

간단한 보조회로 추가에 의한 6-펄스 싸이리스터 컨버터의 다펄스화

鄭在赫, 崔世琬, 李寅煥, 黃龍夏

Pulse Multiplication of 6-Pulse Thyristor Converter with Simple Auxiliary Circuit

Jae-hyuck Jung, Se-wan Choi, In-hwan Lee, Yong-ha Hwang

요 약

본 논문에서는 6-펄스 싸이리스터 컨버터에 간단한 보조회로를 추가하여 펄스 수를 증대시키는 방식을 제안한다. 제안한 방식으로 6-펄스 컨버터는 12-펄스, 18-펄스 및 24-펄스 동작을 하여 입력전류 뿐만 아니라 출력전압에서도 파형의 개선효과를 가져온다. 또한 입력전류 및 출력전압의 해석을 통하여 시스템의 전 위상각에 대한 보조 싸이리스터의 최적제어각을 계산하고 실험을 통하여 본 방식의 타당성을 입증한다.

ABSTRACT

A new pulse multiplication technique based on 6-pulse thyristor converters is proposed in this paper. With the proposed technique, 12-pulse, 18-pulse and 24-pulse operations have been obtained both on the input current and on the output voltage. A control strategy over the whole range of phase angle is provided along with sophisticated input current and output voltage analysis. Experimental results from a laboratory prototype verify the proposed theory.

Key Words : Multi-pulse, Pulse multiplication, Thyristor converter

1. 서 론

싸이리스터 소자를 사용한 AC-DC 변환기는 DC전 동기 구동, UPS의 입력단, HVDC 변환기 및 정지형 무효전력보상기의 한 형태인 TCR(Thyristor Controlled Reactor)등에 폭넓게 사용되고 있다. 싸이리스터 컨버터의 스위칭 동작으로 입력전류와 출력전압에 컨버터의 펄스 수와 관련한 고조파 성분이 발생하게 된다.

즉, 컨버터의 펄스 수를 P 라 하면 입력전류에는 $Pn \pm 1$ (n 은 양의 정수)의 고조파가 출력전압에는 Pn 의 고조파가 발생한다. 이렇게 발생된 고조파는 근접한 전파선의 간섭, 통신장애, 차단기 등의 오동작 및 각종 고조파 문제를 야기하게 된다^[1]. 이러한 고조파를 저감하기 위하여 싸이리스터 브리지와 위상변압기를 다중화 함으로써 컨버터의 펄스 수를 높이는 방식은 시스

템의 비용 및 용적의 상승을 가져오게 한다. 이에 따라 싸이리스터 브리지를 이중접속하고 보조회로를 사용하여 컨버터의 펄스 수를 높이는 방식이 제안되었는데 문헌 [2]에서는 병렬 이중접속 컨버터의 상간변압기의 탭에 연결된 보조 싸이리스터의 적절한 스위칭 동작으로 펄스 수를 증가시켰고, 문헌 [3-4]에서는 직렬 이중접속 컨버터에 보조 싸이리스터로 출력전류를 재주입하는 방식으로 컨버터의 입·출력 파형을 개선하였다. 이와 같은 이중접속형 고조파 저감방식은 다중화 방식과 동등한 성능을 가지면서 비용 및 용적에 많은 절감을 가져왔다. 그러나 이중 접속방식에서도 두대의 컨버터와 위상변압기의 사용은 필수적이다.

본 논문에서는 그림 1과 같이 6-펄스 싸이리스터 컨버터에 보조회로를 추가하여 12-펄스, 18-펄스, 24-펄스 컨버터와 동등한 입·출력 성능을 갖는 새로운

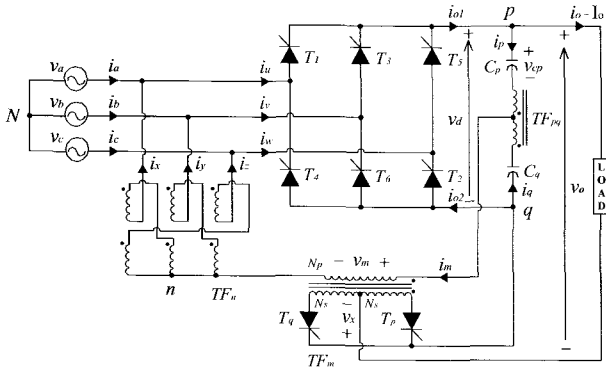


그림 1 제안하는 12-펄스 컨버터
Fig. 1 Proposed 12-pulse converter

P-펄스 싸이리스터 컨버터를 제안한다. 제안한 방식은 다음의 특징을 갖는다.

- 보조회로는 $\frac{P}{6}$ 개의 싸이리스터 소자와 저용량의 상간 변압기 및 직류분할용 커패시터로 구성된다.
- 입력전류에는 $Pn \pm 1$, 출력전압에는 Pn 의 고조파 특성을 갖는다.
- DC전동기 구동 등 입력측에 전원분리가 필요 없는 경우에는 이중접속방식과 같은 위상변압기가 필요 없다.
- 제안한 방식은 이론적으로 펄스 수를 무한히 증대시킬 수 있다.
- 부하나 전원주파수가 변동해도 견고하게 동작한다.

제안한 방식은 12-펄스 컨버터를 기준으로 동작원리 및 제어방법, 용량계산을 서술하였고, 18-펄스, 24-펄스화 하는 방식에 대하여 이론적 서술 및 이에 따른 실험으로 본 방식의 타당성을 입증한다.

2. 제안하는 12-펄스 컨버터

그림 1은 제안하는 12-펄스 컨버터를 나타낸다. 제안한 컨버터는 6-펄스 컨버터에 보조회로를 추가하여 구성한다. 이 보조회로는 저용량의 직류분할용 단권변압기 TF_{m1} , 전류주입용 단상변압기 TF_m , 주입전류를 3상에 균등하게 나누기 위한 Zigzag형 변압기 TF_n 과 직류전압 분할용 콘덴서 C_p 와 C_q 그리고 변압기 TF_m 에 연결된 두개의 싸이리스터 T_p 와 T_q 로 구성된다.

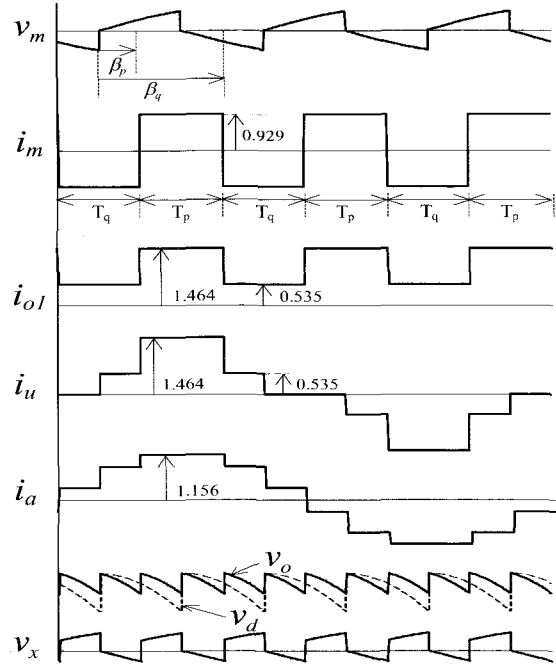


그림 2 각부 파형($V_{LL}=1(PU)$, $I_o=1(PU)$, $K=0.929$, $\alpha =30^\circ$, $\beta_p=30^\circ$, $\beta_q=90^\circ$)
Fig. 2 Various waveforms($V_{LL}=1(PU)$, $I_o=1(PU)$, $K=0.929$, $\alpha =30^\circ$, $\beta_p=30^\circ$, $\beta_q=90^\circ$)

6-펄스 컨버터의 출력전압 v_d 는 위상각 α 에 따라 변하며 그림 2와 같이 6-펄스 특성을 갖는다. 충분히 큰 용량의 커패시터 C_p 와 C_q 를 사용하여 직류 리플전압을 무시할 수 있다고 가정하면 변압기 TF_m 의 1차측 전압은

$$v_m = v_{pm} - \frac{1}{2} v_d \tag{1}$$

로 되어 컨버터의 위상각 α 에 따라 여러 가지 파형을 갖게 되고 주파수는 전원주파수의 3배가 된다.

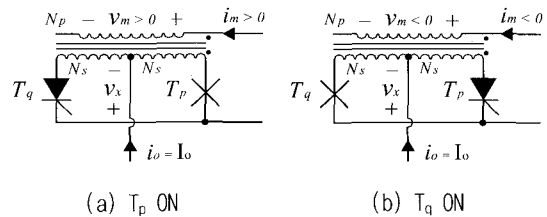


그림 3 보조회로의 동작

Fig. 3 Operation of auxiliary circuit

위상각 α 가 30° 일 때 전압 v_m 의 파형을 그림 2에 나타낸다. 그림 3에 보조회로의 전류주입용 변압기 TF_m에 연결된 2개의 보조 싸이리스터의 동작을 나타낸다. 변압기 TF_m의 1차측 전압 v_m 의 상승모서리(rising edge)를 각 싸이리스터 T_p와 T_q의 점호각인 β_p 와 β_q 의 기준점으로 하며 싸이리스터 T_p와 T_q는 둘 중의 하나가 항상 부하전류를 도통시키도록 한다. 전압 v_m 이 양(음)일 때 T_q(T_p)가 도통하고 있다고 가정하면 T_p(T_q)가 순바이어스 되어 β_p (β_q)에서 T_p(T_q)를 점호하면 전류(commutation)되어 그림 3(a)(3(b))와 같이 출력전류 I_o 를 도통시켜 변압기 TF_m의 1차측에 정(부) 방향의 전류 $i_m=(N_s/N_p)I_o$ ($i_m=-(N_s/N_p)I_o$)을 유기시킨다. 이러한 방식으로 반복하여 T_p와 T_q를 점호하면 전류 i_m 은 그림 2와 같이 2-레벨을 갖는 파형이 되고 커패시터 C_p와 C_q로 양분되어 흐르게 되므로 컨버터의 출력전류 i_{o1} 과 i_{o2} 는 다음과 같이 된다.

$$i_{o1} = -\frac{i_m}{2} + I_o, \quad i_{o2} = -\frac{i_m}{2} + I_o \quad (2)$$

한편 'a' 상에 대한 컨버터 입력전류와 컨버터 출력전류와의 관계를 나타내기 위해 그림 4와 같이 스위칭함수 S_{a+}와 S_{a-}를 정의하면 각 상에 대한 스위칭함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{b+} &= S_{a+} \angle -120^\circ, & S_{b-} &= S_{a-} \angle -120^\circ \\ S_{c+} &= S_{a+} \angle +120^\circ, & S_{c-} &= S_{a-} \angle +120^\circ \end{aligned} \quad (3)$$

위의 스위칭 함수로부터 컨버터 입력전류는

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a+} \\ S_{b+} \\ S_{c+} \end{bmatrix} i_{o1} + \begin{bmatrix} S_{a-} \\ S_{b-} \\ S_{c-} \end{bmatrix} i_{o2} \quad (4)$$

로 되고, Zigzag형 변압기 TF_n의 작용으로 전류 i_m 은 균등하게 3등분되어 주입전류 i_x, i_y, i_z 는

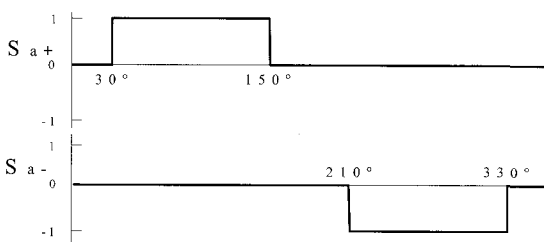


그림 4 'a' 상에 대한 스위칭 함수 Sa+와 Sa-
Fig. 4 Switching function Sa+ & Sa- for phase 'a'

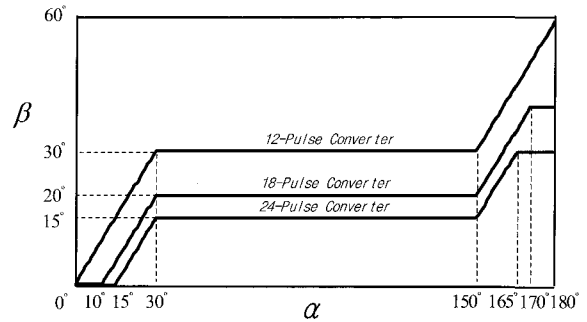


그림 5 위상각 α 에 대한 최적의 점호각 β
Fig. 5 Optimum firing angle β for phase angle α

$$i_x = i_y = i_z = \frac{1}{3} i_m \quad (5)$$

이 되며, 이때 입력전류 i_a 는

$$i_a = i_u - i_x \quad (6)$$

가 되므로 식 (2) ~ 식 (6)으로 부터 입력전류는 다음과 같이 된다.

$$i_a = \frac{1}{6} i_m (3 S_{a+} - 3 S_{a-} - 2) + I_o (S_{a+} + S_{a-}) \quad (7)$$

식 (7)로부터 입력전류는 변압기 TF_m의 권선비 $K=(N_s/N_p)$ 에 따라 변하며 $K=0.929$ 일 때 THD가 14.19%로 최소가 되는 것을 알 수 있다. 또한, 입력전류의 THD=14.19%를 컨버터의 모든 동작구간(위상각 $0^\circ < \alpha < 180^\circ$)에서 유지할 수 있도록 하는 보조 싸이리스터의 점호각 β 를 그림 5에 나타내었다.

그림 6에서 보듯이 12-펄스 컨버터는 전구간에서 THD를 14.19%로 할 수 있다. 이와 같이 시스템의 위상각 α 에 따라 싸이리스터 T_p와 T_q의 점호각 $\beta_p(=\beta)$ 와 $\beta_q(=\beta+60^\circ)$ 를 조정하면 입력전류를 항상 12-펄스의 특성을 갖는 파형으로 만들 수 있다.

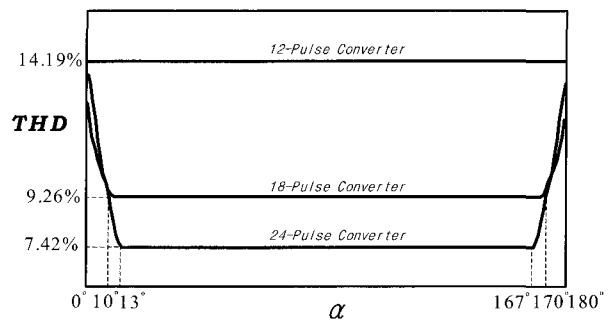


그림 6 위상각 α 에 대한 입력전류의 THD
Fig. 6 Input current THD for phase angle α

그림 2는 시스템의 위상각 α 가 30° 이고, $\beta_p=30^\circ$ 와 $\beta_q=90^\circ$ 일 때의 각부 파형을 나타내는데 입력전류 i_a 는 12-펄스의 파형을 갖는 것을 알 수 있다. 또한, 그림 1에서 보는바와 같이 기존의 6-펄스 컨버터의 출력전압은 v_d 와 같고 제안한 시스템의 출력전압은

$$v_o = v_d + v_x \quad (8)$$

로 된다. 이때 전압 v_x 는 T_p 가 도통하면 $v_x=(N_s/N_p)v_m$ 이 되고 T_q 가 도통되면 $v_x=-(N_s/N_p)v_m$ 이 된다. 이와 같이 전압 v_x 가 6-펄스의 출력전압 v_d 에 더해져서 제안한 컨버터의 출력전압 v_o 은 그림 2에서 보듯이 12-펄스의 개선된 파형을 얻게된다.

3. P-펄스 컨버터

전술한 바와 같이 기존의 6-펄스 컨버터의 보조회로에 2개의 보조 싸이리스터를 추가하여 12-펄스로 동작시켰는데 이와 같은 방식으로 보조회로에 $\frac{P}{6}$ 개의 싸이리스터를 추가하여 적절히 동작시키면 P-펄스 컨버터를 구현할 수 있다. 그림 7에 18-펄스 및 24-펄스로 동작시키기 위한 보조 싸이리스터의 회로 구성과 동작을 예로 들었는데 이와 같이 본 방식은 보조 싸이리스터의 추가만으로 이론적으로는 펄스 수를 무한히 증대시킬 수 있다. 18-펄스(24-펄스) 동작을 위한 보조 싸이리스터 T_q, T_n 및 T_p (T_{q1}, T_{q2}, T_{p2} 및 T_{p1}) 에 대한

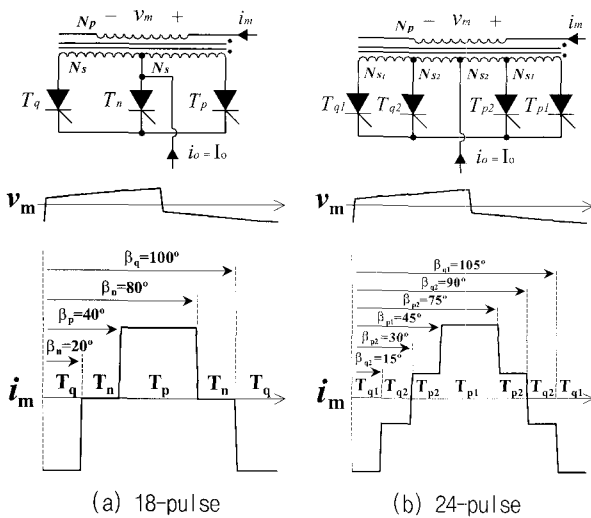


그림 7 P-펄스 컨버터의 보조회로 및 동작 ($\alpha = 30^\circ$)
Fig. 7 Auxiliary circuit & operation for P-pulse converter ($\alpha = 30^\circ$)

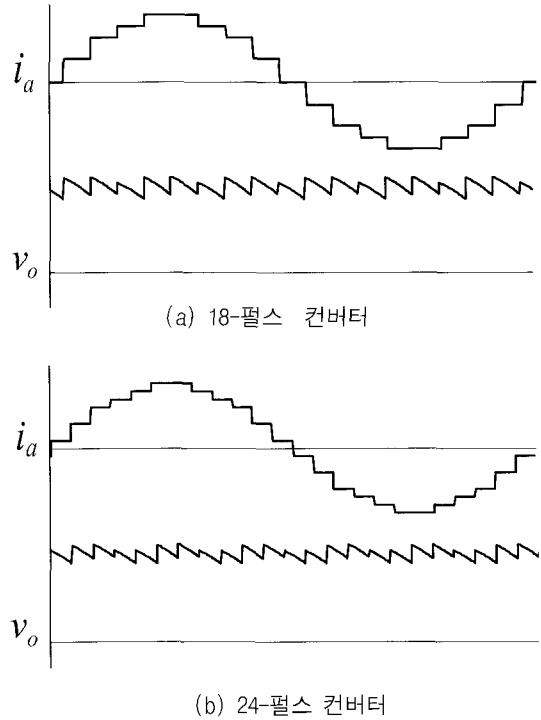


그림 8 P-펄스 컨버터의 입력전류와 출력전압
Fig. 8 Input current and output voltage of the P-pulse converter

점호각 β_q, β_n 및 β_p ($\beta_{q1}, \beta_{q2}, \beta_{p2}$ 및 β_{p1})를 그림 7(a)(그림 7(b))와 같이 할 때 전류주입용 변압기 TF_m 의 1차측에 유기 되는 전류 i_m 은 3-레벨(4-레벨)의 파형을 갖는다. 2절의 12-펄스 컨버터에서 유도한 모든 식은 P-펄스 컨버터에서도 유효하며 식 (7)의 입력전류 i_a 는 주입전류 i_m 에 따라 변한다. 위상각 α 가 30° 일 때 식 (7)과 식 (8)로부터 입력전류 i_a 와 출력전압 v_o 를 구하여 그림 8에 나타냈는데 입력전류와 출력전압 모두 18-펄스(24-펄스)의 특성을 갖는 것을 알 수 있다. 또한 18-펄스(24-펄스) 컨버터의 모든 동작구간에서 입력전류의 THD를 최소로 하는 보조싸이리스터의 점호각을 그림 5에 나타내었고, 이에 따른 입력전류의 THD를 그림 6에 나타내었다. 12-펄스와는 달리 18-펄스(24-펄스) 동작에서는 위상각 α 가 $0^\circ \sim 10^\circ$ ($0^\circ \sim 13^\circ$) 및 $170^\circ \sim 180^\circ$ ($167^\circ \sim 180^\circ$)구간에서 THD가 약간 상승하는데 이는 이 구간에서 보조 싸이리스터가 순바이어스 되지 않아 그림 7과 같은 전류 i_m 을 만들 수 없기 때문이다. 표 1에 전류주입용 변압기의 권선비, 보조싸이리스터의 최적

표 1 제안한 P-펄스 컨버터의 제어방법과 성능
Table 1 Control method and performance for the proposed P-pulse converter

	12-펄스 컨버터	18-펄스 컨버터	24-펄스 컨버터
변압기 TF _m 권선비	N _s /N _p = 0.929	N _s /N _p = 1.233	N _{s1} /N _p = 1.383 N _{s2} /N _p = 0.475
최적 점호각	① β _v = β ② β _q = β + 60°	① β _n = β ② β _v = β + 20° ③ β _n = β + 60° ④ β _q = β + 80°	① β _α = β ② β _v = β + 15° ③ β _{pl} = β + 30° ④ β _v = β + 60° ⑤ β _α = β + 75° ⑥ β _{ul} = β + 90°
보조회로 동작순서	① T _q ⇌ T _p ②	① T _q ⇌ T _n ⇌ T _p ② ④ ③	T _{q1} ⇌ T _{α2} ⇌ T _{v2} ⇌ T _{pl} ① ② ③ ⑥ ⑤ ④
입력전류 THD	14.19%	9.26%	7.42%
출력전압 RF (α=30°)	8.83%	6.43%	5.45%

점호각과 도통순서 및 입력전류의 THD, 출력전압의 리플율(RF)등을 정리하였다. 어느 경우에나 각 보조 싸이리스터의 최적 점호각들에 대한 자유도(Degree of Freedom)는 1로서 그림 5로부터 임의의 위상각 α에 대한 최적 점호각 β를 구하여 일정한 간격으로 점호해 주면 된다. 또한 입력전압 1주기동안의 점호는 왼쪽의 보조 싸이리스터로부터 오른쪽의 보조 싸이리스터까지 동작시킨 후 다시 왼쪽의 보조 싸이리스터까지 동작시킨다. 한편, 전원과의 분리가 필요한 UPS나

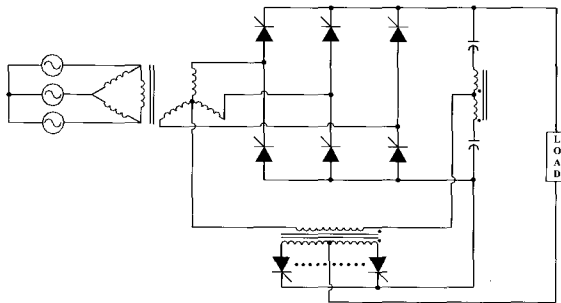


그림 9. 전원 분리형 P-펄스 컨버터
Fig. 9 P-pulse converter with isolation

SVC등의 응용분야에서는 그림 9와 같이 Zigzag 형 변압기를 따로 사용할 필요 없이 기존의 Δ-Y 주변압기의 중성점에 전류를 주입하면 된다.

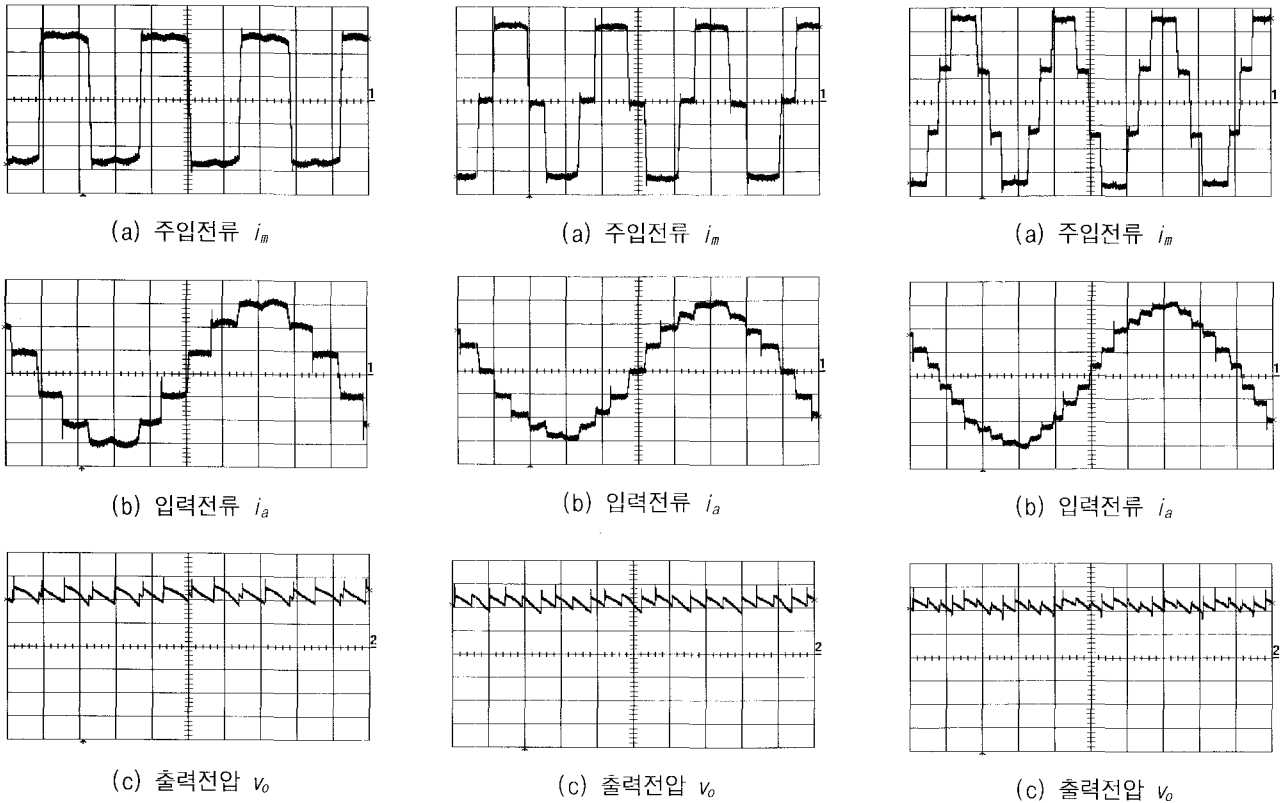
4. 변압기 용량 및 소자 정격

기존의 6-펄스 컨버터 및 제안한 12-펄스, 18-펄스, 24-펄스 컨버터에서의 사용 변압기의 VA용량과 각 싸이리스터 소자의 정격을 표 2에 비교하여 나타낸다. 변압기 용량을 계산할 때는 변압기에 걸리는 전압이 최대가 되는 α=90°인 경우를 기준으로 하였다. 사용 변압기의 총 VA용량은 12-펄스 컨버터의 경우 68.77%이고, 18-펄스와 24-펄스의 경우는 각각 74.57%와 76.30%로 약간 증가한다. 또한, 커패시터 C_p(=C_q)의 용량은 다음 식을 이용하여 선정한다^[4].

$$C_p = \frac{K_p I_o}{K_v f V_{LL}} \quad (9)$$

표 2 변압기의 용량 및 소자의 정격
Table. 2 Transformer VA and component rating

	기존의 6-펄스 컨버터	제안한 12-펄스 컨버터	제안한 18-펄스 컨버터	제안한 24-펄스 컨버터
변압기 TF _n	V _{rms} /V _o	-	0.2138	0.2138
	I _{rms} /I _o	-	0.3096	0.3355
	VA/V _{αI_o}	-	0.1986	0.2152
변압기 TF _m	V _{rms} /V _o	-	0.4409	0.4409
	I _{rms} /I _o	-	0.4640	0.5033
	VA/V _{αI_o}	-	0.2046	0.2219
변압기 TF _m	V _{rms} /V _o	-	0.3066	0.3066
	I _{rms} /I _o	-	0.9280	1.0066
	VA/V _{αI_o}	-	0.2845	0.3086
Main 싸이리스터	V _{peak} /V _o	1.414	1.0474	1.0474
	I _{peak} /I _o	1	1.4645	1.6164
	I _{rms} /I _o	0.577	0.6384	0.6464
보조 싸이리스터	V _{peak} /V _o	-	0.2977	0.3892
	I _{peak} /I _o	-	1	1
	I _{rms} /I _o	-	0.707	0.577
커패시터 상수 K _p	-	0.0572	0.0507	0.0573



전류:2A/div, 전압:100V/div (Current:2A/div, Voltage:100V/div)

그림 10 실험 파형(12-펄스)
Fig. 10 Experimental waveforms(12-pulse)

그림 11 실험 파형(18-펄스)
Fig. 11 Experimental waveforms(18-pulse)

그림 12 실험 파형(24-펄스)
Fig. 12 Experimental waveforms(24-pulse)

여기서, K_b 는 커패시터 전압의 %리플, f_n 는 전원주파수, K_p 는 펄스 수에 따른 상수임.

5. 실험 결과

제안한 방식의 실험을 위해 220V, 3KVA 컨버터 시스템을 제작하였으며 위상각 $\alpha=30^\circ$ 일 때의 12-펄스, 18-펄스, 24-펄스 동작을 각각 그림 10, 그림 11, 그림 12에 나타내었다. 실험 사정상 정확한 이론적인 권수 비를 사용하지 못하였으나 실험결과는 모두 이론 파형과 일치하였다.

보조 싸이리스터의 동작에 의해 주입전류 i_m 을 각각 2-레벨(그림 10(a)), 3-레벨(그림 11(a)) 및 4-레벨(그림 12(a))로 만들어 줌으로써 입력전류 i_a 는 각각 12-펄스(그림 10(b)), 18-펄스(그림 11(b)) 및 24-펄스(그림 12(b))의 파형을 갖는다.

또한 출력전압 v_o 도 한 주기당 12개(그림 10(c)), 18개(그림 11(c)) 및 24개(그림 12(c))의 리플이 나타나 펄스 수가 증가함에 따라 리플전압이 감소함을 알 수 있다.

6. 결론

본 논문에서는 6-펄스의 싸이리스터 컨버터에 보조 회로로서 $\frac{P}{6}$ 개의 싸이리스터를 적절히 동작시켜 P-펄스 컨버터를 구현할 수 있는 새로운 방식의 다펄스 싸이리스터 컨버터를 제안하였다. 제안한 방식으로 입력 전류와 출력전압 모두 펄스 수 증가에 따른 파형개선 효과를 갖는 것을 스위칭함수를 사용한 이론적 해석 및 실험으로 입증하였다. 제안한 방식은 DC-전동기 구동, UPS의 입력단 및 SVC에 적용하면 효과적이다.

또한 본 방식은 이론적으로 펄스 수를 무한히 증대시킬 수 있으므로 향후 P-펄스 컨버터로 일반화하는 연구와 그림 9의 전원 분리형 P-펄스 컨버터를 SVC에 적용하는 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] G.D Breuer and R.L Hauth, "HVDC's increasing popularity", IEEE Potentials, Vol. 72, pp. 18-21, May, 1988.
- [2] S. Miyairi, etc. al, "New Method for Reducing Harmonics Involved in Input and Output of Rectifier with Interphase Transformer", IEEE Trans. of Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 790-797, Sep/Oct. 1986,.
- [3] J. Arrillaga and M. Villablanca, "24-pulse HVDC Conversion", IEE Proceeding, Vol. 138, Part C, No. 1, pp. 57-64, Jan. 1991.
- [4] 오준용, 최세완, 김기용, 김영석, 원충연, "새로운 24-펄스 HVDC 컨버터", 전력전자학회 논문지, 제5권, 제3호, pp. 269-275, 2000년 6월.

저 자 소 개



정재혁(鄭在赫)

1976년 12월 9일생. 2000년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 현재 동 대학원 제어계측공학과 재학.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(박사). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원.



이인환(李寅煥)

1963년 10월 19일생. 1989년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년~현재 (주)ETI 기술연구소 근무(과장).



황용하(黃龍夏)

1949년 1월 1일생. 1975년 한양대 전자공학과 졸업. 1995년 한양대 산업대학원 졸업(석사). 1975년~2000년 (주)ETI 부설연구소 소장(상무). 2000년~현재 (주)유성정밀 대표이사.