技術報告

脈動電源과 平滑電源으로 運轉되는 同期電動機 特性 比較에 관한 理論的 解析

李 允 鍾* 白 壽 鉉**

要 旨

Thyristor inverter로 驅動되는 同期電動機의 特性 解析을 直流機로서 取扱하기 위하여 等價回路로 誘導하였고 브러쉬軸 및 이에 直交하는 軸인 γ軸 및 δ軸의 電壓 v_γ, v_δ에 平滑電源과 脈動電源이 印加될 경우 各各의 同期電動機의 特性變化를 구하였다.

그 結果 脈動電壓으로 因한 電機子 卷線에 흐르는 高周波電流는 印加電源 周波數에 6倍되는 脈動토오크가 發生함을 알 수 있었다. 이 脈動토오크의 平均値는 正弦波 電源 驅動時와 거의同一하게 되나 電動機의 慣性 크기에 따라 亂調現象에 미치는 影響을 고려해야 할 것으로 나타났다. 끝으로 120°導通型 및 180°導通型 inverter驅動에 따른 同期電動機의 토오크 特性이 各各 他勵磁 直流電動機 特性 및 定出力 特性이 됨을 밝혀내었다.

차 례

* 正會員：漢陽大 工大 電氣工學科 敎授·工博

** 正會員：東國大 工大 電氣工學科 助敎授

Ⅰ. 序 論

최근 thyristor inverter 製作技術 發展에 따라 誘導電動機 또는 同期電動機의 電源 周波數를 制御하여 廣範圍한 可變速 運轉의 實用化를 위한 硏究가 活發히 進行되고 있으며 部分的으로는 實際 産業系統에 많은 寄與를 하고 있다. 그러나 thyristor inverter로 同期電動機를 速度制御할 경우 脈動電流에 의한 高周波 電流가 電機子捲線에 흘러 토오크特性 및 運轉特性에 영향을 미치게 된다. 아울러 直流電源의 變動은 同期電動機의 安定化 및 亂調現象에 주는 영향이 대단히 크므로 이러한 分野에 대한 많은 硏究[1~5]가 國外 學者들에 의하여 進行되고 있는 實政에 있다.

本 硏究에서는 正弦波 電源 驅動에 의해 安定하게動作하던 同期電動機가 inverter로 驅動될 때 不安定한 動作을 나타내는 原因을 脈動電源 入力에 의한 特性變化에 있다고 생각하여 脈動이 없는 平滑電源 印加時와 相互 比較 解析하여 그 特性變化를 理論解析하는데 力點을 두었다.

끝으로 120°導通型 thyristor inverter와 180°導通

型 thyristor inverter에 의해 運轉되는 同期電動機의 特性을 比較 解析하므로서 inverter로 驅動되는 同期電動機系에서 inverter回路 構成 및 制動捲線 設計에 考慮되어야 할 理論的 根據를 얻도록 하였다.

Ⅱ. Thyristor inverter로 驅動되는 同期電動機의 等價回路와 torque解析

inverter로 驅動되는 同期電動機를 解析하는데 좀더 解析上의 간편을 기하기 위해 宮入壓太[2)]氏가 硏究하였던 直流機로서 취급하는 解析法을 根據로 inverter로 驅動되는 同期電動機의 特性을 究明하기로 한다.

inverter로 驅動되는 同期電動機를 直流機에서와 같이 取扱하기 위해서는 直軸 및 橫軸이 정지되어 있는 狀態에서 d,q變換을 할 수 있는 回轉 電機子型 電動機를 모델로 함이 편리하다고 볼 수 있다.

回轉 電機子型 同期電動機를 thyristor inverter에 의해 驅動되는 回路로 나타낸 것은 그림 1과 같으며 여기서 點線으로 表示된 部分은 直流機로서 考察하여보면 整流子에 해당된다. 이는 一般的으로 thyristor 整流子라 부르며 이를 普通 直流機와 對應시켜 다음과 같이 생각하기로 한다.

thyristor整流子에서 主 構成要素가 되는 Th_A^+, Th_A^-, Th_B^+, Th_B^-, Th_C^+, Th_C^-의 6個의 thyristor는 動作形態에 따라 다음과 같은 2가지 方法으로 구분할 수가 있다.

그림 1에서와 같이 a相에 연결되어 있는 Th_A^+ Th_A^-가 180°마다 번갈아 導通되고 b相, c相에 대하여도 꼭 같으며 各相의 절환위상이 120°差가 일어나게끔 하는 180°導通型 inverter가 있으며 6個의 thyristor중 上側의 Th_A^+, Th_B^+, Th_C^+의 組와 下側의 Th_A^-, Th_B^-, Th_C^-의 組에서 各 組 어느것이던 반드시 한개는 언(on) 狀態에 있으며 따라서 thyristor의 通電時間(通電角)이 120°가 되게하는 120° 導通型 inverter의 두가지 形態가 있다.

이 두가지 形態의 inverter를 thyristor의 通電狀態에 따라 區分하여 各 모드別로 그림 2와 같이 나타낼 수가 있다.

Ⅱ-1. Thyristor整流子의 機械整流子로의 對應

앞서 서술한 120°導通型, 180°導通型 inverter의 thyristor의 動作을 機械整流子로 對應시키면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

그림 3의 (a)는 120°型의 경우로 整流子片數는 3개, 브러쉬軸과 橫軸이 이루는 角을 ϕ_0라 하면 各 卷線이 브러쉬의 正 또는 負側에 접속되는 것은 各 卷線軸의 위치가 $\phi_0-\frac{\pi}{3}$ 또는 $\phi_0+\pi-\frac{\pi}{3}$로 되었을때 부터 $2\pi/3$의 期間이 되며 그림 3의 (b)의 180°型에서는 幅이 180°되는 브러쉬와 비교적 幅이 작은 3個의 整流子片으로 된 整流子로 이루어지며 이때 卷線軸의 位置는 $\phi_0-2\pi/3$(언)에서 $\phi_0+2\pi/3$(오프)기간에 直流 電源 V_s의 (+)側에 접속된다.

그림 3의 (a)의 狀態는 그림 1에서 Th_B^+와 Th_C^-가 通電하고 있는 모드 Ⅲ에서 Th_B^+와 Th_A^-가 通電하는 모드 Ⅳ로 절환되는 狀態로서 Th_C^-가 Th_A^-로 轉流된 直後로 생각하면 된다. 이때 轉流直前 卷線 c에서 Th_C^-로 흐르던 電流는 Th_C^-가 消孤하면 다이오드 D_C^+가 通電하고 卷線 c는 電源의 (+)側에 접속되어 이때 卷線에 蓄積되었 電磁에너지는 電源側에 귀환된다. 이러한 다이오드의 作用은 整流上의 問題點을 解決하기 위한 것으로 생각하면 된다.

그림 3의 (a)에서 귀환 다이오드 D_C^+가 오프되면 卷線 a와 卷線 b에 흐르는 電流는 같게되며 卷線이 만드는 起磁力 分布를 正弦波라고 할때 이 2개의 卷線은 c

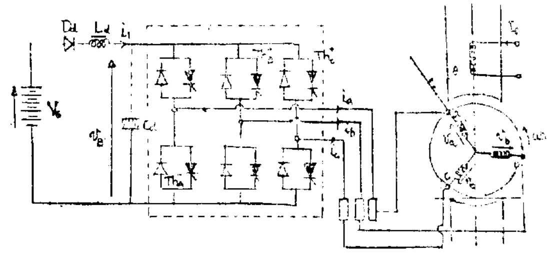

그림 1. thyristor inverter로 驅動되는 同期電動機의 基本回路

Fig. 1. Fundamental circuit diagram of inverter fed synchronous motor.

모-드		Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ	Ⅰ
thyristor 導通	+	Th_A^+		Th_B^+		Th_C^+		Th_A^+
	−		Th_C^-		Th_A^-		Th_B^-	

0 π/3 π 2π, 1주기

(a) 120° type

모-드		Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ	Ⅰ
thyristor 導通	a相	Th_A^+		Th_A^-			Th_A^+	
	b相		Th_B^+			Th_B^-		
	c相	Th_C^-			Th_C^+			

0 π 2π, 1주기

(b) 180° type

그림 2. thyristor整流子의 動作

Fig. 2. The operation of thyristor commutator.

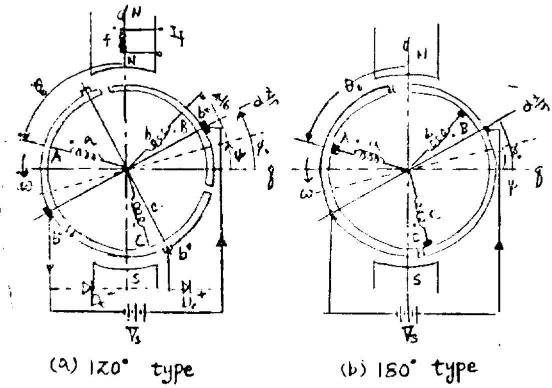

그림 3. Thyristor整流子의 直流機로의 對應
Fig. 3. Equivalent d.c machines of inverter-fed synchronous motor.

卷線에 直交하는 α軸上의 等價인 卷線(α卷線)으로 바꾸어 생각할 수 있다. 여기서 β는 α軸의 直交인 즉 c 卷線과 일치하는 軸을 말한다. 지금 α軸과 q軸(橫軸)이 이루는 角을 ψ라 하면 α軸은 整流子 B,A가 通電狀態에서 ψ는 $\phi_0-\frac{\pi}{6}$에서 $\phi_0+\frac{\pi}{6}$까지 角速度 ω로 움직이는 것으로 생각할 수 있다. 이때 α軸의 位置 즉 ψ가 $\phi_0+\frac{\pi}{6}$에 達하면 整流子片 B는 C로 바뀌게 되어 그림 4와 같이 된다. 따라서 α軸 또한 $\phi_0-\frac{\pi}{6}$로 되어 앞서 서술한 動作이 됨을 알 수 있다. 브러쉬의 位置는 그림 3의 (a)와 그림 4는 서로 다르지만 電流의 方向을 고려하면 양쪽은 서로 等價가 된다. 이때 그림 1과 같은電動機는 一般 直流機와는 달리 電機子 卷線軸이 界磁에 대하여 고정되어 있지 않으며 브러쉬軸 ϕ_0에 관하여 $\pm\frac{\pi}{6}$의 범위를 움직이고 있음을 알 수 있다(그림 5 참조) 이러한 現象은 整流子片 數가 작은 것에 基因된다고 볼 수 있으며 一般 直流機와 현저히 다른 點이다. 이 때문에 電機子 電流에 의한 磁束에 空間的 혹은 時間的 脈動이 發生하므로 이를 吸收하기 위한 制動卷線을 設置해야 한다.

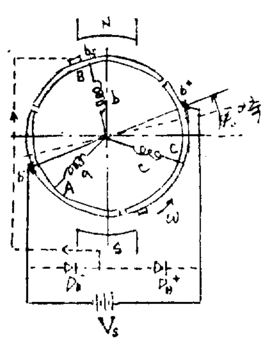

그림 4. 모드 V에서의 thyristor commutator
Fig. 4. Thyristor commutator in mode V.

II-2. Inverter로 驅動되는 同期電動機의 等價回路

(1) 120° 導通型 inverter의 경우

앞서 說明한 바와 같이 電機子 卷線軸이 移動하고直流機와는 달리 電機子 卷線 電流의 動作이 複雜하므로 그림 3의 (a)만으로 그 特性을 解析하기에는 여러 難點이 있어 해석상 편리한 等價回路를 구하기로 한다.

그림 3의 (a)에서 星型結線된 電機子卷線 a,b,c를 α, β의 直交 2軸卷線으로 變換하면 變換行列 [A]는

$$[A]=\sqrt{\frac{2}{3}}\;\begin{array}{c|cc} & \alpha & \beta \\ \hline a & -\sqrt{3}/2 & 1/2 \\ b & \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ c & & -1 \end{array} \tag{1}$$

이며 電壓 v_α, v_β는

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}=[A]_t\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}}(v_b-v_a) \\ -\frac{1}{\sqrt{6}}(2v_c-v_a-v_b) \end{bmatrix} \tag{2}$$

그림 3의 (a) 即 모드 IV의 狀態에서 $v_b-v_a=V_s$이므로 式 (2)에서 v_α는

$$v_\alpha=V_s/\sqrt{2} \tag{3}$$

로 되나 v_β는 다음의 3가지 경우로 나누어 생각하게된다.

(i) 다이오드 D_C^+가 通電하는 경우

그림 3의 (a)에서 $v_c-v_a=V_s$, $v_c-v_b=0$, $i_c<0$가 되므로

$$v_\beta=-V_s/\sqrt{6},\ i_\beta<0 \tag{4-1}$$

(ii) 다이오드 D_C^+, D_C^-가 모두 오프되는 경우

$i_C=0$이므로

$$i_\beta=0 \tag{4-2}$$

이고 v_β는 β 권선의 誘起起電力이 된다.

(iii) 다이오드 D_C^-가 通電하는 경우

$v_c-v_a=0, v_c-v_b=-V_s, i_c>0$가 되므로

$$v_\beta=V_s/\sqrt{6},\ i_\beta>0 \tag{4-3}$$

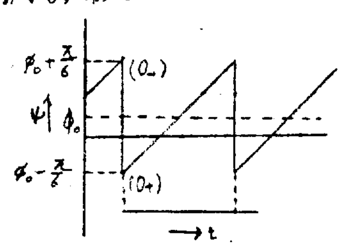

그림 5. α,β軸의 移動
Fig. 5. Motion of α,β axis.

(iii)의 경우의 狀態는 브러쉬軸 ϕ_0를 電機子의 回轉과 反對 方向으로 극단으로 移動했을 때 整流子 C에서 整流子 A로 轉流되기 直前에서 整流子 B,C間에 誘起되는 速度起電力이 電源電壓보다 커지는 경우로 브러쉬에 흐르는 電流가 그림 6과 같이 電源側에 반환되어 지는 方向으로 흐르고 있다면 整流子 C에서 A로 轉流된 直後에 있어서 D_C^-가 通電되는 現象을 意味한다.

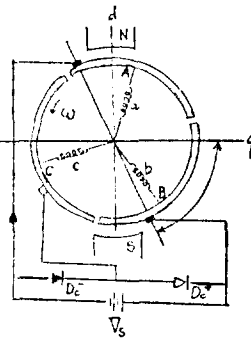

그림 6. 귀환 다이오드 D_C가 通電되는 動作

Fig. 6. The condition where feed back diode D_C^- may be conducting.

이와같이 D_C^-가 通電되는 경우 電動機가 發電機的인 動作을 하는 경우가 되며 ϕ_0를 그림 6과 같은 위치에 놓으면 電機子 電流에 의한 減磁作用이 커져 良好한電動機 特性을 얻을 수 없다. 따라서 이 경우는 무시할 수도 있으나 等價回路를 좀 더 正確히 구한다는 觀點에서 위의 (i),(ii),(iii)의 경우를 모두 고려하여 그림 3의 (a)를 120°導通型 inverter에 대하여 圖示하면 그림 7과 같이 나타낼 수 있다. 이때 β卷線에 흐르는 電流 i_β는 귀환 다이오드를 通하여 電源에 귀류되는 電流임을 알 수 있다.

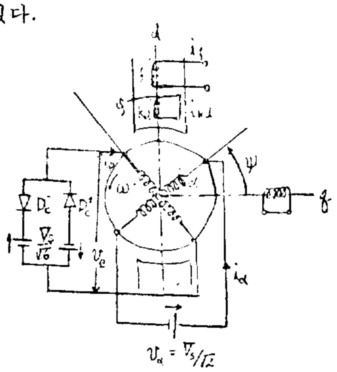

그림 7. Inverter로 驅動되는 同期電動機의 等價回路 (120°型)

Fig. 7. Equivalent circuit of inverter-fed synchronous motor(120° type)

(2) 180°導通型 inverter의 경우

120°導通型일 경우 Th_C^-가 消弧後(모드 Ⅲ에서 Ⅳ로) 卷線 c에 蓄積되었던 電磁에너지가 다이오드 D_C^+를 通하여 電源에 귀류되고 다음의 轉流時까지 卷線에는 電流가 흐르지 않는다. 그러나 180°導通型의 경우 에너지 귀환과정은 120°型과 꼭 같으나 D_C^+가 오프되면 Th_C^+가 通電되어 卷線 c에는 直流電流에서 電力이 供給된다. 따라서 이들 두가지 型의 inverter로 驅動되는 同期電動機의 特性은 相異한 點이 많다. 180° 導通型일 경우 電機子卷線 a,b,c를 α, β 直交 2軸卷線으로 變換하면 120°型의 경우와 같이 v_α, v_β는 式 (2)로 나타낼 수 있다. 그러므로 180°型의 경우 그림 3의 (b)를 α, β軸으로 變換한 等價回路로 圖示하면 그림 8과 같이 된다. 이때 v_α, v_β는 그림 3의 (b)를 참조로 구하여진 값으로 다음과 같다.

$$v_\alpha = V_s/\sqrt{2}, \quad v_\beta = -V_s/\sqrt{6} \tag{5}$$

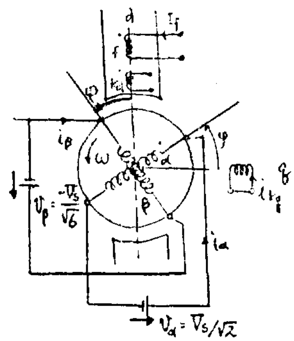

그림 8. Inverter驅動되는 同期電動機의 等價回路 (180°型)

Fig. 8. Equivalent circuit of inverter-fed synchronous motor(180° type)

Ⅱ-3. 同期電動機의 토오크特性

解析上 難點을 없애기 위하여 inverter로 驅動되는 同期電動機는 圓筒界磁型으로 간주하고 界磁卷線이 만드는 磁束은 空間的으로 基本波分만을 考慮하며 이때 鐵心의 磁氣飽和와 鐵損은 없다고 본다. 180°導通型의 inverter 경우는 佐藤 關[1]氏에 의하면 120°導通型의 경우보다 難調에 대한 問題가 그렇게 쉽게 發生하지를 않으므로 180°導通型 inverter 驅動일 때는 制動卷線이 없는 것으로 보고 120°導通型 inverter驅動의 경우 同期電動機는 制動劵線이 있는 것으로 취급하기로 한다. 直流電源 V_s에서 同期電動機에 흘러들어가는 入力電流를 i_1이라 할 때 i_1과 i_α, i_β와의 關係를 구하면 120°導通型의 경우 D_C^+가 通電하거나 D_C^+, D_C^-가 모두 不通일때 入力電流 i_1은 $-i_\alpha$와 같다고 볼 수 있으며 또

한 180°導通型의 경우도 마찬가지로 취급하게 되어

$$i_1=i_\alpha/\sqrt{2}-i_\beta/\sqrt{6} \tag{6}$$

의 關係式이 된다. 120°導通型의 경우 D_C^-가 通電할 때 i_1은 i_b와 같으므로 이때 入力電流는

$$i_1=i_\alpha/\sqrt{2}+i_\beta/\sqrt{6} \tag{7}$$

이 된다.

同期電動機의 토오크特性을 구하는 데는 앞서 설명한 等價回路에서 直流機에서와 같은 取扱으로 定常的인 解法을 適用하면 손쉽게 얻어질 수 있으나 電機子直交 2軸券線 α,β는 그림 5와 같이 角速度 ω로서 ϕ가 $\phi_0-\frac{\pi}{6}$에서 $\phi_0+\frac{\pi}{6}$까지 움직인다. 여기서 券線軸의 움직임은 轉流直前에에 $\phi=\phi_0+\frac{\pi}{6}$ 있었던 券線이 轉流直後 $\phi=\phi_0-\frac{\pi}{6}$로 되돌아 온다고 볼 수가 없으며 轉流直前, 直後의 券線은 別個의 券線으로 생각해야 하므로 過渡解析을 加해야 한다. 이 경우 電流 i_α와 i_β의 初期値가 必要하므로 式 (1)의 變換을 適用하여 다음과 같은 關係式을 얻어낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_a(0^-) \\ i_b(0^-) \\ i_c(0^-) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sqrt{3}/2 & 1/2 \\ \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(0^-) \\ i_\beta(0^-) \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(0^+) \\ i_\beta(0^+) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sqrt{3}/2 & & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(0^+) \\ i_b(0^+) \\ i_c(0^+) \end{bmatrix} \tag{9}$$

여기서 時間 t는 그림 5에서와 같이 轉流直後에서부터 $t=\tau$까지 轉流가 이루어지며 轉流直前을 $t=0^-$, 轉流直後를 $t=0^+$로 表示한다. 또한 i_a,i_b,i_c는 轉流前後에서 連續이어야 하므로 式 (9)에 式 (8)을 代入하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(0^+) \\ i_\beta(0^+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(0^-) \\ i_\beta(0^-) \end{bmatrix} \tag{10}$$

(1) 180°導通型 inverter의 경우

inverter의 入力이 되는 整流回路에서 平滑用콘덴서 C_d의 容量을 充分히 크게하여 定電壓으로 驅動된다고 하면 그림 8의 等價回路에서 電壓—電流 方程式은

$$\begin{bmatrix} V_s/\sqrt{2} \\ -V_s/\sqrt{6} \end{bmatrix} = \begin{array}{c|ccc} & \alpha & \beta & f \\ \hline \alpha & R_1+PL_1 & & PM\sin\phi \\ \beta & & R_1+PL_1 & PM\cos\phi \\ f & PM\sin\phi & PM\cos\phi & R_f+PL_f \end{array} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} \tag{11}$$

이 되며 P는 $\frac{d}{dt}$를 置換한 것이다. 式 (11)에서 計算上의 간편을 기하기 위해 界磁는 定電流勵磁(I_f)된 것으로 하고 電動機는 一定角速度 ω[rad/s]로 回轉한다고 하면 式 (11)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_s/\sqrt{2}-MI_f\omega\cos\phi \\ -V_s/\sqrt{6}+MI_f\omega\sin\phi \end{bmatrix} = \begin{array}{c|cc} & \alpha & \beta \\ \hline \alpha & R_1+PL_1 & \\ \beta & & R_1+PL_1 \end{array} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \tag{12}$$

단 $\phi=\omega t+\phi_0-\frac{\pi}{6}$이다.

한편 電動機의 發生토오크 T_e는 極雙數를 N라 할때

$$T_e(t)=NMI_f\{i_\alpha(t)\cos\phi-i_\beta(t)\sin\phi\} \tag{13}$$

이 되며 電動機 特性을 구하자면 1/6 週期 즉 軸의 1往復에 대하여 解析하면 充分하므로 그림 5와 같이 時間軸을 잡아 式 (12)를 라플라스 變換을 하면 다음과 같은 式 (14)를 얻어낼 수 있다.

$$\mathfrak{L}\begin{bmatrix} V_s/\sqrt{2}-MI_f\omega\cos\phi \\ -V_s/\sqrt{6}+MI_f\omega\sin\phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & \\ & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(0^+) \\ i_\beta(0^+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+L_1S & \\ & R_1+L_1S \end{bmatrix} \mathfrak{L}\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \tag{14}$$

여기서 $i_\alpha(0^+),i_\beta(0^+)$는 $\phi=\phi_0+\frac{\pi}{6}$인 때의 各 軸의 電流値이며 $i_\alpha(0^-),i_\beta(0^-)$는 $\phi=\phi_0+\frac{\pi}{6}$인 때의 電流値로서 이들의 相互關係는 式 (10)에서 表示하였다. 더욱이 電動機가 一定速度로 回轉한다고 하면 $i_\alpha(0^-)=i_\alpha(\tau)$ $i_\beta(0^-)=i_\beta(\tau)$로 쓸 수 있으므로 다음과 같은 關係式이 成立한다.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(0^+) \\ i_\beta(0^+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(\tau) \\ i_\beta(\tau) \end{bmatrix} \tag{15}$$

따라서 式 (14)에 式 (15)를 代入하여 $i_\alpha(t),i_\beta(t)$를 구하면 다음과 같다.

$$i_\alpha(t)=\frac{V_s}{\sqrt{2}R_1}\left(1-\frac{\xi_1}{1-\xi_1+\xi^2}e^{-x_1t}\right)$$

$$-\frac{\omega MI_f}{R_1}\sin\varphi_1\sin(\psi-\varphi_1)$$

$$i_\beta(t)=\frac{V_s}{\sqrt{6}R_1}\left(\frac{2-\xi_1}{1-\xi_1+\xi_1^2}e^{-x_1t}-1\right)$$

$$-\frac{\omega MI_f}{R_1}\sin\varphi_1\cos(\psi+\varphi_1)$$

여기서 $x_1=\frac{R_1}{L_1}$, $\xi_1=e^{-x_1\tau}$, $\varphi_1=\tan^{-1}\left(\frac{R_1}{\omega L_1}\right)$이다. 또한 式 (13)에 式 (16)을 代入하여 電動機의 發生토오크 T_e를 구할 수 있다.

$$T_e(t)=N\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{MI_fV_s}{R_1}\left[\sin\left(\omega t+\phi_0-\frac{\pi}{6}\right)\right.$$
$$\left.-\frac{e^{-x_1t}}{1-\xi_1+\xi_1^2}\left\{\sin\left(\omega t-\phi_0-\frac{\pi}{6}\right)+\xi_1\cos(\omega t+\phi_0)\right\}\right] \tag{17}$$

특히 ω가 比較的 큰 경우 $e^{-x_1t}\simeq 1-x_1\tau, R_1^2\ll(\omega L_1)^2$로 되는 近似條件을 생각할 수 있으므로 式 (17)에 이 條件을 考慮하여 平均値 T_{av}를 구하면

$$T_{av}=\frac{1}{\tau}\int_0^\tau T_e(t)dt=N\frac{MI_f}{L_1\omega}\left\{\frac{\sqrt{6}}{\pi}V_s\sin\left(-\phi_0+\frac{\pi}{6}\right)\right.$$
$$\left.-\frac{MI_fR_1}{L_1}\right\} \tag{18}$$

이 된다. 이 式에 機械 角速度 ω/N를 곱하면 電動機 出力 P_0를 얻어낼 수가 있다

$$P_0=\frac{MI_f}{L_1}\left\{\frac{6}{\pi}V_s\sin\left(-\phi_0+\frac{\pi}{6}\right)-\frac{MI_fR_1}{L_1}\right\} \tag{19}$$

式 (19)에서 { } 內의 第2項은 第1項에 比하여 작으므로 界磁電流 I_f에 比例하여 出力이 增加됨을 알수있고 아울러 電動機의 出力은 一定 界磁下에서 回轉速度 ω에 無關한 定出力 特性이 됨을 알 수가 있다.

(2) 120° 導通型 inverter의 경우

界磁가 定電流로 勵磁되었다고 할때 120°型 inverter驅動에 의한 等價回路를 나타낸 그림 8에서 電壓—電流 方程式은

$$\begin{bmatrix} v_\alpha-MI_f\omega\cos\phi \\ v_\beta+MI_f\omega\sin\phi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{array}{c|cccc} & \alpha & \beta & k_d & k_q \\ \hline \alpha & R_1+PL_1 & & PL\sin\phi & PL\cos\phi \\ \beta & & R_1+PL_1 & PL\cos\phi & -PL\sin\phi \\ k_d & PL\sin\phi & PL\cos\phi & R_2+PL_2 & \\ k_q & PL\cos\phi & -PL\sin\phi & & R_2+RL_2 \end{array} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_{kd}(t) \\ i_{kq}(t) \end{bmatrix} \tag{20}$$

로 된다. 120°導通型 inverter驅動의 경우 v_β는 귀환 다이오드 動作에 의존되므로 式 (20)을 엄밀히 解析한다는 것은 不可能하여 解析上의 편리를 위하여 다음과 같은 假定을 두기로 한다.

(i) i_β는 轉流直後 매우 짧은 時間동안만 흐른다.

(ii) 入力電流는 脈動이 없는 定電流驅動으로 본다.

이때 α券線에 흐르는 電流 i_α는 一定 直流電流로 볼 수 있으므로 이 電流는 I_α라 쓸수 있고 式 (10)과 式 (15)에 의하여 $i_\alpha(0^+)=I_\alpha/2$, $i_\beta(0^+)=\sqrt{3}I_\alpha/2$로 되며 i_α, i_β의 1모드 期間에서의 時間에 따른 電流의 變化는 그림 9와 같다. 단 여기서 i_α가 $I_\alpha/2$에서 I_α로 變化하는 時間 ε은 극히 적다고 취급한다.

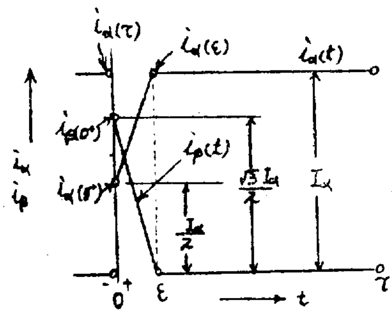

그림 9. 電機子 電流(120°型)

Fig. 9. Armature current(120° type)

式 (20)을 變換行列 〔B〕를 使用하여 正相, 逆相으로 變換하고 關係있는 軸만을 빼내어 整理하면

$$\begin{bmatrix} v_\alpha-MI_f\omega\cos\phi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{array}{c|cccc} & \alpha & \beta & k_1 & k_2 \\ \hline \alpha & R_1+L_1P & & -jLP/\sqrt{2} & jLP/\sqrt{2} \\ k_1 & jL(P-j\omega)/\sqrt{2} & L(P-j\omega)/\sqrt{2} & R_2+L_2(P-j\omega) & \\ k_2 & -jL(P+j\omega)/\sqrt{2} & L(P+j\omega)/\sqrt{2} & & R_2+L_2(P-j\omega) \end{array} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ \varepsilon^{j\phi}i_{1k}(t) \\ \varepsilon^{-j\phi}i_{2k}(t) \end{bmatrix} \tag{21}$$

이 된다. 단, 變換行列 〔B〕는 다음과 같다.

$$[B]=\frac{1}{\sqrt{2}}\ \begin{array}{c|cccc} & \alpha & \beta & k_1 & k_2 \\ \hline \alpha & \sqrt{2} & & & \\ \beta & & \sqrt{2} & & \\ k_1 & & & 1 & 1 \\ k_2 & & & -j & j \end{array} \tag{22}$$

또 電動機의發生토오크 $T_{e(t)}$는 β券線電流가 극히 단 시간만 흐른다는 條件下에서

$$T_{e(t)}=NMI_fI_\alpha\cos\psi+NLI_\alpha\{\varepsilon^{j\psi}i_{1k(t)}+\varepsilon^{-j\psi}i_{2k(t)}\}/\sqrt{2} \tag{23}$$

로 되고 第1項은 界磁와 電機子 電流에 의한 토오크 를 第2項은 制動券線에 의한 토오크를 나타내고 있다 우선 (21)式에서 α軸의 兩邊을 $O+\sim\tau$電間까지 積分하고 그 平均値를 구하면

$$\frac{V_s}{\sqrt{2}}-\frac{3}{\pi}MI_f\omega\cos\phi_0=\left(R_1+\frac{3\omega L_1}{2\pi}\right)I_\alpha-j\frac{L}{\sqrt{2}}\frac{1}{\tau}\int_0^\tau d\left\{\varepsilon^{j\psi(t)}i_{1k(t)}-\varepsilon^{-j\psi(t)}i_{2k(t)}\right\} \tag{24}$$

로 되며 右邊의 第2項을 I_α의 函數로 變化시켜 I_α를 決定하기 위하여 그림 9에서 $\varepsilon\simeq0$로 하고 k_1軸에 對하여 라플라스變換을 하면

$$-\frac{j}{\sqrt{2}}\frac{L}{L_2}(S-j\omega)\frac{I_\alpha}{S}+\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{L}{L_2}\left\{(i_{\beta(0^+)}+ji_{\alpha(0^+)}\right\}+\varepsilon^{j\psi(0)}i_{1k(0^+)}=(S+x_2-j\omega)\mathfrak{L}[\varepsilon^{j\psi(t)}i_{1k(t)}] \tag{25}$$

단, $t_2=\dfrac{R_2}{L_2}$ 이다.

이때 $i_{\alpha(0^+)}=I_\alpha/2$, $i_{\beta(0^+)}=(\sqrt{3}/2)I_\alpha$ 및 $\varepsilon^{j\psi(0)}=\varepsilon^{j\psi(\tau)}\cdot e^{-j\frac{\pi}{3}}\cdot i_{1k(0^+)}=i_{1k(\tau)}$

이므로 이를 式 (25)에 代入하여 풀면

$$\varepsilon^{j\psi(t)}i_{1k(t)}=\frac{I_\alpha}{\sqrt{2}}\frac{L}{L_2}\left[\frac{\varepsilon^{-t_2t}}{1-\xi_2}\varepsilon^{j(\omega t-\frac{\pi}{6})}-j\cos\psi_2\varepsilon^{-j\psi_2}\left\{1-\frac{\varepsilon^{-x_2\tau}}{1-\xi_2}\varepsilon^{j(\omega t+\frac{\pi}{3}}\right\}\right] \tag{26}$$

이 된다. 여기서 $\xi_2=\varepsilon^{-x_2\tau}$, $\varphi_2=\tan^{-1}(x_2/\omega)$이다. 한편 $i_{2k(t)}$는 $i_{1k(t)}$의 共軛으로서 구해진다. 式 (26)과 ω가 비교적 큰 경우 $x_2{}^2\ll\omega^2$, $\varepsilon^{-x_2\tau}\simeq1-\pi R_2/3\omega L_2$되는 近似條件에 의해 式 (24)의 右邊 第2項을 計算하면

$$-j\frac{L}{\sqrt{2}}\frac{1}{\tau}\int_{0^+}^\tau d\left\{\varepsilon^{j\psi(t)}i_{1k(t)}-\varepsilon^{-j\psi(t)}i_{2k(t)}\right\}=-j\frac{L}{\sqrt{2}}\cdot\frac{1}{\tau}\left\{\lim_{\varepsilon\to0+}\left[\varepsilon^{j\psi(t)}i_{1k(t)}-\varepsilon^{-j\psi(t)}i_{2k(t)}\right]_{0^+}^{\varepsilon}+\lim_{\varepsilon\to0+}\left[\varepsilon^{j\psi(t)}i_{1k(t)}-\varepsilon^{-j\psi(t)}i_{2k(t)}\right]_{\varepsilon}^{\tau}\right\}\simeq-\frac{3\omega}{2\pi}\frac{L^2}{L_2}I_\alpha+\frac{q}{\pi^2}\left(1-\frac{\pi}{2\sqrt{3}}\right)\frac{L^2}{L_2}x_2I_\alpha \tag{27}$$

이 되며 式 (27)을 式 (24)에 代入하여 I_α를 구하면다음과 같다.

$$I_\alpha\simeq\frac{\dfrac{V_s}{\sqrt{2}}-\dfrac{3}{\pi}MI_f\cos\phi_0\cdot\omega}{\left\{R_1+\dfrac{9}{\pi^2}\left(1-\dfrac{\pi}{2\sqrt{3}}\right)\left(\dfrac{L}{L_2}\right)^2R_2+\dfrac{\pi}{2}\sigma L_1\omega\right.} \tag{28}$$

이때 $\sigma=1-L^2/L_1L_2$로 漏洩係數이다. 한편 式 (23)에 式 (26)을 代入하여 토오크의 平均値 T_{av}를 구하면 다음의 關係式이 된다.

$$T_{av}\simeq\frac{3N}{\pi}MI_fI_\alpha\cos\phi_0+\frac{3N}{\pi}\left(\frac{3}{\pi}-\frac{\pi}{6}-\frac{\sqrt{3}}{4}\right)\frac{L^2}{L_2}\cdot\frac{R_2I_\alpha{}^2}{\omega} \tag{29}$$

式 (29)에서 第2項은 制動券線에 의한 토오크를 나타내며 制動作用을 하나 第1項과 比較할 때 그 크기는 매우 작다. 따라서 이 경우 電動機의 特性은 第1項에 의해 決定되며 式 (28)에서 I_α가 制動券線抵抗, 電機子 券線의 누설 임피이던스의 영향을 받으므로 多小 速度變動率은 커지나 勵磁電動機와 類似한 特性을 갖는다.

Ⅲ. 脈動電源을 考慮한 同期電動機의 等價回路와 理論式

M-G Set 혹은 商用 正弦波 電源으로 驅動했을 때安定하게 動作하던 同期電動機가 inverter로 驅動될 경우 亂調現象을 일으키는 경우가 흔히 發生하게 된다. 이러한 現象은 inverter入力電源의 脈動成分에 의한高調波토오크 發生과 入力電源의 큰 變動에 의한 것으로 생각되어진다. 그러므로 本 硏究에서는 이러한 亂調現象에 主된 영향을 미치는 脈動電源의 印加時 發生되어질 同期電動機의 토오크 脈動 解析을 主眼點으로 比較的 亂調가 일어나지 않는다는 180°導通型 inverter 경우에 대하여 理論解析을 하기로 한다.

그림 1에서 電動機가 一定負荷로 亂調없이 定速回轉을 하고 있는 狀態에서 $Th_A{}^-, Th_B{}^+, Th_C{}^-$가 通電하고 있는 그림 2의 (b)의 모드 Ⅲ을 그림 10의 (a)와 같이 나타낼 수 있다. 電動機가 그림 10, (a)의 위치에서 角速度 ω로 回轉하고 브러쉬軸 γ와 b相과의 角 ϕ가 $\pi/3$에 이르면 $Th_B{}^+$가 $Th_B{}^-$로 轉流되어 모드 Ⅳ의 狀態로 되며 이를 그림으로 表示하면 그림 10의 (b)와 같이된다. 그림 10에서 (a)와 (b)를 比較하면 界磁와 電機子에 의해 發生하는 起電力은 양자가 꼭 같으므로 電動機의 動作은 ϕ가 0에서 $\pi/3$에 이르는 한 모드期間에대하여 취급하면 충분할 것으로 생각된다.

그림 10의 (a)에서 브러쉬軸 γ, 이것에 直交인 δ軸은 실제로는 空間的으로 固定된 것은 아니며 γ와 q軸이이루는 角 ϕ는 電動機 負荷에 따라 變化하게 된다. 즉同期電動機에서 負荷가 增加할 때 電機子 誘起起電力과 印加電壓의 位相差(內部 位相角)가 增加된다는 것은이미 알려진 바로서 이는 그림 10의 (a)에 있어서 電機子에 加해지는 電壓의 位相을 內部 位相角의 變化量에상당하는 角만큼 앞서게 하는 것에 對應한다. 실제로는 內部 相差角 δ와 그림 10의 브러쉬角 ϕ 사이에는 $\delta=-\phi+\dfrac{\pi}{6}$의 關係(式 (18) 參照)가 있다.

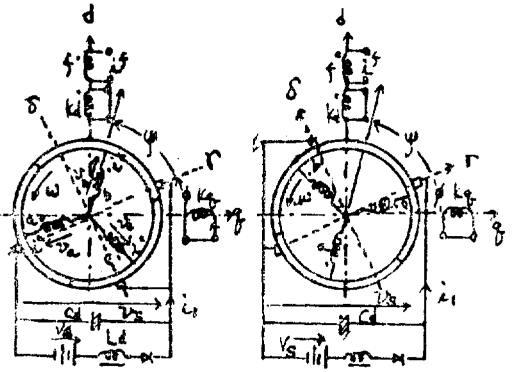

그림 10. Inverter驅動에 의한 同期電動機의 直流機로의 變換

Fig. 10. Equivalent D.C machine of inverter-fed synchronous motor

同期電動機의 亂調는 內部 位相差角 δ가 어떤 週期를 가지고 時間的으로 變動하는 現象을 뜻하며 이것은 그림 10에 있어서 브러쉬角 ϕ가 時間的으로 變化하는 것에 對應된다고 볼 수 있다. 이때 電動機의 回轉角速度를 ω[rad/sec], 電源의 角 周波數를 ω_0라면

$$\omega_0=\omega-\dot{\phi} \tag{30}$$

의 關係가 成立해야 된다. 그러므로 inverter驅動의等價인 모델로 그림 10의 (a)와 같이 얻어진 等價回路는 同期機의 問題를 直流機로서 취급할 수 있는 간편한利點이 있게 된다.

Ⅲ-1. 座標變換 및 等價回路

各 相의 電流 i_a, i_b, i_c와 브러쉬軸 및 이에 直交하는 軸의 電流 i_γ, i_δ와의 關係式은

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} -\cos\left(\phi-\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\phi-\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\phi & \sin\phi \\ \sin\left(\phi-\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\phi-\frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \tag{31}$$

이 되며 γ軸, δ軸의 電壓 v_γ, v_δ와 各相 電壓 v_a, v_b, v_c의 關係는 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} -\cos\left(\phi-\frac{\pi}{3}\right) & \cos\phi & \sin\left(\phi-\frac{\pi}{6}\right) \\ -\sin\left(\phi-\frac{\pi}{3}\right) & \sin\phi & \cos\left(\phi-\frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{32}$$

이때 $\phi=\omega t$로서 그 범위는 $0\leq\phi\leq\frac{\pi}{3}$이다. 그림 10의 (a)에서 $v_b-v_c=v_s, v_b-v_c=0$이므로 이 關係를 式 (32)에 代入하여 v_γ, v_δ를 구하면

$$\left.\begin{aligned} v_\gamma&=\sqrt{\frac{2}{3}}\cos\left(\phi-\frac{\pi}{3}\right)v_s \\ v_\delta&=\sqrt{\frac{2}{3}}\sin\left(\phi-\frac{\pi}{3}\right)v_s \end{aligned}\right\} \tag{33}$$

이 되고 그림 10의 等價回路는 그림 11의 (a)와 같이表示될 수 있으므로 이 等價回路에 대하여 考察하기로한다. 그림 11의 (a)는 直流機로서 취급할 수 있으므로 v_d에 脈動이 없다고 하면 v_s는 V_s로 놓을 수 있고 式 (33)에서 브러쉬電壓 v_γ, v_δ의 모드 期間에 대한 平均値 V^d, V_δ를 구하면

$$V_\gamma=\frac{3}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}}v_\gamma\cdot d\phi=\frac{3}{\sqrt{2}\pi}V_s \tag{34}$$

$$V_\delta=\frac{3}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}}v_\delta\cdot d\phi=\frac{-\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi}V_s \tag{35}$$

이 되므로 그림 11의 (a)는 그림 11의 (b)와 같이 놓을 수 있다.

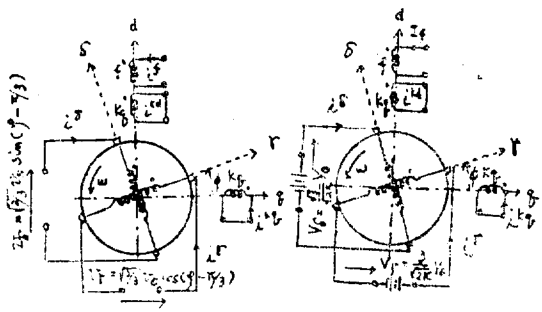

그림 11. 그림 10의 等價回路

Fig. 11. Equivalent circuit of Fig. 10

Ⅲ-2. 理論式의 誘導

理論展開를 좀 더 간단히 하기 위해 界磁는 定電流勵磁($i_f=I_f$) 되고 있다고 하고 그림 11의 等價回路에서 電壓—電流 方程式은 (36)式과 같다.

여기서 R_1, R_k ; 電機子 및 制動卷線의 抵抗, L_1, L_k ; 電機子 및 制動卷線의 自己인덕턴스, M_f, M_k ; 電機子와 界磁卷線 및 電機子와 制動卷線 相互間의 相互인덕턴스. 이때 式 (36)의 인덕턴스는 2相機에 대한 것으로 그림 10의 3相機의 定數와의 사이에는 다음의 關係가 있다.

$$L_1=l'_1+\frac{3}{2}L_1',\ M_k=\sqrt{\frac{3}{2}}M_k',\ M_f=\sqrt{\frac{3}{2}}M_f' \tag{37}$$

단, l_1', L_1' ; 3相機 1次卷線 1相當 漏洩 및 有效인덕턴

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+L_1P & L_1(\omega-\phi) & M_k(\sin\phi\cdot P-\cos\phi\cdot\omega) & M_k(\cos\phi\cdot P-\sin\phi\cdot\omega) & M_f\cos\phi\cdot\omega \\ -L_1(\omega-\phi) & R_1+L_1P & M_k(\cos\phi\cdot P-\sin\phi\cdot\omega) & -M_k(\sin\phi\cdot P-\cos\phi\cdot\omega) & -M_f\sin\phi\cdot\omega \\ M_kP\sin\phi & M_kP\cos\phi & R_k+L_kP & 0 & 0 \\ M_kP\cos\phi & -M_kP\sin\phi & 0 & R_k+L_kP & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \\ i_{kd} \\ i_{kq} \\ I_f \end{bmatrix} \tag{36}$$

스 M_k', M_f' ; a相과 k_d相 및 界磁間의 相互인덕턴스의 最大值. 한편 電動機의 發生토오크 T_e는 極雙數를 N라 할때

$$T_e=N M_f I_f(i_\gamma\cos\phi-i_\delta\sin\phi)+NM_k\{(i_\gamma i_{kd}-i_\delta i_{kq})\cos\phi + (i_\gamma i_{kq}+i_\delta i_{kd})\sin\phi\} \tag{38}$$

로 된다.

여기서 理論式을 간편하게 하기 위하여

$$\left.\begin{aligned} v&=v_\gamma+jv_\delta \\ i&=i_\gamma+ji_\delta \\ i_k&=i_{kq}+ji_{kd} \end{aligned}\right\} \tag{39}$$

라 놓고 式 (36)을 풀면 다음과 같이 된다.

$$v=v_\gamma+jv_\delta=\{R_1+L_1(P-j\omega-\phi)\}i+M_k\varepsilon^{-j\phi}(P-j\omega)i^k + M_fI_f\omega\varepsilon^{-j\phi}$$

$$0=M_k\varepsilon^{j\phi}(P+j\phi)i+(R_k+L_kP)i^k$$

그런데 $\varepsilon^{-j\phi}Pi_k=(P+j\phi)\varepsilon^{-j\phi}i_k$, $\omega_0=\omega-\phi$이며 式 (33)은 $v=\sqrt{\frac{2}{3}}\varepsilon^{j(\phi-\frac{\pi}{3})}v_s$로 표시될 수 있으므로 式 (36)은 다음과 같이 변형시킬 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}}\varepsilon^{j(\phi-\frac{\pi}{3})}v_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+L_1(P-j\omega_0) & M_k(P-j\omega_0) & M_f\omega_0+(\phi) \\ M_k(P+j\phi) & R_k+L_k(P+j\phi) & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ i' \\ I_f(\varepsilon^{-j\phi} \end{bmatrix} \tag{40}$$

단 $i'=\varepsilon^{-j\phi}i_k$이며 마찬가지 方法에 의해 式 (38)을 變形하면 電動機 發生토오크 T_e

$$T_e=NR_e\{i^*(-jM_ki'+M_fI_f\varepsilon^{-j\phi})\} \tag{41}$$

이 된다. 한편 그림 1에서 inverter의 入力電流 i_1은그림 10 및 式 (31)에 의해서

$$i_1=-i_a=\sqrt{\frac{2}{3}}\left\{\cos\left(\phi-\frac{\pi}{3}\right))i_\gamma+\sin\phi-\frac{\pi}{3}i_\delta\right\}$$

$$=\sqrt{\frac{2}{3}}R_e\left\{\varepsilon^{-j(\phi-\frac{\pi}{3})}i\right\} \tag{42}$$

이 되어 同期電動機의 亂調特性을 解析하는데 重要한 基本式이 구하여 진다(式 (40)~(42))

Ⅳ. 動脈入力電源에 의한 特性變化

Ⅳ-1. 脈動토오크 및 平均토오크 特性

前述한 바와 같의 同期電動機를 inverter로 驅動할때는 그림 11의 等價回路의 v_γ, v_d는 一定直流를 加하더라도 脈動電壓을 包含한다. 따라서 이 電壓에 의한 高周波 電流가 電機子 卷線에 흘러 時間的으로 脈動하는 토오크가 發生하게 된다. 이 脈動토오크를 定量的으로 解析하려면 式 (40)~式 (41)의 解를 구하면 되나 計算이 대단히 複雜하므로 解析의 간편을 기하기 위해印加 直流電源은 脈動이 없는 $v_s=V_s$로 하고 電動機는亂調없이 角速度 ω_0[rad/sec]로 運轉되는 것으로 假定하고 브러쉬 角 ϕ는 一定한 角 Φ로 놓고 解를 구하기로 한다. 式 (40)을 라플라스 變換하고 各 모드 前後에서 電流가 連續되는 條件 $i_{(0)}=i_{(\tau)}$를 考慮하여 電流을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i \\ i' \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{(L_k/L_1)V_s\varepsilon^{j\alpha}}{\sqrt{R_k^2+(\sigma\omega_0L_k)^2}} \left\{\left(\varepsilon^{-j\frac{\pi}{3}\phi}+\frac{\pi}{3}\varepsilon^{j\frac{\pi}{3}}\right)\varepsilon^{j\phi} \begin{bmatrix} 1-jR_k/L_k \\ -M_k/L_k \end{bmatrix} + j\sin\alpha\varepsilon^{j\alpha}\left(\varepsilon^{j(\phi+\frac{\pi}{6})} - \frac{\varepsilon^{-j\frac{\pi}{6}}\varepsilon^{-\tan\alpha\phi}}{1-\varepsilon^{-\frac{\pi}{3}\tan\alpha}}\right) \begin{bmatrix} 1-\sigma \\ -M_k/L_k \end{bmatrix}\right\} - j\frac{M_f}{L_1}I_f\begin{bmatrix} \varepsilon^{-j\Phi} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{43}$$

이때 $\sigma=1-M_k^2/L_1L_k$, $\alpha=\tan^{-1}(R_k/\sigma L_k\omega_0)$이다. 一般同期電動機 取扱에서와 같이 一次卷線 抵抗을 무시하고 $(R\to 0)$ 式 (43)을 式 (41)과 (42)에 適用하여 瞬時토오크를 구하면 다음과 같다.

$$T_e=\frac{2}{3}\left(\frac{M_k}{L_1}\right)^2V_s^2\frac{R_k}{R_k^2+(\sigma L_k\omega_0)^2}\ \frac{N}{\omega_0} \left[\phi\sin 2\alpha-\frac{\pi}{3}\sin\left(2\alpha+\frac{\pi}{3}\right)-\left(\phi^2-\frac{\pi}{3}\phi+\frac{\pi^2}{9}\right)\right.$$

$$-\frac{\varepsilon^{-\tan\alpha\phi}}{1-\varepsilon^{-\frac{\pi}{3}\tan\alpha}}\left\{\phi\sin\left(\phi-2\alpha+\frac{2\pi}{3}\right)+\frac{\pi}{3}\sin(\phi-2\alpha)\right]\Bigg\}$$
$$+\sqrt{\frac{2}{3}}\,\frac{M_f}{L_1}\,V_s I_f\frac{N}{\omega_0}\left\{\phi\cos\left(\phi+\Phi-\frac{\pi}{3}\right)+\frac{\pi}{3}\cos\left(\phi+\Phi+\frac{\pi}{3}\right)\right\}\right\} \tag{44}$$

v_r, v_s의 高周波 成分이 없는 基本波 電壓으로 加해졌을 경우 電動機 · 토오크는 式(18)과 같이 된다.

特性解析을 위한 實驗對象 同期電動機의 物理定數는다음과 같다.

出力 2[kw]	$N=6$
$R_k=0.13[\Omega]$	$L_k=10.5[\mathrm{mH}]$
$L_1=10[\mathrm{mH}]$	$M_k=9.2[\mathrm{mH}]$
$M_f=110[\mathrm{mH}]$	$R_1=0.2[\Omega]$

上記의 物理定數를 式 (44)와 式 (18)에 代入하여 周波數 25[Hz], V_s=50[V]일때 순시토오크와 平均토오크를 구한 特性은 그림 12와 같다. 그림 12에서 알수있는 바와 같이 高周波分에 의해 發生하는 토오크는平均토오크에는 거의 影響을 주지 않으나 脈動토오크의 周波數는 電源周波數의 6倍로 된다.

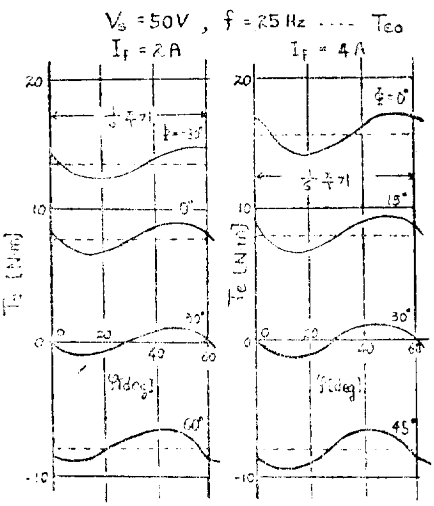

그림 12. 同期電動機의 時瞬토오크와 平均토오크

Fig. 12. Instantaneous and average torque of the synchronous motor.

그러나 어느정도의 慣性을 갖는 同期電動機는 脈動토오크에 應答할 수가 없고 더욱 脈動토오크의 진폭은周波數가 높을수록 減小하는 경향을 가지므로 이러한 高周波토오크의 脈動은 亂調에 主된 要因으로는 看做할수 없을 것으로 생각되어 진다.

180°導通型 inverter와 120°導通型 inverter 驅動에 의해 同期電動機가 發生하는 平均토오크를 나타낸 式(18)과 式(29)에 物理定數를 代入하여 구한 토오크 特性은 各各 그림 (13)과 그림 (14)이다.

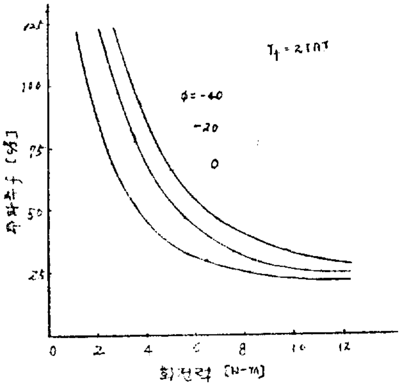

그림 13. 180°型 inverter로 驅動되는 同期電動機의 特性

Fig. 13. Speed-Torque Curve of inverter-fed synchronous motor(180° type)

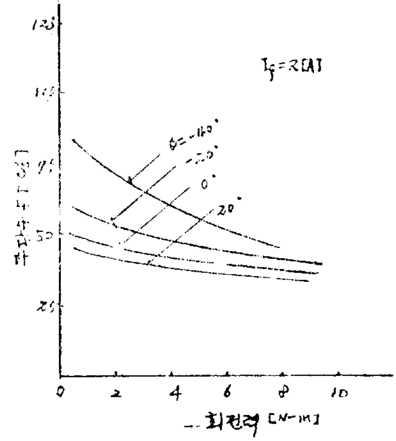

그림 14. 120°型 inverter로 驅動되는 同期電動機의 特性

Fig. 14. Speed-Torque Curve of inverter-fed synchronous motor(120° type)

180°導通型의 경우에 速度토오크 特性은 현저한 直卷特性이 되었으며 V_s를 그렇게 높이지 않더라도 高速度가 얻어지는 定出力 特性을 갖는다.

한편 120°導通型 inverter로 驅動시킬 경우는 一般他勵磁.直流電動機 特性과 類似한 動作이 됨을 알수있다. 다만, 電機子卷線軸 一般 直流機에 比하여 큰 幅으로 움직이게 되므로 速度變動이 커지게 된다. 그러므로 이를 改善하려면 式 (28)과 (29)에서 制動卷線의 抵抗을 작게하고 1次卷線의 누설 임피이던스를 작게하면 된다. 즉 結合이 좋은 制動卷線을 設置하면 좋을것으로 판단되어 진다. 그러나 同期電動機 運轉系에 좀

더 合理的인 判斷을 하기 위하여는 inverter의 周波數 및 瞬時 脈動토오크는 同期電動機 運轉制御系 安定化에 직접적인 영향을 미치게 되므로 이에대한 回路素子 選定의 適正한 設計 硏究가 앞으로의 課題로 생각되어 진다.

Ⅳ-2. 入力電流의 脈動

直流電源이 一定할 때 高周波 脈動을 包含하는 入力電流 i_1은 式 (43)을 式 (42)에 代入하여 구하면

$$i_1=\frac{2}{3}\frac{L_k}{L_1}\frac{V_s}{\sqrt{R_k^2+(\sigma L_k\omega_0)^2}}\Big[\Big(\cos\alpha+\frac{R_k}{\omega_0L_k}\sin\alpha\Big)\psi+\frac{\pi}{3}\Big\{\cos\Big(\alpha+\frac{2\pi}{3}\Big)+\frac{R_k}{\omega_0L_k}\sin\Big(\alpha+\frac{2\pi}{3}\Big)\Big\}-(1-\sigma)\sin\alpha\Big\{\cos 2\alpha+\frac{\varepsilon^{-\tan\alpha\psi}}{1-\varepsilon^{-\frac{\pi}{3}\tan\alpha}}\cos\Big(\psi-2\alpha-\frac{2\pi}{3}\Big\}+\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{M_f}{L_1}I_f\cos\Big(\psi+\Phi+\frac{\pi}{6}\Big) \tag{45}$$

이 되며 高周波 電流가 흐르지 않을 경우의 入力電流 i_{10}는 다음과 같이 구해진다.

式 (40)의 左邊의 電壓은 式 (34), (35) 및 式 (39)에 의하여 $\frac{\sqrt{6}}{\pi}V_s\varepsilon^{-j\frac{\pi}{6}}$로 되며 式 (40)의 電流는 直流이므로 P를 零으로 놓으면 $i'=0$로 되고 i는 다음과 같이 된다.

$$i=j(V_s\varepsilon^{-j\frac{\pi}{6}}-M_fI_f\omega_0\varepsilon^{-j\Phi})/\omega_0L_1 \tag{46}$$

또한 式 (46)을 式 (42)에 代入하면 i_{10}를 구할 수 있다.

$$i_{10}=\frac{2}{\pi}\frac{V_s}{\omega_0L_1}\sin\Big(\psi-\frac{\pi}{6}\Big)+\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{M_f}{L_1}I_f\cos\Big(\psi+\Phi+\frac{\pi}{6}\Big) \tag{47}$$

電動機의 物理定數를 式 (45)와 式 (47)에 代入하여 1모드에 대하여 圖示한 것은 그림 15와 같다.

그림에서 點線은 高周波를 包含하지 않은 경우의 入力電流가 되며 斜線을 친 부분은 v_γ, v_δ의 高周波分 電壓에 의한 入力電流의 增減分이 된다. 그러나 入力電流의 增減量은 I_f와 Φ와 無關係가 되며 그 平均値는거의 零이 됨을 알수 있다. 또한 高周波 電流의 脈動은 電動機의 運轉力率에 영향을 주고 있음을 알수가 있다

Ⅴ. 結　論

thyristor inverter로 驅動되는 同期電動機의 토오크特性 解析에서는 平滑電源이 印加된 경우의 120°導通型 및 180°導通型 inverter에 대하여 解析하였으며 式의 誘導結果 180°導通型 inverter驅動時에는 電動機 回轉速度에 關係없이 定出力(直卷)特性을 나타내었고 120°導通型 inverter驅動의 경우는 他勵磁 直流 電動機와 同一한 特性을 나타내었다. 또한 驅動 inverter에 따른 브러쉬軸 및 이에 直交하는 軸인 γ軸 및 δ軸의 電壓 v_γ, v_δ에 脈動成分이 包含되어 있는 경우 電機子卷線에 高周波가 包含되므로 電源 周波數의 6倍가되는 脈動토오크가 發生한다. 이 脈動토오크의 平均値는 脈動成分을 包含하지 않은 平滑電源으로 轉運되는 토오크와 거의 同一하게 나타나고 있으므로 全體的인 電動機토오크의 크기는 電源의 脈動如否에 크게 依存되지 않는다고 볼 수 있다. 그러나 同期電動機의 慣性이 작은 경우는 脈動토오크에 銳敏한 反應을 보이게 되므로 亂調現象을 超來할 것으로 생각되어진다.

이 動脈토오크가 電動機 亂調 및 安定化에 미치는影願은 本硏究에서 취급한 局面만으로는 充分하지 않으므로 直流電源回路, inverter回路 및 電動機 等價回路素子등의 傳達系統解析을 하여야만 보다 合理的이고正確한 結果를 얻을 수 있을 것으로 判斷되어지는 바이다.

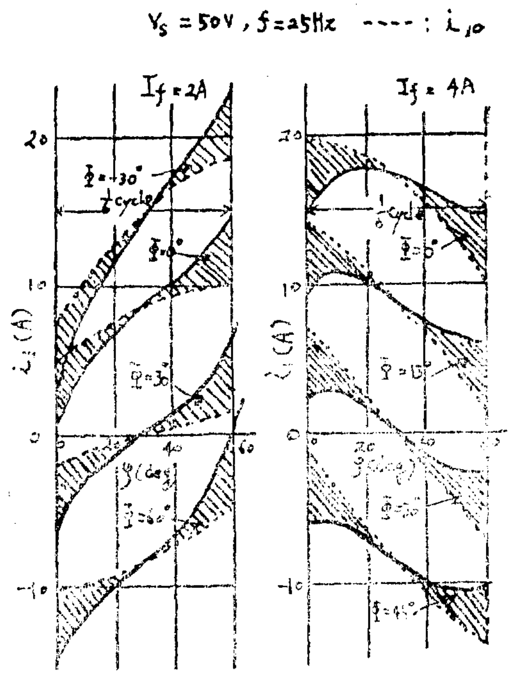

그림 15. 入力電流의 變化特性
Fig. 15. The variation of input current

끝으로 본 연구는 大韓電氣協會 奬學會 硏究費 支援으로 이루어진 것임을 밝히는 바이다.

參 考 文 獻

1. 佐藤則明 "SCRインバータによる 同期電動機の 運轉 日本電氣學會誌, Vol. 85, pp. 685~694, 1965

2. 宮入, 常廣讓, 無整流子電動機の 直流機としての解析すよでの特性, 日本電氣學會誌, Vol. 85, pp. 1585~1594, 1966
3. 常廣讓, サイリスタインバータで 驅動をれる 同期電動期の 亂調につして 日本電氣學會誌, Vol. 91, pp. 345~354, 1971
4. 安岡育險, インバ1タで驅動される 同期電動機の 安定性につしで 日本電氣學會誌, Vol. 95-B, pp. 407~414, 1975
5. 矢野 隆, 脈動電壓 界磁卷線に 供結する 制動卷線付 突極 多相同期の 解析 日本電氣學會誌, Vol. 86, pp. 471~480, 1966
6. R.S. Ramshaw, "Power Electronics, thyristol controlled power for electric motor," Chapman and Hall (London), (1975), pp. 172~189
7. N.N. Hancock, "Matrix Analysis of Electrical Machinery," Pergaman Press, (1974), pp. 189~216
8. 宮入壓太, 電氣機械エネルギ變換工學, 丸善出版社 (1976)