

# 誘導機 高速驅動 方式

成 世 鎮  
(忠南大 工教大 助教授)

## ■ 目 次 ■

- 1. 序 論
- 2. Dual-inverter에 의한 驅動方式
- 3. 高周波 Cycloconverter에 의한 驅動方式
- 4. 끝맺음  
참고문헌

### ① 序 論

交流電動機의 可變速驅動system은 단지 直流電動機의 代替로서 뿐만 아니라, 지금까지 그런 대로 一定速度運轉을 해 왔던 많은 産業, 公共事業用的 電動機로서도 사용되게 되었으며, 그 應用分野가 점점 넓어지고 보편화되어 가고 있다. 이는 그동안 電力半導體素子 定格의 향상과 Custom IC, microprocessor 등 microelectronics의 發達과 新制御理論의 適用에 의해 반도체 전력변환장치의 신뢰성, 제어성이 높아졌고, cost down이 부단히 이루어진 결과에 힘입은 바 크다 하겠다.

交流可變速驅動 system은 電動機에 따라 여러가지 방법이 있으나 그 중에서도 농형유도전동기는 回轉子의 構造가 간단하고 튼튼하여 타전동기에 비해 高速運轉에 적합하다. 그래서 高速運轉을 필요로 하는 원심분리기, 항공기 전원용 발전기 Turbo엔진을 탑재한 자동차의 전원용은 물론 장래에는 高速運轉을 함으로서 에너지 저장밀도를 높일 수 있는 Fly-wheel energy storage system의 Fly-wheel驅動用으로서의 應用이 기대된다. 또한 지금까지만 해도 高速驅動이 일반적이지 않았던 Blower, Fan 같은 것은 高速驅動을 시킴으로서 system size를 소형화시킬 수 있어 space의 제한을 받는 工場, 고층빌딩, 지하상가 등에서의 응용이 가능하리라 생각된다.

誘導機를 商用電源 周波數인 60 [Hz] 이상의 高周波로 驅動시키려던 自勵轉流型 周波數 變換裝置가 필요하며, 종래의 轉流turn-off Thyristor를 사용할 경우는 轉流回路가 필요하게 되어 變換裝置가 복잡하게 되고 따라서 비싸지며, 轉流에 따른 손실로 인하여 효율의 저하를 피할 수 없다.

이러한 점은 최근 소자의 定格向上이 현저한 GTO Thyristor 나 Power Transistor 등 自己消弧型素子에 의해 해결이 기대되고 있으나, 현재까지는素子容量의 한계, 直並列 接續, 轉流에너지 處理 등 技術的인 문제와 素子の 가격이 비싸다는 경제적인 문제가 해결되어져야만 가능하게 되리라 사료된다.

本 稿에서는 종래의 Thyristor를 利用한 大容量, 高周波화가 가능한 誘導機驅動方式을 소개하고 그 특성과 문제점에 대하여 검토해 보겠다.

### ② Dual-inverter에 의한 驅動方式<sup>1)~3)</sup>

#### 2.1 回路構成

그림 1은 直流電源에 의한 誘導機 高周波 驅動方式인 소위 Dual-inverter의 主回路이다. 本 方式은 종래의 Dual-converter 回路인 逆並列 接續시킨 Thyristor bridge에 Capacitor bank, 負荷인 誘導機, 그리고 直流電源과 DC link reactor로 구성되어 있다.

즉, Dual-converter에서 交流電源이었던 곳에 Capacitor bank와 IM이, 直流負荷이었던 곳이 直

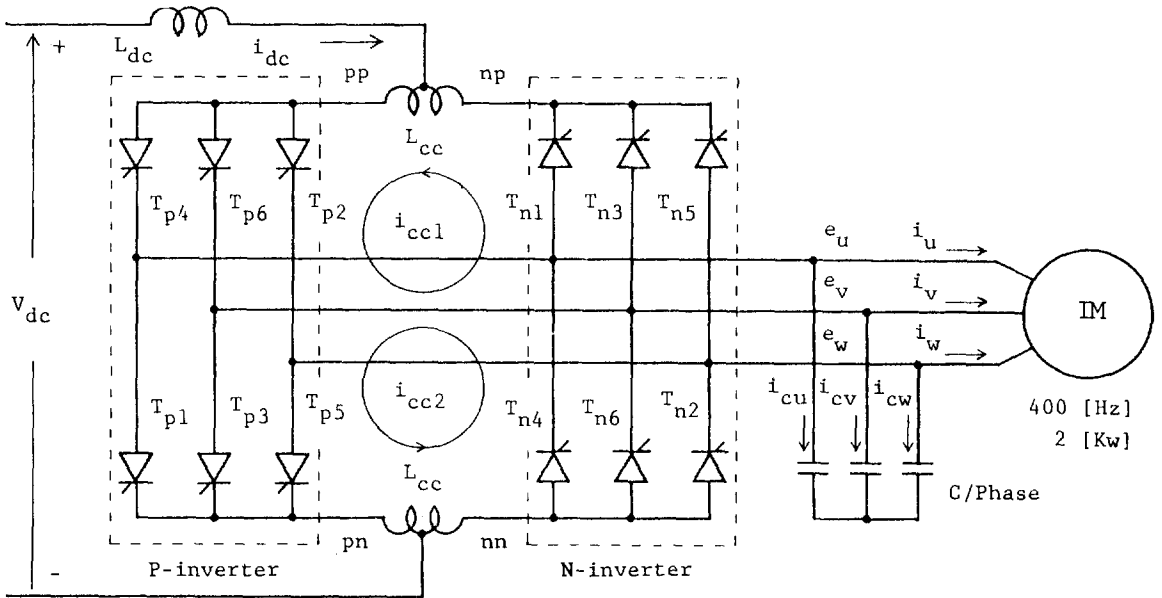


그림 1. Dual-inverter 主回路

流電源으로 바뀌어, converter 가 아닌 inverter로서 기능을 한다.

本 回路의 특징은 誘導機側에 Capacitor C가 연결되었다는 점으로서, C에 의해 誘導機는 勵磁電流를 供給받아 負荷側에 逆起電力을 確立하고, P-, N-inverter의 Thyristor는 이 電壓에 의해 轉流가 이루어진다. 즉 本 回路는 소위 負荷轉流方式의 他勵變換裝置로서, 종래의 轉流turn-off Thyristor를 使用할 수 있어 大電力化가 가능하다는 것이다. 또한 Capacitor C는 誘導機의 勵磁電流 이외에도 inverter 自體가 발생시키는 無効電力까지 供給하지 않으면 안 되기 때문에 大型으로 되기가 쉽다. 그러나 周波數를 높임으로서 Capacitor를 小型化할 수 있기 때문에 本 方式은 高周波驅動에 적합하다 할 수 있다.

### 2.2 動作原理와 條件

그림 2는 P-, N-inverter의 點弧順序와 交流側 電壓을 나타내고 있다. 點弧方式은 종래의 他勵Inverter와 같이 60°等間隙 點弧方式이며, N-inverter側을 P-inverter보다 2β앞서서 點弧를 해 주고 있다. 이렇게 해 주면 交流側엔 이와 同期된 거의 正弦波에 가까운 3相交流電壓이 確立되게 된다.

一般的으로 他勵Inverter에서 Thyristor를 轉流

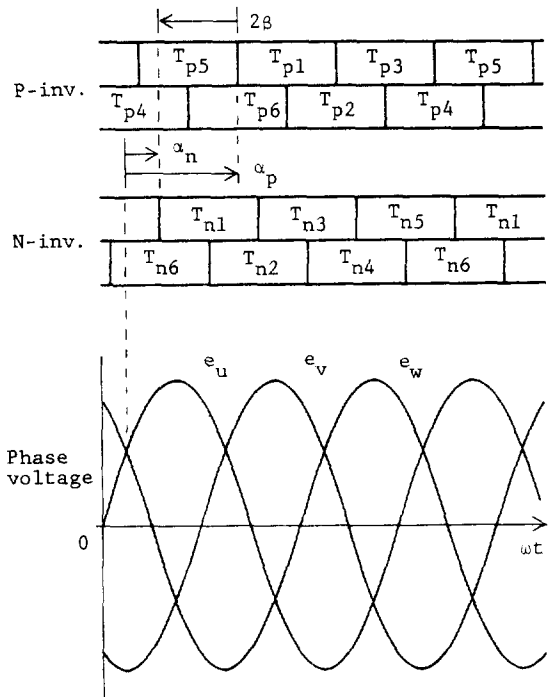


그림 2. 點弧順序 및 負荷電壓

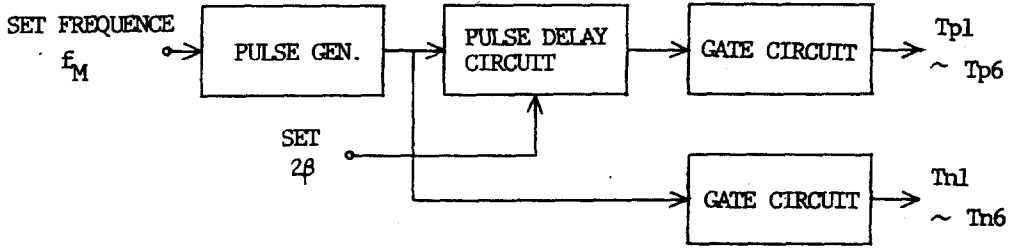


그림 3. 制御回路의 系統圖

시키기 위하여는 點弧 pulse 를 轉流電壓과 同期시켜 주어야 하는데 本 方式에서는 交流電壓과 무관한 임의의 pulse generator 로 부터 줄 수가 있어 點弧回路가 간단하게 된다. 그림 3은 點弧回路의 Block diagram 이다.

本 回路에 있어서 동작상 가장 중요한 역할을 하는 것은 P-, N-inverter 의 gate 制御角差로 인한  $\beta$ 와 交流側에 있어서의 電力의 均衡條件이다. 이 두가지 條件에 의해 入出力關係가 결정된다.

$\beta$ 는 入出力 電壓關係를 결정지워 주는 P-, N-inverter 의 制御角  $\alpha_p, \alpha_n$  과 아울러 inverter 上·下段에 흐르는 循環電流  $i_{cc1}, i_{cc2}$  의 크기를 결정하는 기본적인 constraint 로서 역할을 하며, 이 基本條件 下에서 交流側의 電力의 均衡條件에 의해 循環電流의 連續·斷續狀態 및 이에 연동되어  $\alpha_p, \alpha_n$  이 결정되게 된다. 이러한 유기적인 일연의 관계는 해석적으로 설명할 수 있는데 다음 節에서 다루어 보겠다.

2.3 定常狀態 解析

1) 循環電流에 의한 動作mode 의 分類

P-, N-, 양inverter 사이로 흐르는 循環電流  $i_{cc1}$  과  $i_{cc2}$  는  $\beta$ 와 負荷狀態에 따라 그 波形과 크기가 달라지는데, 誘導機가 電動機(IM) 動作을 할 경우와 發電機(IG) 動作을 할 경우로 나누어  $\beta$ 와 循環電流의 狀態에 따라 분류해 놓은 것이 표 1과 표 2이다.

各 mode 는 크게  $\beta$ 에 의해 H, M<sup>+</sup>, M<sup>-</sup>, L로 나누었고, 또 이 大mode 는 循環電流 狀態에 따라 즉, 連續이나 斷續이나, 또는 斷續을 하더라도 그 狀態에 따라 몇개의 작은 mode 로 각각 분류하였다. IM 動作時와 IG 動作時의 mode가 약간 다르게 되는 이유는 電源電流  $i_{dc}$ 가 IM動作時는 P-inverter 側으로, IG 動作時는 N-inverter 側으로 흐르기 때문

표 1. IG 동작모드

$\beta$	Mode	Wave form of $I_{cc}$
$\pi/6 \leq \beta < \pi/2$	H <sub>c</sub>	
	H <sub>y</sub>	
$0 \leq \beta < \pi/6$	M <sub>c</sub> <sup>+</sup>	
	M <sub>yδ</sub> <sup>+</sup>	
	M <sub>y</sub> <sup>+</sup>	
	M <sub>o</sub> <sup>+</sup>	P-inverter single mode
$-\pi/6 \leq \beta < 0$	M <sub>δy</sub> <sup>-</sup>	
	M <sub>o</sub> <sup>-</sup>	
	M <sub>o</sub> <sup>-</sup>	P-inverter single mode
$-\pi/2 \leq \beta < -\pi/6$	L <sub>δ</sub>	
	L <sub>o</sub>	P-inverter single mode

이다.

2) 循環電流와 交流電壓 位相과의 關係

그림 4는 H mode 경우의 循環電流와 交流電壓과의 關係를 나타낸 것이다. 循環電流가 連續인 Hc mode 에서의  $i_{cc}$  는 一定直流部分과 ripple部分으로 되어 있는데, 그 크기는  $\beta$ 에 의해 결정된다. Hc mode 시에 負荷가 변하면 ripple部分은 變化가 없고  $I_0$ 의 크기만 변화한다. 즉 유도기의 負荷가 감소하면  $I_0$ 가 증가하고, 負荷가 증가하면 반대로 감소

표 2. IM 동작모드

Large Mode & $\beta$	Small Mode	Waveforms of CC
H $\pi/6 \leq \beta < \pi/2$	$H_c$	
	$H_Y$	
	$H_O$	N-inverter single mode
$M^+$ $0 \leq \beta < \pi/6$	$M_c^+$	
	$M_{Y\delta}^+$	
	$M_Y^+$	

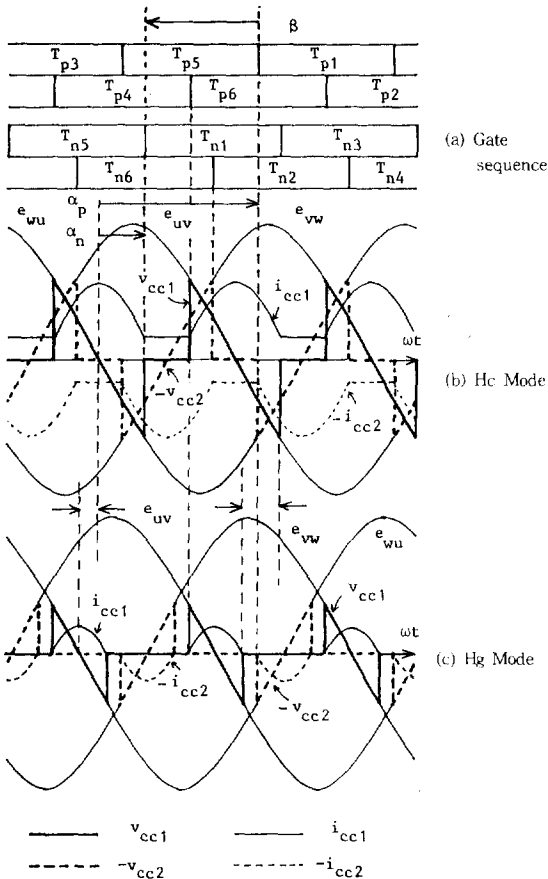


그림 4. H mode 시의 순환전류 및 교류전압관계

한다. 負荷가 계속 증가하면  $I_0$  가 0에 도달하는 때가 생기는데, 여기서 더 負荷가 증가 한 경우가 Hr mode 인 것이다. Hr mode에서 負荷가 증가하면 循環電流의 ripple 部分이 줄어들어 通流區間이 連續일 경우에 비해 작아지는데 이를 循環電流 斷續區間이라고 하며, 그 크기를  $2\theta$ 로 정의하기로 한다.

$L_{ac}$ 가 충분히 크다고 가정하여  $i_{ac}$ 에 의한 循環電流에의 영향을 무시하면 循環電流의 ripple 分은 maximum 값을 취할 때 交流側 線間電壓이 0점을 통과한다고 할 수 있으며 이 점을 중심으로 ripple 分은 대칭이 된다고 할 수 있다. 그래서 循環電流가 연속인 상태에서 부하가 변동하면  $I_0$ 만 변하고 ripple 分은 변하지 않기 때문에 交流電壓의 位相도 변하지 않고 일정하게 되며, 斷續이 되면 連續인 경우에 비해 ripple 分의 peak 點이  $\theta$ 만큼 앞으로 이동하기 때문에 交流電壓의 位相도  $\theta$ 만큼 앞서게 된다. 다른 mode 에 있어서도 循環電流과 交流電壓의 位相과의 관계는 마찬가지이다.

3) 入出力 電壓 關係

P-, N- inverter 兩端의 電壓을  $V_p, V_n$  이라고 하면, 이 전압은 교류측 전압과 각 Thyristor의 on, off 狀態를 나타내는 switching function으로 표시 될 수 있다.

$$V_p = \bar{S}_p \cdot \bar{e}$$

$$V_n = \bar{S}_n \cdot \bar{e} \tag{1}$$

여기서  $\bar{e} = [e_u, e_v, e_w]^T$  이고,  $\bar{S}_p$  는  $T_{p1} \sim T_{p6}$  switching 狀態를 나타내는 함수  $S_{p1} \sim S_{p6}$  와 循環電流의 狀態를 나타내는 mode function으로 나타내어지는 함수이고,  $\bar{S}_n$   $T_{n1} \sim T_{n6}$ 의 switching function인  $S_{n1} \sim S_{n6}$  와 前述한 mode function으로 표현되는 함수이다.

本 system에서 交流側 電壓은 거의 正弦波에 가까우므로 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$e_u = \sqrt{2}(V_m / \sqrt{3}) \sin(\omega_m t)$$

$$e_v = \sqrt{2}(V_m / \sqrt{3}) \sin(\omega_m t - 2\pi/3)$$

$$e_w = \sqrt{2}(V_m / \sqrt{3}) \sin(\omega_m t + 2\pi/3)$$

또한 前節에서 논한 바대로 交流電壓의 位相과  $\beta$ , 그리고 循環電流 斷續區間  $\theta$ 와의 關係를 利用하여  $\bar{S}_p, \bar{S}_n$ 을 구할 수 있는데 그 基本波 成分만을 표시하면 다음과 같다.

$$\bar{S}_p = k \{ \sin \theta_p \sin (\theta_p - 2\pi/3) \sin (\theta_p + 2\pi/3) \}$$

$$\bar{S}_n = k \{ \sin \theta_n \sin (\theta_n - 2\pi/3) \sin (\theta_n + 2\pi/3) \}$$

(3)

여기서  $k = 2\sqrt{3}/\pi$  이고, IM動作時는  $\theta_p = \omega_m t + \pi - \alpha_p$ ,  $\theta_n = \omega_m t + \alpha_p - 2\beta - 2\theta$  이 되고 IG動作時는  $\theta_n = \omega_m t + \alpha_n$ ,  $\theta_p = \omega_m t + \pi - \alpha_n - 2\beta + 2\theta$ 가 된다. 그리고  $\alpha_p$ ,  $\alpha_n$  은 P-, N-inverter 의 制御角이다.

(2) (3)式을 (1)式에 代入하여 P-, N-inverter 兩端의 平均電壓을 求할 수 있는데 IM動作時는

$$V_p = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_m \cos (\pi - \alpha_p)$$

$$V_n = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_m \cos (\alpha_p - 2\beta - 2\theta)$$

이고 IG動作時는

$$V_p = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_m \cos (\pi - \alpha_n - 2\beta + 2\theta)$$

$$V_n = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_m \cos (\alpha_n)$$

으로 된다. 그런데

$$V_p = V_n = V_{dc}$$

(6)

표 3. IM 모드시  $\beta'$ ,  $\alpha_p$ ,  $\alpha_n$

Mode	2θ	β'	α <sub>p</sub>	α <sub>n</sub>
H <sub>c</sub>	0	β	π/2+β	π/2-β
H <sub>γ</sub>	π-2β-γ	π/2-γ/2	π-γ/2	γ/2
M <sub>c</sub> <sup>+</sup>	0	β	π/2+β	π/2-β
M <sub>γδ</sub> <sup>+</sup>	π/3+2β-γ π/3-2β-δ	γ/2+β-γ/2 π/6-2β-δ/2	2π/3+2β-γ/2 2π/3-2β-δ/2	π/3-2β+γ/2 π/3+2β+δ/2
M <sub>γ</sub> <sup>+</sup>	π/3+2β-γ	π/6+2β-γ/2	2π/3+2β-γ/2	π/3-2β+γ/2
M <sub>o</sub> <sup>+</sup>	*1			
M <sub>δγ</sub> <sup>-</sup>	π/3+2β-γ π/3-2β-δ	π/6+2β-γ/2 π/6-2β-δ/2	2π/3+2β-γ/2 2π/3-2β-δ/2	π/3-2β+γ/2 π/3+2β+δ/2
M <sub>δ</sub> <sup>-</sup>	π/3-2β-δ	π/6-2β-δ/2	2π/3-2β-δ/2	π/3+2β+δ/2
M <sub>o</sub> <sup>-</sup>	*1			
L <sub>δ</sub>	π+2β-δ	π/2+2β-δ/2	π+2β-δ/2	-2β+δ/2
L <sub>o</sub>	*1			

표 4. IG 모드시  $\beta'$ ,  $\alpha_p$ ,  $\alpha_n$

Mode	2θ	β'	α <sub>p</sub>	α <sub>n</sub>
H <sub>c</sub>	0	β	π/2+β	π/2-β
H <sub>γ</sub>	π-2β-γ	2β-π/2 +γ/2	2β+γ/2	π-2β-γ/2
H <sub>o</sub>	*1	π/2-α <sub>n</sub>	*1	α <sub>n</sub>
M <sub>c</sub> <sup>+</sup>	0	β	π/2+β	π/2-β
M <sub>γδ</sub> <sup>+</sup>	π/3+2β-γ π/3-2β-δ	γ/2-π/6 2β-π/6 +δ/2	π/3+γ/2 π/3+2β +δ/2	2π/3-γ/2 2π/3-2β -δ/2
M <sub>γ</sub> <sup>+</sup>	π/3+2β-γ	γ/2-π/6	π/3+γ/2	2π/3-γ/2

\*1 cannot be defined

이어야 하므로 여기서

$$V_m = \frac{\pi V_{dc}}{3\sqrt{2} \beta'}$$

(7)

의 入出力 電壓 關係式을 얻을 수 있다. 단  $\beta' = \beta \pm \theta$  로서 +는 IM動作時, -는 IG動作時 성립한다.

표 3과 표 4는 各 mode 에 있어서 循環電流 通流 區間  $r$ ,  $\delta$  와  $\theta$  에 따른  $\alpha_p$ ,  $\alpha_n$ ,  $\beta'$  를 정리한 것이다.

4) 電力의 均衡條件

그림 5는 本system의 交流側 1相當 等價回路이다. 여기서  $P_{in}$  은 直流電源側으로 부터 交流側에 전달되는 有效電力이고,  $Q_{in}$  은 inverter가  $P_{in}$  을 전달하면서 이에 비례하여 발생시키는 遲力率의 無效 전력이다.  $Q_{cc}$  는 循環電流가 發生시키는 遲力率의 無效電力으로 各 mode 別  $\beta$ ,  $\theta$  혹은  $I_0$ 에 따른 값은 표 5와 표 6처럼 된다. 그리고  $Q_c$  는 Capacitor 에 의한 進力率의 無效電力이고  $P_m$  과  $Q_m$  은 負荷인 誘導機의 有效電力과 無效電力이다.

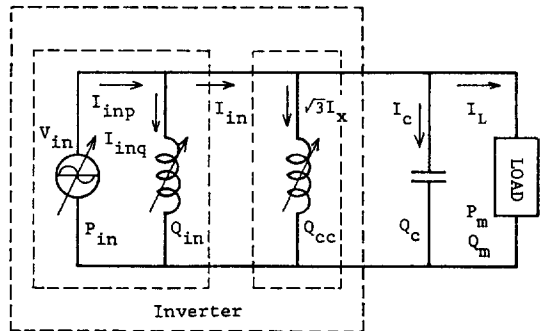


그림 5. 一相當 교류등가회로

표 5. IM 모드시의 Q<sub>cc</sub>와 I<sub>cc</sub>

Mode	Q <sub>cc</sub>	I <sub>cc</sub>
H <sub>c</sub>	Q <sub>o</sub> {π-2β-sin(2β)}+V <sub>q</sub> I <sub>o</sub> cosβ	I <sub>q</sub> {cosβ-(π/2-β)sinβ}+I <sub>o</sub>
H <sub>γ</sub>	Q <sub>o</sub> (γ-sinγ)	I <sub>q</sub> {sin(γ/2)-γcos(γ/2)/2}
M <sub>c</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>o</sub> {2π/3-√3cos(2β)}+V <sub>q</sub> I <sub>o</sub> cosβ	I <sub>q</sub> {(1-π/2√3cosβ+βsinβ)}+I <sub>o</sub>
M <sub>γδ</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>o</sub> {2γ-4β-sinγ-sin(γ-4β)}	I <sub>q</sub> {2sin(γ/2-β)cos(β)-γcos(γ/2-β)cosβ+2βcos(γ/2-2β)}
M <sub>γ</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>o</sub> (γ-sinγ)	I <sub>q</sub> {sin(γ/2)-γcos(γ/2)/2}
M <sub>δγ</sub> <sup>-</sup>	Q <sub>o</sub> {2δ+4β-sin(δ+4β)-sinδ}	I <sub>q</sub> {2sin(δ/2+β)cosβ-(δ+4β)cos(δ/2+β)cosβ+2βcos(δ/2)}
M <sub>δ</sub> <sup>-</sup>	Q <sub>o</sub> (δ-sinδ)	I <sub>q</sub> {sin(δ/2)-δcos(δ/2)/2}
L <sub>δ</sub>	Q <sub>o</sub> (δ-sinδ)	I <sub>q</sub> {sin(δ/2)-δcos(δ/2)/2}

표 6. IG모드시의 Q<sub>cc</sub>와 I<sub>cc</sub>

Mode	Q <sub>cc</sub>	I <sub>cc</sub>
H <sub>c</sub>	Q <sub>o</sub> {π-2β-sin(2β)}+V <sub>q</sub> I <sub>o</sub> cosβ	I <sub>q</sub> {cosβ-(π/2-β)sinβ}+I <sub>o</sub>
H <sub>γ</sub>	Q <sub>o</sub> (γ-sinγ)	I <sub>q</sub> {sin(γ/2)-γcos(γ/2)/2}
M <sub>c</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>o</sub> {2π/3-√3cos(2β)}+V <sub>q</sub> I <sub>o</sub> cosβ	I <sub>q</sub> {(1-π/2√3cosβ+βsinβ)}+I <sub>o</sub>
M <sub>γδ</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>o</sub> {2γ-4β-sinγ-sin(γ-4β)}	I <sub>q</sub> {2sin(γ/2-β)cosβ-γcos(γ/2-β)cosβ+2βcos(γ/2-2β)}
M <sub>γ</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>o</sub> (γ-sinγ)	I <sub>q</sub> {sin(γ/2)-γcos(γ/2)/2}

$$Q_o = \frac{3V_m^2}{\pi\omega_m I_{cc}} \quad V_q = \frac{3\sqrt{2}V_m}{\pi} \quad I_q = \frac{3\sqrt{2}V_m}{\pi\omega_m I_{cc}}$$

電力的 均衡條件이란 交流側に 있어서 有效電力과 無効電力의 合이 각각 Zero 가 되어야 한다는 것이다.

$$\begin{aligned} \sum P_k &= 0 \\ \sum Q_k &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

D. W. Novotny 等은 상기 條件을 利用 CSI, VSI 의 等價回路를 유도한 바 있다.<sup>4), 5)</sup> 상기 條件을 그림 5 의 等價回路에 적용시키면

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_m \\ Q_c &= Q_{in} + Q_{cc} + Q_m \end{aligned} \quad (9)$$

이 된다. 여기서

$$Q_c = \omega_m CV_m^2 \quad (10)$$

$$P_{in} = \frac{3\sqrt{2} V_m I_{dc}}{\pi} \sin \beta'$$

$$Q_{in} = \frac{3\sqrt{2} V_m I_{dc}}{\pi} \cos \beta' = P_{in} \cot \beta'$$

로 구해지며 (9)式과 (10)式으로 부터

$$\omega_m CV_m^2 = P_m \cos \beta' + Q_{cc} + Q_m \quad (11)$$

의 관계를 얻을 수 있다.

위의 (11)式에 의해 P<sub>m</sub>, Q<sub>m</sub>이 정해지면, I<sub>o</sub> 혹은 θ를 구할 수 있다. 표 7과 표 8은 각 mode別 I<sub>o</sub>, θ를 求하는 條件式을 要約한 것이다.

5) 실험 및 계산결과

그림 6은 위에서 求한 조건들에 의해 誘導機 負荷變數에 따른 交流側 電壓과 이때의 循環電流의 크기를 나타내고 있다.

표 7. IM 모드시 전력균형조건

Mode	Constraint of power balance	Remark
H <sub>c</sub>	$I_o = f_{HC}(\beta) = I_{oc} \{ Y_c - Y_{cc} (\pi - 2\beta - \sin 2\beta) / \pi \} - (P_m + Q_m \tan \beta) / 2V_{dc}$	θ=π/2-β -γ/2
H <sub>γ</sub>	$f_{H\gamma}(\gamma) = V_o \{ Y_c - Y_{cc} (\gamma - \sin \gamma) / \pi \} - \sin \gamma \{ P_m + Q_m \cot(\gamma/2) \} / 2 = 0$	
M <sub>c</sub> <sup>+</sup>	$I_o = f_{MC}(\beta) = I_{oc} \{ Y_c - Y_{cc} (2\pi/3 - \sqrt{3}\cos 2\beta) / \pi \} - (P_m + Q_m \tan \beta) / 2V_{dc}$	
M <sub>γδ</sub> <sup>+</sup>	$f_{M\gamma\delta}(\gamma) = V_o \{ Y_c - Y_{cc} [2\gamma - 4\beta - \sin \gamma - \sin(\gamma - 4\beta)] / \pi \} - \sin(\pi/3 + 4\beta - \gamma) \{ P_m + Q_m \tan(\pi/6 + 2\beta - \gamma/2) \} / 2 = 0$	θ=π/6+β -γ/2
M <sub>γ</sub> <sup>+</sup>	$f_{M\gamma}(\gamma) = V_o \{ Y_c - Y_{cc} (\gamma - \sin \gamma) / \pi \} - \sin(\pi/3 + 4\beta - \gamma) \cdot \{ P_m + Q_m \tan(\pi/6 + 2\beta - \gamma/2) \} / 2 = 0$	
M <sub>δγ</sub> <sup>-</sup>	$f_{M\delta\gamma}(\delta) = V_o \{ Y_c - Y_{cc} [2\delta + 4\beta - \sin(\delta + 4\beta) - \sin \delta] / \pi \} - \sin(\pi/3 - 4\beta - \delta) \{ P_m + Q_m \tan(\pi/6 - 2\beta - \delta/2) \} / 2 = 0$	θ=π/6-β
M <sub>δ</sub> <sup>-</sup>	$f_{M\delta}(\delta) = V_o \{ Y_c - Y_{cc} (\delta - \sin \delta) / \pi \} - \sin(\pi/3 - 4\beta - \delta) \cdot \{ P_m + Q_m \tan(\pi/6 - 2\beta - \delta/2) \} / 2 = 0$	-δ/2
M <sub>δ</sub> <sup>-</sup>	$f_{\delta}(\alpha_p) = V_o \cdot Y_{cc} - \sin 2\alpha_p \{ -P_m + Q_m \tan \alpha_p \} / 2 = 0$	
L <sub>δ</sub>	$f_{L\delta}(\delta) = V_o \{ Y_c - Y_{cc} (\delta - \sin \delta) / \pi \} - \sin(\pi/2 + 2\beta - \delta) \cdot \{ P_m + Q_m \tan(\pi/2 + 2\beta - \delta/2) \} / 2 = 0$	θ=π/2+β -δ/2
I <sub>o</sub>	$f_o(\alpha_p) = V_o \cdot Y_{cc} - \sin 2\alpha_p \{ -P_m + Q_m \tan \alpha_p \} / 2 = 0$	

표 8. IG모드시의 전력균형조건

Mode	Constraint of Power Balance	Remark
$H_C$	$I_{O} = g_{HC}(\beta) = I_{ou} \{ Y_C - Y_{CC} (\pi - 2\beta - \sin 2\beta) / \pi \} - (P_m + Q_m \tan \beta) / 2V_{dc}$	$\theta = 0$
$H_Y$	$g_{HY}(\gamma) = V_O \{ Y_C - Y_{CC} (\gamma - \sin \gamma) / \pi \} + \sin(4\beta + \gamma) \{ P_m - Q_m \tan(2\beta + \gamma/2) \} / 2 = 0$	$I_O = 0$ $\theta = \pi/2$ $-\beta - \gamma/2$
$H_O$	$g_O(\alpha_N) = V_O Y_{CC} - \sin 2\alpha_N \{ P_m + Q_m \cot \alpha_N \} / 2$	
$M_C^+$	$I_O = g_{MC}(\beta) = I_{ou} \{ Y_C - Y_{CC} (2\pi/3 - \sqrt{3} \cos 2\beta) / \pi \} - (P_m + Q_m \tan \beta) / 2V_{dc}$	$\theta = 0$
$M_{Y\delta}^+$	$g_{MY\delta}(\gamma) = V_O \{ Y_C - Y_{CC} [2\gamma - 4\beta - \sin(\gamma - 4\beta) - \sin \gamma] / \pi \} - \sin(\gamma - \pi/3) \{ P_m + Q_m \tan(\gamma/2 - \pi/6) \} / 2 = 0$	$I_O = 0$ $\theta = \pi/6$ $+\beta - \gamma/2$
$M_Y^+$	$g_{MY}(\gamma) = V_O \{ Y_C - Y_{CC} (\gamma - \sin \gamma) / \pi \} - \sin(\gamma - \pi/3) \{ P_m + Q_m \tan(\gamma/2 - \pi/6) \} / 2 = 0$	

$$I_{ou} = \frac{\pi^2 V_{dc}}{18 \sin 2\beta} \quad V_O = \frac{\pi^2 V_{dc}^2}{18} \quad Y_C = \omega_m C \quad Y_{CC} = \frac{3}{\omega_m L_{CC}}$$

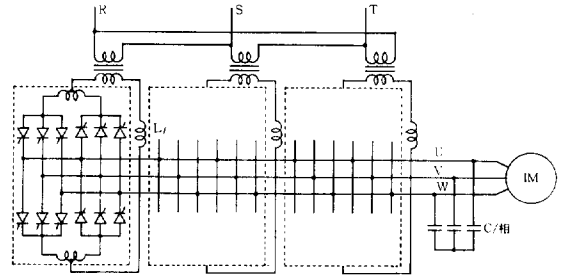


그림 7. 고주파 사이클로 컨버터

경우와 똑 같다. 다만 gate 制御方式이 60° 등간격이 아닌 지금까지의 Cycloconverter 와 같이 餘弦波變調方式을 취하고 있을 뿐이다. 종전의 Cycloconverter 에서는 高周波側이 電源이였기 때문에 電源電壓으로 부터 餘弦波變調 pattern 을 얻을 수 있지만 本 回路에서는 高周波側이 負荷이기 때문에 餘弦波變調 pattern 을 임의의 3相 Oscillator 로 부터 얻어 만든다. 그렇게 하면 Oscillator 의 3相電壓과 同期된 3相交流電壓을 얻을 수 있다.

本 回路의 특징은 入力電流의 力率을 制御할 수 있다는 점이며, 이러한 성질을 이용하여 IM을 제제하고 無効電力制御에 응용한 예도 있다.<sup>6)</sup>

기본적으로 本 system 의 動作 및 解析에 있어서 Dual - inverter 에서의 결과를 그대로 적용할 수 있으나 制御角  $\alpha_p$ ,  $\alpha_n$  이 시간의 함수이고, 循環電流斷續으로 인하여 交流電壓의 位相이 oscillator 에서 만든 기준전압에 비해 앞서는 등 동작이 복잡하여 그 적용이 쉽게 이루어지고 있지 않다.

④ 끝맺음

이상과 같이 大電力・高周波化가 가능한 誘導機驅動方式을 소개하였다. 앞으로 Dual - inverter에 의한 驅動方式은 Fly - wheel 에 의한 전철의 回生에너지 저장에의 응용에 적합하다고 생각되며, 高周波 Cycloconverter 는 入力電流의 力率 및 波形的 制御가 가능하므로, 無効電力制御, Fly - wheel 에 의한 에너지 저장, 장해전력 보상용 Active filter 등에 응용이 가능하리라 믿는다.

참고문헌

1) T. Fukao, M. Matsui, S. Seong, Princip-

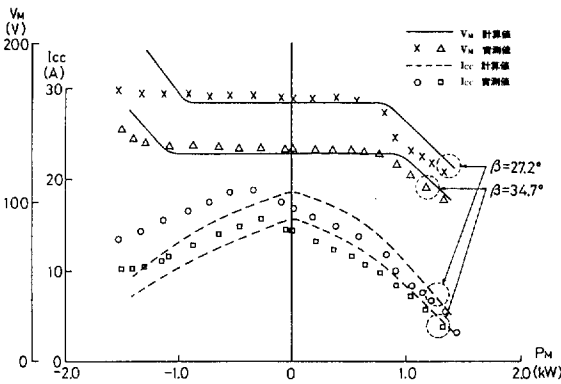


그림 6. 출력 특성

③ 高周波Cycloconverter에 의한 驅動方式

그림 7은 商用周波數인 60 [Hz] 電源으로 부터 高周波를 얻을 수 있는 Cycloconverter 回路이다. 종래의 Cycloconverter 와 다른 것은 高周波側이 Capacitor C와 負荷인 誘導機가 있고, 負荷이었던 低周波側이 電源과 Filter L\_f 로 구성되어 있다는 점이다.

本 回路의 動作原理 및 條件은 Dual - inverter 의

- les and Fundamental Characteristics of a New Drive Method for Induction Machines using Dual-converter, Trans.IEE of Japan, vol. 102-B, No. 9, 1982.
- 2) S. Seong, T. Fukao, An Analysis and Characteristics of a New High Frequency Drive Induction Motor System, IEEE IAS 83 Annual Meeting Conference Record, Mexico 1983.
- 3) S. Seong, T. Fukao, An Analysis of Generating Mode of Dual-inverter Drive Induction Machine System, IEE International Conference on power Electronics and Variable Speed Drives Conference Record, London, 1984.
- 4) D. W. Novotny, T. L. King, Equivalent Circuit Representation of Current Inverter Drive Synchronous Machines, IEEE Trans. PAS, vol. 100, No. 6, June 1981
- 5) D. W. Novotny, Equivalent Circuit Steady State Analysis of Inverter Drive Electric Machines, U.S. - Japan Seminar, 1981
- 6) T. Fukao, etc., A Novel Static Var Generator using Cycloconverter Operating in Circulating Current Mode, IEEJ International Power Electronics Conference Record, Tokyo, 1983.

謹 賀 新 年

乙丑年 元旦

大韓電氣學會 任職員一同