

誘導電動機負荷와 結合된 電流形인버터의 解析에 관한 研究

李 弘熙

電氣工學科

(1987. 4. 30 접수)

〈요약〉

誘導電動機와 結合된 電流形인버터에 對한 解析을 바탕으로 시스템의 各部 波形을 컴퓨터 시뮬레이션을 通해 豫測할 수 있는 方法을 提案했다. 또한 이 方法에 의한 시뮬레이션 結果를 實驗的으로 그 타당성을 확 안해 보였다.

Analysis of the Current Source Inverter for Induction Motor Drives

Lee, Hong-hee

Department of Electrical Engineering

(Received April 30, 1987)

〈Abstract〉

By the analysis of the current source inverter linked with induction motor, this paper introduces how to estimate the wanted waveforms of this system.

In order to estimate the waveforms, computer simulation is carried out and its results are proved experimentally.

I. 序論

最近 전력용 반도체 소자의 發達과 더불어 誘導電動機의 可變速制御는 거의 모두 인버터에 의해 행해진다고 보아도 과언이 아니다. 靜止形 可變周波數變換裝置인 인버터는 入力電源의 形태에 따라 電壓形인버터(VSI)^[1]와 電流形인버터(CSI)로 나눌 수 있다.

이들 두 형태의 인버터는 각각 서로 다른 장점들을 가지고 있으나 本論文에서 취급하는 電流形인버터가 갖고 있는 利點을 살펴 보면 별도의 變換裝置 없이 回生運轉이 可能하고 補助싸이리스터 없이 콘센서만으로도 轉流가 가능하다. 이에 따라 制御回路

가 간단해지고 高速싸이리스터가 아니더라도 사용 가능하여 경제적이다. 또한 一定 電流 入力を 받고 있으므로 負荷나 素子의 短絡時豫想되는 큰 事故를 막을 수 있는 장점 등이 있다. 이러한 理由에서 電流形인버터에 대한 研究가 활발히 進行되어 왔다.^{[2], [3]} 그림1은 電流形인버터의 電力回路를 그림2는 轉流가 순간적으로 이뤄진다고 본 線電流波形과 싸이리스터의 點弧, 消弧動作순서를 나타낸 것이다.

電流形인버터는 앞에서 언급한 여러가지 장점에도 불구하고 轉流上의 문제점으로 인해 일반적으로 單獨負荷에 대해 運轉되어 진다. 轉流에 必要한 콘센서의 容量은 負荷에 따라 틀리므로 負荷條件에 알맞는 轉流콘센서의 容量選定은 電流形인버터에 있어 매우 重要한 문제가 아닐 수 없다. 그러나 이러한

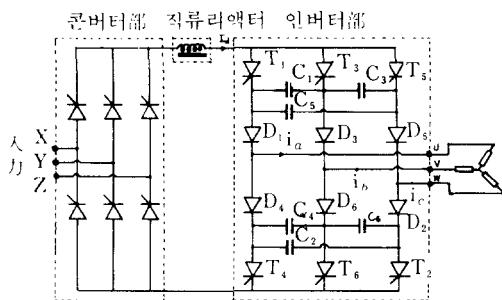


Fig. 1. Static power circuit of current source inverter

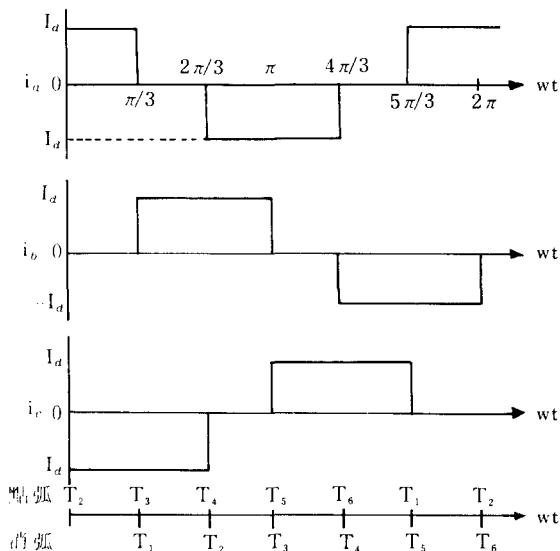


Fig. 2. Inverter gating sequence and resulting line currents

문제를 實驗的으로 解結한다는 것은 매우 非現實的이라 하겠다.

本論文에서는 電流形인버터로 誘導電動機를 制御할 경우 轉流콘덴서와 電動機의 諸定數을 고려하여豫想되는 시스템의 各部 波形이 컴퓨터로 시뮬레이션될 수 있도록 했다. 또한 이 시뮬레이션 結果를 實驗的으로 그 타당성을 입증했다.

II. 誘導電動機 等價回路

먼저 電流形인버터의 解析에 앞에 유도전동기 回路를 解析에 알맞은 等價回路로 變換시킬 必要가 있

다. 回轉機의 解析에 가장 많이 쓰이는 *d-q*모델은^[4] 비교적 정확한 解를 얻을 수 있으나 이것을 総括하는 것은 그렇게 용이한 일이 아니다. 여기서는 전류형인버터의 해석을 위해 고안된 유도전동기의 수학적 모델을 고려한다.^{[5], [6]}

그림3의 (a)는 유도전동기의 일반적인 등가회로이며 (b)는 固定子側에서 본 (a)의 變形이다. 그림(c)는 (b)回路를 $R-L$ 회로와 逆起電力으로 구성되는 회로로 等價變換한 것이다. 그림3에 사용된 回路定數들은 다음과 같다.

$$Z_m = R_m + jX_m, \quad Z_r = R_r/s + jX_r, \quad (1)$$

$$Z_{eq} = Z_m \cdot Z_r / [Z_m + Z_r] - jX_r, \quad (2)$$

따라서

$$E_1 = I_1 \cdot Z_{eq}, \quad (3)$$

$$\phi = \tan^{-1}[I_m(Z_{eq})/R_e(Z_{eq})] \quad (4)$$

이다. 여기서 I_1 은 전동기 入力電流의 基本波 成分이며 공극자속의 표화를 피하기 위해 전동기 입력전압 V_s 는 입력주파수 f 와 $V_s/f = (\text{一定})$ 이라는 관계를 유지해야 한다.

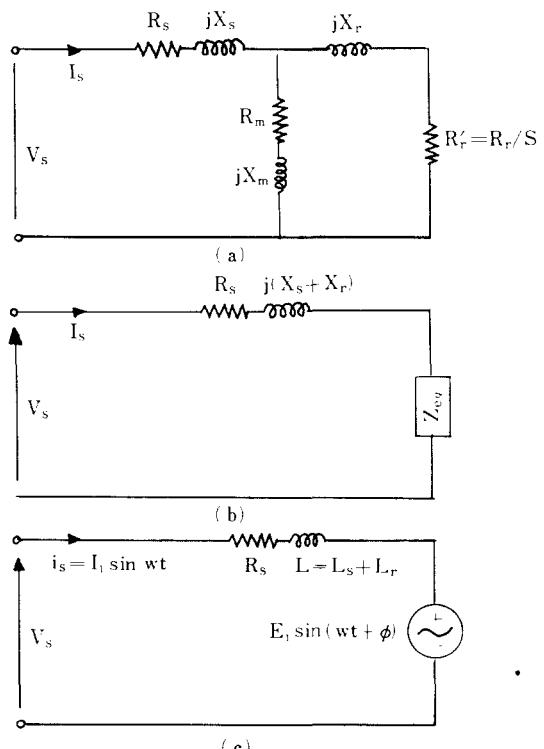


Fig. 3. Equivalent circuit transform of induction motor

한편 인버터 입력전류 I_d 와 I_1 은 관계적으로

$$I_d = (\pi/2\sqrt{3}) \cdot I_1 \quad (5)$$

인 관계가 성립한다.

또한 그림3-(b)의 등가회로로부터

$$I_1 = \sqrt{2} V_s / [Z_{eq} + R_s + j(X_s + X_r)] \quad (6)$$

인 관계가 있다.

그림3-(c)의 등가회로에서 역기전력이 A 相의 相電壓이라면 B 相, C 相의 相電壓은 다음과 같이 표시된다.

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_1 \sin(\omega t + \phi) \\ e_b &= E_1 \sin(\omega t + \phi - \frac{2}{3}\pi) \\ e_c &= E_1 \sin(\omega t + \phi - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

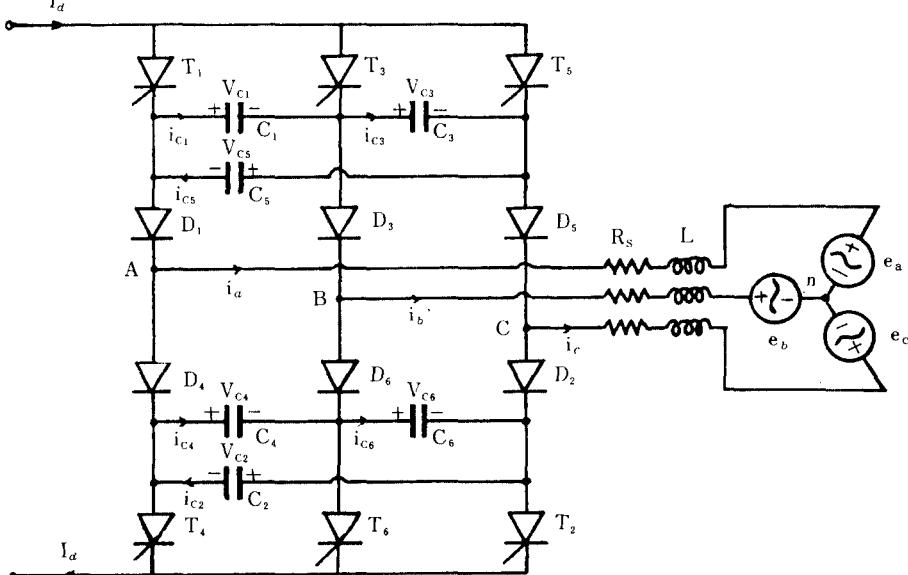


Fig. 4. Current source inverter with induction motor

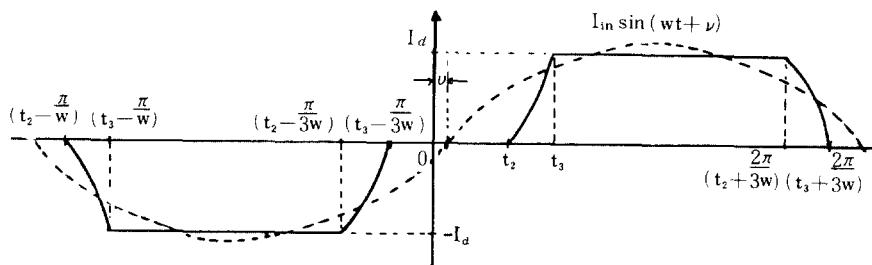


Fig. 5. Current waveform of phase A and time sequence

III. 電流形인버터의 動作原理

前節에서 구한 誘導電動機 等價回路外 電流形인버터가 連結된 경우 本論文에서 사용된 變數 및 定數들을 나타내면 그림4와 같다. 電流形인버터의 動作을 이해하기 위해 그림4의 A 相의 전류파형을 시간의 변화에 대해 그려보면 대략 그림5와 같다. 6개의 싸이리스터는 $\pi/3$ 간격으로 도통되며 그 도통기간은 각각 $2\pi/3$ 이다.

그림5에서 보듯이 定常狀態에서의 電流波形은 인버터 入力電流 I_d 와 같으므로 문제가 되는 부분은 過度狀態, 즉 轉換가 일어나는 區間이다.

그림4에서 싸이리스터 T_5 , T_6 가 도통된 상태에서

T_1 이 점호되는 시점을 고려하자. T_1 이 점호되어 負荷電流가 $T \rightarrow D_5 \rightarrow D_6 \rightarrow T_6$ 상태에서 $T_1 \rightarrow D_1 \rightarrow D_6 \rightarrow T_6$ 로 완전히 轉流되려면 充電期間, 轉移期間 등의 過度狀態를 지나 定常動作狀態로 된다.

1) 充電期間

T_1 을 點弧시켜 ($t=t_1$) 다이오드 D_1 에 順方向 電壓이 인가될 때 ($t=t_2$)까지를 充電期間(Charging Period)이라고 한다.

$t=t_1$ 순간의 初期狀態는

$$v_{c1} = 0, v_{c3} = -V_{c0}, v_{c5} = V_{c0} \quad (8)$$

이 다.

이 때,

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_{c3} = I_d / 3 \\ i_{c5} &= -\frac{2}{3} I_d \end{aligned} \quad (9)$$

다이오드 D_1 에 걸리는 逆方向 電壓을 v_{D_1} 이라 하면

$$v_{D_1} = -v_{ca} + v_{c5} \quad (10)$$

이 다.

또한,

$$\begin{aligned} v_{c1} &= I_d / 3c(t-t_1) \\ v_{c3} &= -V_{c0} + \frac{I_d}{3c}(t-t_1) \\ v_{c5} &= V_{c0} - \frac{2}{3c} I_d (t-t_1) \end{aligned} \quad (11)$$

이 다.

$t=t_2$ 일 때 $v_{D_1}=0$ 이므로

$$V_{c0} - \frac{2}{3c} I_d (t_2 - t_1) - R_s I_d - e_c + e_a = 0 \quad (12)$$

이 다.

充電期間을 t_{ch} 라 두면

$$\begin{aligned} t_{ch} &= t_2 - t_1 \\ V_{c0} - \frac{2}{3} I_d (t_2 - t_1) - R_s I_d + \sqrt{3} E_1 \cos \theta &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

이 다. 단, $\theta = \omega t_2 + \phi - 2/3\pi^o$ 이다.

2) 轉移期間

轉移期間(Transfer Period)은 다이오드 D_1 에 順方向電壓이 인가되어 인버터 入力 電流 I_d 가 다이오드 D_1, D_5 를 통해 흐르는 기간이다. 이 때,

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_{c3} = \frac{1}{3} (I_d - i_a) \\ i_{c5} &= -\frac{2}{3} (I_d - i_a) \end{aligned} \quad (14)$$

로 된다.

이 期間中의 轉流콘텐서와 다이오드 D_5 양단의 전

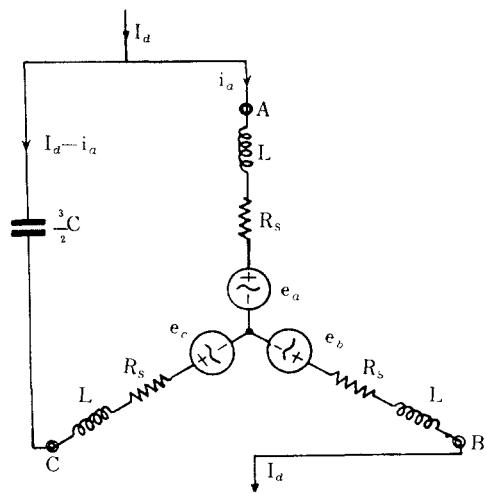


Fig. 6. Equivalent circuit during transfer period

압을 구하기 위해 그림4로 부터 그림6과 같은 等價回路을 그려 생각할 수 있다.

$t' = t - t_2$ 라 두면

$$\begin{aligned} R_s i_a(t') + L \frac{di_a}{dt'} + e_a &= \\ -v_5(t_2) + \int_0^{t'} \frac{2}{3c} [I_d - i_a(\tau)] d\tau + R_s [I_d &- i_a(t')] + L \frac{d}{dt'} [I_d - i_a(t')] + e_c \end{aligned} \quad (15)$$

로 된다.

다음 [初期條件을 고려하면 $i_a(0)=0$]고 (13)식과 (15)식으로 부터 $i_a'(0)=0$ 이다.

(15)식을 정리하여 미분방정식을 세우면

$$\frac{d^2 i_a}{dt'^2} + 2\alpha \frac{di_a}{dt'} + w_0^2 i_a = w_0^2 I_d + K \sin(wt'+\theta) \quad (16)$$

단, $\alpha=R_s/2L, w_0=1/\sqrt{3LC}, K=\sqrt{3}wE_1/2L$ 이다.

(16)식을 라플라스變換에 의해 解를 구하면

$$\begin{aligned} i_a(t') &= I_d + K \alpha \cos wt' + K(b/w) \sin wt' \\ &+ e^{-\alpha t'} \left[\frac{1}{w_1} (\alpha I_d + Kd - Kc\alpha) \sin w_1 t' + (Kc - I_d) \cos w_1 t' \right] \end{aligned} \quad (17)$$

여기서

$$a = -\frac{1}{D} \sin(\theta+\eta), b = -\frac{w}{D} \cos(\theta+\eta),$$

$$c = -a = -\frac{1}{D} \sin(\theta+\eta),$$

$$d = -\frac{1}{D} [w \cos(\theta+\eta) + 2\alpha \sin(\theta+\eta)]$$

$$w_1 = \sqrt{w_0^2 - \alpha^2} \text{ 이다} \quad (18)$$

단,

$$D = \sqrt{(w^2 - w_0^2)^2 + 4\alpha^2 w^2},$$

$$\eta = \tan^{-1}[2\alpha w / (w^2 - w_0^2)] \text{ 이다.}$$

轉移期間 中 콘덴서 C_1 양단 전압을 구해 보면

$$v_{c1}(t) = v_{c1}(t_2) + \int_{t_2}^t \frac{1}{3c} [I_d - i_a(t-t_2)] dt \text{ 이다.}$$

또한

$$v_{c1}(t-\delta t) = v_{c1}(t_2) + \int_{t_2}^{t-\delta t} \frac{1}{3c} [I_d - i_a(t-t_2)] dt$$

이므로

$$v_{c1}(t-\delta t) = v_{c1}(t) + \int_t^{t-\delta t} \frac{1}{3c} [I_d - i_a(t-t_2)] dt$$

또는 $v_{c1}(t) = v_{c1}(t-\delta t) + \delta V_c$ 이다.

단,

$$\delta V_c = \frac{\delta t}{3c} \left[I_d - \frac{i_a(t-t_2) + i_a(t-\delta t-t_2)}{2} \right] \text{ 이다.}$$

여기서 初期條件 $v_{c1}(t_2)$ 는 充電期間에서 (11)式에 의해 구할 수 있다.

마찬가지 요령으로 v_{c3}, v_{c5} 를 구해 보면 다음 式과 같다.

$$\begin{aligned} v_{c1}(t) &= v_{c1}(t-\delta t) + \delta V_c \\ v_{c3}(t) &= v_{c3}(t-\delta t) + \delta V_c \\ v_{c5}(t) &= v_{c5}(t-\delta t) + \delta V_c \end{aligned} \quad (19)$$

한편, 이 기간 中 인버터 出力電壓을 구해 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{An} &= \frac{1}{2} (R_s I_d + e_a + e_c - v_{c5}) \\ v_{Bn} &= -R_s I_d + e_b \\ v_{Cn} &= \frac{1}{2} (R_s I_d + e_a + e_c + v_{c5}) \end{aligned} \quad (20)$$

轉移期間은 다이오드 D_5 에 역방향 전압이 인가되어 인버터 入力電流 I_d 가 모두 다이오드 D_1 을 通過으로써 끝난다.

轉移期間을 t_f 라 두면

$$t_f = t_3 - t_2 \quad (21)$$

이 고

$$V_{c0} = \frac{I_d}{3c} t_{ch} + \frac{I_d}{3c} t_f - \frac{1}{3c} \int_0^{t_f} i_a(t') dt' \quad (22)$$

를 만족하게 된다.

이상에서 기술한 바와 같은 過度狀態를 지나 電流는 C相에서 A相으로 완전히 轉流되어 定常動作狀態로 된다. 이와같이 완전히 轉流하는데 걸리는 時間을 轉流時間 t_c 라 하면

$$t_c = t_3 - t_1 = t_{ch} + t_f \quad (23)$$

로 된다.

그림5의 區間 $t_3 \leq t \leq t_4$ 에서는 負荷電流 $T_1 \rightarrow D_1 \rightarrow D_6 \rightarrow T_6$ 로 흐르는데 $t=t_4$ 에서 싸이리스터 T_2 가 點弧되면 다이오드 D_6 에 흐르던 전류는前述한 過度狀態를 거쳐 負荷電流은 $T_1 \rightarrow D_1 \rightarrow D_2 \rightarrow T_2$ 로 轉流된다. 이와 같은 方式으로 그림5와 같은 순서로 싸이리스터가 도통하여 3相出力波形을 만들게 된다.

IV. 出力波形의 시뮬레이션

앞에서 記述한 인버터 出力波形에 관한 수식들은 초월함수 형태로 주어지기 때문에 컴퓨터를 통한 시뮬레이션을 行하기 위해서 그림5의 波形을 近似波形으로 變換하여 계산을 간략화 시킬 필요가 있다. 또한 실제 波形이 아닌 近似波形을 고려함으로써 야기된 電流位相을 보상해 주어야만 한다.

1) 近似式의 誘導

그림5의 近似波形을 그림7과 같이 轉移期間 中의 電流變化가 線型的이라고 가정하면

$$t_2 \doteq \pi/6w - \frac{t_f}{2} \quad (24)$$

로 된다.

轉移期間 中 電動機의 逆起電力이 거의 일정하다고 보고 (15)式을 정리하여 미분방정식을 세우면

$$i_a(t') \doteq I_d + \frac{w_0}{w_1} I_d e^{-st'} \sin(w_1 t' - \tan^{-1} \frac{w_1}{\alpha}) \quad (25)$$

와 같이 逆起電力項이 없어진다.

또 $i_a(t_f) = I_d$ 므로

$$t_f \doteq \frac{1}{w_1} \tan^{-1} \frac{w_1}{\alpha} \quad (26)$$

이 된다.

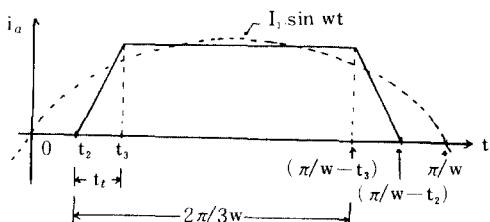


Fig. 7. Approximated Current Waveform

2) 電流位相의 誤差補償

그림7에 의한 電流*i_a*의 基本波 成分은 $I_1 \sin \omega t$ 로 주어진다. 그러나 그림5에서 보듯이 轉流期間 中 電流波形은 線型으로 變하지 않는다.

그림5에서 *i_a*의 實際 波形의 成分을 푸리에 級數로 전개해 보면

$$\begin{aligned} i_a(t) &= a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t + (\text{高調波成分}) \\ &\doteq I_{1n} \sin(\omega t + \nu) \end{aligned} \quad (27)$$

와 같이 주어진다.

단,

$$I_{1n} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (28)$$

$$\nu = \tan^{-1} a_1 / b_1 \quad (29)$$

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[w \int_0^{t_1} i_a(t) \sin(\omega t + \omega t_2 + \frac{\pi}{3}) dt \right. \\ &\quad \left. + I_d \cos(\omega t_3 + \frac{\pi}{3}) \right] \\ b_1 &= -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[w \int_0^{t_1} i_a(t) \cos(\omega t_2 + \omega t + \frac{\pi}{3}) dt \right. \\ &\quad \left. - I_d \sin(\omega t_3 + \frac{\pi}{3}) \right] \end{aligned} \quad (30)$$

이다.

시뮬레이션을 行할 때 (24)式, (26)式을 使用해 初期值를 設定하여 t_2 를 구하는 반복計算過程에서 位相誤差를 補償해 주어야 한다. 그림8은 位相補償原理를 나타낸 그림이다.

지금까지 電流形인 버터의 解析을 통해 얻은 數式들을 바탕으로 디지털컴퓨터를 利用해 시뮬레이션을 行한 프로그램의 플로우차트를 그림9에 도시했다.

3) 시뮬레이션의 實例

그림9와 같은 報形으로 한주기에 대해 시뮬레이션을 行한 一例를 그림10과 11에 나타내었다. 시뮬레이션을 為해 使用된 諸定數는 다음과 같다.

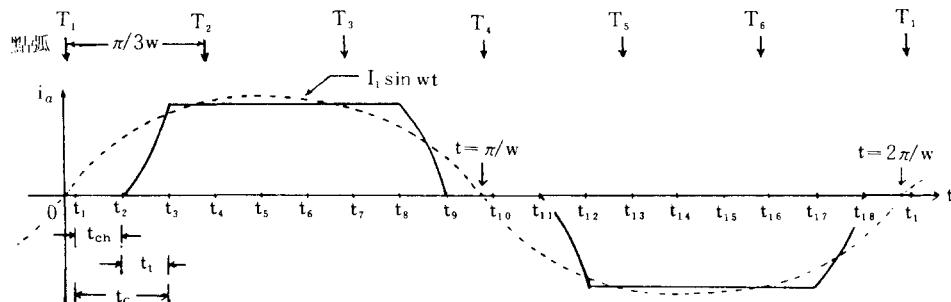


Fig. 8. Phase shift of fundamental current waveform

a) 誘導電動機 定數

$$\text{固定子抵抗 } R_s = 0.434 [\Omega]$$

$$\text{回轉子抵抗 } R_r = 0.356 [\Omega]$$

$$\text{固定子 및 回轉子漏洩인덕턴스 } L_s = L_r = 0.00 [\text{mH}]$$

$$\text{勵子抵抗 } R_m = 0.0 [\Omega]$$

$$\text{勵子인덕턴스 } M = 54.6 [\text{mH}]$$

$$\text{極數 } P = 4$$

b) 轉流콘덴서容量

$$C = 7 [\mu\text{F}]$$

c) 動作條件

$$\text{入力電壓 } V_s = 220 [\text{V}]$$

$$\text{負荷토오크 } T_e = 27.0 [\text{N}\cdot\text{m}]$$

$$\text{動作周波數 } f = 60 [\text{Hz}]$$

$$\text{슬립 } S = 0.04$$

d) 計算值

$$I_1 = 21.6 [\text{A}] \quad I_d = 19.6 [\text{A}]$$

$$V_{c0} = 524.6 [\text{V}], \quad t_1 = 827.57 [\mu\text{s}]$$

$$t_2 = 1153.9 [\mu\text{s}], \quad t_3 = 1530.31 [\mu\text{s}]$$

$$t_{ch} = 326.34 [\mu\text{s}], \quad t_t = 376.41 [\mu\text{s}]$$

$$t_c = 702.74 [\mu\text{s}]$$

그림10의 a), b)는 인버터出力線電流, 線間電壓의 波形을 나타낸 것으로 波形에 나타난 스카이크現象은 電流의 變化時 漏洩리액티브에 축적된 磁氣에너지의 變化에 의해 誘起된 過度電壓이 나타나기 때문이다. 또 그림10의 c)는 인버터入力端에서의 電壓을 나타낸 것으로 出力端의 過度電壓가 충집되어 매우 큰 폭으로 變화한다. 그림11은 轉流콘덴서 양단전압 다이오드 및 싸이리스터 양단전압을 나타내고 있다.

V. 實驗結果

이상에서 시뮬레이션한 波形들이 實제로 일치하는

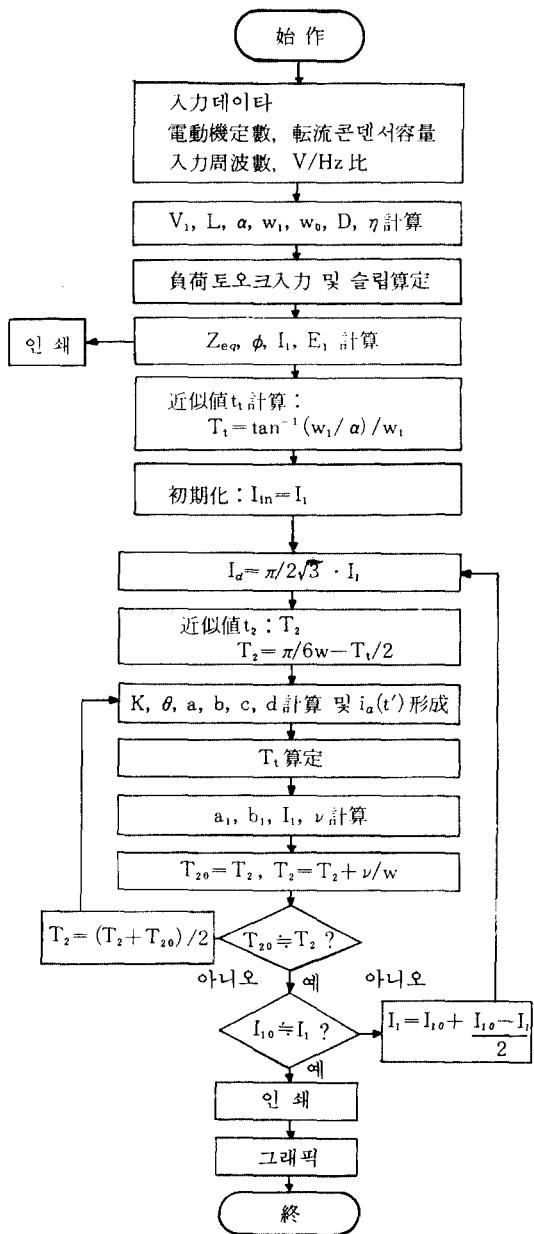


Fig. 9. Flow chart for simulation

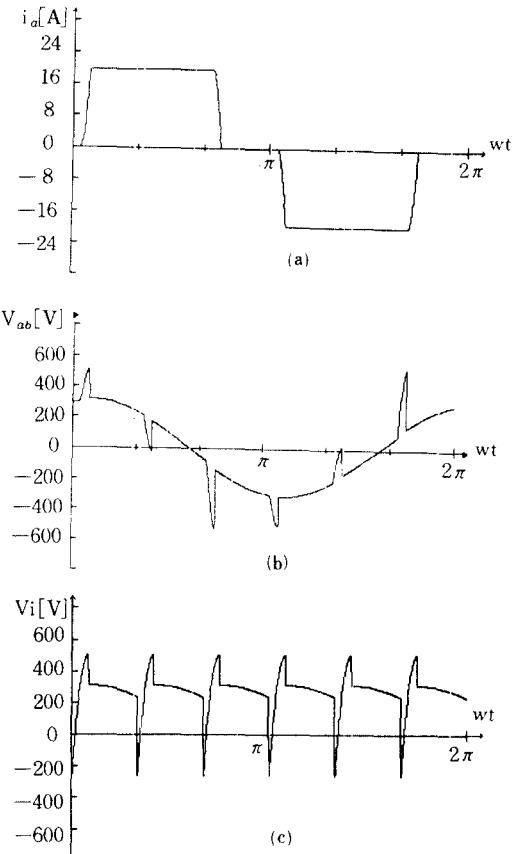
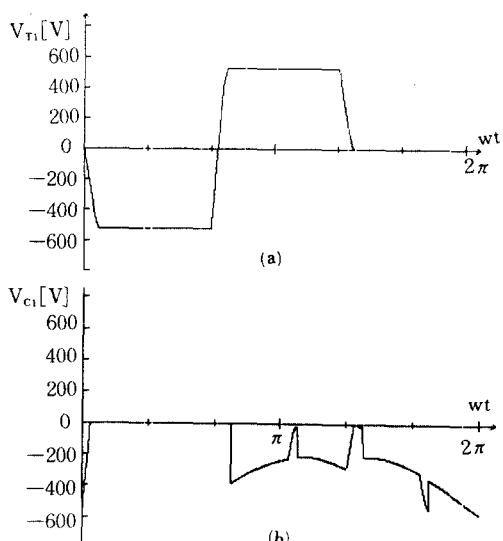


Fig. 10. Simulated waveforms of a) line current b) line to line voltage c) input voltage



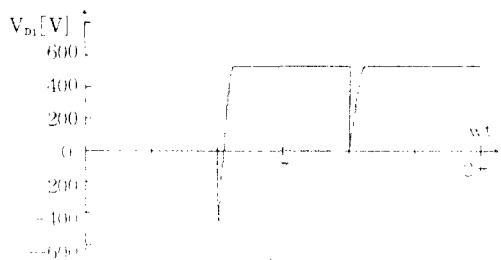


Fig. 11. Simulated waveforms of
a) commutating capacitor b)
c) thyristor voltage

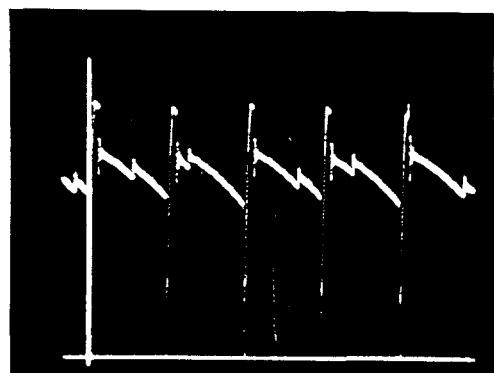


Fig. 14. Waveform of inverter input voltage

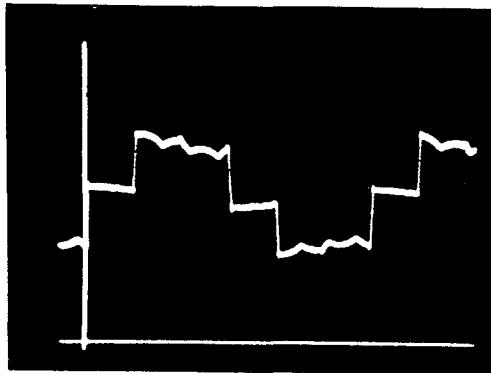


Fig. 12. Waveform of output line current

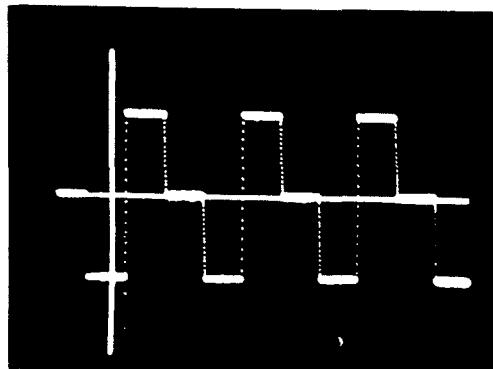


Fig. 15. Waveform of commutating capacitor
voltage

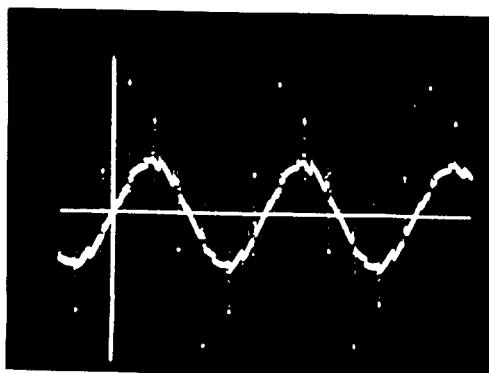


Fig. 13. Waveform of output line voltage

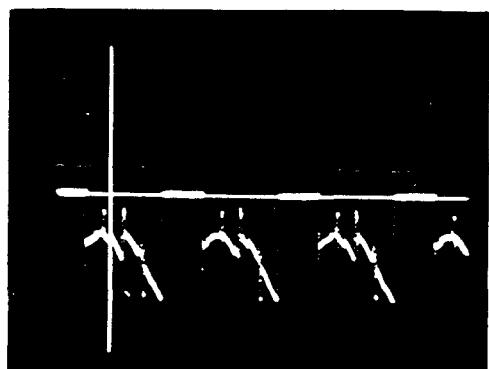


Fig. 16. Waveform of diode voltage

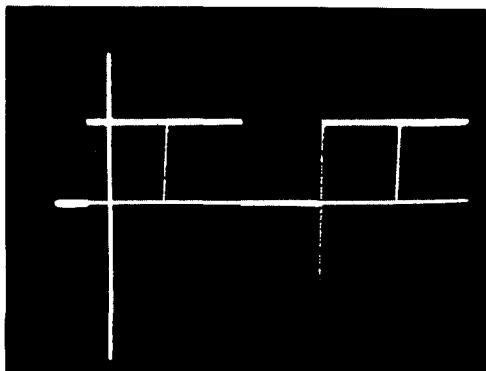


Fig. 17. Waveform of thyristor voltage

가를 알아 보기 위해 電流形인 버터로 실험을 行했다. 그 結果 波形들은 그림12~17에 나타나 있다. 實測한 波形은 시뮬레이션한 波形과 잘一致함을 알 수 있다. 다만, 電流波形에 리플이 存在하는 것은 실제 인버터人力電源이 완전한 직류성분이 아니기 때문이다.

V. 結論

지금까지 電流形인버터에 對한 解析과 아울러 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 얻은 波形들이 실험적으로 관찰된 波形과 거의 정확히 일치한다는 것을 보였다. 또한 실제로 電流形인버터를 設計함에 있어 가장 큰 핵심이 될 수 있는 轉流콘덴서의 容量算定도 本論文에서 提示한 시뮬레이션을 통해 可能하다. 따라서

인버터의 設計를 實驗을 통하지 않고 시뮬레이션함으로써 어느 정도까지 정확히 수행할 수 있게 되었다. 이러한 측면에서 本論文은 電流形인버터 설계에 큰 도움이 될 것으로 믿는다.

참 고 문 헌

- PAULM, Espelage et al., "A Wide-Range static Inverter Suitable for a.c. Induction Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., Vol. IGA-5, pp. 438-445, July/Aug. 1969.
- K. P. Phillips, "Current Source inverter for a.c. motor drives," IEEE-Conference Record, pp. 385-392, 1971.
- R. B. Maag, "Characteristics and application of Current Source/Slip regulated a.c. induction motor drives," ibid., pp. 411-416, 1971
- T. A. Lipo and E. P. Cornell, "State-Vari-able Steady-State Analysis of a Controlled Current Induction Motor Drive," IEEE Trans Ind. Appl., Vol. IA-11, pp. 704-712, Nov/Dec. 1975.
- W. Farrer and J. D. Miskin, "Quasi-Sine-Wave Fully Regenerative Inverter," Proc. IEE Vol. 120, pp. 969-976, Sep. 1973.
- M. Showleh, W. A. Maslowski, V. Stefa-novic, "An Exact Modeling and Design of Current Source Inverter," IAS Annual Meet-ing, 1979.