

차량용 VVVF 인버터 제어 시스템 개발

김병섭*, 이규찬, 이학성, 김승용, 박영춘, 김중환
 효성중공업(주) 기술연구소

Development of VVVF Inverter Control System for Propulsion System

B.S.Kim*, K.C.Lee, H.S.Lee, S.W.Kim, Y.C.Park, J.H.Kim
 R&D Institute of Hyosung Industries Co., Ltd

Abstract

This paper introduces an implementation of high performance voltage source inverter system based on 16bit micro-processor and DSP for the application to modern rolling stock traction system. In contrast with other industry oriented inverter system, this system requires precise control action complying with various load condition and high overload capability. An asynchronous PWM generation and 3' pulse mode technology are adopted in order to improve compliant starting torque characteristics at starting phase and soft backward-forward starting motion.

1. 서론

최근 국내에서도 전철의 구동시스템으로 파워회로의 접점수를 줄이고, 주전동기의 무정류자화를 통한 유지보수의 간편화를 위하여 주전동기에 유도전동기를 사용하고 인버터로 제어되는 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 인버터 시스템이 채용되기 시작했다. [1] 이를 위해 현재까지 대용량 GTO (Gate Turn Off) 사이리스터의 구동장치 및 차량용 유도전동기의 개발등 다양한 분야의 연구가 활발히 진행되고 있어 금후에도 급속도로 이 시스템의 도입이 확산되리라 생각된다. 본 논문에서는 먼저 전철을 대상으로 한 유도전동기의 토크 제어특성에 대하여 검토하고, 여러가지 전철의 구성기술 중 마이크로 프로세서를 응용한 차량용 인버터 제어 시스템을 중심으로 기동시의 승차감 개선, 원활한 후퇴 기동 특성을 얻기 위한 인버터의 비동기 PWM (Pulse Width Modulation) 제어, 연속적인 전압제어를 가능하게 하는 3'펄스 모드 변조등을 소개하고 마지막으로 제어의 고정도화 및 여러가지 사양에 유연하게 대응가능한 16비트 마이크로 프로세서 및 DSP (Digital Signal Processor)를 사용한 인버터 제어시스템의 개발에 관하여 소개한다.

2. 유도전동기의 토크 제어 특성

2.1 유도전동기의 토크 특성

전철에서는 일반적으로 저속도영역에서 큰 가속도를 얻기 위해서 큰 토크가 필요하지만 고속도영역에서는 이 속도가 유지될 수 있는 정토크토크만 있으면 된다. 이것은 토크 특성을 만족하고 인버터의 전압 이용률을 최대한 높이기 위해서 인버터 주파수에 대한 출력전압 특성은 저속도영역에서는 PWM제어에 의한 전압 주파수 가변제어를 하고 고속도영역에서는 전전압을 출력하는 주파수제어만을 행한다. 전전압 V_{max} 는 다음과 같이 주어진다.

$$V_{max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \quad (1)$$

여기서 V_{dc} : 인버터의 직류전압

유도전동기에서는 주어진 전압 및 주파수마다 출력해서 얻을 수

있는 한계토크가 존재한다. 이 토크 및 슬립주파수는 극저속도영역을 제외하면 근사적으로 다음식으로 주어진다.

$$PWM영역의 한계토크 \quad T \approx K_1 \phi_m^2 f_s \quad (2)$$

$$전전압영역의 한계토크 \quad T \approx K_2 V_{max}^2 \frac{1}{f_i^2} f_s \quad (3)$$

$$\text{한계토크를 내는 슬립주파수 } f_s \approx \frac{r_2}{2\pi l} \quad (4)$$

여기서 l : 전동기의 일차환산 전임피턴스

r_2 : 전동기의 일차환산 2차저항

ϕ_m : 전동기의 최대자속

K_1, K_2 : 전동기권선에 의해 결정되는 정수

이로 PWM 영역에서

$$\frac{V_i}{f_i} \approx 2\pi K \phi_m \quad (5)$$

이라는 관계에서 전동기를 최대자속 ϕ_m 에서 사용하는 것이 된다. 파워링시 유도전동기의 한계토크특성은 PWM 제어를 행하는 저속도영역에서 크고, 전전압 영역에 들어가면 속도의 2승에 반비례해서 감소하는 특성이 되어 기본적으로 전철에 요구되는 토크 특성에 일치하게 된다. 회생 브레이크시는 슬립주파수 f_s 가 역으로 작용하므로 파워링시에 비해서 토크범위가 크게 된다. 이점은 원리적으로 브레이크 토크가 파워링도보다 크게 되지 않는 직류전동기의 초파제어에 비해 이점으로 작용한다.

2.2 전철의 전인력 특성

전철의 전인력 특성은 전철의 사용방법(최고속도, 전인중량등) 및 직용선로(경사도, 역간거리등)의 조건이 주어지면 이것들을 만족하도록 전동기 및 제어장치가 소형 경량화 되도록 설계된다. 그림 1에 전철 전인력 특성의 표준 패턴이 나타나 있다. [2]

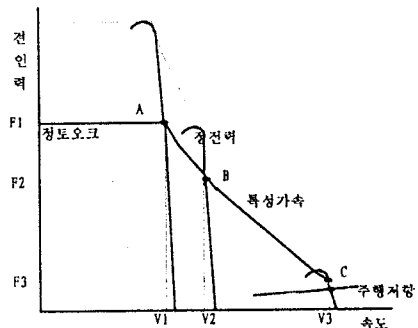


그림 1. 전철의 표준 전인력 패턴

전동기를 소형, 경량화하기 위해서는 최고 속도점 C에서 전동기의 한계토크가 주행저항에 약간의 가속유류 포함시킨 값이 되도록 설계되어야 한다. 이와 같이 설계하면 그림 2의 B~C간의 인장력은 한계토크 특성을 따라 속도의 2승에 반비례한다. 이 사이는 슬립주파수 f_s 는 f_m 에 거의 가까운 일정치로 제어하는 것이 된다. B~C간의 특성은 직류전동기를 최적제자에서 제어하는 종래치의 특성에 거의 일치한다. 다음에 가속도 조건에서 기동전력 F_1 이 결정된다. 이때 직선가속중점 A를 어디로 설정하는가가 문제가 된다. A를 전전압 제어구역의 한계선까지 늘리면 가속능력은 좋아지지만 전류가 크게 되어 필연적으로 인버터 장치가 커진다. 인버터 장치를 작게 하기 위해서는 가속성능상 허용한계인 V_1 을 낮게 하는 것이 좋다. V_1 을 낮게 하면 할수록 자속해교수에 상당하는 $K\Phi_m$ 을 크게 할 필요가 있다. 이때문에 전동기는 약간 무거워지게 되지만 사용도모드에 대해서는 잠재적인 한계토크가 크게 된다. 슬립주파수 f_s 는 (4)식의 f_m 보다 작은 값에서 제어된다. A점에서 인버터가 전전압에 도달한 후 A점에서 B점으로는 전류를 일정하게 유지하도록 슬립주파수를 속도에 비례하게 증가시키고 있다. 이 사이는 전력이 일정하게 제어되는 정전력 제어영역이고 인장력은 속도에 반비례하게 감소하고 있다.

2.3 주회로 시스템

그림 2는 가선으로부터 직류전압을 수신하고 이것을 인버터로 가변전압 가변주파수의 교류전압으로 변환하여 유도전동기를 구동하는 전철의 주회로 시스템을 나타낸다.[3]

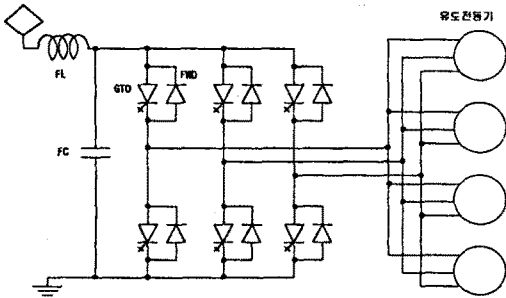


그림 2. 전철의 주회로 시스템

유도전동기는 직류전동기에 비해서 정류상의 제약이 없기 때문에 인버터로 전압과 주파수를 제어하는 것에 의해 자유롭게 속도 토오크 특성의 설정이 가능하다. 그러나 차량의 제한된 공간내에 기기를 탑재하기 위해서는 전동기 및 인버터의 능력을 충분히 발휘시켜 시스템 전체의 크기, 중량의 극소화를 도모할 필요가 있어 이를 위해 필요한 충분한 속도 토오크 특성의 설정이 중요하게 된다.

3. 인버터 제어 시스템

3.1 디지털 동기 SINE PWM 제어

마이크로 프로세서 시스템과 인터페이스를 간단하게 하고, 펄스 발생정도의 향상, 회로의 간소화 및 무조정화를 도모하기 위해서 디지털 방식의 PWM제어로서 디지털화에 적합한 변조방식으로 구현했다. 그림 3은 기준 SINE파가 0인 순간에 Y값을 가지고 그 순간 SINE파는 수평선이라고 가정하여 삼각파와 (t_{on} , Y)점에서 만나는 경우를 도시한 것이다. Y값은 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$Y = V_{dc}/2 * \sin\left(\frac{2n+1}{2*N}\right) \quad (6)$$

여기서, N = 총 샘플링 개수, $n=0, \dots, N-1$

$$t_{on} = \frac{T_s}{V_{dc}} * (Y + \frac{V_{dc}}{2}) \quad (7)$$

이와 같은 식으로 3상의 턴온시간을 계산할 수 있다.

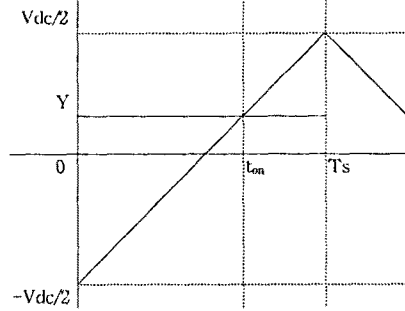


그림 3. 디지털 동기 SINE PWM 구현

3.2 비동기 PWM 제어

동기 PWM 제어에서는 최대 펄스수를 1주기당 27펄스로 하고 있다. 이 상태에 인버터의 주파수를 0Hz로 내리면 전동기 전류의 리플이 증가하게 된다. GTO 사이리스터소자의 차단능력에서부터 허용리플의 상한이 있고 이 때문에 동기 PWM 제어가 가능한 인버터 주파수에는 하한이 있다. 하한치는 대략 81Hz로 하였다. 후회기동을 고려하면 전동기의 로타 회전주파수는 마이너스(역회전)로 되기 때문에 후회속도가 큰 경우에는 인버터 주파수도 마이너스로 할 필요가 생긴다. 여기서 차량이 후회부터 전진으로 이행할때 주파수를 서서히 감소해서 결국 0이되고 상회전이 정방향으로 빈번해서 주파수가 증가해 가게 되는 것이다. 이같이 극저주파시의 전동기 전류를 억제하고 또한 인버터 주파수를 연속적으로 제어하기 위해서 인버터 주파수와 무관한 일정주파수로 초펄 동작시키는 비동기 PWM을 채택했다. 비동기 PWM은 SPACE VECTOR 방법에 의해 구현하였으므로 이의 채용에 의해 동상의 기동제어도 극저주파부터 소프트 스타트가 가능하게 되어 승차감 개선에 지대한 효과가 있다.

3.3 3펄스, 1펄스 모드 사이의 전압제어

인버터의 PWM 펄스모드를 전환할 때 토오크(전류의 기본파)의 연속성을 유지하기 위해서는 교류출력전압의 기본파 실효치 및 위상의 연속성을 가질 필요가 있다. PWM 제어가 많은 펄스모드사이에는 각각 제어영역을 점치는 것이 가능하기 때문에 연속성을 가질 수 있다. 그러나 기존의 3펄스 변조방식으로는 PWM 제어의 최종모드인 3펄스 모드와 전전압을 출력하는 1펄스 모드사이에는 3펄스 모드에서의 주회로 스위치소자의 최소 OFF시간의 제약으로부터 전전압의 10%정도의 전압도약이 필연적이다. 이 이유를 그림 4에서 설명한다. 3펄스 모드에서는 각도 θ 를 제어하는 것에 의해 (b)의 선간전압을 변화시킬 수 있지만 인버터 각상 상하 암의 전환여유시간을 확보하기 위해 θ 에는 최소시간이 존재한다. 한편 1펄스 모드에서는 (c)와 같이 출력전압은 120도간격의 방형파가 된다. 따라서 1펄스 모드의 출력전압은 폭 8만큼 크게 되어버린다. 이같이 전압의 도약이 있기 때문에 전류와 토오크의 급변이 생기게 된다.

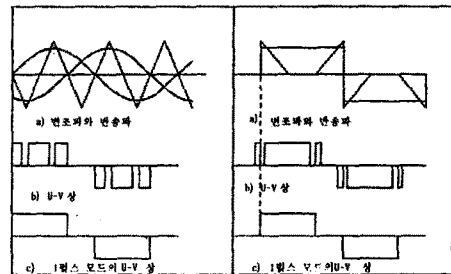


그림 4. 기존의 3펄스 변조방식 및 1펄스 변조방식

3'펄스 빈조방식은 그림 4(a)에 표시한 빈조방법에 의해 선간전압을 제어한다. 이같이 하면 출력전압은 (b)와같이 120도보다도 넓은 폭의 빈조된 파형이 된다. 물론 1펄스 모드에서 3펄스 모드로의 전환도 같은 조건으로 행한다. 그림 4(b)의 3펄스 파형의 변칙이 (c)의 1펄스파형의 변칙과 같게 되는것에서 전환시 전압변화가 작게 되는것을 알수 있다. 그림 5에 실험에 의한 3'펄스시 및 1펄스시의 파형 비교를 나타낸다. 본 방식에 의해 모타전류의 변화가 적고, 원활하게 3'펄스 모드부터 1펄스 모드로 전환되고 있다는것을 알수 있다.

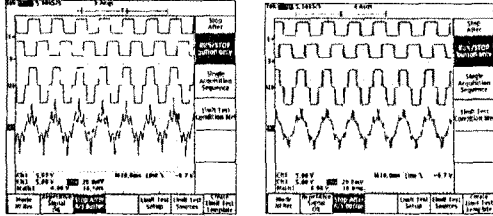


그림 5. 3'펄스, 1펄스 모드시 출력파형

4. 시스템 제어장치

4.1 제어시스템의 기능

그림 6에 차량용 인버터 시스템 제어장치의 기능 블록도를 표시한다. 전동기 전류, 펄스 콘덴서 전압, 주전동기의 로타 주파수, 전후진, 파워링, 브레이크, 노치신호등의 운전지령정보 및 토오크 제어정보인 응답중신호를 입력으로해서 인버터 제어신호를 출력한다. 로타 주파수 검출은 기동시의 고정도 가속도제어와 공전 활주시의 고속응답을 가능하게하기 위해서 속도 센서의 펄스주기와 일정시간내의 펄스수를 동시에 검출하는 MT검출방식을 사용한다. 제어계의 기본적인 구성은 제어목표로하는 전류패턴을 발생하고 이를 모타 전류 피드백과 비교하여 정전류제어를 하기 위하여 슬립주파수를 출력하는 피드백제어계로 되어있다. 또한 전동기 제어계와 전원측 필터와의 공진을 억제하기 위해서 필터 콘덴서 전압을 피드백하여 슬립주파수를 조절하는 델타제어를 행하고 있다. 빈조도 제어는 기동시만 정전류제어에 사용하고 나머지는 인버터 주파수에 대응한 V/f 일정제어를 행하고 있다. 또한 유도전동기의 분전특성을 유효하게 이용하여 재점착성능을 높이기 위해서 로타 주파수에 중점의 회전속도를 읽어들이어 이것을 기준으로 공전검지를 행함과 동시에 전속공전시는 중점회전수(차량속도)를 기준으로서 인버터 제어를 행하고 있다.

4.2 시스템 제어장치의 구성

시스템 제어장치는 제어용 전자회로부및 이의 전원부, 주회로 단류기등을 개폐제어하는 개전기류와 함께 제어개방및 공노치 조작용 스위치류로 구성된다. 전자회로부의 구성은 그림 7에 표시한다. 모니터부와의 통신및 센서와의 인터페이스처리는 16bit 마이크로프로세서 80C196으로 되어 있고, 고정도 펄스연산을 위해 32bit DSP 320C30을 사용하는 멀티 버스 시스템으로 되어 있다. 이들 사이의 인터페이스는 듀얼포트 렘으

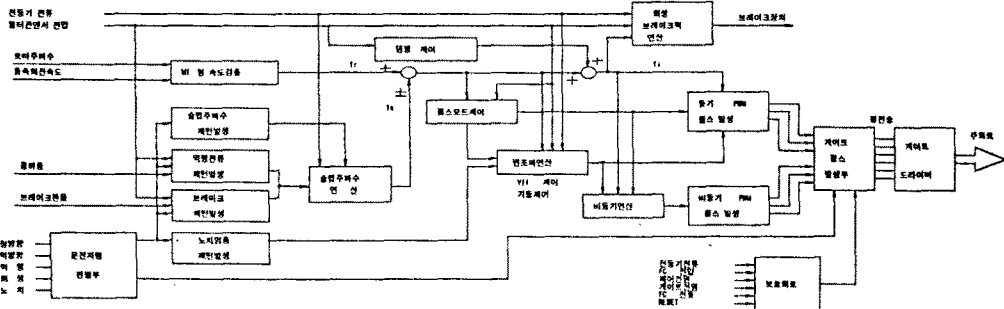


그림 6. 인버터 제어시스템의 기능 블록도

로 한다. 또한 PWM 펄스발생부및 조정부는 전용 디지털 회로로 구성되어 연산시간의 단축을 도모하고 있다. 보호회로는 수 us의 고속응답을 필요로하기때문에 마이크로프로세서부를 거치지않고 직접 H/W로 처리 하고 있으며 특히 GTO 소자의 보호를 위해 게이팅 미스레벨을 2단계로 하여 1단계 전류 경보시는 전 GTO의 게이트를 차단 하고 2단계 레벨에 도달한경우에는 이미 GTO의 차단처리 단계를 넘어섰기 때문에 GTO 게이트 펄스는 현상대로 유지하고 고속도 차단기를 트립시킨다. 또한 메모리보드중 1매는 고정정보 모니터링으로 사용하고 있다.

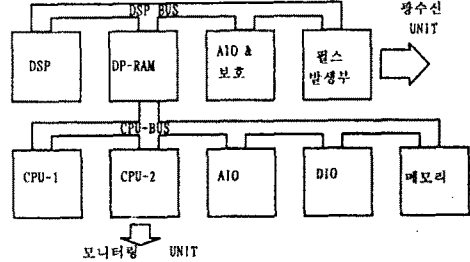


그림 7. 인버터 제어장치의 구성

5. 결론

전철을 대상으로 한 유도전동기 구동시스템의 제어를 중심으로 토오크 제어 특성에 대하여 검토하고 마이크로 프로세서및 DSP를 사용한 제어기에 대하여 소개 했다. 이를 요약하면 먼저 필요한 전철 성능에 대하여 인버터 장치 및 유도전동기의 능력을 충분히 발휘시키기 위해서는 일반적으로 저속도 영역에서는 정토크 제어, 중속도 영역에서는 정전력제어, 고속도 영역에서는 정동토크에 가까운 정슬립 주파수 제어를 하는것이 바람직하다. 기동시의 승차감 개선및 원활한 후퇴기동특성을 얻기 위해서는 비동기 PWM제어가 유효하다. 3'펄스 모드를 사용하면 PWM 빈조제어영역과 전전압제어영역과의 사이에 전압을 연속적으로 제어 가능 하다는것을 실험을 통하여 입증하였다. 이번에 개발한 제어기 시스템은 300KVA급 전철용 전동기구동시스템에 탑재되어 실험후 1.5MVA급 실전철시스템의 주제어로도 활용할 예정이다.

참고문헌

- [1] "Gate Turn Off Thyristor Application Technology for Rolling Stock", Mikio Ohta와, IAS82-14A, p239-247
- [2] "Inverter-Induction Motor Drive for Transit Cars", A.B.PLUNKETT and D.L.PLETTTE, IEEE Trans. on IA, Vol. IA-13, No.1, 1977, p26-37
- [3] "直流電鐵用 インバータ 電車の 技術動向", 坪井 孝, 昭和 63年 電氣學會全國大會, S.10-13-16