論 文
35~6~2

可變速 3相 誘導 電動機의 토오크 脈動 最小化를 위한 Optimal PWM 方式

Optimal PWM Strategy for Minimization of Torque Ripples of a Variable Speed 3phase Induction Motor

李 允 鍾*·鄭 東 和**
(Yoon - Jong Lee · Dong - Wha Chung)

Abstract

This paper describes the Optimal PWM strategy to reduce a pulsating harmonic torque for a variable-speed drive of 3 phase induction motor. This paper suggests the new Optimal control theory which consists of 1) defining a performance index related to the unwanted effects of the voltage harmonics, (i.e., the components of pulsating harmonic torques) 2) achieving its minimization by a suitable choice of the switching patterns. (i.e., of the commutation angles)

This PWM strategy is compared with the conventional SPWM strategy by numerical method. It is believed that this proposed strategy can reduce more harmonic components and pulsating harmonic torques than SPWM strategy. Also, We could verify the validity of the numerical method by a result of simulation analysis of a variable speed 3 phase induction motor.

1. 序 論

최근 發電되는 總 純粹 電氣에너지의 60% 以上이 驅動用 電動機에 消費되고 있다는 統計가 報告[1]된 바 있으며 이 電動機의 대부분이 直流機에서 誘導機로 代替되고 있는 實情이므로[2] 誘導 電動機의 可變速 運轉이 매우 重要하다고 하겠다.

誘導 電動機를 可變速 運轉할때 인버어터 回路를 使用하게 되는데 이때 인버어터 回路를 構成하는 半導體 素子의 스위칭 作用으로 스위칭 損失이 增加하게 되며 특히 矩形波를 入力시켰을때 많은 高調波가 포함되어 電動機의 高調波 損失 및 토오크 脈動 等의 問題點을 초래하게 된다.[3] 이러한 高調波 影響을 低減시키기 위한 方法으로 여러 PWM (Pulse Width Modulation)方式[4]~[10]이 硏究되어 왔으며이 方式은 한 週期當의 펄스를 各各 다르게 變調시켜 電動機에 入力함으로써 高調波 影響을 低減시킬 수 있는 方式이다.

1964年, Turnbull氏가 SHE (Selected Harmonic Elimination)方式[4]을 發表한 이래 꾸준한 硏究가 거듭되었고 近來에는 電動機 特性을 考慮한 스위칭 方式 즉, 電動機의 損失을 最小化하는 스위칭 方式에 관한 硏究가 國內外的으로 活發하게 進行되고 있다.[9], [10] 그러나, 토오크 脈動分을 考慮한 스위칭 方式에 관한 硏究는 아직 미비하며 이에 대한 硏究로서는 1969年, Thomas A. Lipo氏 等이 인버어터로 制御되는 誘導 電動機의 運轉時 高調波 토오크 및 速度脈動에 관한 硏究[11]를 發表하였으나 단지 6次 高調波分만 考慮하여 實際의 速度範圍와 시스템 파라미터의 變化에 대한 定常狀態의 시스템 動作을 豫測하였으며, Stuart D. T. Robertson氏 等은 인버어터로 制御되는 誘導 電動機의 토오크 脈動에 관한

*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 敎授 · 工博
**正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程
接受日字 : 1986年 1月 9日

研究를 하였고 A. B. Plunkett氏 等은 誘導 電動機의 토오크 脈動에 대한 새로운 方法[13]과 PWM 인버어터로 制御되는 電動機 運轉에서 直接 磁束과 토오크 脈動을 測定할 수 있는 方法[14]을 提示한 바 있다. 그러나, 이들의 研究[11)~14)]는 電動機의 토오크 脈動을 考慮하여 이를 最小化시켜 스위칭角을 決定하는 方法은 提示하지 않았다. 그 後 進展된 方法으로 1981年, Tung Hai Chin氏 等은 電流源 인버어터로 制御되는 電動機의 시스템에서 토오크 脈動을 低減시키는 方法[15]을 提示하였으나 인버어터의 安定性이 良好한 電壓源 인버어터에 대해서는 關心을 기울이지 않았다.

本 研究에서는 이러한 點을 勘案하여 電壓形 인버어터로 制御되는 3相 誘導 電動機의 高調波 토오크 脈動分을 評價函數로 定하고 이 評價函數를 最小化하는 스위칭 角을 PM (Positive Modulation)과 NM (Negative Modulation)에 대해서 구하였다. 또한, 이 스위칭角을 利用하여 3相 誘導 電動機를 可變速 運轉할때 나타나는 토오크 脈動을 豫測하기 위하여 d-q軸 數學的 모델[16), 17)]을 適用하여 시뮬레이숀을 통해 解析해 본 結果, 從來에 一般的으로 使用되어 왔던 SPWM (Sinusoidal PWM) 方式보다 토오크 脈動을 현저히 低減시킬 수 있는 方式임을 알 수 있었고, 本 Optimal PWM 方式의 妥當性을 立證할 수 있었다.

2. 토오크 脈動의 最小化를 위한 Optimal PWM 方式

2.1 Optimal PWM 方式의 理論

그림1은 TR 素子로 構成된 3相 인버어터의 基本 回路圖를 나타내며 n은 DC供給電壓 $E_D/2$의 理論的인 中央탭을 表示한다. TR A, B 및 C는 PWM 波形에서 正電壓일때 動作하고 TR $\bar{A}$, $\bar{B}$ 및 $\bar{C}$는 負電壓일때 動作한다.[10]

그림2(a)와 (b)는 $\pi/2$에 대해 對稱인 半波對稱으로 仮定한 인버어터의 相電壓 $V(\alpha)$이며 펄스의 크기는 $\pm E_D/2$이다. 스위칭角 α_1, α_2, ……, α_M은 式 (1)의 條件을 만족한다.

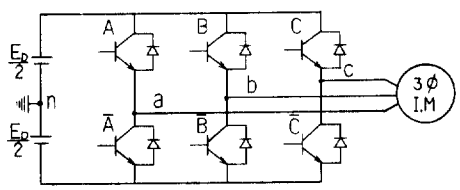
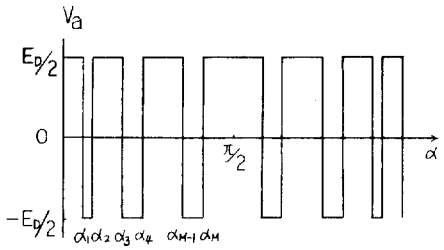
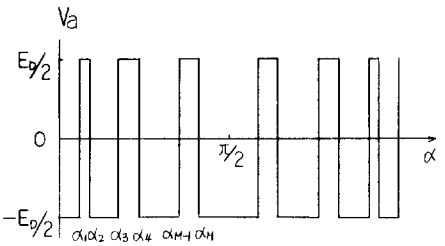


그림1. 3相 인버어터 基本 回路圖.

Fig. 1. Basic circuit of 3phase inverter.



(a) PM (Positive Modulation)



(b) NM (Negative Modulation)

그림2. PWM波形

Fig. 2. PWM waveform.

$$0 \leqq \alpha_1 \leqq \alpha_2 \leqq \alpha_3 \cdots\cdots \leqq \alpha_{M-1} \leqq \alpha_M \tag{1}$$

여기서 M은 0~$\pi/2$사이의 스위칭數이며 電壓 피이크値는 式 (2)와 같다.

$$V_K = 4/\pi \int_0^{\pi/2} V(\alpha) \sin k\alpha d\alpha$$
$$= S(-1)^M \frac{2E_D}{k\pi}\{1+2\sum_{i=1}^{M}(-1)^i \cos k\alpha_i\} \tag{2}$$

$V(\alpha)$가 $\pi/2$에서 $+E_D/2$이면 $S=+1$이고 $\pi/2$에서 $-E_D/2$이면 $S=-1$이 되며 $S=+1$일때 PM이라하고 $S=-1$일때 NM이라고 定한다. 式 (2)에서 $k=1$인 基本波 電壓의 크기는 式 (3)과 같이 表現된다.

$$V_1 = S(-1)^M 2E_D/\pi \cdot \{1+2\sum_{i=1}^{M}(-1)^i \cos\alpha_i\} \tag{3}$$

式 (1)과 式 (3)에서 基本波 電壓의 出力 範囲는 式 (4)와 같다.

$$0 \leqq V_1 \leqq 4/\pi \cdot E_D/2 \tag{4}$$

高調波 토오크의 脈動은 回轉子의 高調波 電流와 空隙內 高調波 磁束의 相互作用에 의해 發生하게 되는데 空隙內 高調波 磁束은 매우 적으므로 回轉

子의 高調波 電流에 대한 空隙內 基本波 磁束에 의해 高調波 토오크의 脈動이 發生한다고 할 수 있다. 空隙內 基本波의 磁束ϕ_1에 대한 回轉子의 k次 高調波의 電流I_K 사이에서 發生한 高調波 토오크의 脈動成分은 式(5)와 같다.

$$T_K = \phi_1 I_K \tag{5}$$

基準 周波數에서 X를 漏洩 리액턴스라 하면, k次 高調波의 電流는 式(6)과 같이 表現할 수 있다.

$$I_K = \frac{V_K}{kX} \tag{6}$$

式(6)을 式(5)에 代入하면 式(7)과 같이 된다.

$$T_K = \frac{\phi_1 V_K}{kX} \tag{7}$$

式(7)에서 X 및 ϕ_1이 一定하다고 假定하면 高調波 토오크의 脈動成分은 V_K/k에 比例하게 되며 이를 評價函數로 定할 수 있으며 式(8)과 같이 表現할 수 있다.

$$\sigma_T = \sum_{K=3}^{\infty} \frac{V_K}{k} \tag{8}$$

式(1), 式(3)과 式(4)를 만족하는 全 스위칭角α_i를 구하여 式(8)의 評價函數를 最小化하는 α_i를 구하면 이 α_i가 高調波 토오크의 脈動分을 最小化한 스위칭角이 된다.

2.2 Optimal PWM方式의 結果

式(3)의 基本波 電壓V_1을 0~1(p. u)까지 變化시키면서 이 式을 만족하고 式(1)과 式(4)의 條件을 만족하는 全 α_i를 구하고 式(8)의 評價函數를 最小化하는 α_i를 決定하게 된다. 例를 들면 M=2, K=61 및 PM일때 基本波 電壓과 評價函數는 式(9)와 式(10)과 같다.

$$V_1 = \frac{2E_D}{\pi}\left[1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2\right] \tag{9}$$

$$\sigma_T = \sum_{K=3}^{61} \frac{2E_D}{k^2\pi}\left[1 - 2\cos k\alpha_1 + 2\cos k\alpha_2\right] \tag{10}$$

高調波 電壓V_K는 $\pi/2$에서 對稱인 半波對稱으로 假定하였으므로 2倍數의 高調波가 零이 되며 3相 인버어터이므로 各相의 位相差가 $2\pi/3$이기 때문에 3倍數가 아닌 奇數가 된다. 만약, 式(9)에서 $V_1=1$ (p. u)일때 式(9)를 만족하고 式(1)의 條件을 만족하는 α_1 및 α_2의 값을 구하여 式(10)의 評價函數에 代入하면 式(10)이 最小가 되는 σ_{Tmin}이 구해지며 이때의 스위칭角은 $\alpha_1=61°$와 $\alpha_2=89°$가 된다. 또

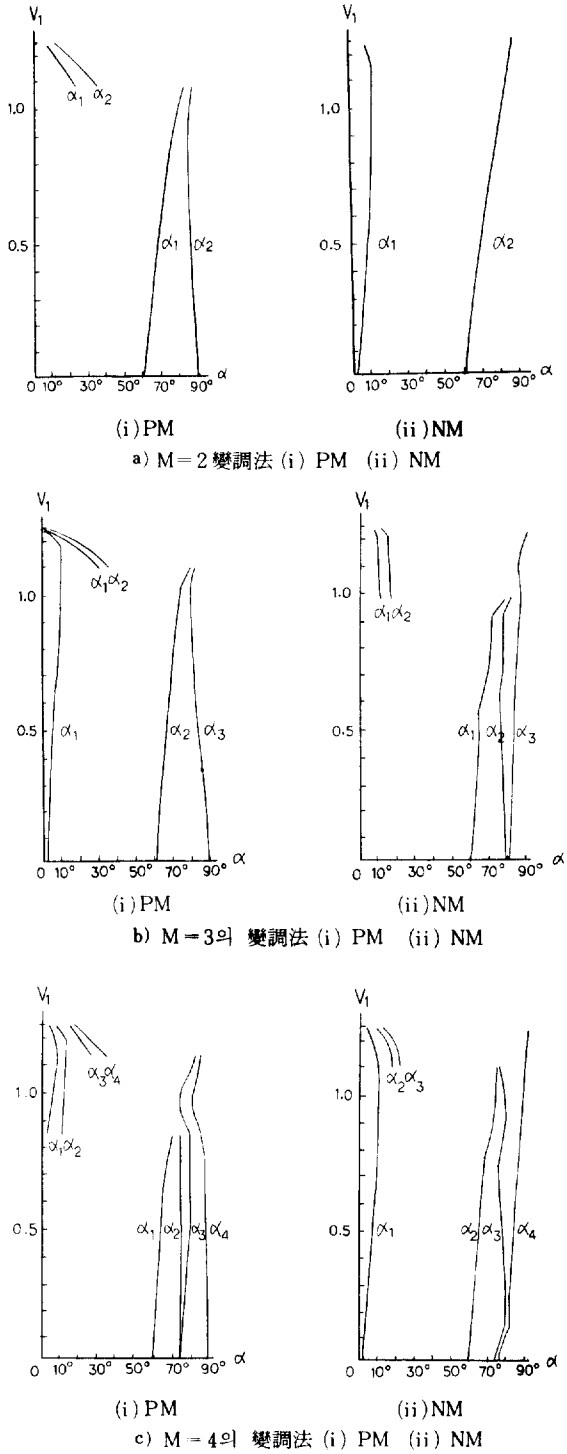


그림3. Optimal PWM 方式에 의한 스위칭角
Fig. 3. Switching angle for Optimal PWM strategy.

한 V_1을 0~1(p. u)까지 變化시키면서 V_1 變化 값에 대해 式(8)의 評價函數를 最小化하여 V_1의 範圍에 대한 스위칭角 α_1과 α_2를 구하면 그림3(a)와 같다. 그리고, NM도 PM과 같은 方法으로 計算하며 그림3(b) 및 (c)는 各各 M=3 및 M=4일때의 스위칭角을 나타낸다.

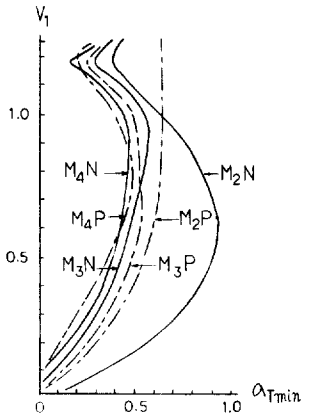


그림4. V_1對 σ_{Tmin} 曲線
Fig. 4. V_1 versus σ_{Tmin} curve.

그림4는 M=2, 3 및 4이고 PM과 NM일때 V_1에 대한 評價函數를 最小化했을때 나타난 結果이며 M이 增加함에 따라 σ_{Tmin}이 減少하고 低電壓 V_1에 대해서는 M이 偶數이면 PM이 有利하고 M이 奇數이면 NM이 有利하다. 같은 스위칭 數에 대해서는 V_1의 變化에 대해 σ_{Tmin}이 여러번의 交叉點이 나타나게 되며 電動機에 큰 影響을 미치는 低電壓 즉, 電動機의 低速度에서 有利한 變調方式을 選定하는 것이 좋으며 그림4에서는 M_2P, M_3N 및 M_4P를 選定함이 有利하다.

2.3 SPWM 方式과 比較

從來에 一般的으로 많이 使用되어 왔던 SPWM 方式[10]은 그림5와 같고 여기서 FR=9와 MD=0.9이며 그림5(a)는 인버어터의 線間電壓 V_{ab}이며 그림5(b)는 이 線間電壓의 高調波分을 나타낸다. 그림6은 本 硏究에서 구한 Optimal PWM方式의 結果이며 SPWM方式과 같은 條件 즉, 한 週期當 같은 스위칭數인 M=4와 V_1=0.9 일때를 나타내었다. 電動機의 運轉에 큰 影響을 미치는 低次 高調波는 Optimal PWM 方式의 경우가 매우 적게 나타남을 알 수 있으며 高次 高調波分은 Optimal PWM 方式의 경우가 SPWM方式보다 약간 많이 나타나게 되

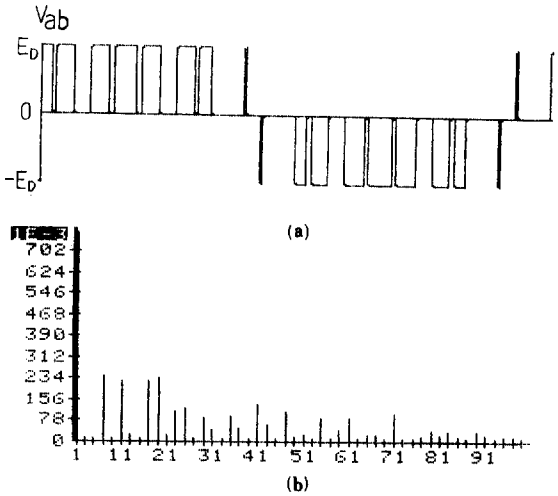


그림5. SPWM 方式
Fig. 5. SPWM strategy

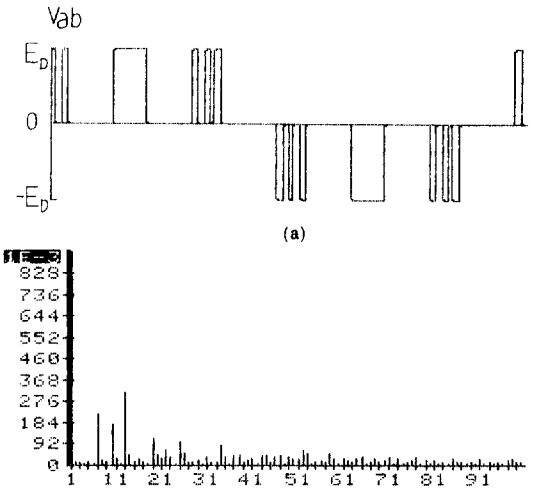


그림6. Optimal PWM方式
Fig. 6. Optimal PWM strategy.

지만 全般的으로 매우 低減되는 現像을 알 수 있다. 그림7은 高調波 토오크의 脈動分을 나타내며 SPWM方式의 FR=9와 Optimal PWM方式의 M= 4 는 한 週期當 스위칭數는 같으나 低速度인 경우에는 토오크 脈動分의 差가 매우 적은 반면 高速度가 되면 매우 큰 토오크 脈動分이 나타남을 알 수 있다. 그러나, 스위칭角을 決定하는데에는 計算時間이 매우 많이 消要되므로 本 硏究에서는 M=4까지 스위칭角을 구했으며 M=4 以上의 경우에 대한 硏究는 다음 기회로 미루고, 實際 3相 誘導 電動機를

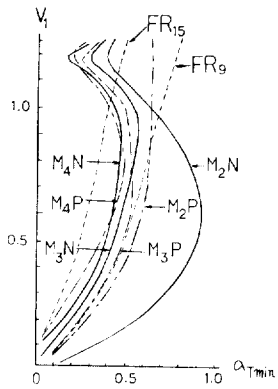


그림7. V_1對 σ_{Tmin}의 曲線
Fig. 7. V_1 versus σ_{Tmin} curve.

運轉시키려면 低速度 運轉에서는 SPWM方式의 FR=15로 하고 高速度 運轉에서는 Optimal PWM方式의 M=4를 選定해서 運轉시키면 高調波 토오크의 脈動이 最小化된 狀態에서 效率的 運轉을 할 수 있다.

3. 可變速 3相 誘導 電動機에 대한 適用 및 檢討

2節에서 구한 Optimal PWM方式의 스위칭角을 利用하여 實際 3相 誘導 電動機를 可變速 運轉시킬 때 나타나는 토오크 脈動成分을 d-q軸 數學的 모델을 適用하여 解析하여 보았다.

3.1 動作 方程式

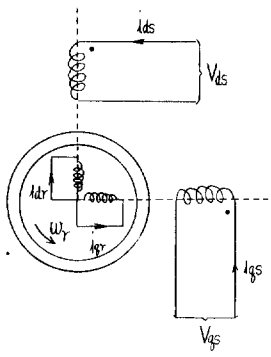


그림8. 誘導 電動機의 d-q軸 回路
Fig. 8. d-q axis circuit of Induction motor.

PWM電壓波形이 電動機의 端子에 入力될때 3相 誘導 電動機의 過渡 및 定常狀態를 d-q軸 數學的 모델[16),17)]을 適用하여 解析할 수 있으며 解析을 간편하게 하기 위해 다음과 같은 假定을 한다.

1. 鐵心은 飽和되지 않고 모든 인덕턴스는 一定하다.
2. 空隙은 均一하며 鐵損은 無視한다.
3. 電動機의 모든 抵抗과 인덕턴스는 周波數에 無關하다.

3相 誘導 電動機의 2次側이 短絡되어 있으므로 $V_{dr}=V_{qr}=0$이고 固定子를 固定된 軸으로 假定하여 그림8에 대한 回路 方程式을 誘導하면 式(11)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_M \\ L_M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_{ds} \\ pi_{qs} \\ pi_{dr} \\ pi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_M\omega_r & 0 & +L_r\omega_r \\ -L_M\omega_r & 0 & -L_r\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(11)을 간단히 表現하면 式(12)와 같다.

$$\mathbf{V} = \mathbf{Ri} + \mathbf{XPi} + \mathbf{Gi} = \mathbf{XPi} + (\mathbf{R}+\mathbf{G})\mathbf{i} \quad (12)$$

flux linkage Φ를 電流i에 의해서 表現하면 式(13)과 같다.

$$\Phi = \mathbf{Xi} \quad (13)$$

$\Phi = [\phi_{ds},\ \phi_{qs},\ \phi_{dr},\ \phi_{qr}]^T$이므로 電流式은 式(14)와 같다.

$$\mathbf{i} = \mathbf{X}^{-1}\Phi \quad (14)$$

式(14)를 式(12)에 代入하여 整理하면 式(15)와 같게 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= \mathbf{RX}^{-1}\Phi + \mathbf{PXX}^{-1}\Phi + \mathbf{GX}^{-1}\Phi \\ &= \mathbf{P}\Phi + \mathbf{F}\Phi \end{aligned} \quad (15)$$

여기서

$$\mathbf{F} = [\mathbf{R}+\mathbf{G}]\mathbf{X}^{-1} = \begin{bmatrix} X_s & 0 & X_M & 0 \\ 0 & X_s & 0 & X_{sM} \\ X_{rM} & 0 & X_r & \omega_r \\ 0 & X_{rM} & -\omega_r & X_r \end{bmatrix}$$

또한,

$$X_s = r_r L_r / (L_s L_r - L_M^2)$$
$$X_r = r_s L_s / (L_s L_r - L_M^2)$$
$$X_{sM} = -r_s L_M / (L_s L_r - L_M^2)$$
$$X_{rM} = -r_s L_M / (L_s L_r - L_M^2)$$

式(15)를 微分形態로 定理하면 式(16)과 같다.

$$P\Phi = V - F\Phi \tag{16}$$

PWM波形에서 인버어터의 出力 相電壓을 V_a, V_b 및 V_c라 하면 d-g軸으로 變換된 V_{ds} 및 V_{qs}는 式(17)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 0 & -1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{17}$$

式(16)에서 Φ를 구하여 式(14)에 代入하면 電流 i를 구할 수 있다. 또한 電氣的 토오크는 式(18)과 같으며 式(16)에서 구한 Φ를 代入하여 計算한다.

$$T_e = \phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr} = \frac{L_M (\phi_{qs}\phi_{dr} - \phi_{ds}\phi_{qr})}{(L_s L_r - L_M^2)} \tag{18}$$

따라서 回轉子의 速度는 式(19)와 같다.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = (T_e - B.\omega_r)/J \tag{19}$$

式(18)을 式(19)에 代入하여 電動機 回轉子의 速度ω_r를 구한다.

本 硏究에서 使用한 誘導 電動機는 3相, 4極이며 定格은 5.5KW, 200V, 23.2A 및 60Hz이고 電動機의 定數는 다음과 같다.

$r_s = 0.642[\Omega]$　　$J = 0.053 kg \cdot m^2$
$r_r = 0.637[\Omega]$　　$B = 0.0331 kg \cdot m^2/sec$
$L_s = 0.02682[H]$
$L_r = 0.02682[H]$
$L_M = 0.02556[H]$

3.2 誘導 電動機의 可變速 制御特性

誘導 電動機를 可變速 運轉할때 起動時 一定한 토오크를 發生하기 위하여 制御器는 一定 磁束을 維持해야 한다. 따라서 그림9와 같이 "V/F" 出力을 一定하게 해야 한다.

그러나 그림10에 나타난 바와 같이 周波數가 變化하면 一定 "V/F"를 維持하기 위해서 電動機는 特定 電流, 토오크 및 速度特性을 가져야 한다.

그림10에서 周波數가 低下하면 最大 토오크는 減

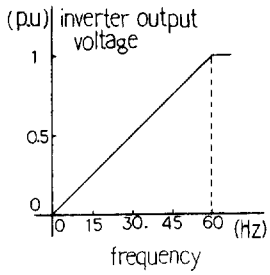


그림9. Offset電壓이 없는 V/F特性
Fig. 9. V/F characteristics without offset voltage.

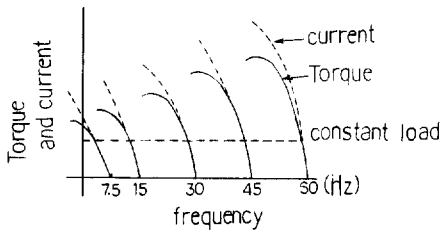


그림10. 一定負荷, offset電壓이 없는 토오크 및 電流 對 周波數 曲線
Fig. 10. Torque and current versus frequency for constant load and no offset voltage.

少하게 되는데 이는 低電壓이 供給된 低周波數에서 固定子 임피이던스 降下가 原因이며 그림11과 같이 低周波數에서 offset電壓을 導入함으로써 解決될수 있다. 이 offset 電壓을 適切히 調節하면 電動機의 速度範圍에서 토오크를 一定하게 維持하는 "V/F" 制御를 實現할 수 있다.

그림12는 制御器의 V/F出力과 誘導 電動機의 速度-토오크의 曲線을 나타낸다. 周波數 60Hz 以下에서는 一定 토오크를 維持하기위하여 "V/F" 制御

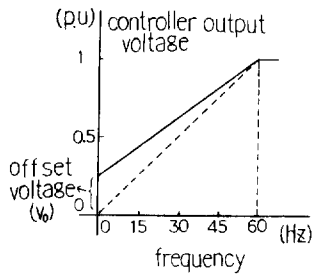


그림11. offset 電壓(V_0)를 考慮한 V/F特性
Fig. 11. V/F characteristics with offset voltage.

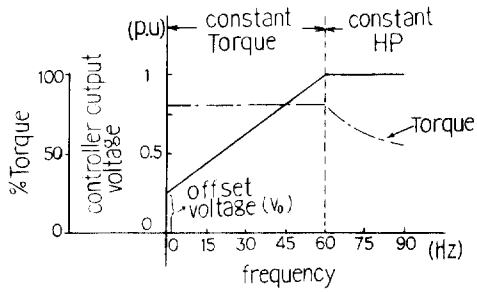


그림12. 調節 周波數의 制御器의 特性

Fig. 12. Adjustable frequency controller characteristics.

를 하고 60Hz以上에서는 擴範圍하게 周波數를 變化시켜 速度를 制御하려면 出力은 一定하게 하고 토오크를 減少시키면 된다.

그러나 本 硏究에서는 電動機를 全 運轉範圍에서 토오크를 一定하게 維持하도록 하면서 解析을 해 보았다.

3.3 토오크 脈動의 解析結果 및 檢討

2節에서 구한 스위칭角을 利用하여 3相 誘導 電動機를 可變速 運轉시킬 때 나타나는 토오크 特性에 대한 過渡및 定常狀態의 解析結果는 그림13과 같다. 그림13(a)는 SPWM方式의 FR=9인 경우로 半週期當 스위칭數가 4인 結果이며 그림13(b)는 本 Optimal PWM 方式의 M=4인 경우로 역시 半週期當 스위칭數가 4로서 같은 條件에서 比較해 보았다. (b)에 나타나는 高調波 토오크의 脈動이 (a)경우보다 현저히 低減됨을 알 수 있으며 이를 더욱 明確하게 하기 위해 定常狀態를 考慮한 高調波 토오크의 脈動을 그림14에 나타내었다. 이 結果에서 나타난 바와 같이 從來에 一般的으로 使用되어 왔던 SPWM方式보다 本 硏究의 Optimal PWM 方式이 高調波 토오크의 脈動을 현저히 低減시킬 수 있는 方式임을 알 수 있었다.

4. 結 論

本 硏究에서는 電壓形 인버어터로 制御되는 3相 誘導 電動機의 高調波 토오크의 脈動分을 評價函數로 定하고 이 評價函數를 最小化시켜 스위칭角을 決定하는 Optimal PWM 方式이다.

數値的 技法에서 구한 이 스위칭角에 대한 本 Op-

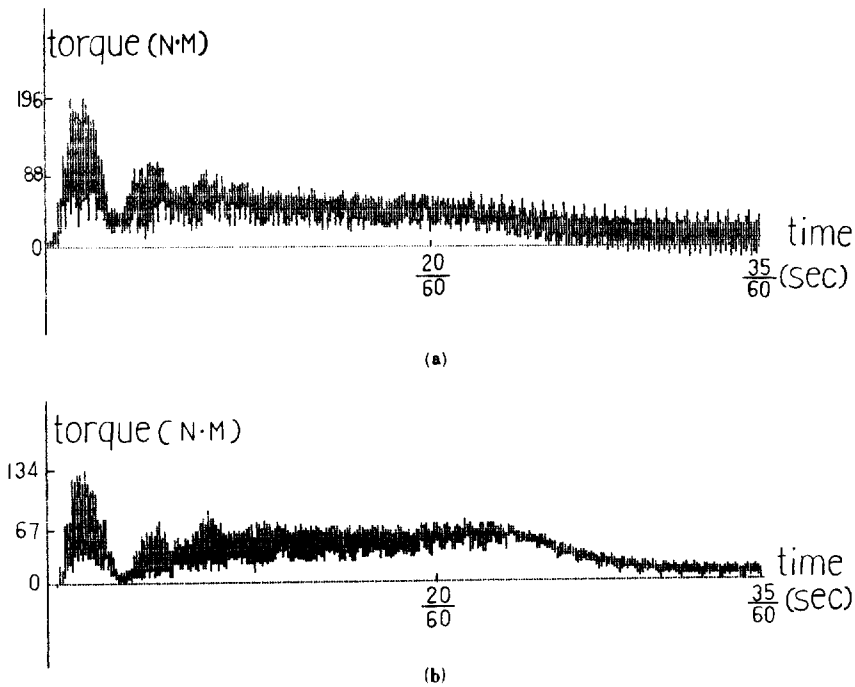
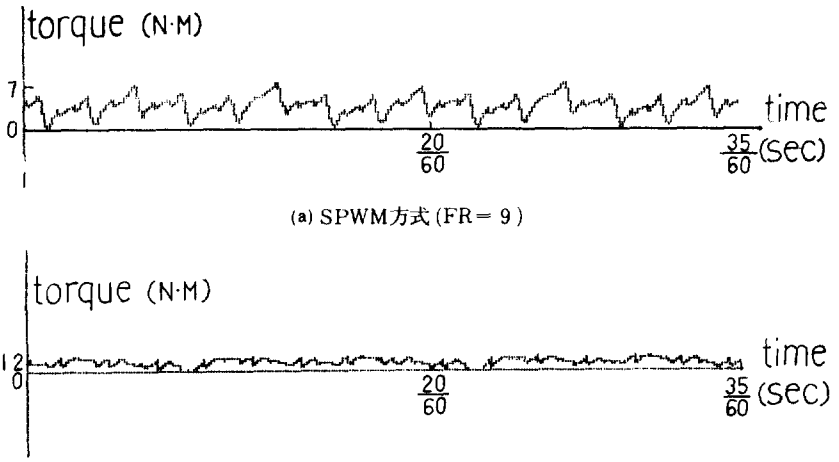


그림13. 可變速 3相 誘導 電動機의 토오크 特性

Fig. 13. Torque characteristics of a variable speed 3phase induction motor.



(a) SPWM方式 (FR＝9)

(b) Optimal PWM方式 (M＝4, PM)

그림14. 定常狀態의 토오크 特性

Fig. 14. Torque characteristics of the steady state.

timal PWM 方式을 從來에 一般的으로 많이 使用되어 왔던 SPWM方式과 比較, 檢討해 보았으며 實際 3相 誘導 電動機를 可變速 運轉할때 나타나는 토오크의 脈動分을 豫測하기 위하여 d-q軸 數學的 모델을 適用하여 시뮬레이숀을 통하여 解析해 보았다. 그 結果, 本 硏究를 통하여 얻어진 結果는 다음과 같다.

1) 出力의 한 週期當 스위칭數가 같을 때에는 Optimal PWM方式이 SPWM方式보다 인버어터 線間電壓의 高調波分 및 高調波 토오크의 脈動分이 적다.

2) 스위칭 周波數가 인버어터의 限界 周波數보다 높아지면 인버어터는 正確한 波形를 出力하기 어렵기 때문에 高調波 토오크의 脈動分이 增加한다.

3) PWM 方式에서는 한 週期當 스위칭數를 增加시키면 高調波 토오크의 脈動分은 減少하며 Optimal PWM方式에서는 같은 스위칭數에서도 低速度에서는 M이 偶數이면 PM이 有利하고 M이 奇數이면 NM이 有利하게 나타난다.

4) 高調波 토오크의 脈動分이 最小인 狀態에서 誘導 電動機를 運轉시키려면 低速度에서는 한 週期當 스위칭角을 쉽게 구할 수 있는 SPWM 方式이 有利하고 高速度에서는 한 週期當 스위칭數가 減少되어야 하므로 Optimal PWM 方式이 有利하다.

5) 數値的 技法에서 구한 스위칭角의 理論은 實際 3相 誘導 電動機를 可變速 運轉할 때 나타나는 토오크의 脈動의 結果에서 알 수 있듯이 妥當性이 立證된다.

本 硏究에서는 高調波 토오크의 脈動分을 比較하기 위하여 一定 스위칭角으로 全 範圍에서 運轉시킨 結果이다. 實際 시스템을 設計하여 運轉시킬때에는 最小의 토오크의 脈動分으로 運轉할 수 있도록 스위칭角을 適切히 選定하면 이 Optimal PWM 方式이 매우 우수한 方法이 되리라 思料된다.

앞으로 스위칭 數M이 5以上일때 스위칭 角을 구하는 問題와 새로운 評價函數의 選定에 관한 硏究가 기대되어지며 本 筆者들은 이에 대한 硏究를 계속할 計劃이다.

參 考 文 獻

1) Bimal K. Bose, "Adjustable Speed AC Drives --A Technology Status Riview", Proceeding of The IEEE, vol. 70, No. 2, pp. 116-135, Feb. 1982.

2) 難波江 章, "最近の 可変速 電動機の 技術動向", 電気學會雜誌, 103卷(9號), pp. 869~870, 昭 58-9.

3) 戸田孝, 寺嶋正之, "高調波 の 影響と低減", 電気學會雜誌, 103卷(9號), pp. 887~890, 昭 58-9.

4) F. G. Turnbull, "Selected harmonic reduction in Static ac-dc Inverter", IEEE Trans., Comm. EI., 83(73), pp. 374-378, 1964.

5) Patel, H. S. and Hoft, R. F., "Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part i-Harmonic Elimination", IEEE Trans., IA-9, pp. 310-317, 1973.

6) Patel, H. S. and Hoft, R. F., "Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part ii-Harmonic elimination", IEEE Trans., IA-10, pp.666-673, 1974.

7) A. Schonang and H. Stemmler, "Static Frequency Changers with Subharmonic Control in Conjuction with Reversible Variable-speed AC Drive", Brown Boveri Rev., 1964.

8) B. Mokrytzki, "Pulse Width Modulated Inverters for AC Motor Drives", IEEE Trans., vol. IGA-3, pp. 493-503, 1967.

9) G. S. Buja and G. B. Indri, "Optimal Pulse Width Modulation for Feeding AC Motors", IEEE Trans., vol. IA-13, pp. 38-44, 1977.

10) Yoon-jong Lee and Dong-wha Chung, "The Study on Optimal PWM for 3 phase Induction Motor Drive", KIEE, vol. 34, No. 9, pp. 28-35, September, 1985.

11) Thoms A. Lipo, Paul C. Krause and Howard E. Jordan, "Harmonic Torque and Speed Pulsations in a Rectifier-Inverter Induction motor Drive", IEEE Trans., vol. PAS-88, No, 5, pp. 579-587, 1969.

12) Stuart D. T. Robertson and K. M. Hebbar, "Torque Pulsations in Induction Motors with Inverter Drives", IEEE Trans., vol. IGA-7, No. 2, pp. 318-323, 1971.

13) A. C. Plunkett and Thomas A. Lipo, "New Methods of Induction Motor Torque Regulation", IEEE Trans., vol.IA-12, No. 1, pp. 47-55, 1976.

14) Allan B. Plunkett, "Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter-Induction Motor Drive", IEEE Trans., IA-13, No. 2, pp.139-146, 1977.

15) Tung Hai chin and Hideo Tomita, "The Principles of Eliminating Pulsationg Torque in Current Source Inverter Induction Motor Systems", IEEE Trans., vol. IA-17, No. 2, pp. 160-166, 1981.

16) P. C. Knause and C. H. Thomas, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans., vol. PAS-84, No. 11, pp. 1038-1053, 1965.

17) Asisk K. Desarkar and Gunner J. Berg, "Digital Simulation of Three Phase Induction Motors", IEEE Trans., vol. PAS-89, No. 6, pp. 1031-1037, 1970.