

論 文
37~1~4

상간리액터의 2-4탭 변환 방식에 의한 콘버터 입력 전류의 고조파저감에 관한 연구

(A New Method for Reducing Harmonics in Input AC Line Currents of Converter by 2-4 Switching taps on Interphase Reactor)

柳 喆 魯* · 李 公 熙** · 李 星 龍**
(Chul-Ro Yu · Gong-Hee Lee · Seong-Ryong Lee)

ABSTRACT

In this paper, a new method for reducing harmonics in input AC line currents of converter is presented, which is due mainly to the equipment of 2 - 4 switching taps on interphase reactor.

When this method is applicable to conventional 12 pulse converter, the 24 pulse or 48 pulse converter is controlled by firing angles. The former is performed in 2 tap method when less than 15 degrees, and the latter in 4 tap method when more than 15 degrees.

Therefore, the proposed method has the advantages of reducing harmonics in full range of control angle and comparison with the conventional 3 tap method. We proved the validity of that theoretically and experimentally.

1. 서 론

최근 다이리스터 콘버터가 대용량화하고 그의 이용이 보편화됨에 따라 콘버터에서 발생하는 입력측 고조파 전류는 심각한 문제가 되어 유럽이나 일본등에서는 이의 규제화 방안을 준비중이거나 이를 위한 조사가 진행되고 있다.^{1)~3)} 이러한 입력전류의 고조파 저감 대책으로는 고조파 발생원 자체에서 억제하는 방법이 가장 바람직하고 대표적인 것으로 콘버터 교류 입력의 상수를 증가시키는 다상화(phase multiplication) 방법이 있으며, 이 방법은 상수를 증가시킬수록 고조파 저감효과가 크다는 것은 자명한 사실이다.^{3)~4)}

그러나 통상의 Δ 또는 Y결선의 3상 변압기를 조합한 것 만으로는 6상12펄스 콘버터 이상은 구성

할 수 없다. 따라서 12펄스 이상으로 다상화하기 위해서는 zig-zag 또는 fork 결선등의 상수 변환등 변압기 및 많은 정류소자를 필요로하기 때문에 장치의 대형화와 비용이 증가하는 단점이 있다.^{4)~5)} 이에 대한 대책으로 2중접속 12펄스 콘버터의 상간리액터 3탭 변환회로의 부가만으로 간단하게 36펄스로 다상화할 수 있는 고조파 저감형 콘버터가 제안되었다.⁶⁾ 그러나 3탭변환 방식에 의한 36펄스 콘버터는 제어각이 15° 이하 일때는 자연전류(natural commutation)가 불가능하거나 전류 실패(commutation failure) 확률이 높기 때문에 탭변환 제어가 불안정하며, 탭수가 증가할수록 그 영향이 크게 작용하며 고조파 저감효과를 얻을 수 없는 단점이 있다.⁷⁾

그러므로 본 연구에서는 기존의 36펄스형 콘버터에 비해 고조파 저감효과를 크게 하기 위하여 첫째, 4 탭 변환 제어에 의한 48펄스형 콘버터를 구성하였고, 둘째 고조파 저감효과를 최대로 하는 상간리액터의 최적 권수비 및 탭변환 제어각을 설계하였다. 또한 콘버터가 제어각 전범위에서 고조

*正 會 員 : 全 北 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

**正 會 員 : 全 北 大 大 學 院 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

接受日字 : 1987年 7月 20日

1次修正 : 1987年 9月 3日

2次修正 : 1987年 11月 30日

과 저감효과를 갖도록 하기 위하여 제어각이 15° 이하 일때는 2 펄스 변환 방식으로 15° 이상일때는 4 펄스 변환 방식으로 제어하는 2-4 펄스 변환형 콘버터를 구성, 그 타당성을 이론 및 실험적으로 입증하였다.

2. 2-4펄스 변환형 콘버터

그림 1은 교류 입력 전류를 제어각에 따라 24펄스 또는 48펄스로하기 위한 2-4펄스 변환형 콘버터의 회로구성이다. 이 회로는 상간리액터가 접속된 12펄스 콘버터를 기본으로 하기때문에 전원측 변압기 1차측은 Δ, 2차측은 Δ와 Y의 2권선으로 접속되고, 이 Δ, Y결선으로 부터 30°의 위상차를 갖는 2조의 3상 2차 전압이 제각기 3상전파 정류회로 CON. I, CON. II를 통해 직류전압으로 정류된다. 그림 1의 점선 부분이 본 연구의 중요부분으로 상간리액터의 탭이 하나인 경우(00'를 직결)는 기존의 2중접속 12펄스 정류회로가 되고 2개의 탭과 정류소자를 설치하면 24펄스, 3개면 36펄스, 4개면 48펄스 등으로 입력전류를 다상화 할 수 있다. 이론적으로 상간리액터의 탭수(t)와 교류입력전류 i_s의 펄스수(p)는 p=12×t의 관계가 성립하게 된다. 즉 탭수(t)를 무한대로 증가시키면 교류입력전류 i_s는 정현파에 가까워지기때문에 고조파를 발생하지않는 이상적인 정류회로를 구성할 수 있다. 그러나 탭의 수가 증가하면 제어회로의 구성이 복잡해지고 실제로 장애를 일으키는 고조파차수는 저차 고조파(5, 7, 11, 13차등)이기 때문에 본 연구에서는 실용적이면서 저차고조파를 발생치 않는 고조파 저감형 정류회로로서 그림과 1 같은 2-4펄스 변환형 콘버터를 제시한다. 이는 주 정류회로(CON. I,

CON. II)의 제어각이 15°이하일때는 SCR T_A, T_B,의 2펄스 변환에 의한 24펄스로, 15°이상일때는SCR T_P, T_H, T_N, T_G의 4펄스 변환에 의한 48펄스에 제어하는 알고리즘(이하 "2-4펄스 변환"이라 한다)으로 운전되는 콘버터이다.

3. 2-4펄스 변환에 의한 고조파 저감

3.1 상간리액터 전압

본 연구에서 제시한 콘버터의 이론적인 해석을 용이하게 하기위하여 변압기 및 정류소자는 이상적인것이라하고 입력전압은 3상 평형 정현파 전압이며 출력전류 I_a는 완전 평활한 전류라고 가정한다.

그림 1에서 주 변압기의 1-2차 결선이 Δ-Y (권수비 1 : a_s/√3)에 의한 CON. I의 직류출력전압 e_{d1}과 Δ-Δ(권수비 1 : a_s)에 의한 CON. II의 전압 e_{d2}는 그림 2 (a)에 나타난 것처럼 30°의 위상차를 갖는 동일 파형이다.

따라서 주 정류회로의 직류출력전압 e_{da}(그림1의 점 OR사이의 전압) 및 상간리액터 전압 V_m은 다음식과 같다.

$$\left. \begin{aligned} e_{da} &= (e_{d1} + e_{d2}) / 2 \\ V_m &= e_{d1} - e_{d2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

그림 1의 입력전압 V₁₂, V₄₅ 등은 주 정류회로의 제어각에 따라 그림 2 (a)와 같이 직류출력전압 e_{d1}, e_{d2}로 제어되고, 입력전류 i₁, i₄는 그림 2(c)와 같이 흐른다. 이때 상간리액터 전압 V_m은 식(1)에 의해 그림 2(b)와 같고 전류 i₁, i₄에 동기시켜 제어각에 따라 비교해보면 α=15°일때를 임계점으로 하여 α<15°일 때 V_m의 한 주기는 -, +, -의 시퀀스를 갖고, α≥15°일때는 +, -의 시퀀스가 됨을 알 수 있다.

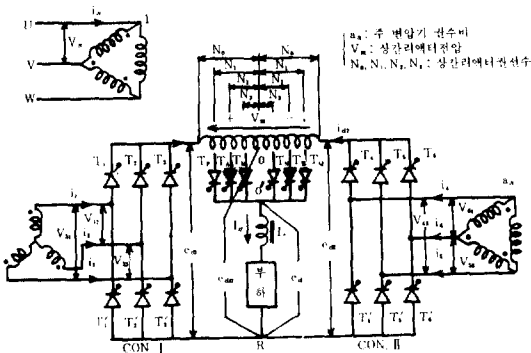


그림 1. 2-4펄스 변환형 콘버터
Fig.1. 2-4Switching taps based converter

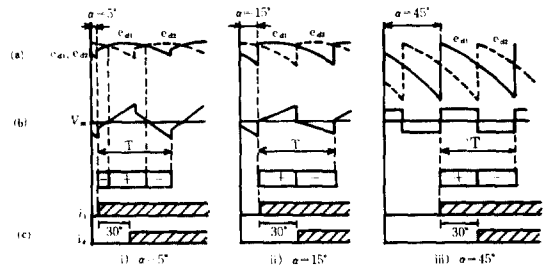


그림 2. α에 따른 상간리액터 전압
Fig.2. Interphase reactor voltage versus α.

3.2 2-4펄스 변환 제어

그림 1의 회로에서 점선 부분의 펄스 변환회로가 없다고 가정(점OO'를 직결)하면 통상의 12펄스 콘버터가 된다. 이때의 각 전류들을 그림 1의 i_s 는 i_{s0} , i_1 은 i_{10} , i_2 는 i_{20} 등으로 첨자에 "0"을 부가하여 구별한다. 이 경우 i_{10} 와 i_{40} , i_{20} 와 i_{50} , i_{30} 와 i_{60} 는 각각 30° 의 위상차를 갖는 구형파 전류로 이들중 i_{s0} 에 관계없는 i_{10} , i_{30} , i_{40} 의 파형은 그림 3 (a) - (c)와 같고, 이 때의 입력전류는 i_{s0} 는^{6),7)}

$$i_{s0} = a_s(i_{10} - i_{30})/\sqrt{3} + a_s i_{40} \quad (2)$$

이므로 i_{s0} 는 그림 3 (d)와 같이 12펄스의 제단 파형이 된다.

여기서 그림 1의 상간리액터를 SCR T_A, T_B 에 의하여 2펄스변환제어를 할 경우 이의 해석을 위하여 SCR T_ν ($\nu=A, B$)의 on 상태를 모드 ν 라 한다. 주

정류회로로 부터 상간리액터에 유입되는 전류 i_{d1} , i_{d2} 는 등 Ampereturn 법칙에 의해 모드에 따라 다음과 같이 표시된다.

$$i_{d1} + i_{d2} = I_d$$

$$\text{MODE A : } i_{d1}(N_0 - N_2) = i_{d2}(N_0 + N_2)$$

$$\text{MODE B : } i_{d1}(N_0 + N_2) = i_{d2}(N_0 - N_2)$$

위의 식을 정리하면 i_{d1}, i_{d2} 는

$$\left. \begin{aligned} \text{MODE A : } i_{d1} &= I_d/2 + i_m, \quad i_{d2} = I_d/2 - i_m \\ \text{MODE B : } i_{d1} &= I_d/2 - i_m, \quad i_{d2} = I_d/2 + i_m \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

단, $i_m = a_{m2} I_d$, $a_{m2} = N_2/N_0$ 이다.

제어각 $\alpha=45^\circ$ 일 경우 상간리액터 전압 V_m 은 그림 3 (e) [그림 2. (b-iii) 참조]와 같이 60° 의 주기를 갖는 구형파로 나타난다. 이때 펄스변환용 SCR T_A, T_B 의 자연전류(natural commutation)가 가능하면서 전원전류 i_s 의 고조파 저감효과를 얻기 위해서는 $N_m > 0$ 일 때 모드 B→A순서로, $V_m < 0$ 일때 모드 A→B순서로 제어해야만 한다. 그러므로 상간리액터 전압 V_m 의 한주기동안 모드 B→A→A→B순서로 제어[이때를 "제어모드" 1 이라한다]하면 상간리액터 순환전류 i_m 은 식(3)에 의하여 모드에 따라 그림 3 (e)과 같이 나타난다. 이 순환전류에 의한 전류성분을 그림 1의 각 입력전류 $i_s \rightarrow i_{s0}, i_1 \rightarrow i_{10}$ 등으로 첨자에 "m"을 부가하여 구별하면 순환전류 i_m 은 주 정류회로 SCR의 on, off에 따라 각 입력 전류중에 배분되어져 i_{1m}, i_{3m} 등의 전류성분이 되고 그림 3 (f)~(h)의 파형이 된다. 전원전류중의 성분 i_{sm} 은^{6),7)}

$$i_{sm} = a_s(i_{1m} - i_{3m})/\sqrt{3} + a_s i_{4m} \quad (4)$$

이고, 그림 3 (i)와 같다. 따라서 2펄스 변환에 의한 전원전류 i_s 는 $i_s = i_{s0} + i_{sm}$ 에 의해 그림 3 (j)와 같이 24펄스 전류파형이된다. 한편 $\alpha=5^\circ$ 일 경우는 V_m 의 시퀀스가 그림 3 (e)와 다르므로 전술한 방법과 같이 제어모드 1로 제어하면 i_m 이 그림 3 (k)와 같이 되어 고조파 저감효과를 얻을 수 없다. 이 때는 $V_m > 0$ 일 때 모드A, $V_m < 0$ 일 때 모드B로 제어[이때를 "제어모드 2"라한다]해야만 i_m 이 식(3)에 의해 그림 3 (l)과 같이되므로, 그림 3 (e)와 i_m 의 시퀀스가 같게되고, 그림 3 (g)~(j)의 과정을 거쳐 고조파 저감 효과(24펄스)를 얻을 수 있다.

그러므로 2펄스 변환의 경우 상간리액터 전압 V_m 이 그림 2 (b)와 같이 제어각에 따라 시퀀스가 다르

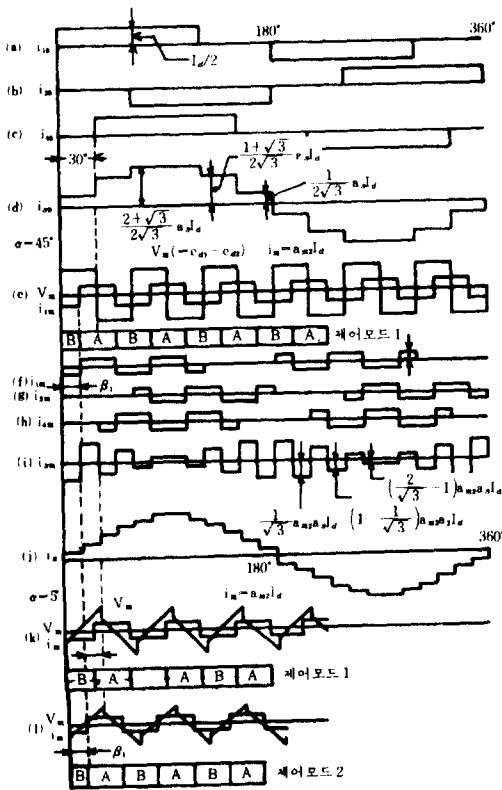


그림 3. 전원전류파형의 도식해석(24펄스)

Fig.3. Graphical analysis of waveforms of input currents

기 때문에 $\alpha \geq 15^\circ$ 일 때는 제어모드 1로, $\alpha < 15^\circ$ 일 때는 제어모드 2로 제어 해야만 제어 전범위에서 고조파 저감효과가 있음을 알 수 있다.

또한 그림 1에서 SCR T_p, T_M, T_N, T_Q 에 의하여 4 탭 변환을 할 경우 SCR $T_\nu (\nu=P, M, N, Q)$ 의 온상태를 모드 ν 라 하면 상간리액터 입력전류 i_{d1}, i_{d2} 는 모드에 따라 다음과 같다.

$$i_{d1} + i_{d2} = I_d$$

MODE P : $i_{d1}(N_0 - N_1) = i_{d2}(N_0 + N_1)$
 MODE M : $i_{d1}(N_0 - N_3) = i_{d2}(N_0 + N_3)$
 MODE N : $i_{d1}(N_0 + N_3) = i_{d2}(N_0 - N_3)$
 MODE Q : $i_{d1}(N_0 + N_1) = i_{d2}(N_0 - N_1)$

위의 식을 계산하여 정리하면 i_{d1}, i_{d2} 는 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} \text{MODE P : } & i_{d1} = I_d/2 + i_{m1}, i_{d2} = I_d/2 - i_{m1} \\ \text{MODE M : } & i_{d1} = I_d/2 + i_{m2}, i_{d2} = I_d/2 - i_{m2} \\ \text{MODE N : } & i_{d1} = I_d/2 - i_{m2}, i_{d2} = I_d/2 + i_{m2} \\ \text{MODE Q : } & i_{d1} = I_d/2 - i_{m1}, i_{d2} = I_d/2 + i_{m1} \end{aligned} \quad (5)$$

단, $i_{m1} = a_{m1} I_d, a_{m1} = N_1/2N_0$
 $i_{m2} = a_{m3} I_d, a_{m3} = N_3/2N_0$

제어각 $\alpha = 45^\circ$ 일 경우 V_m 은 그림 4 (a)와 같고 SC

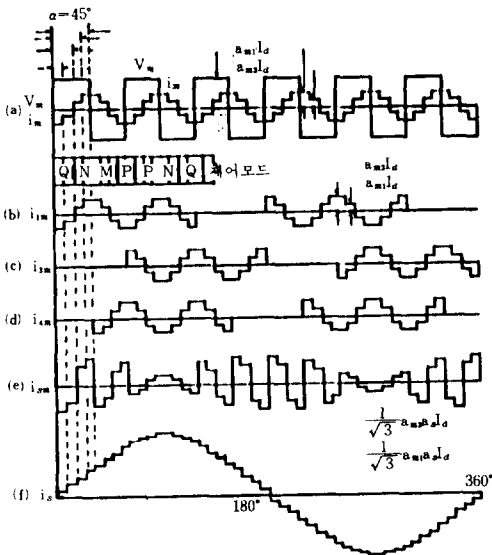


그림 4. 전원전류파형의 도식해석(48펄스)
 Fig.4. Graphical analysis of waveforms of input currents

R T_p, T_M, T_N, T_Q 의 자연전류가 가능하면서 고조파 저감효과를 얻기 위해서는 $V_m > 0$ 일 때 모드 $Q \rightarrow N \rightarrow M \rightarrow P$ 순으로, $V_m < 0$ 일 때 모드 $P \rightarrow M \rightarrow N \rightarrow Q$ 순으로 (즉, V_m 한 주기동안 $Q \rightarrow N \rightarrow M \rightarrow P \rightarrow M \rightarrow N \rightarrow Q$ 순)으로 제어해야만한다. 이때 i_m 은 식(5)에 의해 모드에 따라 그림 4 (a)와 같이 나타나고, 이 순환전류의 각 입력전류 성분은 그림 4 (b) - (d)와 같이 되며, 전원전류 성분은 식(4)에 의하여 그림 4 (e)의 파형이된다. 따라서 4 탭변환에 의한 전원전류 $i_s (=i_{s0} + i_{sm})$ 는 그림 4 (f)와 같이 48펄스 전류가 되므로 그림 3 (d)의 12펄스, 그림 3 (j)의 24펄스 파형 및 기존의 36펄스^{6,7)} 파형에 비하여 고조파 저감 효과가 월등함을 알 수 있다.

그러나 제어각이 $0^\circ < \alpha < 15^\circ$ 일 때는 그림 2에서 보는 바와 같이 V_m 의 시퀀스가 $\alpha \geq 15^\circ$ 일 때와 다르므로, 전술한 방법으로 제어하면 고조파 저감 효과가 없게 된다. 이때는 그림 5 (a) - (c)와 같이 제어해야 하므로 제어 모우드를 그림 5 (d)와 같이 V_m 에 동기를 맞추는 것이 아니라 입력전류 $i_1 - i_6$ 에 동기를 맞추어야 가능하다. 그러나 이렇게 제어한다해도 입력전류의 왜형률 μ 를 최소화하는 최적 권수비 및 제어각으로 제어할 경우 즉, $a_{m1} = 0.368, a_{m3} = 0.123,$

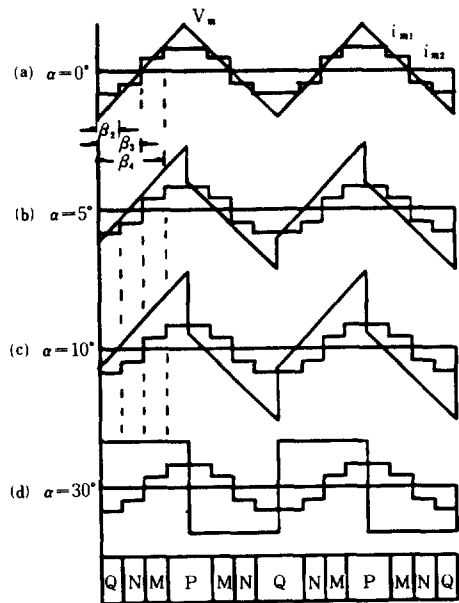


그림 5. 4 탭변환시 제어각에 따른 V_m 과 i_m 의 관계
 Fig.5. Relation between V_m and i_m versus α . (4 tap changing)

표 1. 탭수에 따른 왜형을 및 고조파 함유율

Table 1. Distortion factors & harmonic components for the number of taps

고조파 차 수 n	고조파 함유율 I_{sn}/I_{s1} [%]					
	12펄스	24펄스	36펄스	48펄스	본 방식	
					2 탭변환 ($\alpha < 15^\circ$)	4 탭변환 ($\alpha \geq 15^\circ$)
11	9.09				2.43×10^{-3}	0.51
13	7.69				2.06×10^{-3}	0.57
23	4.35	4.35			4.35	0.07
25	4.00	4.00			4.00	0.06
35	2.86		2.86		7.65×10^{-4}	0.21
37	2.70		2.70		7.24×10^{-4}	0.15
47	2.13	2.13		2.13	2.13	2.13
49	2.04	2.04		2.04	2.04	2.04
59	1.69				4.54×10^{-4}	0.09
61	1.41				4.39×10^{-4}	0.12
71	1.41	1.41	1.41		1.41	0.02
73	1.37	1.37	1.37		1.37	0.02
왜형율 [%]	15.2	6.89	4.39	2.95	6.89	3.06

* 2 탭변환 : $a_{m2}=0.2456, \beta_1=15^\circ$
 4 탭변환 : ($a_{m1}=0.368, a_{m3}=0.123$
 $\beta_2=7.5^\circ, \beta_3=15^\circ, \beta_4=22.5^\circ$)

$\beta_2=7.5^\circ, \beta_3=15^\circ, \beta_4=22.5^\circ$ 로 제어할 경우 [표 1 참고] $\alpha < 7.5^\circ$ 일 때는 입력전류 i_m 와 상간리액터전압 V_m 이 그림 5 (a) 와 같이 되므로 모우드 H → G 의 전류(commutation) 가 되지않아 자연전류(natural commutation) 에 의한 고조파 저감효과를 기대할 수 없고(그림 5(a), 그림4참고) $7.5 \leq \alpha < 15^\circ$ 일 때는 이론적으로는 자연전류가 가능하지만 실제 회로 구성 시 스위칭 소자등이 이상적인 것이 아니고 이때의 V_m 이 작고 그림 5(a) - (c) 처럼 직선적으로 변화하는 것이 아니기 때문에 +에서 -로 -에서 +로 변화하는 기간 즉 V_m 이 "0"인 기간이 길어지므로 탭 변환용 다이리스터 2 개가 동시에 on 되는 등 전류실패(commutaion failure) 확률이 높아 전류파형이 불안정하게 된다. (그림 5(b), (c), 그림 8참고) 따라서 안정하고도 확실한 고조파 저감효과를 얻기 위해서는 4 탭변환의 경우 $\alpha \geq 15^\circ$ 로 한정된다.

따라서 본 연구에서는 제어각 전 범위에서 입력 전류가 안정하면서 고조파 저감효과를 갖도록 하기 위하여 주 정류회로의 제어각이 $0^\circ < \alpha < 15^\circ$ 일 때는 2 탭변환(제어모드 2) 에 의한 24펄스로, $\alpha \geq 15^\circ$ 일 때는 4 탭변환에 의한 48펄스로 운전하는 2-4 탭 변환 콘버터틀 구성하였다.

여기서 본 시스템의 정격 및 변압기의 용량은 다음식에 의하여 구할 수 있다.⁶⁾

i) 변압기 용량

주 변압기 용량 $P_t = 1.083 P_{d0}$

상간리액터 용량 $P_m = 0.0254\sqrt{1 - (3/\pi)\cos 2\alpha} \cdot P_{d0}$

ii) 다이리스터 정격

• CON. I, II 의 다이리스터

내입 : $1.41a_s V_s$

정격전류 : $0.327I_d$

• 탭변환용 다이리스터

• 내입 : $0.48a_s V_s$

정격전류 : $0.577I_d$

이는 본시스템이 12펄스 콘버터에 비하여 주변압기 용량은 7% 정도 증가할 필요가 있지만 상간리액터 용량은 20% 정도 감소시킬 수 있음을 알 수 있다.

3.3 시뮬레이션

고조파 저감형 콘버터의 고조파 저감효과를 제대로 하는 상간리액터의 최적 권수비 및 탭 변환제어각을 구하기 위하여 그림 3 (d), (i), 그림 4(e) 의 파형을 각각 Fourier 급수전개하면 다음식과 같다. 12 펄스 전류 i_{s0} 는

$$i_{s0} = (2\sqrt{3} a_s I_d / \pi) \left[\sin(\theta - \alpha) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{12k \pm 1} \sin(12k\theta - (12k \pm 1)\alpha) \right]$$

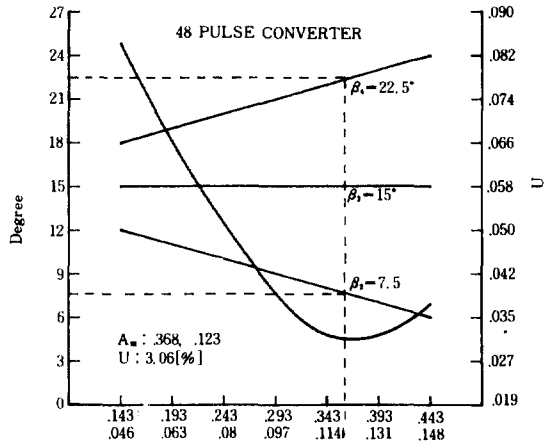
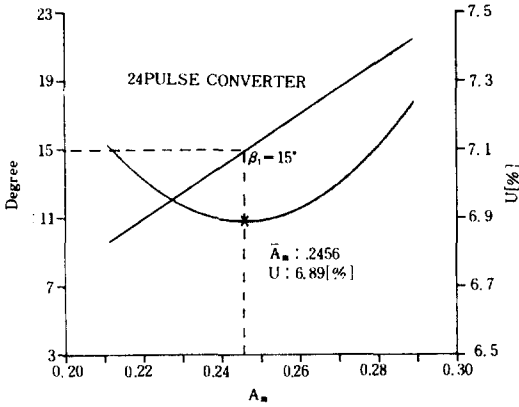


그림6. μ 를 최소로 하는 상간리액터 권수비 및 제어각의 결정
Fig.6. Decision of optimal a_m for minimizing μ

$$k \pm 1) (\theta - \alpha) \quad (6)$$

이고, 순환전류에 의한 전류 성분 i_m 은
i) 2 탭 변환시 ($0^\circ < \alpha < 15^\circ$)

$$i_{sm} = (2\sqrt{3} a_s I_d / \pi) \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \sin(\theta - \alpha + \phi_1) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{12k \pm 1} \sqrt{A_{12k \pm 1}^2 + B_{12k \pm 1}^2} \sin(12k \pm 1) (\theta - \alpha + \phi_{12k \pm 1}) \quad (7)$$

단, $A_n = a_{m2} C_n \cos n(5\pi/12 + \beta_1)$
 $B_n = a_{m2} [C_n \sin n(5\pi/12 + \beta_1) - 2]$
 $C_n = 8 \sin(n\pi/12)$
 $\phi_n = \frac{1}{n} \tan^{-1}(A_n/B_n)$

ii) 4 탭 변환시 ($\alpha \geq 15^\circ$)

$$i_{sm} = (4a_s I_d / \sqrt{3} \pi) [a_{m1} R_1 |\sin(n\beta_2 - \phi_1) + \sin(n\beta_4 - \phi_1)| + a_{m3} |R_2 \sin(n\beta_2 + \phi_2) + R_3 \sin(n\beta_3 + \phi_3) + R_4 (\sin\beta_4 - \phi_4) |\sin(\theta - \alpha) \quad (8)$$

단, $A_n = 1 + (\sqrt{3} - 1) \cos \frac{n\pi}{6} + (2 - \sqrt{3}) \cos \frac{n\pi}{3}$
 $B_n = (\sqrt{3} - 1) \sin \frac{n\pi}{6} + (2 - \sqrt{3}) \sin \frac{n\pi}{3}$
 $C_n = A_n + 2(1 - \sqrt{3}) \cos \frac{n\pi}{6}$
 $D_n = B_n + 2(\sqrt{3} - 2) \sin \frac{n\pi}{3}$

$$E_n = 2(\sqrt{3} - 1) \cos \frac{n\pi}{6} + 2,$$

$$F_n = -2(\sqrt{3} - 1) \sin \frac{n\pi}{6}$$

$$R_1 = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, R_2 = \sqrt{C_n^2 + D_n^2},$$

$$R_3 = \sqrt{E_n^2 + F_n^2}, \phi_1 = \tan^{-1}(A_n/B_n),$$

$$\phi_2 = \tan^{-1}(C_n/D_n), \phi_3 = \tan^{-1}(E_n/F_n)$$

$$n = 1, 12k \pm 1 (k = 1, 2, 3 \dots)$$

여기서 전류전류 $i_s (= i_{s0} + i_{sm})$ 는 2 탭 변환의 경우 ($0^\circ < \alpha < 15^\circ$) 식 (6)(7)에 의해서, 4 탭 변환의 경우 ($\alpha \geq 15^\circ$) 식 (6)(8)에 의하여 결정되며, 전류의 왜형률 μ 는 식 (9)와 같이 정의된다.

$$\mu = \sqrt{\sum_{n(n>1)} i_{sn}^2 / s_{s1}} \quad (9)$$

단, i_{s1}, i_{sn} 은 전류전류의 기본파 및 n 차 고조파성분의 실효치이다.

식 (6)-(9)에 의하여 왜형률 μ 는

i) 2 탭 변환시 $\mu = \mu(a_{m2}, \beta_1) \quad (10)$

ii) 4 탭 변환시 $\mu = \mu(a_{m1}, a_{m3}, \beta_2, \beta_3, \beta_4) \quad (11)$

의 함수이므로 각각의 왜형률을 최소로 하는 상간리액터 권수비 a_{m1}, a_{m2}, a_{m3} 및 탭변환제어각 $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ 를 계산하면

i) 2 탭 변환시 $a_{m2} = 0.2456, \beta_1 = 15^\circ$

ii) 4 탭 변환시 $a_{m1} = 0.368, a_{m3} = 0.123$

$$\beta_2 = 7.5^\circ, \beta_3 = 15^\circ, \beta_4 = 22.5^\circ$$

이고, 이들 관계를 그림 6 과 표 1 에 나타냈다. 이는 이론적으로 본 시스템이 12펄스 콘버터의 왜형률 15.2[%]에 비하여 제어각이 $0^\circ < \alpha < 15^\circ$ 일 때, 6.89[%], $\alpha \geq 15^\circ$ 일 때 3.06[%]까지 고조파를 저감시킬 수 있음을 알 수 있다.

4. 실험 결과 및 고찰

고조파 저감효과를 극대화하고 안정된 전류를 얻기 위하여 시뮬레이션에 의한 최적 data 를 이용하여

2-4펄스 변환형 콘버터를 구성, 실험한 결과를 그림 7, 8에 보였다.

그림 7 (a)는 탭변환을 하지 않은 경우 즉 12펄스 콘버터의 입력 전류파형이고 그림 7 (c)는 $\alpha=5^\circ$ (제어모드 2)일 때 2펄스 변환시 전류파형으로 12펄스에 비하여 고조파 저감효과가 있음을 알 수 있다. 그림 7 (a) (d)는 $\alpha=5^\circ, 13^\circ$ 일 때 4펄스 변환제어시 전류파형으로 정류회로의 제어각이 $0^\circ < \alpha < 15^\circ$ 일 경우 4펄스 변환이 불가능하거나, 전류실패(commutation failure)에 의해 전류(current)가 불안정 함을

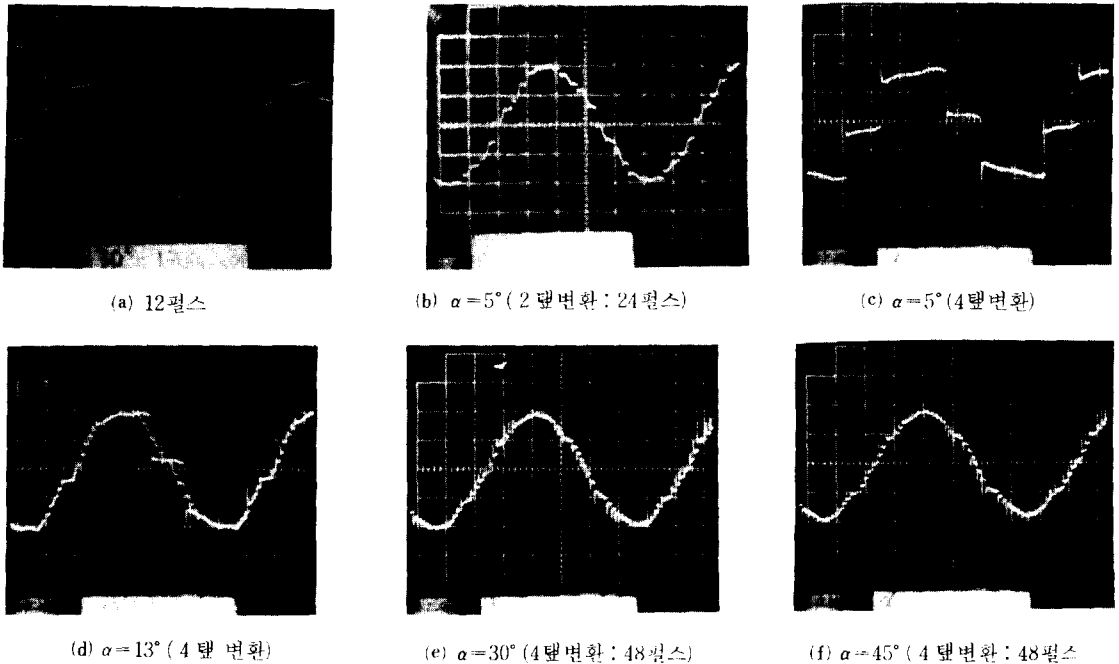


그림7. 전원전류의 실측파형

Fig.7. Oscillograms of line Currents

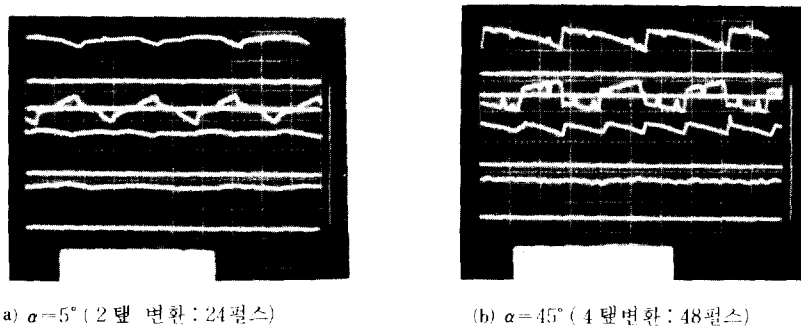


그림8. 직류 전압의 실측파형

Fig.8. Oscillograms of DC Voltages.

입증한다. 그림 7(e) (f)는 $\alpha=30^\circ, 45^\circ$ 일 때 4펄스 변환시 48펄스 전류 파형으로 $\alpha \geq 15^\circ$ 일 경우 4펄스 변환이 가능하고 고조파 저감효과가 기존 12, 24, 36펄스 방식에 비하여 현저하게 향상됨을 알 수 있다. 그림 8은 본 연구에서 제시한 2-4펄스 변환형 콘버터가 고조파 저감효과 뿐 아니라 직류출력전압의 맥동율도 현저하게 감소시킬 수 있음을 보여준다.

따라서 본 연구에서 제시한 2-4펄스 변환형 콘버터는 제어각 전 범위에서 전원전류의 고조파를 저감시킬 수 있고, 출력전압의 맥동율도 현저하게 감소시킬 수 있는 시스템이다. 다만 본 방식에 의한 실험결과파형이 이론치와 같이 정확하게 계단파형이 되지 않는 이유는 전류중첩 현상때문으로 생각되고 이현상의 감소 및 부하전류에 따른 적정 상간 리액터 용량을 결정하는 이론적인 해석등은 계속 연구 하고자 한다.

5. 결 론

본 연구에서는 주 정류회로의 제어 전 범위에서 갖는 2-4펄스 변환형 콘버터를 구성, 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 고조파 저감효과가 크다.

전원전류의 왜형율이 이론적으로 12펄스 콘버터의 15.2[%]에 비하여 2펄스 변환($0^\circ < \alpha < 15^\circ$)의 경우 6.89[%], 4펄스 변환($\alpha \geq 15^\circ$)의 경우 3.06[%]까지 감소시킬 수 있음을 보였고 실험에 의해 고조파 저감효과를 입증하였다.

2) 고조파 저감효과를 제어각 전 범위에서 얻을 수 있다.

2-4펄스 변환 알고리즘을 채택함으로써 $\alpha \geq 15^\circ$ 일 때는 48펄스로, $0^\circ < \alpha < 15^\circ$ 일 때는 24펄스로 운전되

므로 제어 전 범위에서 고조파 저감효과를 갖는다.

앞으로 본 콘버터를 기존의 PWM인버터, V VVF 시스템 등에 적용함으로써 출력전류 뿐만 아니라 입력전류까지 고조파를 저감시키는 입출력 고조파 저감형 시스템에 대한 연구가 기대되어진다.

REFERENCE

- 1) D.E.Steeper and R.P.Stratford, "Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems Using Thyristor Converter" IEEE Trans. Ind.Appl., vol.IA-12, No.3, May / June, 1976.
- 2) R.P.Stratford, "Rectifier Harmonics in Power Systems", IEEE Trans. Ind.Appl., vol.IA-16, No.2, March / April, 1980.
- 3) 電氣書院編集部, "電力變換 テクニク", 電氣書院. pp.125~170, 1985.
- 4) F.Tazume, K.Amano and T.Nakatani, "DC Automatic Voltage Regulator of Reducing Harmonics in Input AC Line Currents", Takaoka Review. vol.32-1, No. 105, 1985.
- 5) S.Miyairi et al. "A New Method of Reducing Harmonics in Input AC Line Currents of Thyristor Rectifier Circuit", IPEC-Tokyo 83. vol.2 pp.993~1004. Mar., 1983.
- 6) S.Miyairi et al, "A New Method of Reducing Harmonics of Rectifier Circuit by Switching Taps of Interphase Reactor", JIEE 60-B26, pp.39~46 Mar.1985.
- 7) S.R.Lee, "A New Converter System of Reducing Harmonics by 2-3 Switching taps on Interphase Reactor", KIEE, vol.24, No. 4, 1987.