text{ 식에서 } i_c(S) = \frac{E_{a0} - E_{c0}/L + SI_{c0}}{S^2 + R/LS + 1/LC} \quad (3)$$

$$i_c = \frac{E_{a0} - E_{c0}}{WL} e^{-\rho t} \sin \omega t - I_{c0} \frac{\omega}{\omega'} e^{-\rho t} \sin(\omega t - \phi) \quad (4)$$

電流는 \$L\$ 과 \$R, C\$ 에 依해서 解가 振動性을 지닌 狀態이므로 回路의 損失이 比較的 작은 狀態의 共振條件이라 가정하면 다음의 近似式을 利用할 수 있다.

$$\omega_0 = \omega, X = \sqrt{L/C} \approx WL \approx \frac{1}{WC}, W = \frac{R}{2\pi fL} \approx \frac{1}{2Q} \left(Q = \frac{X}{R} \right), \phi \approx \frac{\pi}{2}, \sin(\omega t - \phi) \approx -\cos \omega t \text{로 되}$$

므로 위의 條件에 依해서 식 ④를 整理하면

$$i_c \approx \left(\frac{E_{a0} - E_{c0}}{X} \sin \omega t + I_{c0} \cos \omega t \right) e^{-\frac{\omega}{2Q} t} \quad (5)$$

큰데서 電壓 \$e_c\$ 도 같은 方法의 微積分 方程式에 의해서 나타낼 수 있다.

$$e_c = E_{c0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (6)$$

式(6)을 라플라스 變換하면,

$$e_c(S) = \frac{E_{c0}}{S} + \frac{1}{SC} i_c(S) \quad (7)$$

(7) 식에 (3) 식을 代入하면

$$e_c(S) = \frac{E_{c0}}{S} + \frac{E_{a0} - E_{c0}/LCS + I_{c0}/C}{S^2 + R/LS + 1/LC} \quad (8)$$

(8) 식을 Laplace 逆變換하면

$$e_c = E_{a0} - (E_{a0} - E_{c0}) \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\rho t} \sin(\omega t + \phi) + \frac{I_{c0}}{\omega C} e^{-\rho t} \sin \omega t \quad (9)$$

위의 近似式 條件에 依해서 式(9)를 整理하면 다음과 같다.

$$e_c \approx E_{a0} + XI_{c0} \sin \omega t - (E_{a0} - E_{c0}) \cos \omega t e^{-\frac{\omega}{2Q} t} \quad (10)$$

式(5)와 式(10)에서 나타낸 \$i_c\$ 및 \$e_c\$ 로서 回路動作 狀態가 共振條件을 만족하는 狀態가 된다면 가장 理想的인 動作으로 出力波形的 狀態를 推定할 수 있다.

그런데 相間캐패시터는 負荷와 獨立되어 있고 다이리스터를 턴-오프(Turn-off)시킬 수 있는 充分한 轉流에너지를 蓄積하고 있다.

轉流時 素子保護와 빠른 轉流을 위해서 各相과 逆並列로 接積된 다이오우드 및 리액턴스에 依한 損失은 負荷側으로 轉流되는 에너지에 比하여 損失이 상당히 작다.

2.3 點弧信號 및 出力電流

各重 電流形인버터는 直流電源이 共通으로 되어 있다.

그리고 各 인버터의 出力段을 直結하고 있기 때문에 出力段의 電流가 均衡을 이루기 위해서는 게이트信號의 交互反復信號로 1週期的 電流가 對稱으로 均衡을 이루어야 한다.

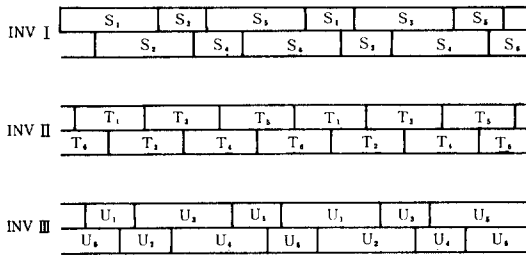


그림 4. 인버터 게이트 모드
Fig.4. Inverter Gate Mode

그림 4에 각 단위인버터 게이트 모드를 표시하였다.

既存 電流形인버터 하나를 利用할 경우 主回路는 電流를 期準으로 $\frac{2}{3}\pi$ 의 相導通을 週期로 하여 負荷側(電動機)에 供給한다.

그러므로 인버터의 主싸이리스터 點弧角은 60° 로 고정되어야 한다.

그러나, 本 方式은 3段 並列接續된 電流形인버터이기때문에 電動機 人力段의 電流平衡을 위해 서 各 인버터의 게이트 모드는 組合되어야 한다.

各 단위인버터 I, II, III의 다이리스터 點弧角은 各各 $80^\circ, 120^\circ, 160^\circ$ 로 交互反復하며 點弧하게 된다.

그러므로 인버터 I, II, III에 交互反復 하며 되는 게이트 信號는 出力段 電流를 多段 階段波로 出力하고 各 단위인버터 點弧時 인버터 I, II, III를 結속한 3分路 리액터 誘起 逆起電力은 0이

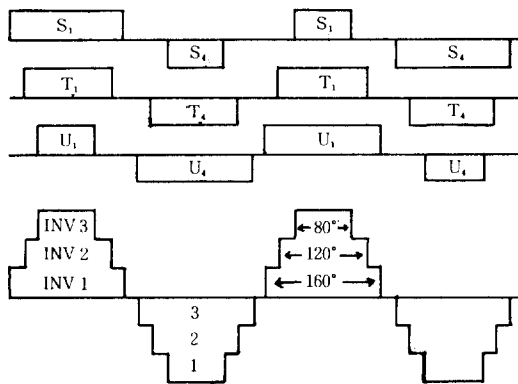


그림 5. 인버터의 出力電流波形
Fig.5. Output Current Waveforms of the Inverter

되어 各 인버터에 흐르는 電流는 均衡을 維持하게 된다.

그때 均衡을 이룬 出力電流波形을 그림 5에 나타내었다.

2.4 出力電流의 高調波 分析

各 單位 電流形인버터를 3段 結속하였으므로 各各 6相, 12相, 18相의 인버터 出力側에 包含되고 있는 高調波 成分을 푸리에 級數로 分析하면 다음과 같다.

$$I = a_0 + a_1 \cos \theta + a_2 \cos 2\theta + \dots + a_n \cos n\theta + b_1 \sin \theta + b_2 \sin 2\theta + \dots + b_n \sin n\theta$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d d\theta, \quad a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \cos n\theta d\theta, \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \sin n\theta d\theta$$

(i) 6相일 때,

$$a_0 = 0, \quad a_n = 0, \quad b_n = \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \sin n\theta$$

$$\therefore I_{H6} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\theta = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \sin n\theta \quad (n=1, 2, 3, \dots)$$

(ii) 12相일 때,

$$a_0 = 0, \quad a_n = 0, \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \sin n\theta d\theta = \frac{8I_d}{n\pi}$$

$$\left(\sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \cos \frac{n\pi}{12} \right)$$

$$\therefore I_{H12} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\theta = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \cos \frac{n\pi}{12} \sin n\theta \quad (n=1, 2, 3, 4, \dots)$$

(iii) 18相일 때,

$$a_0 = 0, \quad a_n = 0, \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \sin n\theta d\theta = \frac{4I_d}{n\pi}$$

$$\left\{ \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \left(1 + 2\cos \frac{n\pi}{9} \right) \right\}$$

$$\therefore I_{H18} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\theta = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \left(1 + 2\cos \frac{n\pi}{9} \right) \sin n\theta \quad (n=1, 2, 3, 4, \dots)$$

各 單位인버터에서 出力電流에 包含된 高調波 量의 次數를 基本波에 對한 含有量으로 6相, 12相, 18相을 比較하여 算出하면 表 1과 같다.

各 單位인버터 6相, 12相, 18相은 $(6n \pm 1)$,

表 1. 高調波 含有量

Table.1. Harmonics contents

고조파차수	6상방식	12상방식	18상방식
1	100	100	100
5	20	5.3	4.4
7	14.3	3.8	2.6
11	9.1	9.1	1.7
13	7.7	7.7	1.7
17	5.9	1.6	5.9
19	5.6	1.5	5.6
23	4.4	4.4	1.0
25	4.0	4.0	0.7

(단위: %)

($12n \pm 1$), (18 ± 1)분의 高調波가 包含되며 프리에級數式에 依한 電流式은 重復角을 無視하였으므로 다른 次數의 高調波가 약간씩 含有되지만 重復角을 考慮하면 高調波量은 더욱 低減될 것이다.

本 裝置의 경우 多段 階段波로 正弦波에 가까운 波形이 出力되며 다만 直結方式에 依한 高調波 含有量이 變壓器結線方式 보다는 약간 增加되나 變壓器結線 多重方式은 負荷容量이 人容量化될수록 結線狀態에 따라서 勵磁電流가 增加되어 回路의 全體的인 損失은 增加하는 短點을 갖고 있다.

그러므로 인버터를 包含한 全 시스템의 效率은 低下한다

3. 實驗結果 및 考察

그림 1의 主回路를 構成하여 實驗한 誘導電動機

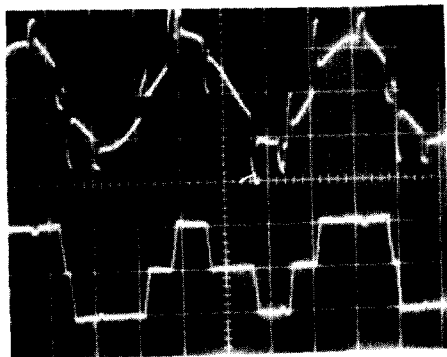


그림 6. INV. I의 出力電壓 電流
Fig.6. Voltage and Current Output Waveforms by a INV. I
TOP: Voltage 100V/div 0.5ms/div
BOT: Current 1A/div

의 定格 및 素子定格은 다음과 같다.

- 定格容量: 3HP
- 定格 周波數: 60Hz
- 定格電壓: 220V
- 極數: 4極
- 定格電流: 9A
- 定格 回轉數: 1800rpm
- SCR定格電壓: 800V, 30A
- diode定格電壓: 1200V 30A

그림 1의 主回路에 依해 誘導電動機를 驅動시켰

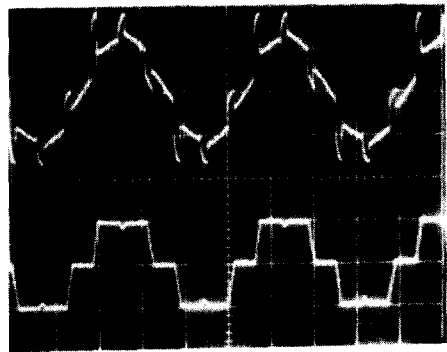


그림 7. INV. II의 出力電壓 電流
Fig.7. Voltage and Current Output Waveforms by a INV. II.
TOP: Voltage 100V/div
BOT: Current 1A/div, 0.5ms/div

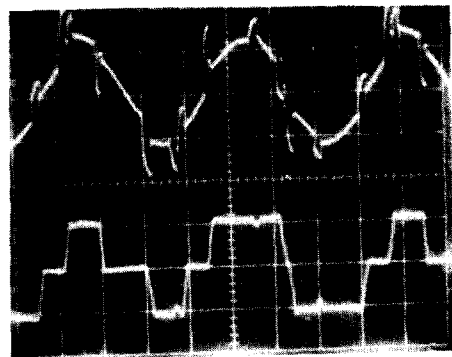


그림 8. INV. III의 出力電壓 電流
Fig.8. Voltage and Current Output Waveforms by a INV. III
TOP: Voltage 100V/div
BOT: Current 1A/div, 0.5ms/div

을 때 各 單位인버터에 出力電壓 및 電流波形을 그림 6~8에 나타내었다.

그림 9는 各 單位인버터 3段을 直結 多重運轉한 경우의 出力電壓, 電流波形으로써, 變壓器結線 多重方式에 比하여 多少의 電壓스파이크 發生이 있으나, 電流波形은 多段 階段波로 正弦波에 가까운 出力波形이 나타났다.

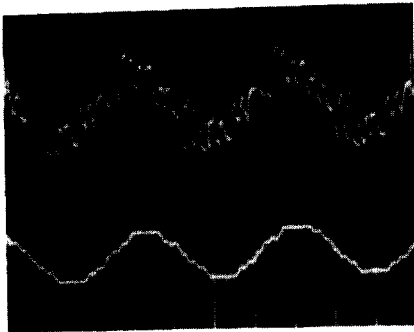


그림 9. 多重運轉時 出力電壓電流波形
 Fig.9. Voltage and Current Waveforms by Multi-Inverter Drives
 TOP : Voltave 100V/div g
 BOT : Current 1 A/div 0.5ms/div

電壓스파이크는 轉流에너지중 작은값이 되므로 全體的인 回路로 볼 때 變壓器를 結線한 方式과 比較하여, 素子가 큰 트러블을 갖지않는 範圍內에서 直結方式이 可能하며 負荷容量이 增加 될 경우에는, 電壓스파이크 制限回路(VCC)를 附加할 수도 있다.

各 單位인버터를 多重으로 運轉하였을 때 高調波 成分이 完全하게 除去되지는 않는다.

表 1에서 나타난것과 같이 各 次數 高調波가 약간씩 나타나는것에 대하여 變壓器結線 方式은 高調波 含有量을 多少 抑制하는 效果는 있지만 變壓器로 인한 損失을 수반하며 複雜性 및 經濟性에 뒤진다.

그렇지만, 變壓器結線 方式은 電動機가 大容量化 되면 인버터에 適合한 定格값으로 인버터를 設計하여 이 때 電動機 電壓은 變壓器로부터 적당한 電壓까지 昇壓할 수 있는 유리한 면도 있다.

本 方式을 多重運轉하였을 때 出力電流波形을 컴퓨터 Simulation하여 高調波를 스펙트럼화한 結果를 그림 10~12에 나타내었다.

또한, 各 單位인버터가 運轉될 때 轉流電流가

重復되는 狀態를 考慮하여 出力側의 高調波 含有率을 Simulation하여 그래픽한 結果를 그림 13에 나타내었다.

高調波 成分에 依해서 負荷側(電動機) 1次 電流를 增加시키고 電動機 損失을 增加시키는 結果를 招來한다.

이와같은 高調波 成分은 낮은 周波數에서 基本波 成分보다 더 큰값으로 存在하는 수도 있어서 基本波 成分에 依한 損失 以上인 경우도 있다.

그림 1의 主回路에 依하여 電動機를 驅動한 結果를 無負荷와 負荷로 나누어 그의 應答狀態를 그림

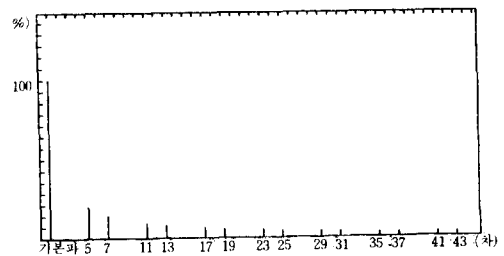


그림 10. 6相運轉時 高調波 스펙트럼
 Fig.10. Harmonics Spectrum of 6 Phase Drives.

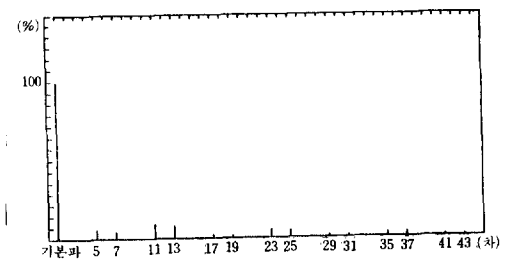


그림 11. 12相運轉時 高調波스펙트럼
 Fig.11. Harmonics Spectrum of 12phase Drives

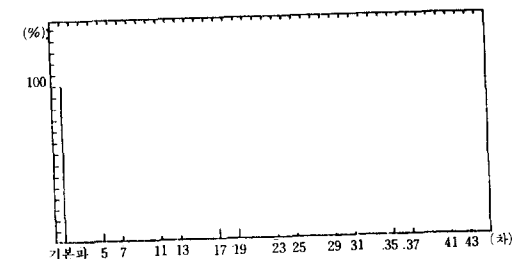


그림 12. 18相運轉時 高調波스펙트럼
 Fig.12. Harmonics Spectrum of 18phase Drives

14, 15에 나타내었다.

高調波 成分과 인버터 出力波形 改善을 위해서 本 方式로 驅動 할 때 發生토크는 脈動이 比較的 작고, 無負荷時와 負荷時에 應答狀態가 良好한 편이었으며, 測定結果 過渡狀態가 比較的 짧은 時

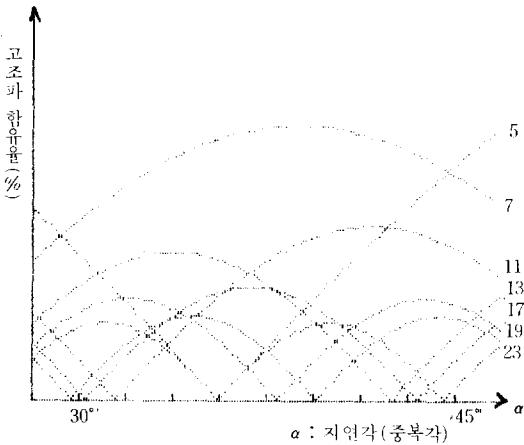


그림 13. 인버터 출력측 고조파 함유율(중복각에 따라)

Fig.13 . Harmonics Content of Inverter Output a Side (consideration overlap angle)

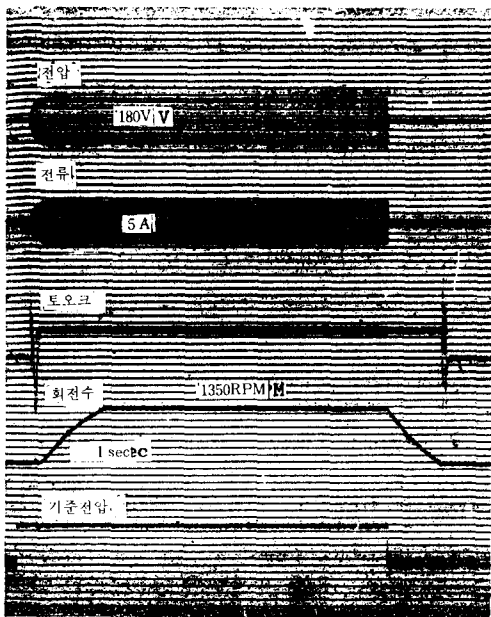


그림 14. 無負荷 運轉 狀態

Fig.14 . No Load Drives Condition

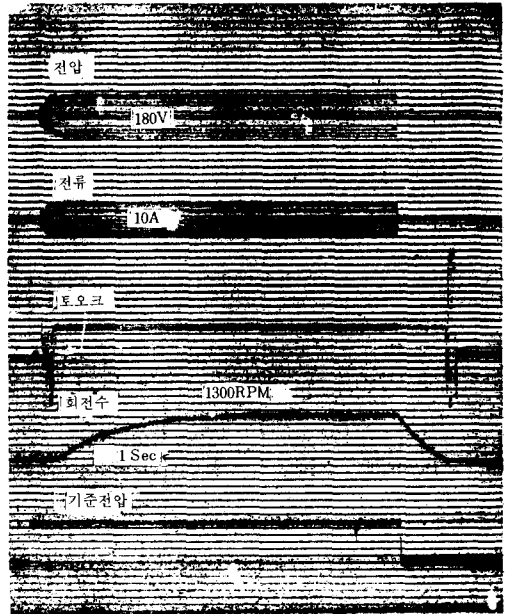


그림 15. 負荷運轉狀態

Fig.15 . Load Drives Condition

間을 갖고 있음을 알 수 있다.

4. 結 論

多重 電流形인버터 方式에 對하여 考察한 結果 相間 轉流回路를 갖는 短點이 있으나 다음과 같은 長點을 갖는 것을 確認했다.

(1) 多重運轉에 依한 出力電壓, 電流波形 改善이 良好하다.

(2) 電流形인버터는 負荷인덕턴스와 轉流콘덴서에 電荷가 蓄積되고 이 값이 주 싸이리스터에 印加되기 때문에 高耐壓素子가 必要하지만 같은 負荷容量이면 多重運轉時 電荷는 1/多重數만큼 減少되므로 轉流콘덴서 電壓 및 轉流에너지 損失을 減少시킬 수 있다.

(3) 出力電流의 多段 階段波로 電動機 脈動토크 및 高調波分을 減少시킬 수 있다.

(4) 單位인버터 主回路가 各各 負荷와 分離되어 있으므로 電流制御 設定 및 回路素子 保護를 獨立的으로 할 수 있어 運轉 信賴性이 向上된다.

(5) 轉流回路 添加로 全體 리액턴스分은 약간 增加될 수 있으나 低速時 運轉效率이 좋다.

本 裝置를 多重化 함으로써 出力波形등은 改善시

킬 수 있을지 모르나 大容量化될수록 인버터轉流時 電壓스파이크 (spike)가 增加되므로 VCC (Voltage clamping circuit) 첨가에 의한 電壓스파이크 (S-pike) 低減 및 電動機側 運轉의 最適制御는 계속 研究中이다.

○
REFERENCE

- 1) A. NABE, T. SHIMAMURA and R. KUROSAWA "A New Multiple current source inverter" IEEE. IAS. INT. SEMI. POWER. CONV. CONF. pp. 200~204.
- 2) YOKUKADA, HINODESUO, "The Application of liduction motor drives by the multiple current source inverter" OHM. COMP. 1978, 3. pp. 40~43.
- 3) S. HIRADA 외 2人 "The multiple force commutated thyristor motor" 日本電氣學會全國大會. 1980.
- 4) S. SAITO 외 2人 "New Application of current type inverter" IEEE TRANS. IND. APPL. VOL IA-20, pp. 226~235. 1981.
- 5) YEON TACK. J, KYUNG HEE. HLAK HOON. H, JONG HYUN. P "A study on the multiple HFCSI drives" KIEE ELEC. MACH. SEMI. 21-1-5. 1985, 6.
- 6) YEON TACK. J, KYUNG HEE. H, LAK HOON. H, WON CHUL. K, JONG HYUN. P "A study on the multi-current source inverter drives "대한전기학회 하계학술대회 POWER ELEC. 86-13-4.
- 7) RASAPPA PALANIAPPAN "High frequency current source inverter" IEEE. TRANS. IND. APPL. VOL IA-16 pp. 431~437. 1980.
- 8) M. KAIMOTO 외 2人 "Performance improvement of current source inverter-fed induction motor drives" IEEE. TRANS IND. APPL. VOL IA-18 pp. 703~711. 1983.
- 9) T. SATO "An application of AC driving system for procesing line" IPEC pp. 756~765. 1983.
- 10) R. PALANIAPPAN AND J. VITHAYATHIL "High frequency current fed inverter" DEP. ELEC. ENG. INDIAN. INSTI. SCIENCE REP. EE/52. MAR 1978.
- 11) J. OHKAWADA "Multi-type current Source inverter" 日本電氣學會全國大會 p. 659. 1979.
- 12) A. HIRADA "An output Characteristics improvement of Current source inverter" 日本電氣學會全國大會. p. 660. 1979.