

電源 高調波分을 最小化하기 위한 콘버터의 Optimal PWM 制御

Optimal PWM Control of Converter for Minimizing Sources Harmonic Componets.

任 達 鎬* · 金 旻 洙** · 鄭 東 和***

(Im, Dal Ho · Kim, Mim Su · Chung, Dong Hoa)

요 약

從來, 位相制御의 電力電子 回路는 電源에서 高調波分이 많이 포함되고 力率을 低下시키는 原因이 되었다. 그러므로, 本 研究에서는 이러한 影響을 改善시키기 위하여 Optimal PWM 方式을 提示하였다.

Optimal PWM 콘버터는 電源에서 實効 高調波分을 最小化하는 것이며, Optimal PWM 인버터와 雙對性이 있음을 알 수 있었다. Optimal PWM 콘버터의 電流패턴은 Optimal PWM 인버터의 電壓패턴과 같은 스위칭패턴과 制御方法임을 얻을 수 있었다.

이러한 PWM方式을 實現하기 위하여 高速 스위칭素子가 必要하게 되었다. 以前에는強制 轉流回路인 싸이리스터가 使用되었으나, 最近에 와서는 電力用 TR 또는 GTO 素子 등을 使用함으로써 이와같은 PWM 特性을 쉽게 實現할 수 있었다.

本 研究에서의 電源에서 實効 高調波 電流를 最小化하기 위한 制御方法, 回路 및 結果를 提示하였다.

Abstract

Application of conventional phase controlled power electronic circuits causes reduced power factor and increased harmonic component in the electric sources. Therefore, an Optimal PWM strategy has been investigated here in order to reduce to a large extent these effects mentioned.

Optimal PWM converter has been to minimize the rms harmonic current in the sources and has been found to have a duality with Optimal PWM inverter. The voltage patterns of Optimal PWM Inverters are governed by the same switching patterns and control laws as the current patterns for Optimal PWM converter.

The improvement requires switching devices having a high speed capability. While this formerly did require thyristors with force commutation circuits, today this feature is easily implemented by using power Transistor or GTOs.

The control laws for minimizing the rms harmonics current in the source, the circuits and the results are shown in the paper.

*한양대학교전기공학과교수

**경기개방대학교전기공학과조교수

***한양대학교전기공학과강사

1. 序論

從來의 自然轉流 converter는 電源에서 力率을 低下시키며 線電流 高調波를 增加시키는 原因이 되었다. 力率改善을 위해서는 環流 다이오드를 使用하여 매우 限定된 範圍에서 지금까지 適用되어 왔으며, 특히, 線電流 高調波分의 低減을 위해 高 頻 路 的 應 用 으로 다소 解決 될 수 있었다.

本 研究 에서는 더욱 많은 線電流 高調波分을 低減 시키기 위한 方式을 提示하였다. 이 方式을 PT-C(Pulse Time Control)이라 하며 從來의 位相制 御와 強制轉流制 御를 混合適用한 方式이다.

最近에 와서 電力電子分野의 技術進歩로 因해 開發된 高速 스위칭素子의 電力用TR 및 GTO등은 從來의 싸이리스터를 使用하여 強制轉流시 킬 때 처럼 附加的인 素子를 必要로 하지 않는다. 本 研究에서는 電力用TR의 스위칭素子를 使用한다고 假定하였다.

以前에 Patel과 Hoft가 提示한 SHE(Selected Harmonic Elimination) PWM^{1),2)}을 converter에 適用할 때 選定된 低次 高調波는 만족할 정도로 除去 시킬 수 있으나, 除去시키지 못한 高次 高調波는 매우 增加하게 된다. Kataoka의 SHO(Subharmonic Oscillation) PWM³⁾에서는 容易하게 스위칭方式을 決定할 수 있지만, Sine波와 三角波의 重疊, 比較에 의해서 스위칭순간을 決定하기 때문에 高調波分이 最小가 되지 않는다. 最近, Ziogas는 電源과 負荷側에서 最適필터를 設計하여 PWM方式을 適用시켰으나^{4),5)} 制御 스위칭角이 固定되어 있기 때문에 스위칭角을 變化하여 制御하려고 할 때 負荷電壓의 平均値와 基本波 線電流를 制御하기가 어렵다.

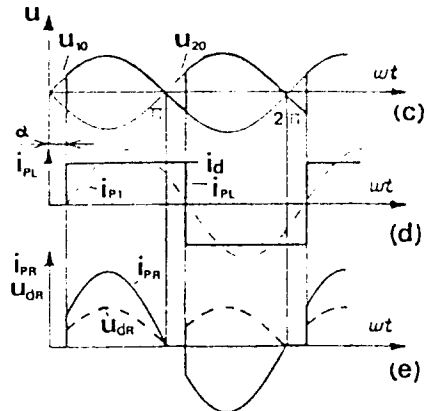
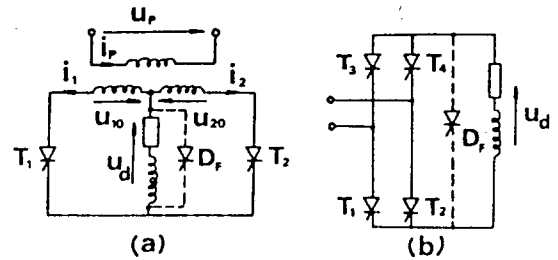
本 研究에서는 이러한 點을 勘案하여 線電流 高調波分을 最小化하며 負荷電壓의 平均値와 基本波 線電流를 自由롭게 制御할 수 있는 converter의 Optimal PWM을 提示하고자 한다.

2. 電源 高調波分의 低減 및 位相制 御

2.1 從來의 方式

2.1.1 一般의인 概念

從來의 自然轉流 converter는 電源에서 力率을 低下시키게 되는데 이는 負荷側과 電源電流에서 位相變移에 따른 位相制 御의 結果이며, 또한 高調波電



(a) center tapped circuit
 (b) bridge circuit
 (c) voltage for conventional line commutated circuit for highly inductive load; α ...phase control angle
 (d) primary current corresponding to (c)
 (e) primary current for purely resistive load; load voltage proportional to the absolute value of i_{pr}

그림 2-1 從來의 位相 制御
 Fig. 2-1 Conventional phase control

流가 포함되는 것은 그림2-1에 나타난 바와 같이 電流필스의 原因이다. 力率改善을 위해 環流 다이오드를 使用하는 것이 한 方式이 되며, 그림2-1(c)의 u_{10} 에 대한 i_{p1} 의 位相變移가 크게 나타나는 반면 環流 다이오드를 使用한 그림 2-2(c)에서는 i_{p1} 은 u_{10} 에 대해 位相變移가 적게 나타나므로 電源에서 力率을 다소 改善시킬 수 있다.

電源에서 無効電力을 低減시키는 從來의 한 方法에서는 그림2-3(a)와 같이 直列로 連結된 두개의

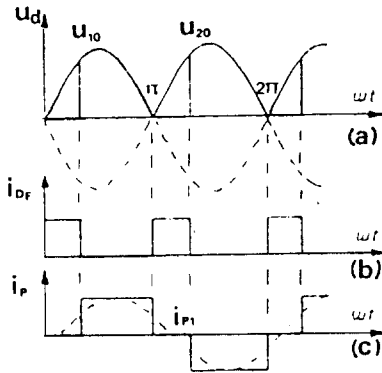
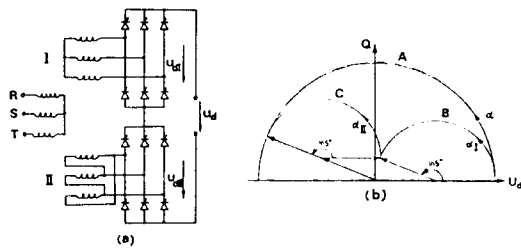


그림2-2 그림2-1 回路의 電氣的 變數
Fig.2-2 Electrical variable of the circuit in Fig. 2-1



- A ; only one bridge used in place of the two bridges shown in Fig. 2-3 (a)
- B, C ; for the arrangement shown in Fig. 2-3 (a)
- B ; control angle α_1 of bridge I varied, $\alpha_{II}=0$
- C ; $\alpha_1 \approx 165^\circ$, α_{II} controlled.

그림2-3 (a) 直列로 連結된 두 개의 3相 브리지
(b) 無効電力 Q對 Ud
Fig.2-3 (a) Two three phase bridges in series
(b) Reactive power Q versus Ud

3相 全波制御 브리지를 使用한다. 단지 한개의 브리지가 그림2-3(a)에서 나타낸 두개의 브리진 대신에 全 電壓 및 電力을 供給하는데 使用된다면 그림2-3(b)에서 外部圓 A가 適用될 것이다. 두개 브리지에서는 먼저 브리지I이 $\alpha_1=0 \sim 165^\circ$ 까지 制御되고 다음에는 브리지II가 位相制御된다. (그림2-3) 또한, 그림2-3(a)에서는 電流 高調波를 低減시킬 수 있는 한 方法임을 알 수 있다. 變壓器의 2次側은 30° 位相變移가 있으며, 한개의 全波制御 3相

브리지의 펄스數 $p=6$ 개인 반면 두개의 브리지를 使用한 全 回路는 $p=12$ 가 된다. 지금까지 說明한 모든 回路는 電源에서의 電流 高調波는 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$i_{pn} \pm 1, n = 1, 2, 3 \quad (2-1)$$

式(2-1)에서 알 수 있는 바와같이 p 가 클수록 高調波는 적게 나타난다. 이러한 高調波의 크기는 다음과 같다.

$$I_k = \frac{I_d}{k} \quad (2-2)$$

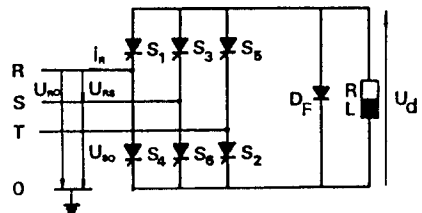
여기서 I_d 는 電流펄스의 크기이며 k 는 高調波 次數, k 는 다음과 같다.

$$k = np \pm 1 \quad (2-3)$$

式(2-3)에서 알 수 있듯이 나머지 高調波가 이 값에서 變化하지 않으면 어떤 高調波를 除去하는데는 큰 p 를 가지는 것이 有用하다.

2.1.2 從來의 位相制御方式

그림2-4는 從來에 많이 使用되어 왔던 싸이리스터를 使用한 3相 全波制御브리지를 使用한 회로로서, D_F 는 環流 다이오드이며 이 다이오드는 線電壓에 대해 線電流의 位相變移를 생기게 한다. 그림2-5는 그림2-4의 回路에서 나타나는 線電壓, 負荷電壓 및 線電流를 表示한다. 그림2-5(c)에서 電源의 線電流 i_R 의 基本波는 U_{R0} 에 대해 位相差가 나타나게 되므로 力率이 低下하고 펄스波는 高調波가 많이 포함된다.



(a) 線電壓 (b) 負荷電壓 (c) 線電流

그림2-4 Thyristor를 使用한 3相 制御 콘버터
Fig.2-4 Three phase controlled converter using thyristor.

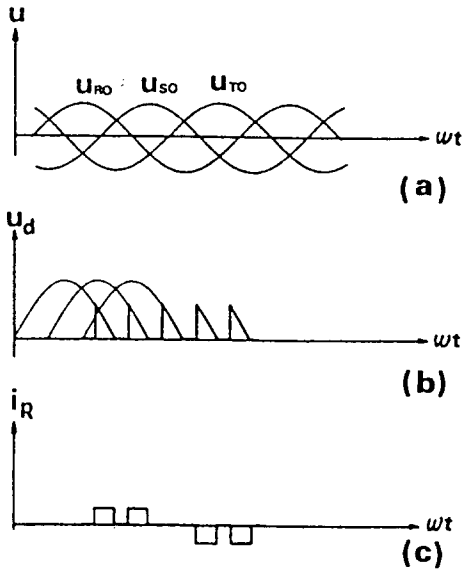


그림2-5 그림2-4의 電氣的 變數
Fig.2-5 Electric variables for Fig. 2-1

2. 2 콘버터의 PWM 방식

最近에 와서 開發된 새로운 高速 스위칭素子 (電力用 TR, GTO 등)를 使用하면, 싸이리스터를 使用하여 強制轉流시킬 때처럼 附加의인 回路가 必要하지 않으며 消弧能力이 向上된다.

그림2-6은 그림2-4의 回路에서 싸이리스터 대신 TR로 代替한 3相 制御 콘버터 回路이며, 그림2-7은 그림2-6의 線電壓, 負荷電壓 및 線電流를 나타낸다.

그림2-7에서 알 수 있는 바와 같이 스위칭角 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 가 導入되었으며, 스위칭패턴은 電壓 U_d 의 피

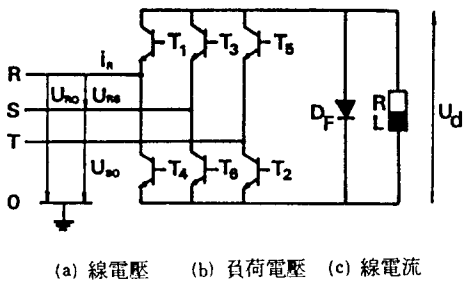


그림2-6 TR를 使用한 3相 制御 콘버터 回路
Fig.2-6 Three phase controlled converter using TR.

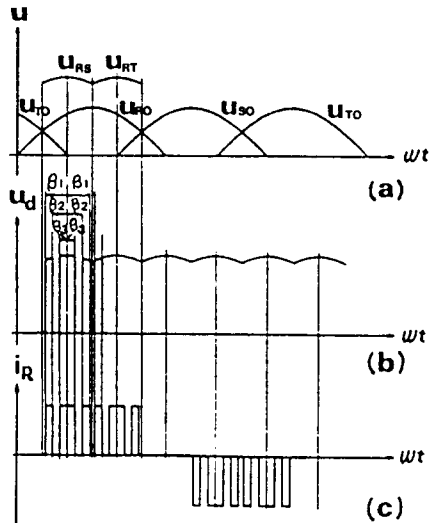


그림2-7 그림2-3의 電機的 變數
Fig.2-7 Electric variable for Fig. 3. 2

이크值에서 線對稱이 된다. 따라서, 그림2-7(a)의 電壓 U_{RO} 와 그림(c)의 電流 i_R 사이에서는 그림2-5와 같은 位相變移가 나타나지 않는다. 스위칭角 α_i 는 U_d 가 定해지면 高調波 影響을 最小化시키는 條件에 따라 決定할 수 있다.

本 방식과 같이 以前方式²⁾인 SHE PWM에서도 電壓 U_d 가 線對稱으로 나타나기 때문에 適用시킬 수 있으나, 線電流의 選定되지 못한 高次 高調波는 매우 增加하게 된다. 이를 補完하기 위하여 스위칭數를 增加시켜 低次 高調波分을 더욱 除去시키면 負荷電壓레벨이 減少하게 된다.

이러한 點을 解決하기 위하여 인버터의 Optimal PWM^{6), 7)}을 考慮해 보기로 한다. 인버터의 Optimal PWM에서 最適化技法을 適用할 때 거의 誘導性 負荷만 考慮했기 때문에 콘버터의 入出端, 즉 電源 線電流를 考慮할 必要가 없다. 따라서, 콘버터의 負荷가 매우 큰 誘導性 負荷라면 인버터의 線間電壓의 Optimal 스위칭패턴이 콘버터의 線電流의 Optimal 스위칭패턴과 雙對關係가 存在하게 된다. 그러므로, 콘버터의 電源 線電流의 Optimal PWM의 스위칭패턴은 인버터의 線間電壓의 Optimal PWM의 스위칭패턴을 使用할 수 있다.

3. Optimal PWM인버터의 制御方法

그림3-1은 一定한 DC電壓에 의해 動作되는3相

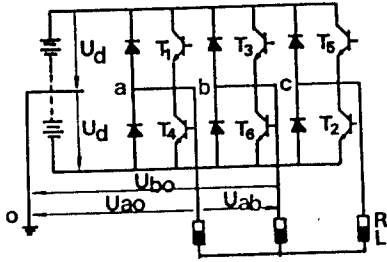


그림3-1 TR를 사용한 3相 인버터 회로
Fig.3-1 Three phase inverter circuit using TR

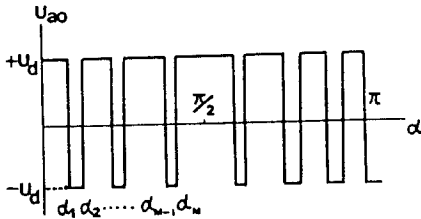


그림3-2 PWM 波形
Fig.3-2 PWM Waveform

인버터 회로를 나타내며, 그림3-2는 $\pi/2$ 에 대해 對稱인 半波對稱으로 假定한 인버터의 相電壓이며 펄스의 크기는 $\pm U_d$ 이다.

그림3-2에서 스위칭角 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ 은 식(3-1)의 條件을 만족한다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2, \dots, \leq \alpha_M \leq \pi/2 \quad (3-1)$$

여기서, M은 $0 \sim \pi/2$ 사이의 스위칭數이며, 電壓 피크值를 Fourier級數로 展開하여 定理하면 식(3-2)와 같다.

$$U_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} (U(\alpha) \sin k\alpha d\alpha) \\ = \frac{4U_d}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos k\alpha_i \right] \quad (3-2)$$

이를 다시 表現하면 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} a_1 = U_1 &= \frac{4U_d}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \\ a_3 = U_3 &= \frac{4U_d}{3\pi} (1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 - 2\cos 3\alpha_3) \\ a_5 = U_5 &= \frac{4U_d}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) \\ &\vdots \\ a_k = U_k &= \frac{4U_d}{k\pi} (1 - 2\cos k\alpha_1 + 2\cos k\alpha_2 - 2\cos k\alpha_3) \end{aligned} \right\} \quad (3-3)$$

表(3-1)과 (3-3)으로 부터 基本波 電壓의 出力 範圍는 다음과 같다.

$$0 \leq U_1 \leq \frac{4U_d}{\pi} \quad (3-4)$$

高調波 影響으로 나타나는 評價函數를 THD(Total Harmonic Distortion)로 식(3-5)와 같이 定한다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=5}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \quad (3-5)$$

式(3-1)과 (3-3)으로 부터 基本波 電壓의 出力 範圍는 다음과 같다.

$$0 \leq U_1 \leq \frac{4U_d}{\pi} \quad (3-4)$$

高調波 影響으로 나타나는 評價函數를 THD(Total Harmonic Distortion)로 식(3-5)와 같이 定한다.

高調波 電流 I_k 는 식(3-6)과 같다.

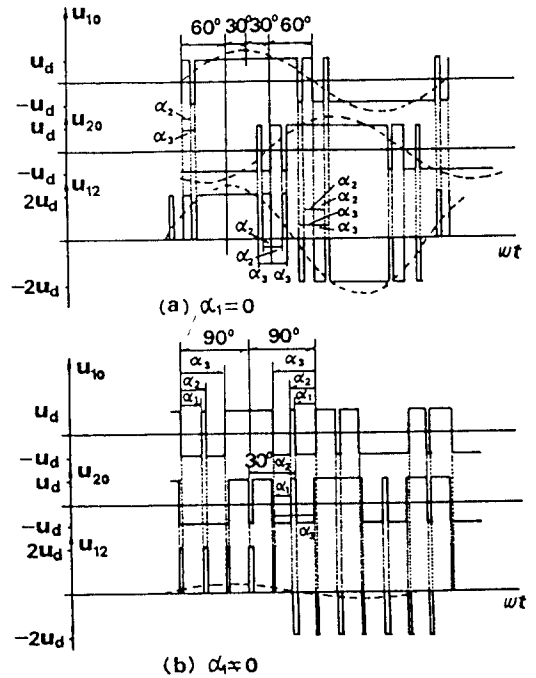


그림3-3 인버터의 Optimal PWM 波形
Fig.3-3 Optimal PWM waveform of inverter

$$I_k = \frac{U_k}{kx} \quad (3-6)$$

式(3-2)를 式(3-6)에 代入하고 다시 式(3-5)에 代入하면 THD는 스위칭角 α_1 의 函數로 된다.

따라서, THD가 最小가 되는 스위칭 패턴을 決定할 수 있으며, 그 結果의 例는 그림3-3과 같다.

4. 制御 콘버터의 Optimal PWM 適用

앞에서 언급한 바와 같이 DC 入力電壓에 대한 PWM 인버터의 出力電壓 U_{12} 와 制御 콘버터의 線電流 사이에는 雙對性이 存在한다고 하였다.

따라서, 式(3-3)을 制御 콘버터의 I_d 로 代置하여 解析할 수 있으며 인버터의 出力 基本波의 피크值 \hat{U}_{10} 은 다음과 같다.

$$\hat{U}_{10} = \frac{4U_d}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \quad (4-1)$$

여기서, 線間電壓 U_{10} 와 U_{20} 사이에서는 位相差가 $2\pi/3$ 이므로 다음과 같이 決定할 수 있다.

$$\hat{U}_{12} = \sqrt{3}\hat{U}_{10} \quad (4-2)$$

이와 같은 雙對性의 原理를 利用하면 線電流의 피크值 \hat{i}_k 은 U_{12} 에서 나타나는 스위칭패턴을 基礎로 하여 쉽게 決定할 수 있다.

그림3-3에서 U_{12} 에 대한 스위칭패턴은 그림2-3의 TR T_1, T_4 를 導入할 수 있다고 假定하면, 그림4-1(a)를 考慮할 수 있으며 이 스위칭作用은 TR의 適切한 點弧, 消弧에 의해 實現될 수 있다.

電源에서 콘버터를 거쳐 負荷까지 에너지 傳達은 線電流 基本波 \hat{i}_{R1} 에 의해 基因되며, 이를 인버터의 出力電壓과 類似하게 表現할 수 있다.

$$\hat{i}_{R1} = \sqrt{3}a_1 \quad (4-3)$$

$$a_1 = \frac{4I\alpha}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \quad (4-4)$$

線電流 i_R 는 各各 $3\pi/2$ 만큼 位相差가 있는 두 스위칭패턴으로 이루어져 있으므로 3相 시스템에서 線間電壓과 같이 생각할 수 있다.

$$i_{Rk} = 0 \quad (k = 1, 2, 3, \dots) \quad (4-5)$$

또는

$$\hat{i}_{Rk} = \sqrt{3}a_k \quad (k \neq 3n, \text{ all } k \text{ odd}) \quad (4-6)$$

$n = 1, 2, 3, \dots$

그림3-1에서 上端 TR T_1, T_3, T_5 는 그림4-1에서 알 수 있는 바와같이 一定 負荷電流 I_d 를 維持하기 위하여 各各 補充이 되도록 動作한다. 그러나, 그림4-2와 같이 電流가 電源에서 흐르지 않는 區間을 관측할 수 있는데, 이러한 경우에는 充分한 負荷에 인덕턴스에서 制御 콘버터 回路에 必要한 一定 負荷電流를 維持하기 위하여 環流 다이오드를 통해 電流가 흐르기 때문이다.

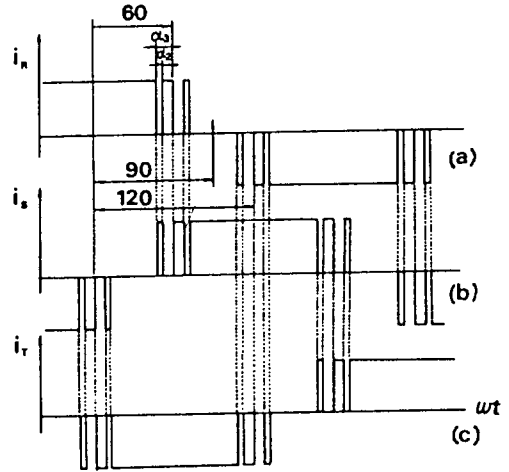


그림4-1 Optimal PWM에 의한 콘버터의 電流波形

Fig.4-1 Current waveform for the converter with optimal PWM.

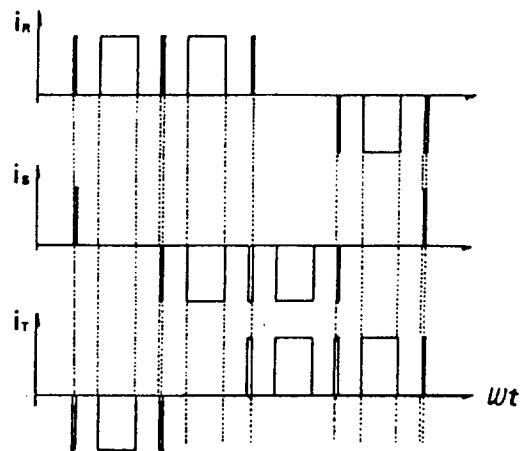


그림4-2 그림3-4와 다른 制御角

Fig.4-2 Other control angles than used in Fig. 3.4.

스위칭角 α_1 의 最適인 패턴을 誘導하는 過程은 다음의 評價函數를 最小化한다.

$$P_H = \frac{\sqrt{\sum_{k=5}^{\infty} a_k}}{a_1} \quad (4-7)$$

여기서, a_k 는 式(3-3)의 U_d 를 I_d 로 代置하여 얻을 수 있으며, 高調波는 3倍數가 아닌 奇數 高調波가 된다.

앞에서 說明한 바와같이 콘버터의 電源 線電流의 스위칭패턴은 PWM 인버터의 線間電壓과 같은 것, 즉 雙對性을 利用하여 選定한다.

最適化할 때 여러개의 最小值가 나타나고 計算時間이 많이 所要되므로 容易하게 하기 위해 式(3-1)의 條件을 使用한다.

式(3-3)의 첫項을 다시 定理하면 다음과 같다.

$$\cos \alpha_3 = \frac{1 - a_{1r}}{2} - \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 \quad (4-8)$$

最適化하기 위해 먼저 a_{1r} 을 定해 놓고, α_1, α_2 를 變化시켜 最小가 되는 P_H 를 찾는다. 다음 a_{1r} 을 차츰 變化시켜 最適化 過程을 수행하여 모든 a_{1r} 의 範圍에 대해서 最適 스위칭角 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 를 決定한다. 이 解의 結果는 그림4-3과 같다.

이 그림에서

$$a_1 \cdot \pi / 5 I_d \quad 4 \quad (4-9)$$

그림4-3(a)는 NM(Negative Modulation)이며, (b) PM(Positive Modulation)이며 이다.

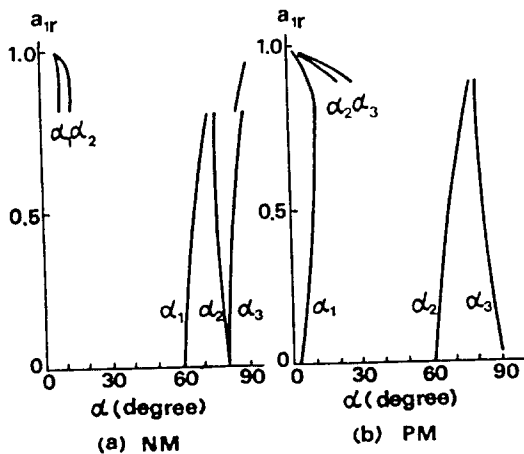


그림4-3 最適化한 PWM스위칭 패턴
Fig.4-3 PWM Switching pattern by optimization.

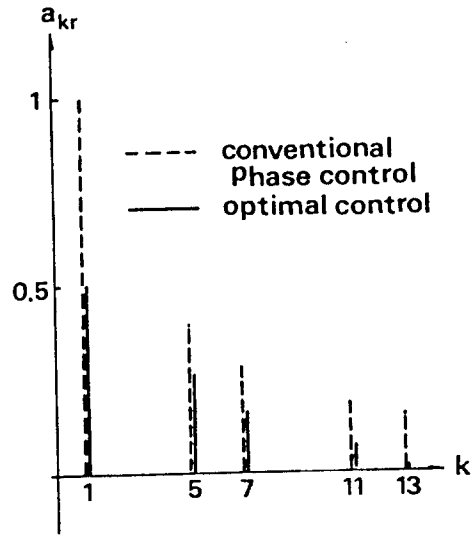


그림4-4 電源 線電流 스펙트럼의 比較
Fig.4-4 Comparison of source line current spectrum

그림4-4는 $a_{1r}=0.5$ (p.u)로 制御한 경우 電源 線電流의 高調波스펙트럼을 解析한 結果이다. 點線은 從來의 位相制御方式이며 싸이리스터를 使用하여 自然轉流시켰기 때문에 電流遮斷에 의해 線電壓과 線電流의 基本波사이에서 位相差를 가지고 動作하게 된다. 따라서, 電源 線電流의 基本波는 制御되지 않고 그대로 남아 있게 되고 線電流의 高調波分도 變하지 않는다. 그러나, 本 Optimal 制御方式에서는 電力用TR를 使用하여 PTC制御하였기 때문에 線電壓과 線電流의 基本波사이의 位相이 같게 되어 電源 線電流의 基本波가 制御된다. 따라서, 力率이 從來의 位相制御方式보다 改善됨을 알 수 있으며 또한 高調波分도 현저히 低減됨을 알 수 있다.

5. 結論

制御 콘버터의 線電流의 스위칭패턴은 인버터의 線間電壓의 스위칭패턴과 雙對性의 關係가 存在하게 되므로 인버터의 Optimal PWM에서 決定된 線間電壓의 基本原理 및 最適化 技法을 콘버터에 適用시킬 수 있었다.

콘버터의 線電流의 모든 高調波分을 最小化할 수 있으며, 基本波分電流 0에서 最大까지 變化시켜 全範圍에 대한 스위칭패턴을 決定할 수 있었다. 最近에 開發되어진 새로운 高速 스위칭素子, 즉 電力

用 TR, GTO 등 構成된 콘버터를 使用한다면 高電流에 대한 시스템에 適用, 可能하며, 쉽게 實現될 수 있을 것이다.

本 方式은 電源에서 力率의 減少를 解決할 수 있고 線電流의 高調波分을 最小化할 수 있다. 스위칭素子의 限界 周波數內에서 스위칭數를 增加시키면 이와같은 影響들을 더욱 改善시킬 수 있으며, 電源變動(Regulation)에 대해 從來의 位相制御方式의 콘버터를 使用해 왔던 一般 産業界에 本 Optimal PWM 制御를 使用한다면, 電源에 連結된 制御 콘버터에서 發生되는 線電流高調波分을 最小로 하고 電流는 全 範圍까지 有效하게 使用할 수 있으며, 力率을 減少를 解結하고 電源變動에 대해서도 有力하게 使用될 수 있는 方式이라고 思料된다.

參 考 文 獻

- 1) Patel, H. S. and Hoft, R. F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter : part I— Harmonic elimination.", IEEE Trans., IA-9, pp. 310~317, 1973
- 2) Patel, H. S. and Hoft, R. F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter : part II —voltage control techniques.", IEEE Trans., IA-10,

pp. 663~673, 1974

- 3) Kataoka, et al, "A pulsewidth controlled AC-to-DC Converter to improve power factor and waveform of AC Line current." IEEE Trans., Vol. IA-15, No. 6, pp. 670~675, November/December, 1979.
- 4) Ziogas, P. D., et al, "PWM control techniques for Rectifier filter minimization.", Conference record 1984, power electronics specialists Conference, Gaithersburg/Washington, June 18~21, 1984. 19
- 5) Ziogas, P. D., et al, "Optimum design of a Three phase PWM Rectifier-Inverter type frequency Changer.", conference record 1984 Annual Meeting IEEE Industrg Application Society, Chicago, Sept. 30~Oct 4, 1984.
- 6) 李允鍾, 鄭東和, "3相 誘導電動機의 運轉을 위한 Optimal PWM에 관한 研究.", 大韓電氣學會誌, Vol. 34, No. 9, pp. 28~35, September, 1985.
- 7) 李允鍾, 鄭東和, "可變速 3相 誘導電動機의 토오크 脈動 最小化를 위한 Optimal PWM方式.", 大韓電氣學會誌, Vol. 35, No. 9, pp. 9~17, June, 1986.
- 8) 鄭東和, "3相 誘導電動機의 高調波 影響을 最小化하기 위한 인버터의 最適 스위칭方式", 漢陽大學校 大學院 博士學位論文, 1987, 6.