

論文 90-27-9-15

콘버터의 電源 高調波分을 低減시키기 위한 SHE PWM 方式의 適用

(Application of SHE PWM Scheme for Reducing The
Source Harmonic Components of Converter)

鄭 東 和*

(Dong Hwa Chung)

要 約

本 論文에서는 電源 線電流의 高調波分을 低減시키기 위하여 SHE PWM 方式을 提示하였다.

電源에 影響이 가장 큰 線電流의 低次 高調波를 除去시키기 위하여 線電流의 波形을 Fourier 級數로 解析한 다음 SHE PWM 方式에 의해 스위칭패턴을 구하였다. 또한 高調波影響도 分析하였으며 高次 高調波를 低減시키기 위하여 三相 濾터回路를 使用하였다.

實驗的인 實現을 위하여 PTR로 構成된 콘버터回路를 設計한 後 PTC 方式을 適用하였으며, 三相 適用, 高 인덕티브負荷의 條件에서 線電流 및 負荷電壓을 測定하였다.

Abstract

This paper proposes the Selected Harmonic Elimination Pluse Width Modulation (SHE PWM) scheme to reduce the harmonic components of source line current.

To eliminate the low order harmonics which affects the source dominantly, we apply the Fourier series analysis to line current waveforms and then find out the switching patterns using the SHE PWM scheme. In addition to the analysis of harmonic effects, the three phase filter circuit is used to reduce high order harmonics.

For the experimental realization, the converter circuit with Power TRnsistor (PTR) is designed and the Pulse Time Control (PTC) is applied. The line current and the load voltage are measured under the condition of three phase application, highly inductive load.

I. 序 論

콘버터와 같은 電力電子回路가 電源에 연결되어 線電流의 高調波를 增加시키며 力率을 低下시키는

原因이 되었다.^[1-3] 이러한 影響들은 구미, 유럽 등 여러나라에서는 엄격하게 規制하고 있으며^[4] 우리나라에서도 電氣利用會社들은 매우 낮은 容量 레벨(특히 數 KW, 어떤경우에는 1KW 以下)에서 電源轉流 回路에 대한 制限規定을 設定해야 할 것이다. 이는 電源에 연결된 電力電子回路에 대한 高調波低減 및 力率改善을 위해서 반드시 必要하며 앞으로 電力電子回路의 使用이 급증할 추세를 감안한다면 매우 중요

*正會員, 順天大學校 電氣工學科
(Dept. of Electrical Eng., Suncheon Nat'l Univ.)
接受日字: 1990年 2月 14日

한 課題라 하겠다.

從來에는 電源 線電流의 高調波分 低減을 위하여 多 필스回路의 應用으로 다소 解決할 수 있었고, 力率改善을 위하여 후리휠링 다이오드를 使用하여 매우 限定된 範圍까지 適用할 수 있었으며 大電力 시스템에서는 브리지回路의 結紮으로 약간의 力率을 改善시킬 수 있었다.

本 方式은 從來보다 더욱 더 많은 線電流의 高調波를 低減시키기 위하여 PTC(pulse time control) 方式을 提案하고자 한다. 最近에 와서 電力電子分野의 進歩로 인해 開發된 高速 스위칭素子의 PTR(power transistor)는 싸이리스터와 比較하여 自己消弧能力을 갖는 素子이므로 轉流回路가 필요하지 않으며 回路가 簡單하고 高周波化가 可能하여 小型, 輕量, 高效率 및 高性能의 適用이 可能하다.⁵⁻⁶ 따라서 PTR는 PTC 方式의 實現에 適合한 素子이다.

電力電子回路에 연결된 電源에서 高調波低減 및 力率改善에 대한 研究로는 1979年, T. K. Kataoka 에 의한 SHO(subharmonic oscillation) PWM(pulse width modulation) 方式이 있다.⁷ 이 方式에서는 스위칭패턴을 容易하게 決定할 수 있었지만 正弦波와 三角波의 重疊, 比較에 의해서 스위칭瞬間을 決定하기 때문에 高調波는 잘 除去되지 않는다. 最近, P. D. Ziogas는 電源과 負荷側에서 最適필터를 設計하여 PWM 方式을 適用시켰으나,⁸⁻⁹ 制御 스위칭角이 固定되어 있기 때문에 스위칭角을 變化시켜 制御하려고 할 때 負荷電壓의 平均値와 線電流의 基本波크기를 制御하기 어려운 問題點이 있다.

本 研究에서는 電源轉流 콘버터를 制御하기 위하여 PTR를 使用하여 PTC를 實現하였으며 SHE PWM의 最適 스위칭패턴을 應用하여¹⁰⁻¹³ 三 相 인덕티브角에서 電源의 線電流의 高調波分을 低減시키 보았다.

II. 從來의 位相制御方式

從來의 電源轉流 콘버터가 電源에서 力率을 低下시키는 原因은 負荷側과 電源사이에서 位相變位다른 位相制御의 結果이며, 線電流에 高調波가 包含되는 現象은 그림 1에 나타난 바와 같이 電流펄스로 인한 結果이다.

그림1은 $\omega t = (0, 2\pi)$ 사이에서 U_d 의 電壓펄스數는 $p=2$ 의 位相制御를 나타내며 U_a, I_p 는 1次 電壓, 電流, i_1, i_2 는 2次 電流, U_{10}, U_{20} 는 2次 電壓, U_d 는 負荷電壓, T_1, T_2 는 싸이리스터, D_F 는 후리휠링 다이오드, i_{p1} 는 1次 電流의 基本波를 나타낸다.

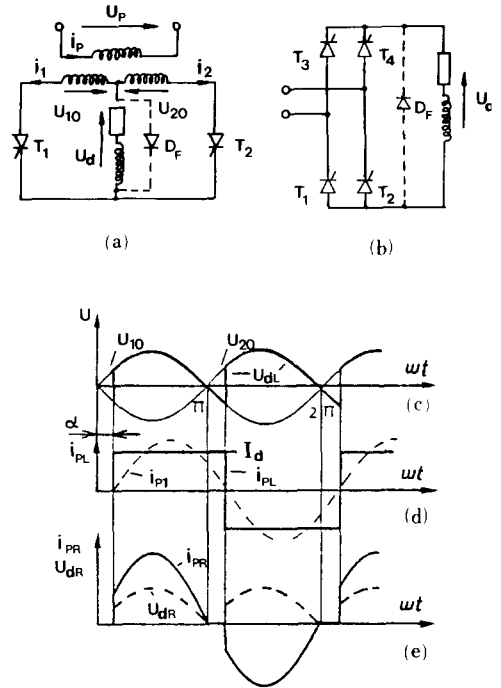


그림 1. 펄스數 p=2의 位相制御
Fig. 1. Phase control of pulse number p=2.

그림 1(a)는 中央變回路, (b)는 브리지回路이며 (c)는 高 인덕티브負荷에 대한 電源轉流 回路의 電壓이고 (d)는 (c)에 一致하는 1次 電流, (e)는 純 抵抗負荷에 대한 1次 電流를 나타낸다. 그림 1의 點線部分의 후리휠링 다이오드를 使用하여 力率을 改善시킬 수 있으며 그림 2는 이 때의 電壓 및 電流를 나타낸다. 電壓 U_{10} 에서 電壓 U_p 에 의한 電流 i_p 의 位相變位는 그림 1(b)에 의해 減少된다.

電源에서 無效電力을 低減시킬 수 있는 다른 方法은 그림 3(a)와 같은 直列로 연결된 두개의 三相 全波制御 브리지를 使用한다.

그림 3(a)에 나타난 두개의 브리지 대신에 한개의 브리지를 使用한다면 電壓 및 電力이 그림(b)의 外部圓A가 된다. 그림(a)의 두개로 연결된 브리지를 使用할 때는 그림(b)의 브리지I은 $\alpha_1 = 0^\circ - 165^\circ$ 까지 制御되고 다음에는 브리지II가 制御된다. 따라서 無效電力을 低減시킬 수 있다.¹⁴ 또한 그림 3(a)의 回路에서 電流 高調波分을 低減시킬 수 있다. 變壓器의 2次側은 30° 位相變位가 있으며 한개의 全波制御 브리지의 펄스數가 $p=6$ 인 반면에 두개의 브리지를 연결한 回路에는 $p=12$ 가 된다. 지금까지 說明한 回路는 電源

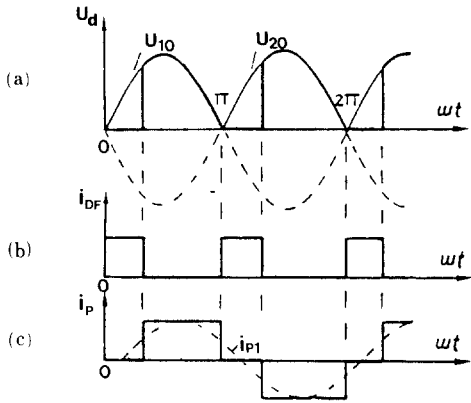


그림 2. D_F 를 添加時 그림 1 回路의 波形
 Fig. 2. Waveform of the circuit in fig. 1 when D_F is added.

에서 電流高調波의 次數는 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$np \pm 1, n = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

式(1)에서 p 가 클수록 低次高調波는 적게 나타난다. 이러한 電流高調波의 크기는 다음과 같다.

$$I_k = I_a / k \quad (2)$$

式(2)에서 I_a 는 펄스電流의 크기이고 k 는 高調波次數이며 다음과 같다.

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

式(3)에서 除去되지 않는 나머지 高調波分이 변하지 않으면 高調波를 除去하는데는 p 가 클수록 有利하다.

III. PCT 方式

電源 線電流의 高調波와 負荷電壓의 高調波를 除去 또는 低減하기 위한 方式으로 PTC를 提案하고자 한다. PTC의 理論은 그림 1(a)의 電源轉流 方式인 位相制御回路에 싸이리스터를 使用한 強制轉流方式 또는 PTR를 使用한 混合制御方式이다. 基本的인 理論은 그림 4에서 상세히 알 수 있다.

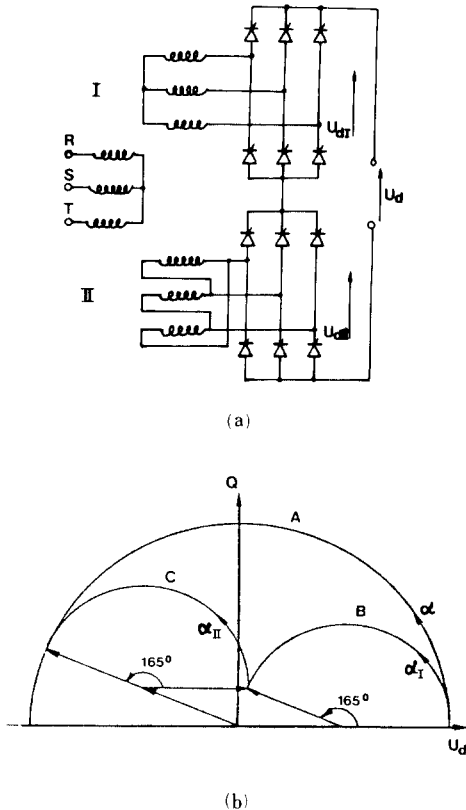


그림 3. (a) 直列로 연결된 2個 三相 브리지
 (b) 無效電力 Q 對 U_a 曲線
 Fig. 3. (a) Two three bridge in series,
 (b) reactive Q versus U_a curve.

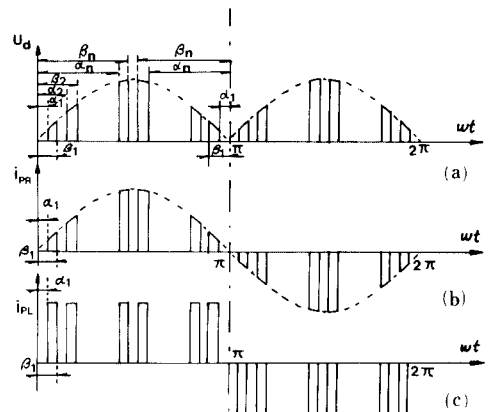


그림 4. (a) PTC 適用
 (b) 純 抵抗負荷에 대한 1次 電流 i_P
 (c) 高 인덕티브負荷에 대한 i_P
 Fig. 4. (a) Application of PTC,
 (b) Primary current i_P for purely resistive load,
 (c) i_P for highly inductive load.

그림 4(a)는 PTC方式을 適用한 U_a 이며 그림(b)는 純 抵抗負荷에 對한 1次 電流 i_p 를 나타내며 그림(c)는 高 인덕티브負荷에 對한 i_p 를 나타낸다. 그리고 $\alpha_i, \beta_i (i=1, 2, 3, \dots)$ 는 點弧 및 消弧의 制御角을 나타낸다.

그림 4의 波形은 fourier 解析을 利用하여 一般의 인 fourier 級數로 展開하면 다음式과 같다.

$$f(t) = a_0 + \sum_{j=1}^n (a_j \cos j\omega t + b_j \sin j\omega t) \quad (4)$$

$$a_j = (1/\pi) \times \int_0^{2\pi} f(t) \cos j\omega t d(\omega t) \quad (5)$$

$$b_j = (1/\pi) \times \int_0^{2\pi} f(t) \sin j\omega t d(\omega t) \quad (6)$$

그림 4의 對稱性을 考慮하면 그림 4(a)는 다음과같이 나타낼 수 있다.

$$b_j = 0 \quad (j=1, 2, 3, \dots) \quad (7)$$

$$a_{2k-1} = 0 \quad (k=1, 2, 3, \dots) \quad (8)$$

나머지 負荷電壓의 高調波는 다음과 같다.

$$a_{2k} = (4/\pi) \hat{U}_a \times \sum_{i=1}^n \int_{\alpha_i}^{\beta_i} \sin \omega t \cos 2k\omega t d(\omega t) \quad (9)$$

$$(k=0, 1, 2, 3, \dots)$$

純 抵抗負荷일 때 1次 電流高調波는 다음과 같다.

$$b_{2k-1,R} = (4/\pi) \hat{i}_p \times \sum_{i=1}^n \int_{\alpha_i}^{\beta_i} \sin \omega t \sin (2k-1)\omega t d(\omega t) \quad (10)$$

$$(k=0, 1, 2, 3, \dots)$$

그리고 高 인덕티브負荷일 때는 다음式과 같다.

$$b_{2k-1,L} = (4/\pi) \hat{i}_p \times \sum_{i=1}^n \int_{\alpha_i}^{\beta_i} \sin (2k-1)\omega t d(\omega t) \quad (11)$$

$$(k=0, 1, 2, 3, \dots)$$

나머지 다른 모든 高調波는 零이며 1次 電流高調波의 除去가 重要한 問題이다.

IV. 1次 電流高調波의 除去法

單相과 三相의 高 인덕티브負荷 및 純 抵抗負荷에 對해 選定된 高調波를 除去하고 스위칭 制御角에 對한 解를 求解 한다.

1. 單相에서의 適用

1) 高 인덕티브負荷

式 (11)을 高調波를 $j, \hat{i}_p = \hat{i}$ 라 하고 첨자 L을 생략하여 다시 表現하면 다음과 같다.

$$b_j = (4\hat{i}/\pi j) \times \sum_{i=1}^n (\cos j\alpha_i - j\beta_i) \quad (12)$$

$$(j=1, 3, 5, 7, \dots)$$

最大値는 \hat{b}_1 으로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{b}_1 = 4\hat{i}/\pi = 1.27\hat{i} \quad (13)$$

式 (12)에서 $n=1$ 일 때 1/4 週期當 하나의 펄스에 對한 點弧制御角 α , 消弧制御角 β 를 사용하였다. 이 경우에는 그림 4(c)에서 $\alpha_2 = \beta_2 = \dots = \beta_n = 90^\circ$ 假定할 수 있으며 式 (12)에서 $\alpha_1 = \alpha, \beta_1 = \beta$ 가 되고 $\hat{b}_1 = 4\hat{i}/\pi$ 에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$b_1 = (4\hat{i}/\pi) \times (\cos \alpha - \cos \beta) \quad (14)$$

$$b_3 = (4\hat{i}/3\pi) \times (\cos 3\alpha - \sin 3\beta) \quad (15)$$

두 制御角 α 와 β 는 두個의 自由度를 가지며 1次 電流에 對當하는 b_1 은 回路에서 有效電力 P를 供給하며 이 때 變壓器 및 電氣的 파라메타에서 損失은 無視한다고 假定한다.

$$P = (1/2) \times b_1 U_p = U_d I_a \quad (16)$$

그러므로 b_1 은 正해주는 값으로 考慮하여 하나의 自由度는 b_1 의 設定된 값이고 두번째 自由度 $b_3=0$ 즉 3次 高調波의 除去이다. $b_3=0$ 이면 式 (15)에서 다음式을 만족한다.

$$\cos 3\alpha = \cos 3\beta \quad (17)$$

단지 意味있는 解는 다음式을 만족시킨다.

$$\beta = (2\pi/3) - \alpha \quad (18)$$

制御範圍는 $0 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ 이며 b_1 의 正規值(normalize value) b_1^* 는 그림 5에서 α, β 의 函數로 나타내었다.

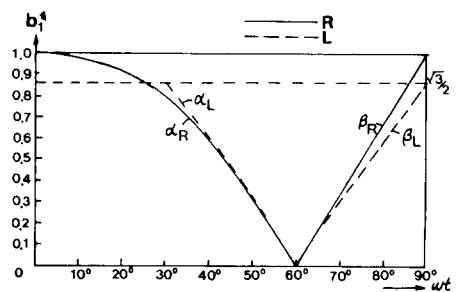


그림 5. 單相의 경우에 對한 1次 電流基本波 對 制御角 α, β 曲線

Fig. 5. Primary current fundamental versus control angles α, β curve for single phase case.

더 많은 高調波를 除去하기 위해 여러개의 自由度를 利用할 수 있으며, 例를 들면 1次 電流의 3, 5, 7, 9 및 11次的 高調波를 除去한다면 6개의 스위칭角이 使用되고 즉 自由度가 6個가 되므로 그 중 하나는 有效電力을 供給하기 위해 電流 基本波를 制御하는데 使用한다.

式 (12)에서 定해지는 b_1 과 $b_3 = \dots = b_{11} = 0$ 의 條件을 使用하며 5個의 變數에 대한 5個의 方程式群을 數值的인 알고리즘에 의해 解를 구하게 된다. 그 結果는 그림 6에 나타냈으며 解의 範圍는 식 (19)의 制御角의 條件때문에 $0 \leq \alpha_1, \beta_1 \leq \pi/2$ 이 된다.

$$0 \leq \alpha_1, \beta_1 \leq \pi/2 \quad (19)$$

그림 6에서 1次 電流의 基本波 크기 b_1^* 對 制御角을 나타내며 b_1 을 正規格화하면 다음식과 같다.

$$0 \leq b_1 \leq (4/\pi) \times \hat{i} = 1.27\hat{i} \quad (20)$$

$$b_1^* = (b_1/\hat{i}) \times \pi/4 \quad (21)$$

$$0 < b_1^* < 1 \quad (22)$$

2) 純 抵抗負荷

純 抵抗負荷일 경우 식 (10)에서 $b_1 = \hat{i}_p$ 의 最大值에 대해 다시 表現하면 다음식과 같이 된다.

$$b_j = (2/\pi) \hat{i}_p \times \sum_{j=1}^n \{ (1/(j+1)) \times [\sin(j+1)\alpha_1 - \sin(j+1)\beta_1 + (1/(j-1)) \times [\sin(j-1)\beta_1 - \sin(j-1)\alpha_1]] \} \quad (23)$$

(j=1, 3, 5, 7, \dots)

1/4週期當 한개의 펄스(n=2)인 간단한 경우에는 $\hat{i}_p = \hat{i}$ 이며 다음과 같다.

$$b_1 = (i/\pi) \times [\sin 2\alpha - \sin 2\beta + 2(\beta - \alpha)] \quad (24)$$

$$b_3 = (i/\pi) \times [(\sin 4\alpha - \sin 4\beta)/2 + \sin 2\beta - \sin 2\alpha] \quad (25)$$

$b_3 = 0$ 에 대해 간단하게 變換한 후 다음식을 얻을 수 있다.

$$\sin 2\alpha \times \sin^2 \alpha = \sin 2\beta \times \sin^2 \beta \quad (26)$$

式 (24)와 (26)에서 b_1 의 函數로서 α, β 를 數值的인 方法에 의해 計算할 수 있으며 이 結果는 그림 5에 나타내었다. 또한 高 인덕턴스負荷와 마찬가지로 1次 電流 高調波를 3次에서 11次까지 除去한다면 式 (10) 또는 式 (23)의 反復的인 適用이 必要하다. 式(23)에서 b_1 은 定해진 값으로 두고 $b_1 = \dots = b_{11} = 0$ 로 놓고 方程式群의 解를 구할 수 있으며 그 結果는 그림 6에 나타내었다.

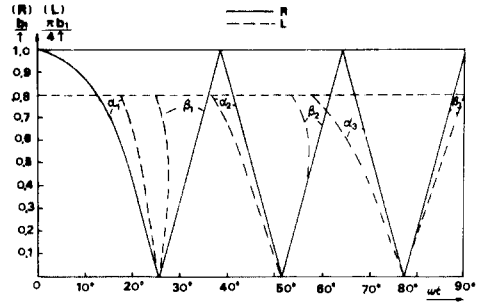


그림 6. 3次에서 11次까지 1次 電流高調波의 除去에 대한 制御角
Fig. 6. Control angles for elimination of 3rd through 11th primary current harmonics.

2. 三相에서의 適用

1) 基礎理論

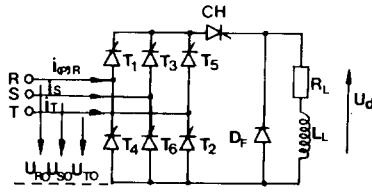
變壓器가 必要하지 않고 實際的인 應用에 널리 使用되는 三相 브리지回路에 대해 考察해 보기로 하겠다. 이 動作은 펄스數가 p=6이므로 負荷電壓에서 6, 12次, ... 高調波가 나타나며 1次 電流에서는 6, 7, 11, 13次, ... 高調波가 나타난다. 3, 9次, ...의 3倍數의 1次 電流高調波는 電壓 및 電流의 對稱性때문에 三相에서는 나타나지 않는다. 이 對稱性은 어떤 高調波를 除去하기 위한 制御方法을 決定할 때 매우 有用하다.

그림 7(a)에서 3個의 端子 R, S, T를 흐르는 電流는 120°, 240°의 相變位한 것을 제외하면 같다. 그림 7은 三相 브리지回路를 나타내며 펄스數 p=6이다.

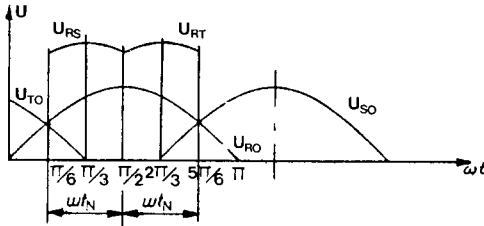
그림 7(a)는 三相 브리지回路를 나타내며 다음 3가지 方法으로 動作시킬 수 있다.

- 動作(1); 從來의 位相制御 콘버터일 때 T₁-T₆는 싸이리스터이고 초퍼CH는 必要로 하지 않는다
- 動作(2); 초퍼制御일 때 T₁-T₆는 다이오드이고 초퍼CH는 必要하다.
- 動作(3); 獨立制御일 때는 T₁-T₆는 強制轉流에 의한 싸이리스터이거나 또는 PTR이며 초퍼CH는 必要로 하지 않는다.

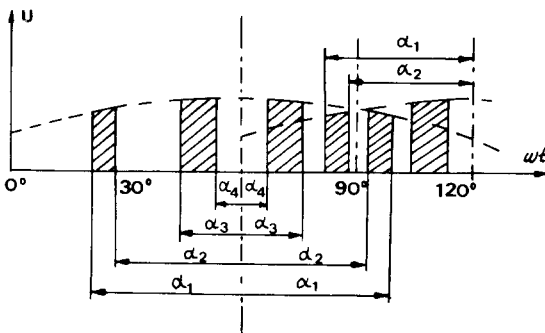
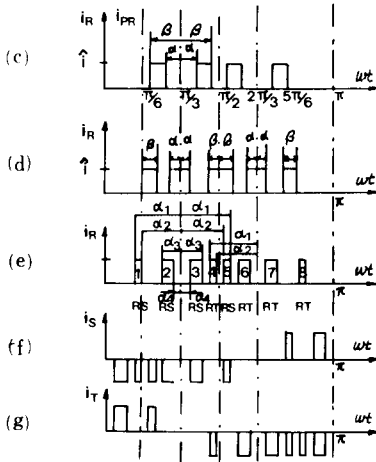
그림 7(b)는 T₁-T₆를 다이오드로 代替한 從來의 브리지 콘버터의 負荷電壓을 나타내며 U_{RS}, U_{RT}는 線間電壓, U_{Ro}는 相電壓, N은 中性點, ωt_N은 p=6에 自然導通角 60°이다. 그림 7(c)는 초퍼制御回路에 의해 實現되며 線電流i_R이고 π/2에 對稱이면서 π/3에 部分對稱이며 제어법칙 I이다. 그림 7(d)는 그림(c)의 方法과 같은 制御法則 II이다. 그림(e)는 波形重疊에서 制御角에 대한 線電流i_{PR}이며 그림(f), (g)는 線S, T에 대한 線電流이다. 그림(h)는 그림(e)의 高



(a)



(b)



(h)

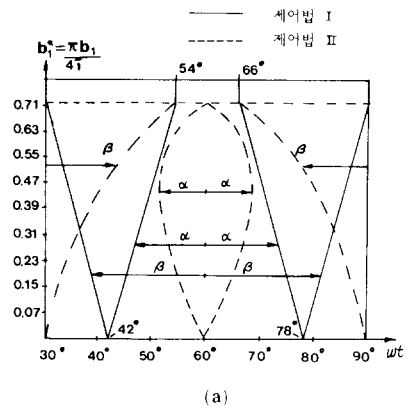
그림 7. 三相 브리지회로(펄스數 p=6)
Fig 7. Three phase bridge circuit.
(pulse number p=6)

인덕티브負荷가 아니고 純 抵抗負荷에 대한 線電流이다. 그림(e)~(g)는 $\pi/2, \pi, 3\pi/2$ 등에서 基本對稱이며 $\pi/3, 2\pi/3$ 에서는 部分對稱이다. 그림(c), (d)에 따른 電流패턴은 그림(a)의 動作(2) 또는 (3)으로 實現시킬 수 있으며 그림(e)는 그림(a)의 動作(3)으로 實現시킬 수 있다. 그림(a)의 動作(2)는 從來의 다이오드 브리지회로로서 초퍼CH가 動作될 때 波形重疊의 펄스를 實現시킬 수 없으므로 本 방식에는 適用되지 않으며 本 방식은 그림(a)의 動作(3)으로 實現시켰다.

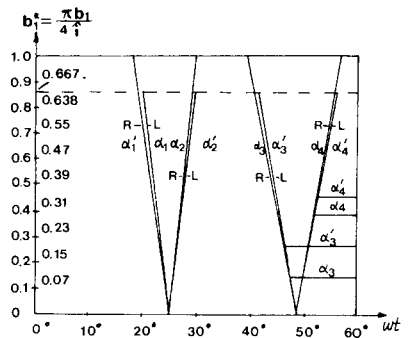
式(8)~(10)으로부터 誘導된 方程式群과 그림 7(e)의 4개의 制御角에 대해 定해지는 i_p 와 5次, 7次 및 11次 高調波를 除去하여 數值的方法에 의해 制御角을 決定한다.

2) 高 인덕티브負荷

電流는 그림(c)~(g)와 같으며 그림 7(c), (d) 경우의 解는 그림 8(a)에 나타나 있으며 그림 7(e)의 解는 그



(a)



(b)

그림 8. 그림7과 一致하는 制御法에 대한 線電流 基本波 對 制御角 曲線

Fig. 8. Line current fundamental versus control angles curve for control law corresponding to Fig. 7.

림 8(b)에 나타내었다.

그림 8(a)의 實線은 制御法I에 의한 그림 7(c)와 一致하는 스위칭패턴이며 點線은 制御法II에 의한 그림 7(d)와 一致하는 스위칭패턴이고 高 인덕티브負荷일 때 5次 高調波의 除去이다. 그림 8(b)는 그림 7(e)와 一致하는 스위칭패턴이며 2次에서 12次까지 高調波를 除去하였으므로 點弧와 消弧瞬時の 重疊되는 큰 값으로 나타나기 때문에 $b_1^* = \pi b_1 / 4i = 0.85 \times (\pi/4) = 0.667$ 에 一致한다.

그림 8(a)의 制御法I과 制御法II는 5次 線電流의 高調波를 除去하였고 制御角의 差는 더 많은 高調波를 除去하지 않았기 때문에 나타난다. 除去하지 않은 나머지 高調波는 그림 9에 나타냈으며 制御法II에서는 重要的한 7次 高調波가 b_1 의 全領域에 대해 매우 적게 나타나므로 制御法I 보다 有用하다.

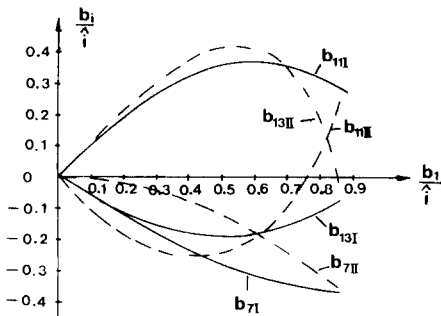


그림 9. 그림 7(c), (d)와 그림 8(a)에서 나타낸 두 制御法에 대한 나머지 低次 高調波의 比較
Fig. 9. Comparison of the remaining lower order harmonics for the two control law shown in Fig. 7(c), (d) and in Fig. 8(a).

3) 純 抵抗負荷

純 抵抗負荷를 사용할 때는 그림 7(c)~(g)의 波形은 약간 수정되어야 하며 例로서 그림 7(h)는 그림 7(e)와 波形패턴은 等價이며 스위칭角은 그림 8(b)에 나타내었다. 그림 8(b)에서 高 인덕티브負荷와 純 抵抗負荷에 대한 解가 거의 近接하고 있는 現象은 그림 7(h)의 波形패턴이 그림 7(e)의 波形패턴과 거의 一致하고 있기 때문이다.

V. 實驗結果

本 PTC 方式의 實驗測定을 위해서는 그림 10과 같은 實驗시스템을 構成하였다.

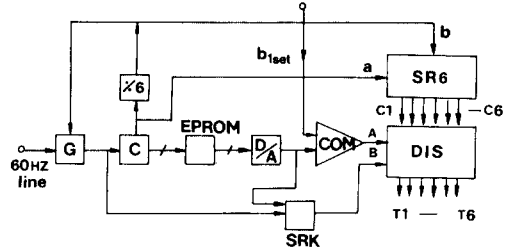


그림 10. PTC의 實質的인 實現
Fig. 10. Practical realization of PTC.

그림 10에서 入力a는 120°의 펄스길이가 포함되고 入力C₁는 相互間에 60° 位相變位된 120° 펄스가 전달된다. 例를들면 C₂는 120° 펄스 C₁에 대해 60° 遲延된 120° 펄스이다. 이는 DIS (DIStribution circuit)의 入力A와 B가 더해져 스위칭 制御信號를 T₁~T₆에 주게되며, 信號A는 그림 7(e)에서의 RS 펄스를 전달하고 120°와 240°의 位相變位에 대하여 週期內 두번씩 反復한다. 또한 信號B는 信號A와 같이 두 反復에 의해 RT펄스를 전달한다. SRK (shift register : 1024bit)는 그림 7(e)의 두펄스의 順次 RS와 RT 사이에 觀測될 60° 位相變位를 發生시킨다.

그림 7(e)의 區間(0, π) 또는 그림 8(b)의 點線部分 區間에서 RS펄스를 發生시키기 위해 모든 制御問題를 減少시켜야 하며 이를 위해 그림 8(b)의 曲線을 EPROM에 貯藏시키고 카운터C는 EPROM의 한 어드레스를 選擇하기 위해 使用한다. 選擇된 어드레스의 內容이 b_{iset}에 도달할 때 A는 하이레벨이 되고 나중 b_{iset}가 D/A 變換機의 出力이 減少하는 동안 다시 도달할 때는 로우레벨이 된다. 이를 한 週期當 세번 反復하게 되며 3×10124 펄스가 G에서 發生되기 때문에 自動的으로 성취될 수 있다. 線電流의 高調波分을 더욱 低減시키기 위하여 필터를 사용하고 SHE PWM에서 除去시키지 못한 高次 高調波를 低減시킨다.

그림 11(a)는 電源에 대한 임피던스를 나타낸 것이며 $Z=0.24+j0.15(\Omega)$, $Z'=0.16+j0.1(\Omega)$ 이고 그림(b)는 三相 필터回路이며 $L'=4.04(mH)$, $L''=10.78(mH)$, $C'=5.57(\mu F)$ $C''=4.64(\mu F)$ 이다.

表 1은 그림 11(a)에서 相電壓의 高調波分의 限界值이며 表 2는 表1, 그림 11(a)에 의한 高調波分 限界值이다.

本 SHE PWM에서 表 2의 低次 高調波를 3次에서 11次까지 除去시켰지만 除去시키지 못한 13次以上의 高次 高調波는 남아 있게 된다. 따라서 그림 11

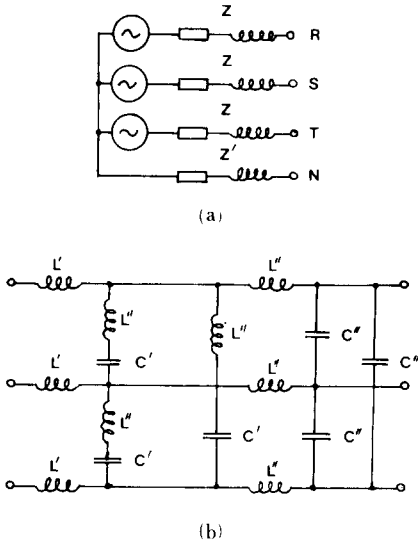


그림 11. (a) 電源線路의 임피던스
(b) 三相 필터회로
Fig. 11. (a) Impedance of source line,
(b) Three phase filter circuit.

(b)의 三相 필터회로를 使用하여 除去시키지 못한 高次 高調波를 제거시킬 수 있다.

그림 7(a)의 動作(3)의 電力회로, 그림10의 制御회로 및 그림11(b)의 필터회로의 構成으로 그림 8(b)의 高 인덕티브負荷에서 SHE PWM 方式에 의해 3次에서 11次까지 低次 高調波를 除去시킨 스위칭 制御角을 利用하여 그림12의 線電流와 負荷電壓을 測定하였다. 그림12에서 線電流의 高調波分은 거의 正弦波와 類似한 良好한 波形을 얻을 수 있었다.

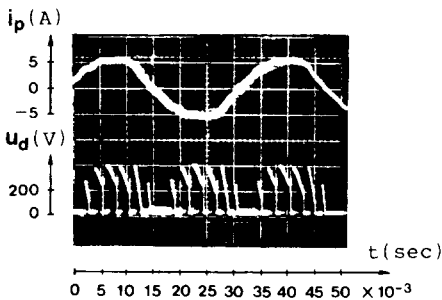


그림 12. 三相適用, 高 인덕티브負荷에 대한 線電流 및 負荷電壓
Fig. 12. Line current and load voltage for three phase application, highly inductive load.

표 1. 그림11(a)에서 相電壓의 高調波分 限界值
Table 1. Harmonic limit of phase voltage in Fig. 11(a).

harmonic number (k)	limit (%)
3	0.85
5	0.65
7	0.6
9	0.4
11	0.4
13	0.3
15...39	0.25

표 2. 표1, 그림11(a) 및 電源에 基礎한 電流의 高調波分의 限界值
Table 2. Harmonic limit of current based on Table, Fig. 11(a) and source.

harmonic number (k)	voltage limit (%)	I_k (A)
3	0.25	3.667
5	0.65	1.816
7	0.6	1.226
9	0.4	0.642
11	0.4	0.528
13	0.3	0.336
15	0.25	0.243
17	0.25	0.215
19	0.25	0.192
21	0.25	0.174

VI. 結 論

電源轉流 콘버터를 制御하기 위해 PTC 方式을 利用하였으며 實際 電流에 影響이 가장 큰 線電流의 低次 高調波를 11次까지 選定하여 除去하였고, 制御角은 SHE PWM 方式에 의한 fourier 解析으로 부터 얻어진 方程式群을 基礎로 하여 計算하였다. 除去시키지 못한 13次以上의 高次 高調波는 필터회로를 構成하여 거의 低減시킬 수 있었다. 또한 從來의 位相制御方式보다 力率改善을 위하여 PTR로 設計된 電源轉流 콘버터에서 PTC를 實現시킬 수 있었다.

制御法은 간단한 디지털 및 아날로그 回路의 應用으로 PTC를 構成하였고 電力回路는 PTR로 設計된 콘버터를 使用하였으며 SHE PWM 방식에 의해 實際的 實現을 할 수 있었다. 또한 除去시키지 못한 低次 高調波의 低減을 위해 간단한 三相 濾波回路를 使用하였으며 線電流 및 負荷電壓을 測定하였다. 線電流의 波形은 正弦波와 거의 類似한 良好한 結果를 얻을 수 있었다.

앞으로 電力電子回路의 使用이 급증할 趨勢에 부응하여 本 방식은 매우 有力한 手段이 될 수 있을 것이며 一般 產業界의 適用이 期待된다.

參 考 文 獻

- [1] W. Leonhard, "Control of electrical drives," Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, pp. 88-114, 1985.
- [2] B.K. Bose, "Power electronics and AC drives," Prentice-Hall, pp. 81-313, 1986.
- [3] S.B. Dewan and A. Straugen, "Power semiconductor circuits," John Wiley & Sons, pp. 134-211, 1975.
- [4] P. Buechner, "Stromrichter-netzruckwirkungen und ihre beherrschung Leipzig," WEB deutscher verlag fur grundstoffindustrie, 1982.
- [5] 水谷, "バイポーラトランジスタの大容量 インバータへの 應用,"昭58, 日本電氣學會, 全國大會, S.6-3, 1983.
- [6] D.H. Chung, "Technology trend in variable speed drive for industry," Hyundai electrical review (R & D), vol. 4, no. 1, pp. 257-277, 1989.
- [7] T.K. 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, 1979.
- [8] P.D. Ziogas, et al., "PWM control techniques for rectifier filter minimization," *IEEE PESC*, recod. 1984, June, pp. 18-21, 1984.
- [9] P.D. Ziogas, et al., "Optimum design of three phase PWM rectifier-inverter type frequency changer," *IEEE IA*, Annual Meeting 1984, Chicago, Sept. 30-Oct. 4, 1984.
- [10] Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal switching pattern of SHE PWM for VSI-IM drive system," *KITE Journal*, vol. 26, no. 11, pp. 200-209, 1989.
- [11] Y.J. Lee and D.H. Chung, "The study on decreasing acoustic noise and oscillation of variable speed induction motor by optimal PWM strategy," *KIEE Trans.*, vol. 36, no. 2, pp. 27-34, 1987.
- [12] D.H. Chung, et al., "Optimal PWM control of converter for minimizing source harmonics component," *KIEE Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 75-82, 1987.
- [13] D.H. Chung, et al., "The characteristic comparison of various PWM strategies for generating pulse signal of voltage source inverter," *The Journal of KICS*, vol. 15, no. 5, pp. 384-398, 1990.
- [14] F. Zach, "Power electronics (Leistungselektronik)," Vienna, Springer Verlag, 1979.

著 者 紹 介



鄭 東 和 (正會員)

1955年 8月 15日生. 1979年 2月 영남대학교 전기공학과 졸업. 1981年 2月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 공학석사 학위취득. 1987年 8月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 공학박사 학위취득. 1988年 3月~1989年 4月 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989年 4月~현재 순천대학 전기공학과 전임강사. 주관심분야는 전력전자 및 전기기기, 해로해석 및 시스템 제어, 마이크로프로세서 응용 등임.