

전동차용 VVVF 인버터 제작 및 시험

The Study of Manufacture and Inertia Load Test
of Inverter for Electrical Multiple Unit한영재*¹, 김길동*², 박현준*³, 이은규*⁴, 한경희*⁵Young-Jae Han*¹, Gil-Dong Kim*², Hyun-June Park*³, Eun-Kyu Lee*⁴, Kyoung-Hee Han*⁵

Abstract

In this paper, the IGBT VVVF inverter for 1C4M propulsion system of railway traction is studied. The inverter is consisted of IGBT stacks, a DB unit, and a control unit. The test results of the combined system is given, which shows an excellent performance of the overall system.

Key Word : VVVF, Inverter, Motor, Traction, IGBT, PWM, Vector

1. 서론

최근 들어 산업발달과 생활범위의 확대로 운송시스템에 대한 수요가 급격히 증대되고 있다. 그러나 물류 이동에 필요한 여러 가지 제반시설은 이를 충족시키지 못하고 있으며, 이로 인하여 현재 국내의 물류수송 효율은 최악의 상황에 직면해 있다. 이로써 대용량의 수송능력을 담당하는 철도차량 운송시스템에 대한 수요가 더욱 급증하게 되었다.

따라서 이에 대비하고자 많은 신규노선을 계

획하고, 이와 함께 신설되는 노선에 대해서는 시스템 운영 효율의 극대화를 위해 노선별로 고속전철과 지하철, 경전철, 그리고 자기부상열차 시스템 등 여러 가지 방식을 검토 중에 있다.

한편, 서울지하철 6호선과 7, 8호선의 사양서에 전동차 추진장치가 IGBT VVVF 인버터에 의한 유도전동기 구동방식으로 채택됨에 따라 6, 7, 8호선 이후의 모든 전동차 물량은 같은 형식이 채택될 것으로 보인다. 그러나 IGBT소자를 채용한 인버터 국내 제작기술이 없기 때문에 전량 수입에 의존하고 있는 실정으로 이에 대한 국산화가 절실히 요구되고 있다.

이와같은 국산화의 필요성에 의해 도시철도차량 추진 제어장치인 IGBT인버터(3.3kV, 1200A)를 개발하게 되었다.

제작된 인버터는 2레벨에 의한 구조적 소형,

*¹ 한국철도기술연구원 차량연구본부 주임연구원*² 한국철도기술연구원 차량연구본부 선임연구원*³ 한국철도기술연구원 차량연구본부 책임연구원*⁴ 우진산전(주) 기술연구소 책임연구원*⁵ 명지대학교 전기공학과 교수

경량화를 추구하고, 회생효율 등 점착성능 향상을 위한 알고리즘을 적용하고, 모터제어의 정밀도 향상, 고속토크 제어가 가능한 벡터제어를 채용하여 IGBT의 특징을 살리는 고성능제어를 실현하였다.[1][2][3][4]

본 논문에서는 표준화사업의 일환으로 우진산전과 함께 개발한 도시철도차량용 VVVF IGBT의 여러 특성과 함께 견인전동기와 조합하여 실시한 관성부하시험결과에 대하여 언급하고 있다.[5][6]

2. 주회로 시스템

주회로 시스템의 구성을 그림 1에 표시하였다. 또한 도시철도차량 추진용 인버터 주회로 방식에서 1상당 1100kVA이상의 출력을 확보하고 200kW유도전동기 4대를 병렬운전하였다.

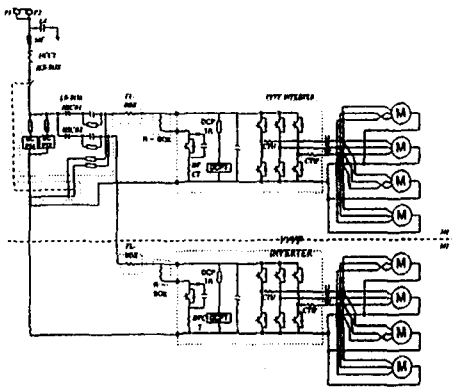


그림 1. 주회로도

인버터 주요제원은 다음과 같다.

- 1) 주회로방식 : 1C4M(일팔제어)
- 2) 방식 : PWM 변조방식 전압형 VVVF 인버터
- 3) 정격
 - 입력 력 : DC 1500V(1000~1800V)

- 최고속도 : 100km/h
 - 운행최고속도 : 80km/h
 - 가속도 : 3.0km/h/s
 - 감속도 : 3.5km/h/s(상용최대), 4.45km/h/s(비상)
 - 표정속도 : 35km/h
- 4) 냉각방식 : Heat Pipe 자연냉각방식
 - 5) 사용조건
 - 온도 : -25℃ ~ 40℃
 - 내진성 : KRS 9144 적용
 - 6) 제어전원 : DC 100V(70~110V)

2.1 인버터 구성

그림 2는 제작된 인버터의 외형을 보여주고 있다. 인버터의 구성은 인버터 스택(U상, V상, W상), DB 유닛, 제어장치, 인터페이스 장치로 구성된다. SS41계의 일반 강철로 외함을 구성하고 있으며 유지보수의 편리성을 고려하여 유닛별로 별도의 분리벽을 설치하였다.

또한 프레스 팩 IGBT소자를 사용하여 Thermal Cycle Tolerance를 높여 신뢰성을 확보하였다.



그림 2. 인버터의 외형도

가. 인버터 스택

인버터 스택의 중요 포인트는 소자방열과 취부 크기를 효율적으로 처리하고 유지보수를 고려하여 설계하여야 한다. 멀티레이어를 갖는 부

스택을 설계하는 방식도 있지만 고장시 쉽게 발견할 수 없기 때문에 PPI소자를 사용하여 분산 방식 구조로 3개 스택을 구성하고 구성품 중 캐패시터의 위치가 IGBT단자에 최단거리로 취부되어 전압변동에 안정적인 수 있도록 스택을 설계하여 유지보수를 고려하였다. 그림 3은 개발된 인버터 U상 스택 외형을 보여준다.

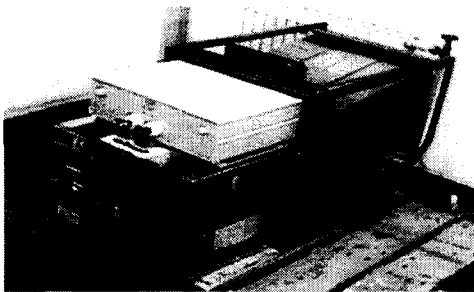


그림 3. 인버터 Stack 외형

인버터 스택을 설계하기 위하여 차량운전패턴을 고려하여 시뮬레이션하였다. 비동기 모드에서 동기모드를 시뮬레이션한 결과, IGBT손실은 917W, Diode손실은 238W로 설계되었다.

나. 제어 유니트

인버터 제어방식은 간접벡터방식을 사용하였고 전류검출용센서를 설치하여 각 상의 전류를 검출하였다. 이 전류를 자속분전류와 토크분 전류로 분리하여 토크제어를 수행하는 벡터제어방식을 적용하였다.

제어장치의 구성은 PWM제어보드와 외부의 7세그먼트를 탑재하고 고장기록을 수행하는 고장표시부, 외부장치와의 인터페이스를 담당하는 인터페이스부와 전원전압의 안정화를 위한 2차 필터부로 설계되었으며, 후면부에는 제어전원부를 탑재하여 간략화한 구조로 처리하였다.

3. 제어 알고리즘

가. 벡터제어

견인용 전동기의 벡터제어에 있어서, 선형영역과 과변조 영역은 기존의 벡터 제어를 적용하고, 원펄스 영역은 지령 자속에 대한 실제 전동기 자속의 미확보로 토크 응답이 불안정해지기 때문에 새로운 벡터제어를 도입한다. 이것에 대한 전체 제어 구성도는 그림 4와 같다.

그림에서 보듯이 제어블록의 최종출력인 전압 지령치를 얻기 위해서는 실제 전동기의 속도, 전동기 전류와 토크 지령치(토크 패턴), 자속 지령치가 필요하다. 전동기의 속도는 1C4M의 조건에서 전동기 4대 중 최대속도를 나타내는 전동기 다음의 속도를 취하여 제어에 필요한 실제 전동기의 속도로 이용한다. 그림의 제어 블록 중 벡터제어 연산부에서는 토크 지령치와 자속분 지령치로부터는 다음의 식에 의하여 토크분과 자속분 전류를 얻으며 이들 전류로부터 식 (3)에 의해 슬립 주파수를 얻을 수 있다.

$$\text{토크분 전류} : I_q^* = \frac{L_2}{M} \cdot \frac{T_{eRef}}{\Phi_{Ref}} \quad (1)$$

$$\text{자속분 전류} : I_d^* = \frac{\Phi_{Ref}}{M} \quad (2)$$

$$\text{슬립 주파수} : W_{sl} = \frac{R_2}{L_2} \cdot \frac{I_q^*}{I_d^*} \quad (3)$$

이 토크분과 자속분 전류는 피드 포워드 전압을 얻는데 이용한다. 전류 지령치로부터 구한 슬립 주파수는 측정된 전동기 속도와 더하여 동기 주파수 즉, 인버터 구동 주파수를 얻는다. 이것으로부터 적분기를 거쳐 자속각을 얻을 수 있다. 자속각은 좌표변환의 과정 중 동기 좌표계에서 정지 좌표계로의 변환에 혹은 역변환에 이용된다.

d축 피드 포워드 전압 :

$$V_{dff} = R_s \cdot I_d^* - W_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_q^* \quad (4)$$

q축 피드 포워드 전압 :

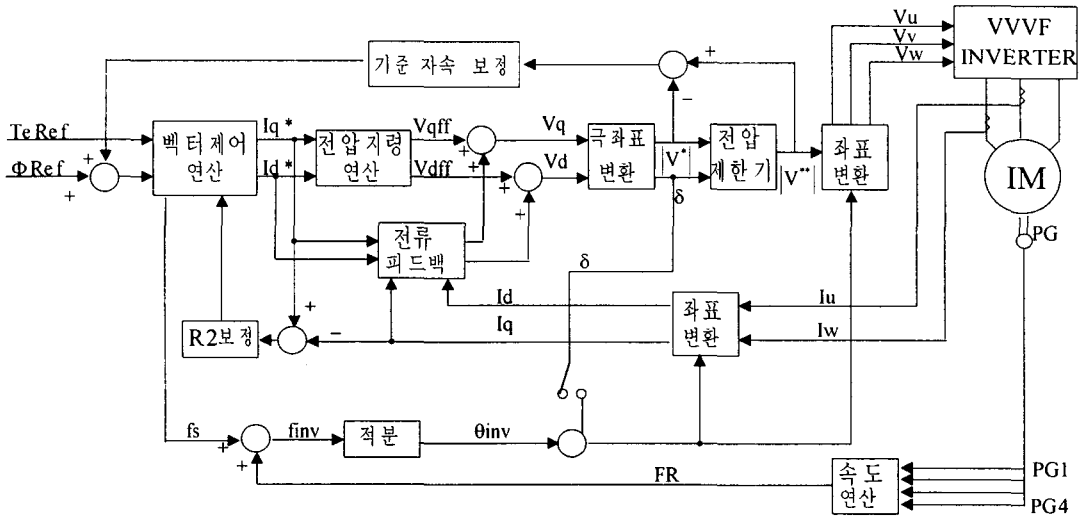


그림 4. 전체 제어 구성도

$$V_{dff} = R_s \cdot I_q^* + W_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_d^* + W_e \cdot \Phi_{Ref} \quad (5)$$

$$\text{동기 주파수 : } W_e = W_{sl} + W_r \quad (6)$$

$$\text{자속각 : } \theta = \int W_e dt \quad (7)$$

이 자속각 θ 는 식 (8)에서처럼 인버터의 각 모드에서는 다른 값을 가지게 된다. 원펄스 모드에서는 자속각에 전압지령치의 회전각이 포함됨을 주의해야 한다. 이것은 원펄스 모드에서는 선형모드와는 달리 벡터제어기 자체에서 새로운 전압 지령치가 생성됨에 기인한다.

$$\theta = \begin{cases} \theta & \text{if 선형과 과변조모드} \\ \theta + \delta & \text{if 원펄스모드} \end{cases} \quad (8)$$

또한, 전동기로부터 측정된 전류와 지령치 전류와의 오차는 PI제어를 통하여 얻은 값들 (V_{pld} , V_{plq})을 각각의 피드 포워드 전압에 더해 원하는 전압 지령치를 구할 수 있다.

$$V_d = V_{dff} + V_{pld} \quad (9)$$

$$V_q = V_{dff} + V_{plq} \quad (10)$$

이렇게 얻은 V_d , V_q 는 좌표변환의 블록에서

다음의 식들을 이용하여 V_u , V_v , V_w 로 변환된다.

정지 좌표계 \Rightarrow 회전 좌표계 :

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} \quad (11)$$

회전 좌표계 \Rightarrow 정지 좌표계 :

$$\begin{bmatrix} V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$2\text{상} \Rightarrow 3\text{상} : V_u = V_d^s$$

$$V_v = -\frac{1}{2} \cdot V_d^s + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_q^s$$

$$V_w = -\frac{1}{2} \cdot V_d^s - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_q^s \quad (13)$$

$$3\text{상} \Rightarrow 2\text{상} : I_d^s = \frac{(2I_u^s - I_v^s - I_w^s)}{3}$$

$$I_q^s = \frac{(I_v^s - I_w^s)}{\sqrt{3}} \quad (14)$$

그리고, 전압 지령치와 DC 링크전압을 이용하여 다음 식으로부터 변조지수를 구할 수가 있다.

$$MI = \frac{|V^*|}{2 \cdot E_{fc}} : \text{단, } E_{fc} \text{는 DC 링크전압 (15)}$$

$$|V^*| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (16)$$

이 변조지수는 인버터의 PWM 제어에 있어 각 모드의 판별시 이용되며 전압 지령치의 절대값은 PWM 발생시 이용된다. 전압 지령치의 회전각인 δ 는 다음과 같으며 전압 지령치의 절대값과 마찬가지로 인버터의 PWM 발생시 이용된다.

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) \quad (17)$$

실제 전동기는 구동 중에 심한 온도증가를 나타낸다. 그리고, 이러한 온도의 증가는 유도전동기의 저항값에 영향을 미치며 특히 회전자 저항의 변동은 실제와는 다른 전기적 시정수

$$T_r = \frac{L_2}{R_2} \text{를 가지게 한다. 이로 인해 식(3)에 보}$$

듯이 정확한 슬립 주파수를 구할 수 없다. 실제값과 일치하지 않은 슬립 주파수는 잘못된 자속각을 추정하게 된다. 이것은 제어가 실제 필요한 값과는 다른 지령치를 발생하게 하여 결국은 전체 제어의 성능 저하를 초래한다. 이를 막기 위해 실제 토크분 전류와 지령 토크분 전류 오차는 회전자 저항의 오차분을 포함한다는 것으로부터 온도 상승에 따른 회전자 저항의 변동을 추정한다. 이것은 R2보상 블록에서 행해진다. R2보상기는 PI제어기로 구성된다.

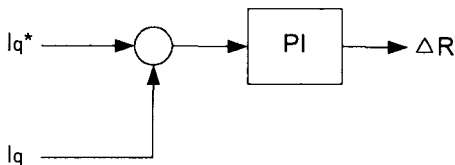


그림 5. R2 보상기

지금까지 설명한 벡터 제어는 인버터의

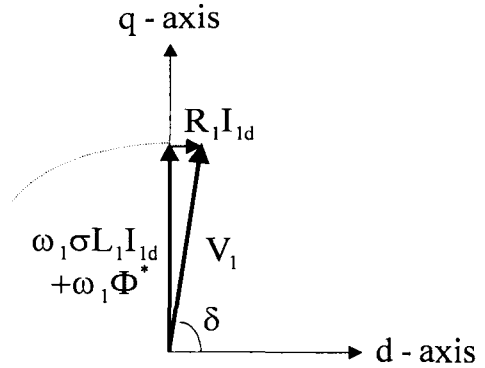


그림 6. 기존의 벡터제어에서의 전압 벡터도($I_{1q} = 0$)

PWM 제어 모드 중 변조에 따라 선형과 과 변조영역에 적용한 것이다. 그러나, 원펄스 모드에서는 이와는 다른 문제가 발생한다. 정상상태의 원펄스 모드에서 전압의 크기는 최대로 제한된다. 이에 대한 예로 전압 벡터도는 그림 6과 같다. 하지만 견인용 전동기에 대한 더 높은 속도의 요구에 따라 그림 6의 전압 벡터도는 $I_{1q} > 0$ 조건으로 인해 그림 7의 벡터도로 바뀐다.

그러나, 제어에 의해 요구되어지는 전압 지령치 $|V^*|$ 는 인버터가 낼 수 있는 최대 전압값을 벗어나게 된다. 지령전압과 인버터 최대전압의 차이 $|V^*| - |V|_{max}$ 는 벡터 제어기의 전압 벡터의 크기와 위상에 대한 제어성을 잃어버리게 하여 결국 토크 응답의 안정성이 저하된다. 이처럼 기존의 벡터제어는 PWM모드 중 원펄스 모드에서는 적용하기 어렵다.

이에 따라 원펄스 모드에 적용된 새로운 벡터 제어는 다음과 같다.

정상상태의 원펄스 모드에서 토크분 전류 지령치 $I_{1q}=0$ 이므로 그림 8과 같은 전압 벡터도를 나타낸다. 하지만 앞서 언급했듯이 속도 증가의 필요성은 견인용 전동기에 더 큰 토크를 요구하

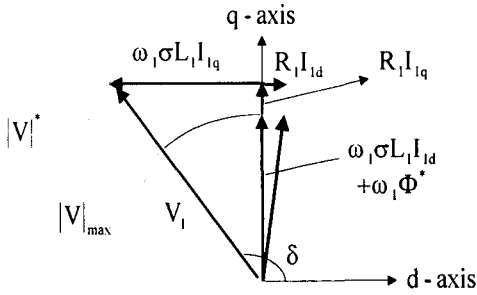


그림 7. 기존의 벡터제어에서의 전압 벡터도 ($I_{1q} > 0$)

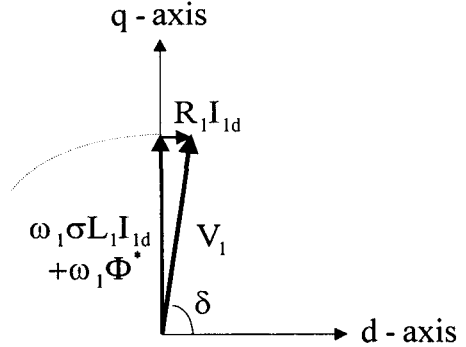


그림 8. 새로운 벡터제어에서의 전압 벡터도 ($I_{1q} = 0$)

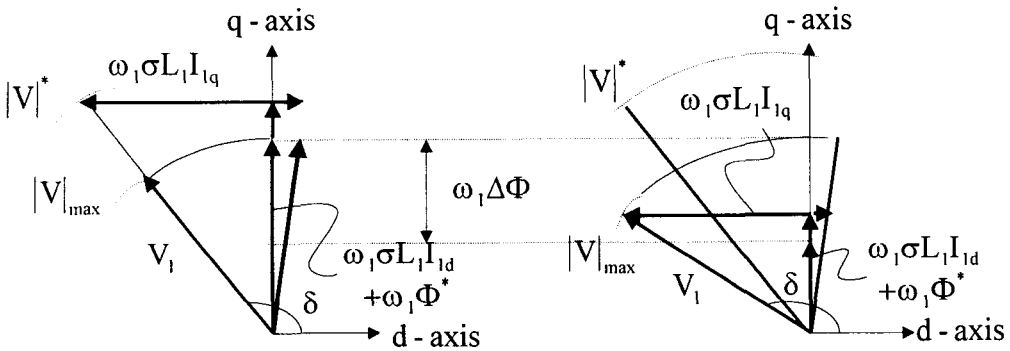


그림 9. 새로운 벡터제어에서의 전압 벡터도 ($I_{1q} > 0$)

므로 $I_{1q} > 0$ 이 되어 그림 9의 왼쪽과 같은 형태를 나타낸다. 여기서 전압 지령치 $|V|^*$ 의 위상 δ 는 전압 최대치 $|V|_{max}$ 의 위상과 일치되어 유지된다. 전동기의 토크분 전류는 지령치와 거의 일치하게 된다. 하지만 전압 $|V|^* - |V|_{max}$ 의 차이로 인해 전동기 내부의 자속이 지령치 자속 Φ_{Ref} 보다 적게 되어 제어기에서 요구하는 토크와 실제 전동기가 내는 토크가 일치하지 않게 된다. 이와 같은 자속의 $\Phi - \Phi^*$ 차이를 보상하기 위해 그림 4의 제어 블록도에서처럼 자

속 보상기를 도입한다. 이 자속 보상기는 PI제어를 통한 전압차 ($|V|^* - |V|_{max}$)만큼의 자속을 자속 지령치에 더해줌으로써 실제 전동기가 내는 자속과 자속 지령치가 일치하도록 한다. 결과적으로 제어기에 의해 요구된 만큼의 토크를 얻을 수 있다. 이것은 그림 9에서 명확하게 알 수가 있다. 자속 보상기에 의해 자속이 지령치 전압과 최대전압의 차만큼 감소하므로 식(1)에서 자속분 전류 지령치는 감소하고 식(2)에서 토크분 전류는 그만큼 증가하게 된다. 이것은 자속 지령과 실제 전동기 자속이 일치하

게 하며 원하는 토크를 얻을 수 있게 토크분 전류를 증가시키게 하므로 원펄스 모드에서도 벡터제어가 가능하게 한다. 또한, 전압 제한기는 전압 지령치 $|V|^*$ 가 미리 정해진 전압 최대치 $|V|_{\max}$ 보다 커지게 되었을 때 제한기는 $|V|^{**}$ 를 출력한다. 이 $|V|^{**}$ 는 $|V|_{\max}$ 와 일치하는 값으로 변조율이 원펄스 모드에서는 항상 1을 유지하도록 한다. 그리고 이 값은 자속 보상기와 PWM 발생부분에 보내진다.

나. PWM 제어

PWM 제어는 벡터제어에 의해 발생한 전압 지령치의 변조율에 따라 세 가지 모드로 나눌 수가 있다. 변조율이 0에서 90.7%까지는 선형모드로 PWM을 발생하고 90.7%에서 100%까지는 선형모드와 원펄스 모드의 원활한 전환을 위해 과변조 모드를 도입한다. 또한, 변조율이 100%를 넘었을 경우 원펄스 모드로 PWM제어를 행한다.

PWM기법중 사인-캐리어 비교법은 선형 구간에서 전압 이용율이 78.5%인데 반해 공간 벡터변조기법은 90.7%까지 확장 가능하므로 공간 벡터 변조기법을 채택한다. PWM은 동기모드와 비동기 모드로 크게 나눌 수 있는데, 선형 영역과 과변조 영역은 비동기 모드로 제어하고 1펄스 영역은 동기모드로 제어한다. 과변조 영역은 변조율이 90.7%에서 95.2%까지는 과변조 영역 I으로 95.2%에서 100%까지는 과변조 영역 II로 나누는데 Holtz씨가 제안한 방법으로 과변조 영역에 들어감에 따라 줄어드는 펄스수내에서 최대한 비대칭적인 요소를 제거하면서 자연스럽게 원펄스로의 전이하도록 하기 위해서이다. 여기서는 과변조 영역의 PWM에 대해서만 다룬다. 이처럼 세가지 모드로 나누어 제어하는데는 변조지수를 이용하는데 이것은 식(15)에 나타냈

지만 편의를 위해 다시 쓰면 다음과 같다.

$$MI = \frac{|V^*|}{\frac{2 \cdot E_{fc}}{\pi}} : \text{단, } E_{fc} \text{는 DC 링크전압,}$$

$$|V^*| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (18)$$

1) 선형 모드

선형 모드는 그림 10에서 변조율이 90.7%까지로 비동기 공간벡터 변조기법을 사용한다. 선형 모드에서는 전압 지령치가 인버터 스위칭 벡터의 끝을 이은 육각형의 내접원내에 존재한다. 이 육각형은 그림 11에 나타내었다. 공간 벡터 변조기법은 이 전압 지령치에 인접한 스위칭 벡터들과 각 스위칭 시간의 곱은 한 스위칭 주기에서 전압 지령치의 곱과 같다는 원리에 근거한다. 이렇게 함으로써 제어가 필요로 하는 만큼을 인버터가 공급할 수 있다. 이것을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_1} \overline{V_{ref}} dt = \int_0^{T_1} \overline{V_n} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overline{V_{n+1}} dt + \int_{T_1+T_2}^T \overline{V_0} dt \quad (19)$$

$$\overline{V_{ref}} \cdot T_s = \overline{V_n} \cdot T_1 + \overline{V_{n+1}} \cdot T_2 \quad (20)$$

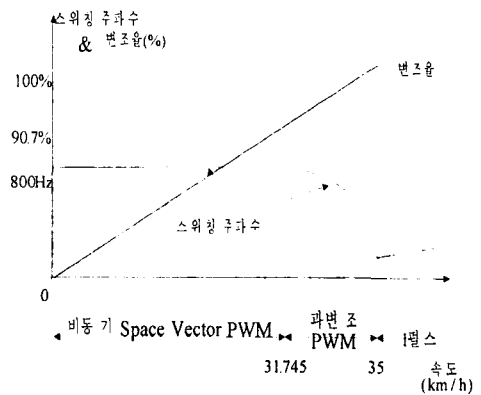


그림 10. 인버터의 PWM 제어모드

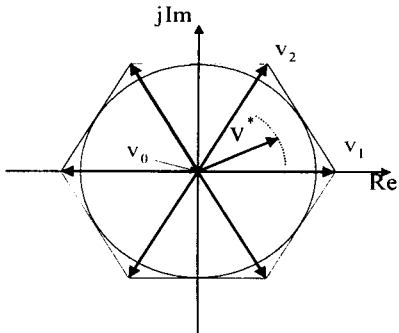


그림 11. 인버터 스위칭 벡터

여기서 T_s 는 한 스위칭 주기이다. 이것을 풀면

$$T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot E_{fc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot E_{fc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} = T_s \cdot |V_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\delta) \\ \sin(\delta) \end{bmatrix} \quad (21)$$

식(21)로부터 T_1, T_2 를 구하면

$$T_1 = T_s \cdot \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} \cdot E_{fc}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \delta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (22)$$

$$T_2 = T_s \cdot \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} \cdot E_{fc}} \cdot \frac{\sin(\delta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (23)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (24)$$

로 인접한 스위칭 벡터 즉, 유효벡터의 인가시간과 영벡터의 인가시간을 구할 수 있다.

2) 과변조 모드 I

이 모드에서는 전압 지령치 $|V|^*$ 는 점선 모양의 원을 그리면서 회전을 한다. 이 원의 점들은 육각형내에 포함되는 부분도 있지만 육각형내를 벗어나는 점들도 있다. 육각형내의 임의의 점들은 인버터가 낼 수 있는 출력전압들이지만 육각형 내를 벗어나는 전압 지령치는 인버터가 낼 수 없는 출력전압이다. 따라서, 이를 위해 육

각형 밖의 전압 지령치들을 인버터가 낼 수 있는 물리적 제한치인 육각형의 변 위로 제한한다. 대신에 육각형내의 전압 지령에서 B점과 C점과 같이 육각형의 변에 존재하는 새로운 전압 지령치를 계산하여 스위칭을 함으로 한 스위칭 주기에서 지령치가 원하는 전압값을 만족할 수 있다. 이때 지령전압과 새로운 전압이 이루는 각은 동일하다. 육각형 내로 전압값을 제한하고 난 후는 선형 모드와 마찬가지로 스위칭을 한다.

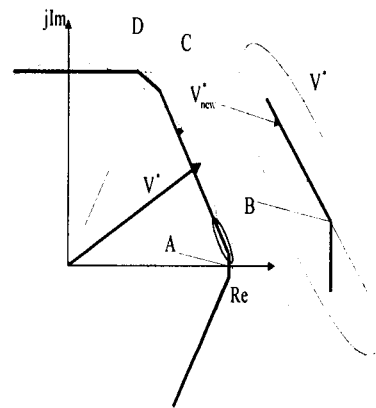


그림 12. 과변조 모드 I (변조율 90.7% ~ 95.2%)

3) 과변조 모드 II

이 모드에서는 과변조 모드 I에서와는 달리 새로운 전압 지령치는 이전의 전압과 크기 뿐만 아니라 각의 크기도 바꾼다. 이때 새로운 전압은 이전 전압 지령치가 회전할 때 육각형변 상의 특정점들에 머무르게 되는데 이 특정점들이 이루는 각을 "Holding Angle"이라 한다. 이는 변조율에 따라 지령전압이 육각형의 꼭지점에 머무르는 시간을 나타내는 비선형적인 값으로 다음의 관계로 표현 가능하다.

$$MI = \frac{\sin(\frac{\pi}{6} - \alpha_h)}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \quad (25)$$

이렇게 구한 "Holding Angle"로부터 새로운 전압 지령치가 이루는 각($= \alpha_{ew}$)을 구할 수 있다.

$$\delta_{ew} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \delta \leq \alpha_h \\ \frac{\delta - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \cdot \frac{\pi}{6} & \alpha_h < \delta < \frac{\pi}{3} \\ \frac{\pi}{3} & \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \delta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (26)$$

과변조 모드Ⅱ 또한 육각형 내에 존재하는 새로운 전압 지령치가 구해지면 선형모드와 마찬가지로 스위칭을 한다. 단, 과변조 영역Ⅰ은 영벡터의 스위칭이 존재하는 구간과 하지 않는 구간이 있는 반면 과변조 영역Ⅱ은 영벡터의 스위칭이 없고 단지 인버터의 스위칭벡터만이 존재한다.

4) 원펄스 모드

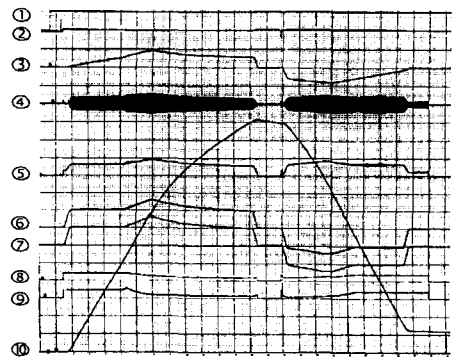
원펄스 모드는 과변조 영역Ⅱ의 특별한 경우로 전압 지령벡터가 회전할 때 기본 주기의 1/6 동안 인버터의 특징 스위칭 벡터를 유지하는 것으로 구현이 가능하다. 즉, 전압 지령치 $|V|^*$ 의 위상각이 $\delta = k \cdot \frac{\pi}{6}$, $k = 0 \dots 5$ 일 때 새로운 전압 벡터를 그 다음의 스위칭 벡터로 간주하여 스위칭 해준다. 여기서는 앞의 모드와는 달리 동기 모드로 인버터의 PWM 제어를 한다.

4. 시험결과

도시철도차량용 추진제어 인버터에 벡터제어를 적용하여 시험하였다. 사용된 시험장치는 최

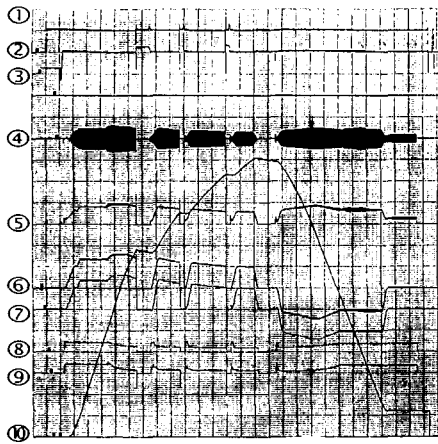
대 1600kVA급의 IGBT형 VVVF인버터와 200kW급 견인전동기 4대가 병렬로 구성되었고, 부하로는 전동차 2대분에 해당하는 관성을 등가 모델링한 등가관성체(11.1ton×2대)를 사용하였고, 기어비 3.764, Fly-wheel반경 0.76m를 사용하였다.

그림 13은 인버터로 4대의 견인전동기를 제어 하면서 얻은 견인 및 회생특성시험에 관한 결과로, 기동시 속도지령치에 대한 I_q^* 전류, I_q 전류, I_d^* 전류, I_d 전류가 순시적으로 제어되고 있음을 알 수 있다. 또한 표준사양에 제시된 가속도 3.0km/h/s와 감속도 3.5km/h/s값 이상으로 나타나 제작된 인버터의 성능이 양호함을 확인할 수 있었다. 그림 14와 15는 순시정전시험과 부하변동시험을 실시한 결과를 나타낸다. 순시정전시험이나 부하변동시험의 경우에도 인버터가 정상적으로 동작함을 알 수 있다. 제작된 인버터의 제어 성능이 양호함을 조합시험을 통해 확인할 수 있다.



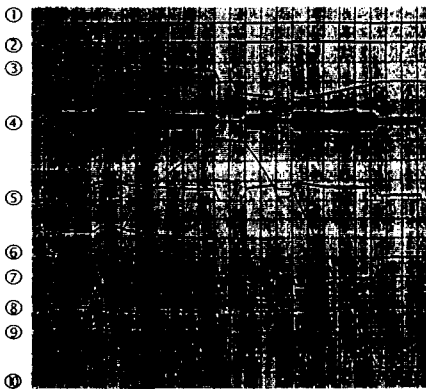
- ① 가선전압[1500V/div] ② FC전압[1500V/div]
- ③ 입력전류[1000A/div] ④ T_M 전류V상[1000A/div]
- ⑤ T_M 전류실효치[800A/div] ⑥ I_q^* 전류[800A/div]
- ⑦ I_q 전류[800A/div] ⑧ I_d^* 전류[800A/div]
- ⑨ I_d 전류[800A/div] ⑩ 출력주파수[10Hz/div]

그림 13. 견인 및 회생특성시험



① 가선전압[1500V/div] ② FC전압[1500V/div]
 ③ 입력전류[1000A/div] ④ TM전류V상[1000A/div]
 ⑤ TM전류 실효치[800A/div] ⑥ Iq*전류[800A/div]
 ⑦ Iq전류[800A/div] ⑧ Id*전류[800A/div]
 ⑨ Id전류[800A/div] ⑩출력주파수[10Hz/div]

그림 14. 순시정전시험



① 가선전압[1500V/div] ② FC전압[1500V/div]
 ③ 입력전류[1000A/div] ④ TM전류 V상[1000A/div]
 ⑤ TM전류 실효치[800A/div] ⑥ Iq*전류[800A/div]
 ⑦ Iq전류[800A/div] ⑧ Id*전류[800A/div]
 ⑨ Id전류[800A/div] ⑩출력주파수[10Hz/div]

그림 15. 부하변동시험

5. 결 론

본 연구를 통해 개발한 IGBT인버터에 관한 연구를 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- (1) 인버터 구동은 일괄제어방식을 적용하였다.
- (2) 냉각방식은 Heat Pipe를 사용한 자연냉각방식을 사용하였다.
- (3) 사용소자는 3300V, 1200A급의 압접형 IGBT를 사용하여 신뢰성을 높였다.
- (4) 소형경량화, 소음 저감, 유지보수 등의 측면에서 유리한 IGBT 스택을 제작하였고, 부품의 교체가 용이한 구조를 갖도록 인버터 장치를 설계하였다.
- (5) 간접벡터제어방식을 적용하여 토크 응답특성을 개선하였다.
- (6) 조합시험을 통하여 제작된 인버터의 양호한 특성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] 한국철도기술연구원, 우진산전 “추진 제어장치연구개발 결과보고서”, 1998. 12
- [2] 이광주, 정만규, 고영철, 장성영, 방이석, “전동차용 고효율 저주파 동기 PWM을 이용한 관성부하시험”, 98한국철도학회 추계 학술대회 논문집, pp 233~240
- [3] Dong-Choon Lee, G-Myoung Lee. “A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. VOL. 13. NO. 6. NOVEMBER 1998.
- [4] Silverio Bolognani and Mauro Zigliotto, “Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 33. NO 2.

MARCH/APIL 1997

- [5] 新井 静男, 菅谷 誠, 安藤 武, 安田 高司, 鈴木 優人, 仲田 清, 豊田 瑛, “ベクトル制御の通勤電車駆動用 2レベル IGBT インバータへの適用”, 平成 9年電気學會産業應用部門全國大會, pp 267~268
- [6] 新井 静男, 菅谷 誠, 仲田 清, 小澤 寛之, 堀江 哲, 金子 貴志, “3.3kV IGBTを應用した通勤電車駆動用2レベルIGBTインバータへの開發”, 平成 9年電気學會産業應用部門全國大會, pp 265~266