

특 집

고속전철용 주전력변환장치개발

김 연 준, 김 두 식, 이 현 원, 서 광 덕, 김 남 해
(현대중공업 전력전자연구실)

1. 서 론

20세기에 들어서면서 산업구조의 실질적인 분업과 교역량의 양적인 증대로 인하여 물류수송의 중요성 및 대량수송과 수송수단의 고속화가 날로 비중을 더해감에 따라 이러한 수단의 전력변환장치에 대한 성능향상, 효율향상 연구가 필요하게 되었다.

이러한 방편으로 철도차량용 주전력변환장치로 추진제어부 및 변전설비의 고효율화를 위해 판타그래프로부터 교류의 가선 전압 25,000V을 받아서 직류로 변환(교류/직류)하는 장치인 컨버터와 견인전동기를 구동하는 인버터장치로 구성된 전력변환장치가 적용되었다. 이는 회생제동 에너지를 전원으로 환원하여 전력 이용율을 높일수 있게 하였다.

전력용 반도체의 발달에 힘입어 컨버터 및 인버터에 사용되는 스위칭 소자 역시 싸이리스터 대신 자기소호 능력이 있는 대용량의 GTO(Gate Turn-off Thyristor), IGBT등을 사용하게 되었다. GTO 및 IGBT를 사용하여 종래의 싸이리스터 컨버터의 위상제어 방식 대신 펄스폭 변조방식(PWM)을 이용하여 컨버터 입력 전류가 전원 전압과 동상이 되게 제어할 수 있어 역행시 역률을 통상 1로 하는 것이 가능하며 회생제동시에 있어서도 마찬가지로 전압과 전류의 위상을 역상으로 함으로써 교역률 운전이 가능하게 됨에 따라 전력계통의 효율을 증대할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 국책과제로 연구개발중인 한국형 고속전철 주전력변환장치에서 정류부를 PWM 컨버터, 견인전동기 구동부를 VVVF 인버터로 설계하고, 이에 대한 제어원

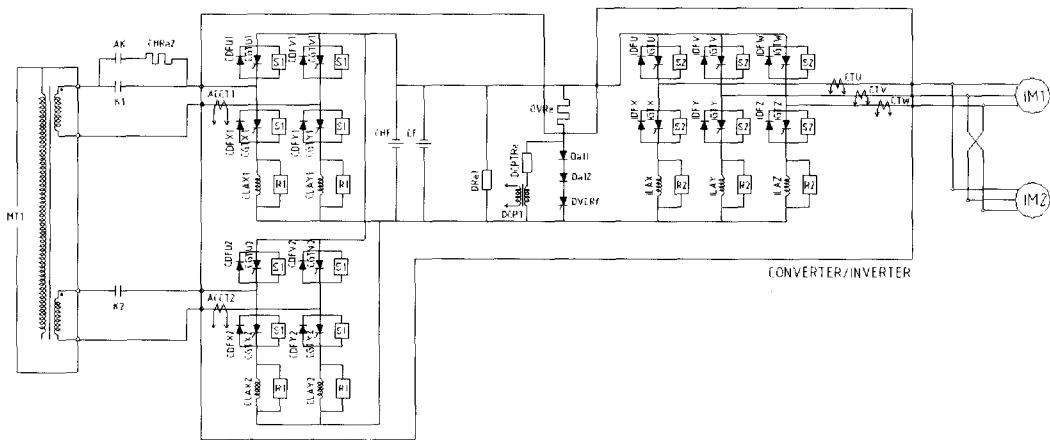


그림 1 주전력변환장치(converter/inverter)

리와 병렬운전, 회생운전, 철도차량에 적용시 필요한 내용을 중심으로 시뮬레이션을 수행하여 검토하고 실제작시에 적용함을 목적으로 한다.

2. 시스템의 구성 및 설계

시스템의 구성은 기존의 신간선, ICE와 같이 고속전철용 컨버터 회로 방식을 Boost type 4상한 PWM 컨버터를 사용하는 것으로 시스템을 구성하였다. 컨버터는 용량 증대를 위해 2대 병렬로 구성하여 입력측 고조파를 저감하도록 하였다.

컨버터 유니트는 GTO를 스위칭소자로 사용하고, Free-wheeling 다이오드, 교류 리액터, 직류 평활 콘덴서로 구성된다. 입력부에는 초기충전을 위해 충전 스위치 (AK)와 충전 저항(CHRe2)이 충전회로를 구성하고 있다. 교류 리액터는 di/dt를 제한하기 위해 Arm에 삽입된다. 그림 1은 하나의 단위 전력변환 유니트가 2개의 컨버터와 1개의 인버터로 구성되었으며 한 개의 인버터에 견인전동기 두 대가 병렬로 연결되어 있다. 이와 같은 전력변환부는 전동부에 3개 존재한다.

컨버터/인버터 시스템 기본 설계

전동기 사양 선정 기준에 의하여 선정된 견인 전동기 용량이 1185 kW이므로 이를 기준하여 인버터/컨버터의 용량을 산정하면 아래와 같다.

인버터부 용량계산은 전동기 용량이 1185 kW일 때 전동기 입력 용량은 전동기 출력 용량을 전동기의 효율($\eta_{MM} = 0.95$)로 나눈 것으로 표현한다. 즉,

$$P_{MI} = P_{MO} / \eta_{MM} = 1185 \text{ kW} / 0.95 \approx 1250 \text{ kW} \quad (1)$$

따라서 전동기의 입력 용량은 인버터 출력의 여유분을 고려하여 1250 kW로 결정한다.

인버터의 출력용량(P_I)은 인버터의 효율(η_{INV})을 0.97로 하고 역률(P_{MM})을 0.82로 가정하면, 전동기 입력용량(P_{MI})에 견인전동기수를 곱하고 다시 역률로 나눈값으로 표현된다.

$$\begin{aligned} P_I &= P_{MI} \times \text{견인전동기수} / P_{MM} \\ &= 1250 \text{ kW} \times 2\text{대} / 0.82 \\ &\approx 3050 \text{ kW} \end{aligned} \quad (2)$$

인버터 입력전압을 2800V로 할 경우 전동기 입력전압 및 전류는 아래식으로 산출한다.

$$\text{전동기 입력전압}(E_M) \leq \text{인버터 입력전압}(E_C) \times \sqrt{6}/\pi$$

$$I_M = P_I / (\sqrt{3} \cdot E_M \cdot \text{견인전동기수}) \quad (3)$$

컨버터 효율(η_{CON})을 0.97로 가정하여 컨버터 및 변압기 2차측 용량을 결정한다. 컨버터 출력 용량은 인버터 출력 용량에 역률을 곱한 값에 인버터 효율로 나누어 계산한다.

$$\begin{aligned} P_C &= P_I \times P_{MM} / \eta_{INV} \text{ (W)} \\ &= 3050 \text{ kW} \times 0.82 / 0.97 \\ &= 2578.4 \text{ kW (컨버터 총 용량)} \end{aligned} \quad (4)$$

따라서 컨버터 자체의 손실을 감안한 두 대의 총용량은 2580 kW로 하고, 출력전압(직류 전압)은 사용 스위칭 소자와 인버터 용량 및 견인전동기의 입력전압을 고려하여 결정하는데, 시스템 요구사항(안)에 의하여 2800 V로 한다.

컨버터 출력전류(직류 링크단 전류)는 컨버터용량을 출력전압(직류전압)으로 나눈 값으로 계산한다.

$$\begin{aligned} \text{직류링크단 전류}(I_{DC}) &= \text{컨버터용량}(P_C) / \text{출력전압}(E_C) \\ &= 2580 \text{ kW} / 2800 \text{ V} \\ &= 921.4 \text{ A} \end{aligned} \quad (5)$$

변압기 2차측 출력 용량(P_{TR})은 컨버터 용량(P_C)을 컨버터 효율(η_{CON})로 나눈다.

$$\begin{aligned} P_{TR} &= P_C / \eta_{CON} \text{ (kVA)} \\ &= 2580 \text{ kW} / 0.97 \\ &= 2660 \text{ kVA} \end{aligned} \quad (6)$$

변압기 2차측 전압은 입력 리액터의 입력단 전압으로서, 다음의 관계식을 통하여 계산할 수 있다.

$$E_s \times (27.5\text{kVA} / 25\text{kVA}) \leq \sqrt{V_C^2 - V_L^2} \quad (7)$$

V_C : Converter Voltage = $E_C \times 0.82(m) / \sqrt{2}$ (Pr)

m : Modulation ratio

P_r : Peak voltage ratio

V_L : Reactance voltage = $2\pi fL \times I_s$

L : Secondary winding reactance = 0.5 mH

$$E_s \leq \sqrt{V_C^2 - V_L^2} \times (25\text{kVA} / 27.5\text{kVA})$$

$$E_s \leq 1465.9 \text{ Vac}$$

따라서 컨버터 입력전압(변압기 2차측 전압)을 1400Vac로

하고 이때 컨버터 입력전류(변압기 2차측 전류)는 아래식을 통하여 계산할 수 있다.

$$P_{TR} = 2 \cdot E_s \cdot I_s \quad (8)$$

위 식에서 $P_{TR} = 2660\text{kVA}$ 이고 $E_s = 1400\text{V}$ 이므로 컨버터 입력전류(I_s)는 950A가 흐른다. 위에서 열거한 내용을 정리하면 표 1과 같다.

표 1 주전력변환장치(컨버터/인버터) 사양

분 류	내 용	
인버터부	전인전동기(안)	1185 kW
	용 량	3050 kW
	출력전압	2180 V
	출력전류	808 A
	입력전압	2800 V
컨버터부	용 량	2580 kVA
	출력전류	921.4 A
	입력전류(변압기2차권선)	950 A
	입력전압(변압기2차전압)	1400 V
변압기 용량	2660 kVA	
냉 각 방식	Heat Sink식 Heat Pipe	

3. 컨버터의 동작 및 제어 특성

일반적으로 PWM 컨버터의 동작은 다음과 같다.

회생시와 역행시 수전단의 전압과 전류 벡터도를 표시하면 그림 2와 같고, 각 전압은 아래식을 만족하고 있다.

$$\dot{V}_s = \dot{V}_L + \dot{V}_C \quad (9)$$

또한 전원전류와 리액터 인가전압간에는 아래의 관계식이 성립한다.

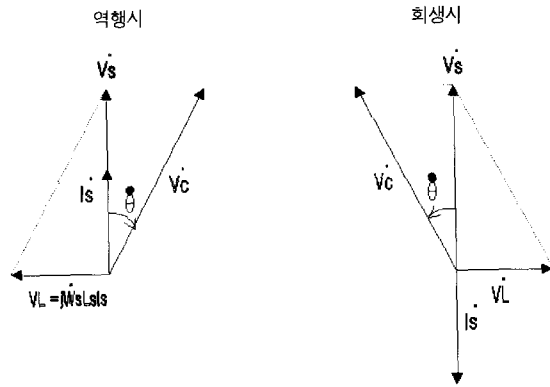


그림 2 수전단의 전압, 전류 벡터도

$$I_s = \dot{V}_L / (j\omega L_s) \quad (10)$$

\dot{V}_s : 전원 전압 \dot{V}_C : 컨버터의 입력전압
 \dot{V}_L : 교류 리액터에 인가 전압 I_s : 전원전류

이 벡터도에서 보듯이 컨버터의 입력전압은 역행시에는 전원전압보다도 지상이 되고, 회생시에는 진상이 됨을 알 수 있다. 따라서 입력측 전류 요구치 I^* 에 대해 컨버터측 제어전압은 다음과 같이 나타낸다.

$$\dot{V}_C = V_m \cdot \angle \theta \quad (11)$$

$$V_m = \sqrt{(V_s^* - I^* \cdot R)^2 + (\omega L \cdot I^*)^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{|\omega L \cdot I^*|}{|V_s - I^* \cdot R|}$$

이를 근거로 구성된 제어기는 그림 3과 같다.

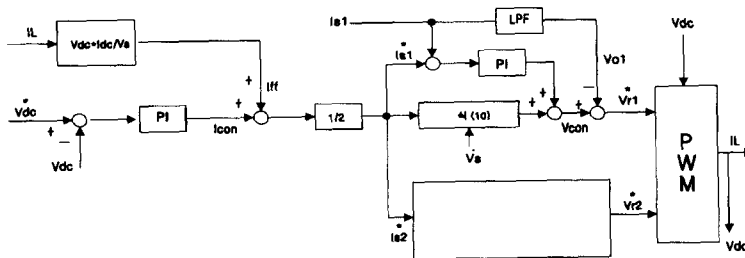


그림 3 병렬로 구성된 컨버터 제어 블록도

먼저 주 출력전압과 입력전류제어로 스위칭주파수 제한으로 순시치제어보다 실효치제어방식을 채용하고 이에 대해 식 10에 의해 입력변압기의 임피던스 강하분을 계산하여 컨버터의 제어전압을 발생토록 한다. 이와 병렬로 Steady-state error분을 보상하는 PI제어기가 부수적으로 수행된다. 이와 함께 입력 변압기측의 편차 방지제어가 필요하게 된다.

철도차량의 경우에는 컨버터는 팬타그래프로 부터 전원을 공급받아 변압기를 통해 전원을 공급하여 직류전원으로 변환하는데, 팬타그래프의 순간적인 이선과 부하의 빈번한 변화는 주변압기의 1차측 전류의 교류 조건을 파기하여 변압기를 편차시키게 된다. 이 현상은 2차 권선의 누설 인덕턴스가 감소되는 원인이 된다. 따라서 변압기와 컨버터간의 전류가 대단히 빠르게 증가되어 과전류 검출값에 도달하여 컨버터는 기동을 할수 없게 되므로 입력전류의 대칭제어를 위한 제어가 필요하다.

컨버터의 출력전압은 전원 주파수의 2배에 해당하는 리플과 인버터주파수와 리플주파수차에 의한 리플전압을 가지게 된다.

이에 대한 인버터측은 물론 컨버터측도 입력전류의 왜율을 저감하기 위한 beatless제어가 필요하게 된다.

4. 인버터/컨버터의 PWM 알고리즘

4.1 컨버터부

기존 철도차량에서 주로 사용한 PWM 방법은 구현하기가 비교적 간단한 삼각파 PWM 방식을 사용하여 구현하였으나 본 논문에서는 디지털에 의해 PWM을 구현하였다. 전류 제

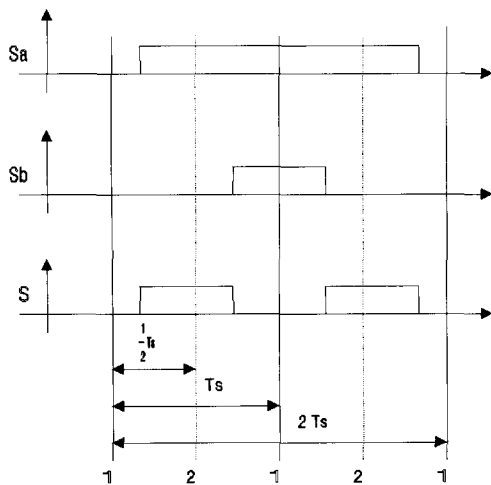


그림 4 PWM 변조 방법

어를 통하여 출력하고자 하는 전압과 직류 전압과 비교하여 스위칭 온 시간을 결정하도록 하였다.

$$S_a = T_{on} = (V_{as}^*/V_{dc} + 0.5) \times T_s$$

$$S_b = T_{on} = (V_{bs}^*/V_{dc} + 0.5) \times T_s$$

$$S = S_a - S_b$$

즉 스위칭 주기의 1/2주기마다 제어를 수행하여 동일한 스위칭 주파수에서 전류 제어의 속응성을 높임으로서 일정전압 제어의 속응성을 높일수 있도록 하였다.

컨버터 2대를 병렬운전할 경우는 스위칭주기의 1/4만큼 위상차를 두고 제어함으로써 전류의 리플 성분을 서로 상쇄하여 전원측 전류 파형이 정현파에 근접하게 제어하였다.

4.2 인버터부

GTO Thyristor의 턴온, 턴오프시간의 보장을 위해서 인버터주파수가 저주파수영역에서는 공간벡터방식을 사용하였고, 고주파수영역에서는 5펄스, 3펄스, 광역3펄스, 1펄스모드를 이용하는 Optimal PWM 방법을 사용하였다. 이러한 방식은 스위칭의 기어현상을 초래하여 스위칭 소음을 발생시키며, 또한 모드변환시 전류의 점핑 현상이 발생하여 차량의 샤프트에 무리를 주고, 찌크(Jerk)현상을 유발하는 요인이 된다.

따라서 스위칭 기어현상을 없애고, 찌크(Jerk)현상을 발생하지 않게 하기위해 공간벡터방식에서 1펄스모드영역으로 출력전압이 선형적으로 출력되도록 해야 한다.

출력전압이 선형적으로 출력되기 위해서는 과변조 모드1, 모드2을 거쳐 1펄스모드 영역으로 절체한다. 과변조 기법은 출력 상전압에 대한 푸리에 급수식을 전개함으로써 유도된 보상각 α_p 와 정류각 α_p 를 이용하여 과변조 전 구간에서 변조지수에 대한 출력전압의 선형 특성을 얻는다. 다음과 같이 정의되는 변조지수에 따라

$$M_i = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \tag{12}$$

과변조 영역은 두 가지 모드로 나누어지며, 여기서 V^* 는 기준상전압이다.

$$\text{모드1 : } 0.906 < M_i < 0.955$$

$$\text{모드2 : } 0.955 < M_i < 1.0$$

(1) 과변조 모드1

원하는 기본파 성분을 주는 전압파형을 푸리에 급수로 전개

한 다음 이 식으로부터 각 변조지수에 대한 보상각 α_c 를 구한다. 이 보상각을 이용하여 일부 구간에서 출력하지 못한 전압을 출력 가능한 구간에서 보상한다. 이때 변조지수와 보상각과의 관계는 식 (13)과 같다.

$$M_i = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ \frac{9}{2\pi} (1 + \sqrt{3}a_c) \cos \alpha_c + \left(\frac{9}{2\pi} - 3 - 9 \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right) \sin \alpha_c \right\} \div \frac{3}{2} \alpha_c \right] \quad (13)$$

이 보상각 α_c 를 이용한 새로운 기준전압 V_c^* 는 식 (14)와 같다.

$$V_c^* = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_c)} \quad (14)$$

식(14)로 부터 공간벡터 PWM을 적용하여 새로운 스위칭 시간을 계산한다.

(2) 과변조 모드2

과변조 모드1에서 변조지수 M_i 가 0.955 이상이 되면 출력 전압의 궤적은 육각형을 통과하는 원을 그리게 된다. 따라서 보다 큰 전압의 발생을 위해서는 출력벡터가 일정한 시간 동안 육각형의 정점에 머물러야 한다. M_i 가 증가하면 6각형의 정점에 머무는 시간은 길어지고 변을 따라 이동하는 시간은 줄어든다. M_i 가 1 이상이 되면 결국 1펄스를 출력하게 된다. 이때 M_i 와 정점에 머무는 정류각 α_h 과의 관계식은 푸리에 급수를 전개하여 구하면 식(15)와 같다.

$$M_i = \frac{\sin(\frac{\pi}{6} - \alpha_h)}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \quad (15)$$

이 α_h 에 따라 공간벡터의 삼각형을 세 구간으로 나누고, 식(16)처럼 기준전압벡터의 보정된 위상각 α_p 를 구해 스위칭 시간을 결정하게 된다.

$$\alpha_p = \begin{cases} 0 & , 0 \leq \alpha < \alpha_h & \dots \dots 1\text{구간} \\ \frac{\alpha - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \frac{\pi}{6} & , \alpha_h \leq \alpha < \frac{\pi}{3} - \alpha_h & \dots \dots 2\text{구간} \\ \frac{\pi}{3} & , \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} & \dots \dots 3\text{구간} \end{cases} \quad (16)$$

여기서, α 는 기준전압벡터의 위상각이다.

(3) 저주파 스위칭 제어기법

과변조 모드1,2에 의한 PWM기법은 일반적으로 스위칭주파수가 3[kHz] 이상으로 스위칭될 때 용이하게 적용할 수 있다. 그러나 스위칭주파수가 저주파수일 경우 과변조 모드 1,2에서 PWM출력전압 파형이 2분파 대칭 되지 않아 전동기의 플럭스가 흔들리는 현상이 발생한다. 그렇기 때문에 저주파 스위칭을 하면서 PWM출력전압 파형이 2분파 대칭이 되도록 저주파 동기 공간벡터방식을 제안한다. 이때의 샘플링 주기 T_s 는 식(17)과 같다.

$$T_s = \frac{1}{2 \cdot f_{mv} \cdot N} \quad (17)$$

여기서 f_{mv} 은 인버터주파수, N은 인버터주파수 반주기의 펄스갯수이다.

M_i 가 0.56미만에서는 비동기 공간벡터방식을 적용하고 그 이상에서는 동기 공간벡터방식을 적용하여 저주파수의 스위칭이 가능하도록 하였다.

식(13), 식(14) 및 (15)는 실제구현에 어려움이 있으므로 M_i 에 대한 기준전압과 정류각의 3차함수로 최소자승법을 써서 근사화하면 식(18)과(19)로 표현할 수 있다.

$$V_c^* = V_{dc} \cdot [1000 \cdot (0.6094 M_i^3 - 1.7153 M_i^2 + 1.6106 M_i + 0.5039) - 1007.742] \quad (18)$$

$$\alpha_h = 10000 \cdot (0.7966 M_i^3 - 23190 M_i^2 + 2.2508 M_i - 0.7284) + 0.5312 \quad (19)$$

식(19)를 식(16)에 대입하여 기준전압벡터의 보정된 위상각 α_p 를 구한다. GTO의 최소 턴온타임을 고려하면 M_i 가 0.970에서 1펄스모드 영역으로 절체된다. 그림 5는 제안된

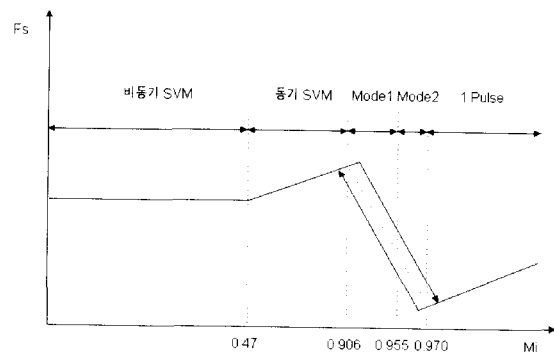


그림 5 M_i 에 대한 스위칭모드 및 스위칭주파수

저주파 동기 공간벡터변조 방법에서의 스위칭모드 및 스위칭 주파수를 나타낸다.

5. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 시뮬레이션은 컨버터 2대를 병렬운전하고 스위칭주기는 1.852 msec로 하였으며, 전류 제어기는 스위칭주기에 두 번 수행하도록 하여 전류제어의 주기는 926 μ sec로 하였다. 시뮬레이션 조건은 아래와 같다.

- 변압기 1차측 전압 : 25 [kV], 60 [Hz]
(전압 변동 : 19kV ~ 27.5kV)
- 변압기 2차측 전압 : 1400 [V], 60 [Hz]
- 직류링크 전압 : 2800 [V]
- 입력 인덕턴스(Ls1) : 0.5 [mH]
- 직류 필터 캐패시턴스 : 16000 [μ F]
- 스위칭 주파수 : 540 [Hz]
- 부하 조건 : 무부하에서 역행 정격부하
(0 ~ 1290 kVA/1대당)

Digitia 시뮬레이션은 PWM 방법과 전류 및 전압 제어 특성을 검증하기 위해 수행되었다. 앞에서 제시한 내용을 중심으로 비동기 공간벡터변조영역에서 스위칭 주파수를 360[Hz]로 하고 Mi가 0.47이상에서 저주파 동기 공간벡터변조영역으로 절체가 되도록 하였으며, 인버터주파수 반주기의 필수 갯수 N을 9로 하여 최대 스위칭 주파수는 500[Hz]을 넘지 않도록 하였다.

그림 6은 동기 공간벡터변조 방식에서 동기 과변조 모드1로 절체 될 때의 선간전압과 전류파형이다. 그림 7은 동기 과변조 모드1에서 동기 과변조 모드2로 절체시 선간전압과 전류파형이다. 그림 8은 동기 과변조 모드 2에 1펄스모드로 절체시 선간전압과 전류파형이다. 그림 9와 그림 10은 컨버터

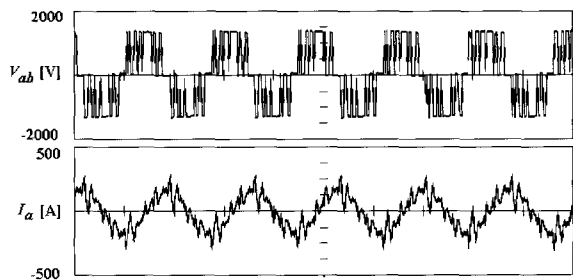


그림 6 동기변조와 과변조모드1의 절체파형

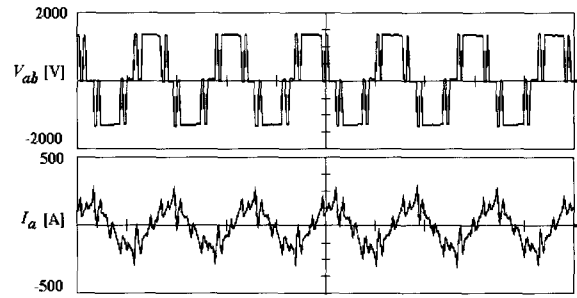


그림 7 과변조모드1과 모드2의 절체파형

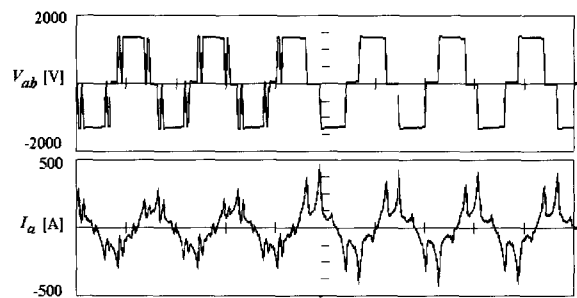
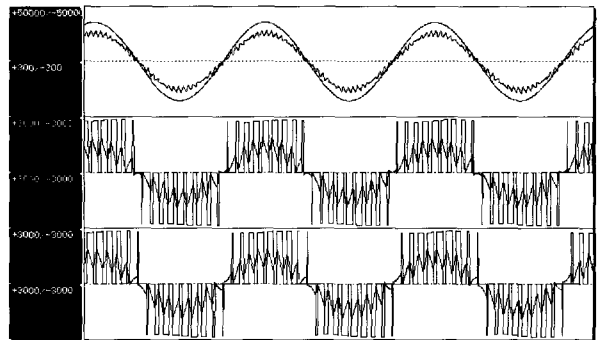


그림 8 과변조모드2와 1펄스 모드의 절체파형



(a) 변압기 1차, 컨버터 입력 I, II 전압 전류 파형

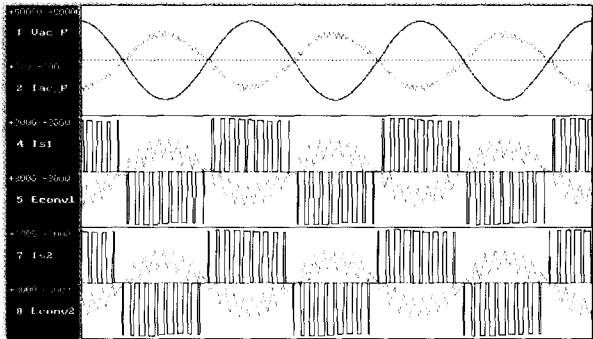


(b) 변압기 1차측 FFT 분석

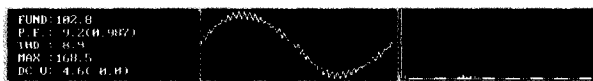


(c) 컨버터 입력 전류 FFT분석

그림 9 역행시 시뮬레이션 파형(병렬운전)



(a) 변압기 1차, 컨버터 입력 I, II 전압 전류 파형

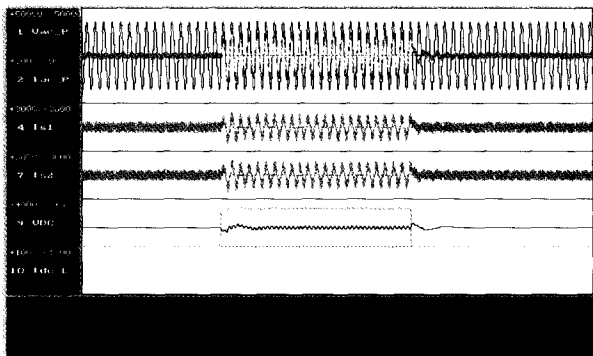


(b) 변압기 1차측 FFT 분석

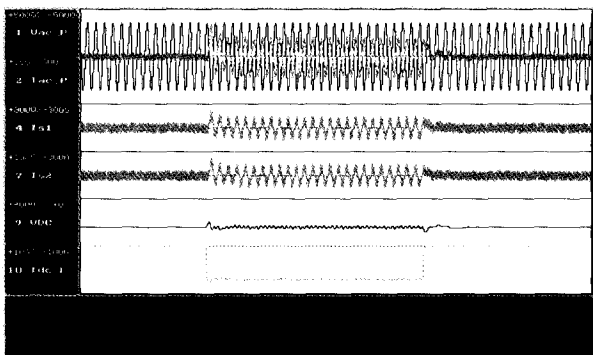


(c) 컨버터 입력 전류 FFT분석

그림 10 회행시 시뮬레이션 파형(병렬운전)



(a) 역행시 제어특성



(b) 회생시 제어특성

그림 11 부하 변동시 시뮬레이션 파형

의 역행·회생시 변압기 1차와 컨버터 I,II 입력 전압,전류 파형 및 FFT 분석 파형이다. 그림 11은 역행 및 회생시 부하변동 파형을 나타내고 있다. 시뮬레이션 파형에서 볼 수 있듯이 역행시 전압과 전류파형이 동상이 되고, 회생시는 역상이 되는 것을 볼 수 있다. 컨버터 I, II을 스위칭주기를 1/4만큼 위상차를 두어 제어함으로서 리플 전류가 줄어드는 것을 볼 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 고속전철용 PWM 컨버터/인버터의 설계 내용과 제어원리, 병렬운전, 회생운전, 철도차량에 적용시 필요한 내용을 중심으로 시뮬레이션하였다.

컨버터 입력 전류가 전원 전압과 동상이 되게 제어할 수 있어 역행시 역률을 동상 1로 하는 것이 가능하며 회생제동시에 있어서도 마찬가지로 전압과 전류의 위상을 역상으로 하여 고역률 운전이 가능하였다. 인버터부에서 제시한 PWM 알고리즘을 적용하여 비동기 모드에서 동기 1펄스(6 step)모드영역까지 자연스러운 절체로 PWM모드 절체시 발생하는 스위칭 기어현상을 제거해 저소음화, 진동기의 고효율화 및 경량화를 이룰 수 있다. 차후 순간가선이선과 부하 비대칭변동시 대한 입력 변압기측의 편자제어와 입력측 고조파 문제에 대한 보완 연구가 필요하리라 본다.

참 고 문 헌

- [1] H. sugimoto, S. Morimoto and M.Yano, "A High Performance Control Method of a Voltage Type PWM Converter", in PESC Rec., 1983, pp.360~368
- [2] E. Wernekinck, A. Kawamura and R. Hoft, "A high frequency AC/DC converter with unity power factor and minimum harmonic distortion", IEEE PESC Rec. 1987, pp.264~270
- [3] K. Huckelheim, Ch.Mangold, ABB, "Novel 4-Quadrant converter control method", EPE, 1989, pp.573~576.
- [4] Hiroshi Hata, Author, Kosuke Aburaya, Co-Author, Railway Technical Research Institute, Japan RailWays, "Development of a PWM Converter and Inverter device for Shinkansen EMU", EPE, 1989, pp.589~592.
- [5] Texas Instrument TMS320C3X user's guide.

- 1990.
- [6] 정기찬, 방이석, 김두식, 서광덕, 김남해, "전동차용 고성능 AC 구동 시스템의 개발", "96 대한전기학회 하계 학술대회 논문집", pp.278~280.
 - [7] Holtz, W. Litzat, and A.M. Hambadkone, "On continuous Control of PWM Inverter in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode", IEEE Trans. on PE, Vol. 8, No. 4, pp.546~553, 1993.
 - [8] 이오재, 이동춘, 설승기, 서울대, "단상 GTO PWM 컨버터의 직류링크 전압 제어".
 - [9] S.S. Min, J.D. Cha, S.W. Hong, S.W. Kim, Y.C. Park, J.H. Kim, "Development of single phase PWM converter for AC traction system", "94 대한 전기학회 하계 학술대회 논문집", pp.21~23.

〈 저 자 소 개 〉



김연준(金淵俊)

1964년 1월 5일생. 1989년 2월 성균관대학교 전기공학과 졸업. 1991년 성균관대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년~현재 현대중공업(주) 전력전자연구실 연구원.



김두식(金斗植)

1961년 3월 23일생. 1985년 2월 영남대학교 전기공학과 졸업. 1988년 2월 영남대학원전기공학과 졸업(석사). 1991년~현재 현대중공업(주) 전력전자연구실 선임연구원.



이현원(李玄遠)

1960년 9월 18일생. 1985년 2월 성균관대학교 전기공학과 졸업. 1997년 8월 고려대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년~현재 현대중공업(주) 전력전자연구실 선임연구원.



서광덕(徐光德)

1964년 2월 22일생. 1986년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업. 1989년 2월 서울대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 2월 서울대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년~현재 현대중공업(주) 전력전자연구실 책임연구원.



김남해(金南海)

1955년 12월 11일생. 1980년 2월 고려대학교 전기공학과 졸업. 1980년 KIST연구원. 1984년 KIST 위촉 연구원. 1986년~현재 현대중공업(주) 마북리연구소 전력전자연구실장.