

추진인버터 시험을 위한 실시간 부하 시뮬레이터에 관한 연구

Study on Real-Time Load Simulator for Testing Propulsion Inverter Test

김길동¹ · 신정렬² · 이우동³ · 한석윤¹ · 박기준³

Gil-Dong Kim · Jeong-Ryol Shin · Woo-Dong Lee · Suk-Youn Han · Kee-Jun Park

Abstract

A newly-built inverter has to undergo a series of stress tests in the final stage of production line. This can be achieved by connecting it to a dynamometer consisting of a three-phase machine joined by a rigid shaft to a DC load machine. The latter is controlled to create some specific load characteristic needed for the test. In this paper a test method is proposed, in which no mechanical equipment is needed. The suggested test stand consists only of a inverter to be tested and a simulator converter. Both devices are connected back-to-back on the AC-side via smoothing reactors. The simulator operates in real-time as an equivalent load circuit, so that the device under test will only notice the behaviour of a three-phase machine under consideration of the load. In order to prove rightness of the suggested test method, the simulation and actual experiment carried out emulation for a 2.2kW induction motor.

Keywords : Device Modelling, Digital Signal Processing, Real-Time Simulation, Test Bench

1. 서론

전력 변환기는 개발과 생산에서 판매에 이르기까지 짧은 생산기간에 보다 저 비용 촉구가 지속적으로 요구가 있어왔다. 그럼에도 불구하고 성능, 품질, 안전에 관한 부분에 있어서는 보다 높은 신뢰를 요구하여, 보다 효과적이고 유연한 시험 장비가 필요하게 되었다.

기존 시험장치는 전력 변환기의 전체적인 기능, 부하 내력, 온도 및 제어특성시험을 시험하기 위해서, 몇 가지 기계적 요소로 구성된 부하 시험장치를 사용했어야만 했다. 이러한 시험 장치의 형태는 피시험체 전력 변환기와 M-G(Motor-Generator)세트로 구성되어 있다. 인버터 시험시부하에 해당하는 모터는 3상 유도전동기가 일반적이며, 모터에 부하 작용을 할 수 있도록 DC 발전기를 전동기에 접속하여 사용한다. 여기에서 DC 기기는 몇 가지 부하 특성 곡선을 추종하도록 부하 토크를 만들어내는 방식으로 제어된다. 이러한 특성곡선은 일정 부하토크를 만들어

낼 수도 있고, 속도나 다른 상태 변수에 대하여 선형 또는 비선형 기능을 수행할 수도 있었다[1,2].

이러한 방식으로 시험하는 종래의 방법은 몇 가지 단점을 가지고 있다. 그 첫 번째로 유연성 부족이다. 이러한 장치를 이용하여 시험을 하기 위해서는 피시험체 종류별로 다른 종류의 기기 또는 다른 전원 전압에서 동작시켜야만 한다. 이것은 피시험체 종류에 따라 각기 다른 시험 장치를 이용하여야만 한다는 것을 의미한다. 또한 이러한 시험 장치들은 생산현장에서 많은 공간을 차지하며, 시험 시 소음 등을 발생시키는 단점이 있다. 이러한 형태의 시험은 시험에 필요한 에너지가 DC기기에 부착되어 있는 부하장치에 소비됨으로써 대용량 시스템을 시험하기 위한 전원 설비가 부족한 소규모 업체에서는 부하시험을 할 수가 없었다.

본 논문에서는 위와 같이 인버터 시험 시 발생하는 단점을 보완할 수 있는 인버터 성능시험용 부하 시뮬레이터 컨버터를 제시하였다. 제시된 부하 시험용 부하 시뮬레이터의 시험방법은 피시험체 인버터의 3상 AC 출력 단에 평활용 리액터를 경유하여 부하 시뮬레이터와 back-to-back으로 접속하고 DC 링크는 두 디바이스가 서로 공유하여 에너지

1 정회원, 한국철도기술연구원, 책임연구원
2 정회원, 한국철도기술연구원, 주임연구원
3 정회원, 한국철도기술연구원, 선임연구원

가 순환할 수 있도록 하였다. 시험장치의 특성을 만족시키기 위하여 부하 시뮬레이터는 속응 전류 제어가 가능한 전류벡터제어를 수행하여 AC 부하도 원활히 제어할 수 있도록 하였다. 이로써 부하 시뮬레이터는 시험장치로써 갖춰야 할 조건인 실시간 등가 부하 회로처럼 운전되도록 제어가능하며 3상 전동기와 같은 회전기기의 동적인 부하시험도 가능하도록 구성할 수 있었다. 이러한 특성을 확인하기 위해서 2.2kW 유도전동기 모델을 HILS(Hardware In-the-Loop Simulation) 시뮬레이터로 구성하였다.

2. 기존 시뮬레이터 시스템 구성

전력 변환기를 시험하기 위한 종래의 시험방법은 3상 전동기와 직류발전기로 이루어진 M-G세트를 이용하는 방법으로 Fig. 1과 같은 부하시험방법이 대표적이다. 그 구성은 시험대상 전력 변환기와 입력 전류 평활용 리액터, 인버터에 직류 전원을 공급하기 위한 정류부, 부하용 직류 발전기 및 전력용 컨버터로 구성되어 있다. 피시험체 인버터는 그 자체 용량에 맞는 3상 전동기에 접속하게 된다.

부하 장치로써의 DC 기기는 피시험체의 용량에 대하여 같거나 큰 용량이 필요하게 되며, 이에 상응하는 chopper와 converter가 전력 변환기 시험용 시험장치의 구성을 이룬다. 여기에서 DC 발전기는 피시험체 일정 부하전류를 흘릴 수 있도록 chopper에 의해 제어될 뿐만 아니라, HILS 시뮬레이터로써도 운전될 수 있다. 최근에는 부하장치의 유지 보수 측면에서 DC기기가 갖는 문제점으로 인하여, 유도전동기로 대체되어 활용되고 있다.

3. 제시된 부하 시뮬레이터 컨버터의 구조

본 시스템은 HILS 시뮬레이터의 기본 개념을 도입한 것이

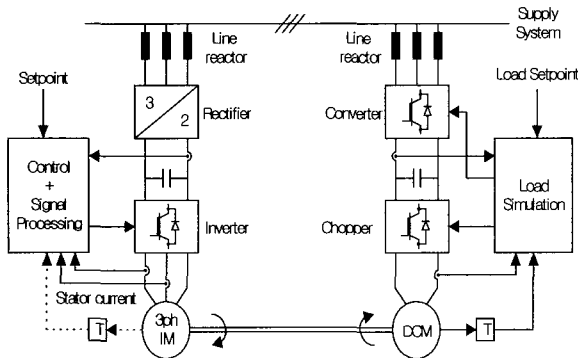


Fig. 1. 기존의 인버터 시험세트

다. 그러나, 일반적인 HILS 시스템은 복잡한 제어구조를 갖고 있지만 논문에서 연구한 HILS시스템 상대적으로 간단한 제어 구조로 이루어져 있다. DSP(Digital Signal Processing)를 기반으로 하는 데이터 검출 장치(aquisition system)는 피시험체 장치의 출력 전압을 검출 받아 DSP의 입력으로 사용한다.

본 논문에서는 3상 유도전동기의 기계적 모델을 기반으로 고정자 전류와 같은 드라이브의 상태 변수를 데이터 검출장치의 값을 통하여 계산하였다. 이렇게 연산된 전류는 3상 유도전동기의 부하특성뿐만 아니라 수행될 드라이브의 동적 모델과 파라미터에 의해 산출된 값이다.

Fig. 2는 제시된 부하 시뮬레이터 컨버터의 구조이다. 제시된 시험 방법은 피시험체 인버터와 부하 시뮬레이터 컨버터가 전류 평활용 리액터를 경유하여 back-to-back으로 접속되어 있고, 두 장치의 DC 링크는 서로 공유되어 있는 것을 알 수 있다. 이와 같이 구성함으로써 기계적인 장치 및 컨버터 장치를 제거시킬 수 있어, 그 구성을 간결하게 할 수 있었다.

Fig. 3은 제시된 시뮬레이터 컨버터의 기본 개념을 소개

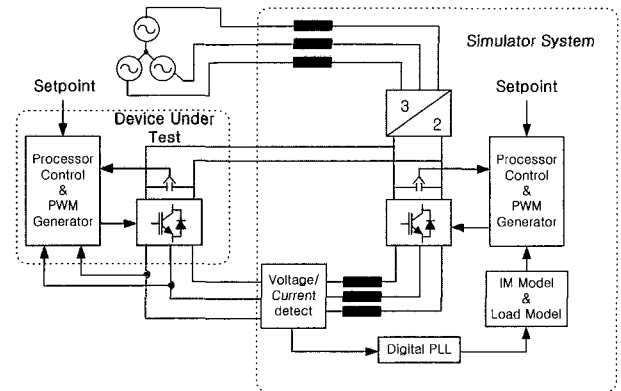


Fig. 2. 제시된 시험방법

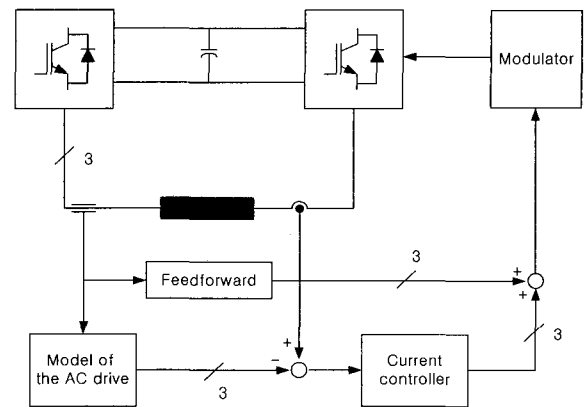


Fig. 3. 전기적 부하 시뮬레이터의 개념

하기 위한 간결한 제어 블럭도를 나타내고 있다. 수행될 AC 드라이브의 특성을 구현하기 위해서, 전류제어기는 피시험체 인버터와 부하 시뮬레이터 컨버터 사이의 리액터에 흐르는 전류가 연산된 3상 유도전동기의 출력 전류에 맞도록 부하 시뮬레이터의 출력 전압을 조절한다. 그리고 이러한 결과를 향상시킬 수 있도록 그림에서와 같이 피드 포워드 제어를 하였다.

4. 제안된 시스템 각부의 제어 블록도

전기적 시뮬레이터는 피시험체 장치의 V/F 제어 특성시험과 같이 주파수가 변화하는 피시험체의 시험에도 적용할 수 있어야 한다. 따라서, 전기적 시뮬레이터는 피시험체의 출력 전압의 위상을 추적할 수 있도록 PLL(Phase Locked Loop)을 적용하여야 한다.

Fig. 4는 3상 PLL 구조를 나타낸 것이다. 이러한 구조의 PLL에서, 피시험체 출력전압의 위상각은 PLL 회전좌표계 축과 동기 시켜서 검출 받는다[3-5]. 또한, d축 지령 전압 (V_d^*)을 0으로 설정하면, 피시험체 인버터의 출력전압에 대하여 PLL의 출력이 잠기게되어 출력 전압의 순시치 주파수와 크기도 검출 가능하게 된다. 그리고, 피드포워드 주파수

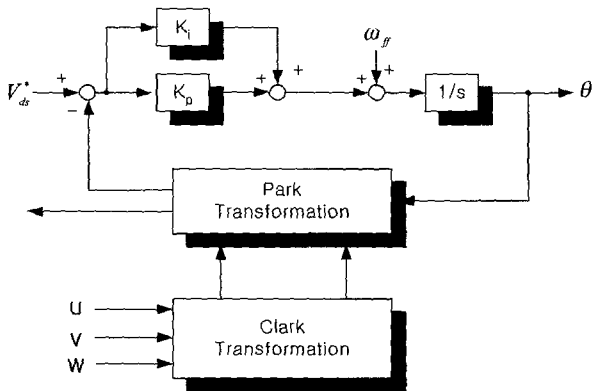


Fig. 4. 3상 PLL 구조

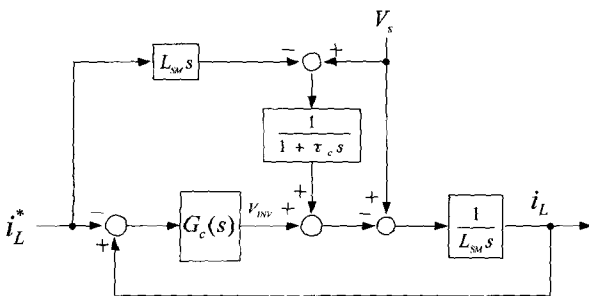


Fig. 5. 피드포워드 제어 블록도

지령(ω_{ff})는 PLL의 전체적인 추종 특성을 향상시키기 위하여 도입하였다.

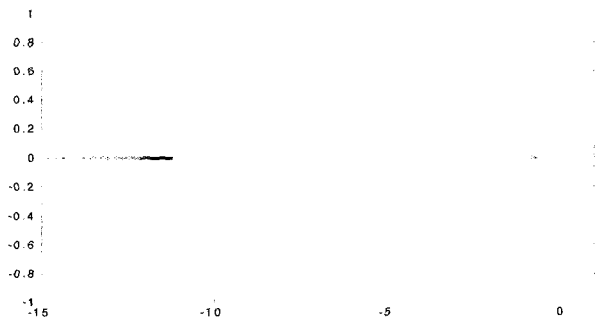
Fig. 5는 전기적 부하 시뮬레이터의 동적 모델의 전류 제어가 원활하게 제어될 수 있도록 도입된 피시험체 인버터의 피드포워드 전류제어회로를 나타내고 있다.

피드포워드 제어회로가 추가된 전류제어회로의 제어 블록 구성은 부하 시뮬레이터에 있는 전류제어기의 전달함수 $G_c(s)$ 와 평활용 리액터 L_{SM} , 피시험체의 출력전압 변화에 따라 보상되는 전류 피드 포워드항으로 이루어져 있다. 이러한 제어 블록에서 전류지령에 대한 부하 전류응답 즉, 전류 제어루프의 전달함수를 구하면 식 (1)과 같다.

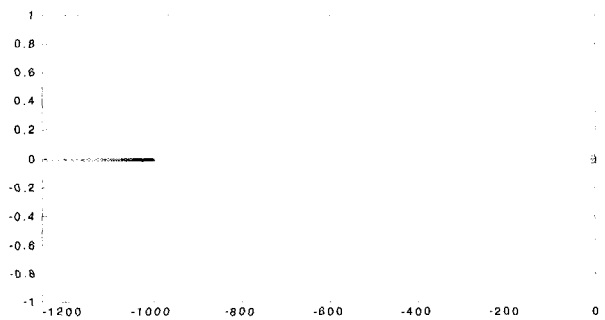
$$\frac{i_L}{i_L^*} = \frac{\frac{1}{1 + \tau_c s} + G_c(s) \cdot \frac{1}{L_{SM} s}}{1 + G_c(s) \frac{1}{L_{SM} s}} \quad (1)$$

여기에서 필터의 시정수가 zero이면, 식 (1)로부터 알 수 있듯이 이상적인 전류제어가 가능하다. 그러나 실제 시스템에 이러한 값을 적용할 수 없으므로, 본 논문에서는 필터의 시정수 τ_c 를 0.001로 정하였다. 이러한 경우 전류 제어루프의 근궤적을 도시하면 Fig. 6과 같다.

Fig. 6의 (a)는 전류제어루프에 피드포워드 항을 도입하지



(a) 피드포워드 제어회로가 없는 경우



(b) 피드포워드 제어회로가 적용된 경우 ($\tau_c = 0.001$)

Fig. 6. 전류 전달함수에 대한 시뮬레이터의 근궤적

않았을 경우 이득의 변화에 따른 시스템 극점의 변화를 나타내고 있다. 이 때의 우세 극점은 -11에서 이득의 크기에 따라 -15까지 변화된 것을 알 수 있다. 그러나 이러한 극점을 나타내는 시스템의 전류응답특성은 동적인 전류제어가 필요한 HILS 시뮬레이터에 적합하지 않다. Fig. 6의 (b)는 피드 포워드 항이 추가된 회로의 우세 극점을 나타낸 것으로써 -1000 정도에서부터 이득에 따라 허수 축으로부터 멀어지는 것을 볼 수 있다. 이상의 결과로부터 피드포워드 제어가 이루어진 시스템은 속도 전류제어가 가능함을 알 수 있다. 따라서 시뮬레이터 시스템의 전류제어에 있어서, 피시험체 장치의 출력 전압과 같이 측정 가능한 외란에 대하여 효과적으로 보상할 수 있다.

전기적 부하 시뮬레이터의 기능중 전동기 모델 구현을 위한 전류제어방식은 입력 전원에 대한 전류의 크기뿐만 아니라 위상까지도 제어가 가능하다. 그러나 이와 같은 제어가 가능하기 위해서는 그림 7과 같이 피시험체의 출력전압 V_s 에 비하여 큰 전압을 요구하게 된다. 따라서, 전기적 시뮬레이터의 전원공급을 위해서는 DC 링크전압을 높일 수 있으며 회생도 가능한 승압형 PWM(Pulse Width Modulation) 컨버터에 접속하는 것이 필요하다. 그러나 이렇게 구성된 장치는 전기적 시뮬레이터의 부피 및 가격을 상승시키게 된다.

제시된 부하 시뮬레이터는 시스템의 구성을 최소화하기 위해서 부하 시뮬레이터의 DC 링크와 피시험체 장치의 DC 링크를 공유하여 에너지가 순환하도록 구성하였다. 그러나 이러한 구조로 인하여 부하 시뮬레이터는 DC 링크전압이

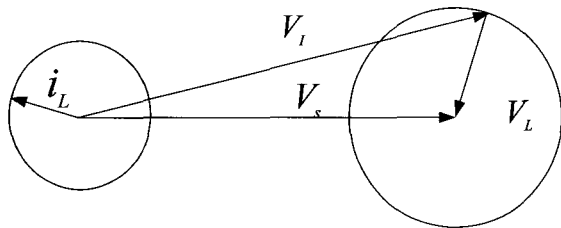


Fig. 7. 시스템 페이서도

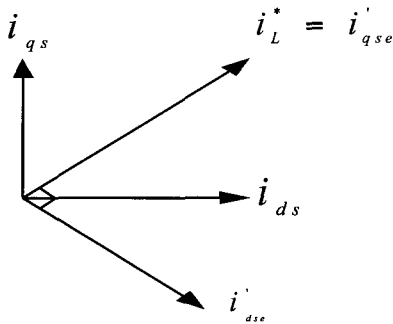


Fig. 8. 시뮬레이터의 전류 지령값

피시험체의 DC 링크와 갖게 되어 4상한 전류제어가 불가능하게 된다. 그렇지만, 부하 시뮬레이터에서 주요 기능은 피시험체로부터 출력되는 전류의 크기에 대한 시험이기 때문에, 본 논문에서는 역률 제어가 불가능하지만 전류제어 및 시스템 간소화가 가능한 DC 링크를 공유하는 방식을 택하였다. 따라서, 제안된 부하 시뮬레이터의 전류 지령값은 그림 6과 같이 모델링 된 전동기의 지령전류 i_{qs} , i_{ds} 의 절대값인 i_L^* 를 전기적 시뮬레이터의 q축 전류지령값 i'_{qse} 로 사용하여, 부하 시뮬레이터의 전류 지령 값으로 하였다.

부하시뮬레이터는 HILS 시뮬레이터이다. 여기에서 AC 드라이브의 모델은 수식적으로 모델링이 가능한 3상 기기가 되며, 본 논문에서는 부하 시뮬레이터의 모델이 되는 기기를 3상 농형 유도전동기로 하였다.

3상 전기기기의 동적 특성은 고정자와 회전자상 사이의 결합효과 때문에 다소 복잡하다. 게다가 결합계수는 회전자 위치에 따라 변하기 때문에, 이러한 기기의 동적 특성을 묘사하기 위해서는 비선형 차분 방정식을 이용해야한다. 본 논문에서는 3상 유도 전동기를 이용한 전기적 부하 시뮬레이터의 동적 특성을 구현하기 위해서, 3상 농형 유도전동기의 고정자표계의 전압방정식을 이용하였다. 전동기 모델의 입력은 고정자 전압이고, 출력은 전기기계의 회전자표계의 전류가 된다. 이 때, 3상 기기의 비선형 모델은 Runge-Kutta 4차 알고리즘을 적용하였다. 이러한 경우, 기기 모델의 실시간 계산은 보다 복잡하기 때문에 빠른 연산과 소숫점 처리가 가능한 프로세서와 이러한 프로세서의 속도에 순응하는 주변 소자를 사용하여야 한다.

5. 시뮬레이션

본 논문에서는 제시한 부하 시뮬레이터의 전체적인 제어 특성을 알아보기 위해서 MATLAB/SIMULINK를 이용하였다. 그리고 부하 시뮬레이터의 모델 3상 전동기 특성을 구현을 위해서 Table 1과 같은 3상 유도 전동기의 파라미터를 이용하였다.

Table 1. 시뮬레이션 파라미터

모델 전동기 파라미터			
R_s	0.82[Ω]	R_r	0.64[Ω]
L_s	64[mH]	L_r	58[mH]
L_m	68[mH]	J	0.042[kgm ²]
평활용 리액터			
L_{SM}	10[mH]		

시뮬레이션에 이용된 전체적인 제어구조는 Fig. 2에 나타나 있는 것 같이 피시험체 인버터와 평활용 리액터, 그리고 인버터를 시험하기 위한 시뮬레이터로 구성되어있으며, 제어 블럭도는 Fig. 9와 같이 피드 포워드 전류제어기와 인버터의 오프셋 보정 회로로 구성되었다.

Fig. 10은 부하 시뮬레이터의 정적 전류 제어특성을 알아보기 위해서, 다음과 같이 지령치 전류를 0[A]→3[A]→6[A]→3[A]→[0]로 가변 하였으며 이때 피시험체 인버터의 출력 전압 주파수는 60[Hz]이다. Fig. 10의 두 번째 그림은 평활용 리액터에 흐르는 응답 전류 파형을 나타내고 있다. 기동시 전류의 진동은 디지털 PLL의 위상 검출이 완료되기

까지의 과도 전류를 나타내고 있다. 그림으로부터 알 수 있듯이 과도현상이 지나 정상상태가 되면 전류 응답이 원활하게 됨을 볼 수 있다.

부하 시뮬레이터는 피시험체의 출력 전압 위상, 주파수 및 크기를 검출 받아 좌표 변환하여 전류제어가 행해진다. 따라서, 주파수가 가변이 되는 피시험체의 시험을 위해서 부하 시뮬레이터가 갖춰야할 조건은 피시험체의 주파수 변화에 따라 광범위하게 주파수 및 위상 추종 특성을 나타내는 것이다. Fig. 11은 이러한 주파수 및 위상 변화에 대한 추종 특성을 확인하기 위한 것으로써, 피시험체 인버터의 출력 주파수를 30[Hz]→60[Hz]→30[Hz]로 가변 하였을 경

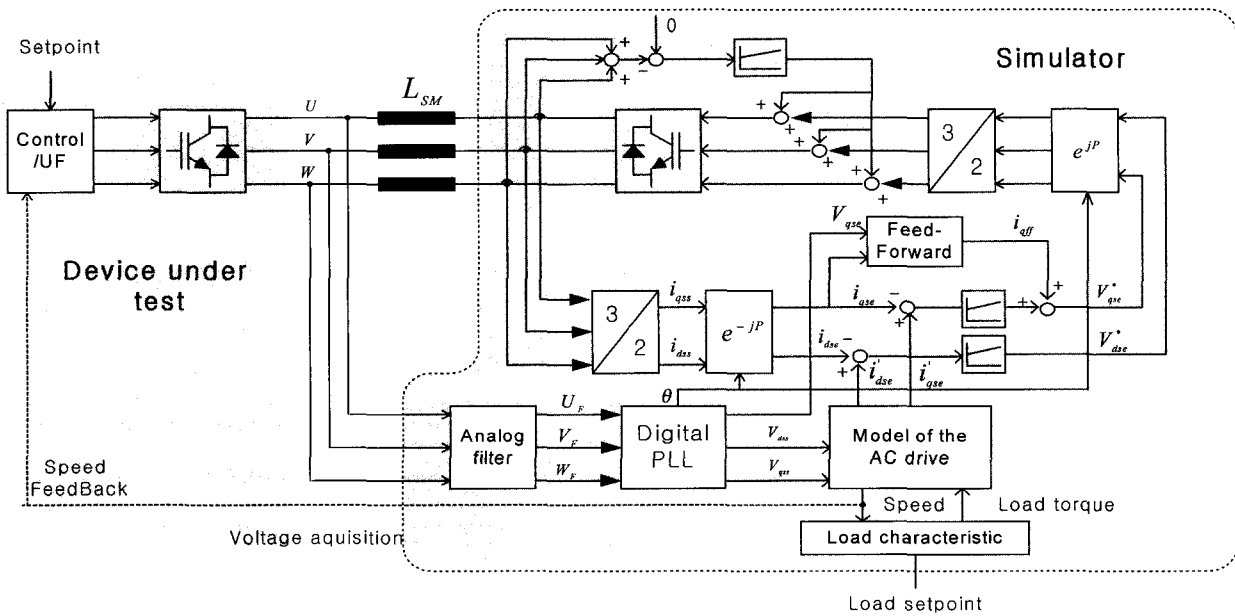


Fig. 9. 제안된 전기적 부하 시뮬레이터의 전체적인 제어 블록도

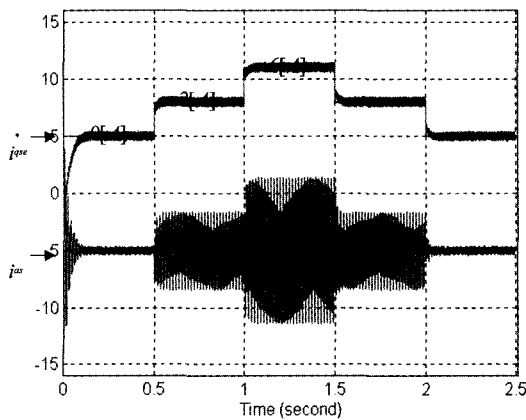


Fig. 10. 전류지령에 대한 응답특성

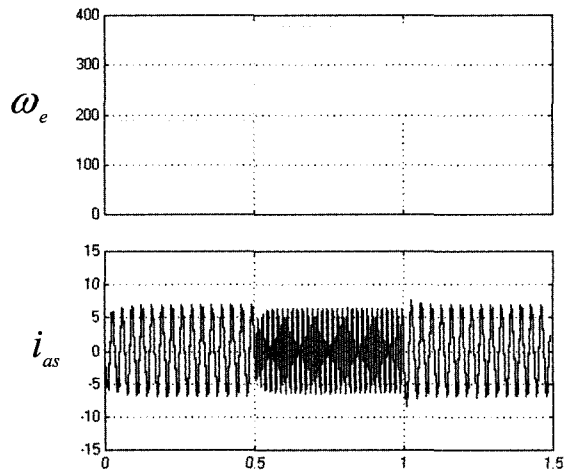


Fig. 11. 주파수 변화에 따른 전류제어 파형

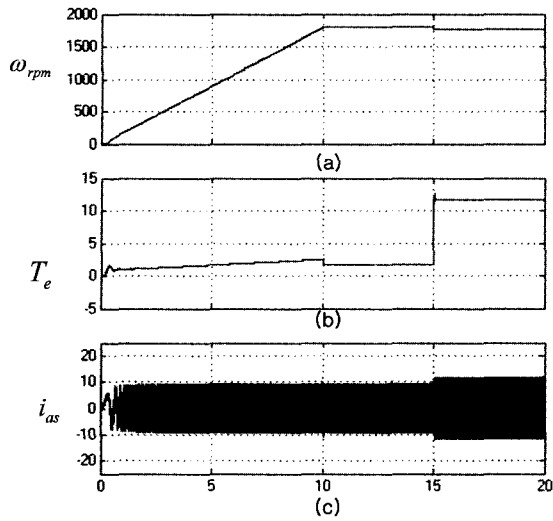


Fig. 12. 모의 유도전동기에 의한 피시험체의 출력 전류 파형

우의 출력 주파수와 출력 전류에 관한 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 피시험체의 주파수 변화에 대하여 시뮬레이터 시스템의 주파수 추종은 비교적 적은 시간에 이루어지고 있음을 볼 수 있다. 따라서, HILS 시스템을 위한 조건을 만족하고 있음을 알 수 있다.

Fig. 12는 피시험체의 인버터가 V/F 운전을 하였을 경우에 부하 시뮬레이터 인버터의 3상 유도 전동기 모델 특성을 구현한 것으로 피시험체의 가속구간은 0[s]에서 10[s]이고, 15[s]에 정격 부하를 인가하는 시뮬레이션 파형이다.

Fig. 12의 (a), (b)는 각각 부하 시뮬레이터에서 제공되는 모의 전동기의 속도와 토크 파형이며, 그림 (c)는 피시험체에 흐르는 전류이다. 그림에서 볼 수 있듯이 시뮬레이터 인버터의 각각의 출력 파형은 전형적인 유도전동기의 특성을 나타내고 있다.

6. 실험 및 고찰

제안된 전기적 부하 시뮬레이터는 위와 같은 특성시험을 구현하기 위해 7.5[kW]의 인버터를 사용하였고, 스위칭 주파수는 10[kHz]로 하였다. 제어부의 프로세서는 일정 부하 시험 및 유도전동기와 같은 복잡한 전동기 모델을 연산하는데 적합하도록 32-bit 소숫점 연산 및 고속연산이 가능한 Texas Instrument사의 60MIPS인 TMS320VC33을 사용하였다. 그리고 피시험체는 7.5[kW]의 인버터를 사용하였고, 제어부의 프로세서는 TMS320F240으로 구성되어 있다. 그리고, 시험장치가 갖춰야할 조건인 시험시 안정성을 충족시키고자 과전류, 과전압 보호회로를 구성하였으며, 게이트 드라이브회로는 Analog Device 사의 316j를 이용하여, 암

단락전류 및 과 전류로부터 부하시뮬레이터를 보호할 수 있도록 하였다.

Fig. 13은 일정 부하 시험을 위한 실험결과 파형으로, 전류 지령 변화에 대한 응답 특성을 나타내고 있다. 시험 조건은 시뮬레이션에서 모의 실험한 것과 같이 지령 전류를 0[A]→3[A]→6[A]→3[A]→[0]으로 하였다. Fig. 13의 ①, ②는 부하 시뮬레이터의 q축 지령 전류 및 q축 전류이고, ③은 평활용 리액터에 흐르는 a상 전류이다. 그림에서 볼 수 있듯이 피시험체 인버터 시험을 위해서, 사용자에게 의해서 지령된 전류는 부하 시뮬레이터에 의해 잘 추종되고 있다.

Fig. 14는 과도 전류 변화시 전류의 형태를 살펴보기 위한 것으로서, 그림에서 볼 수 있듯이 실제의 유도전동기에 흐르는 전류보다 비교적 많은 전류리플을 보여주고 있으나, 이러한 크기의 전류리플은 피시험체를 시험하는데 있어서,

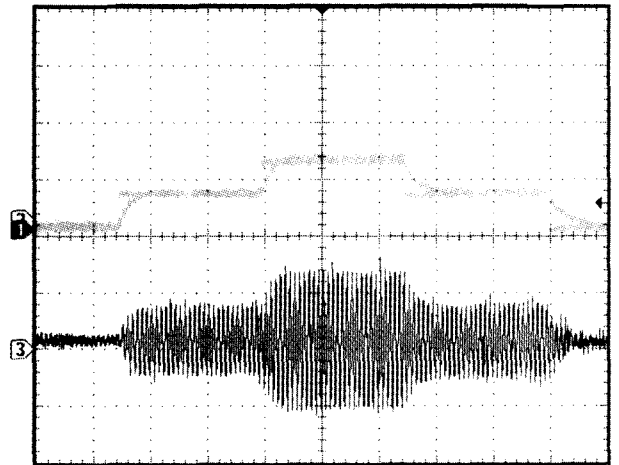


Fig. 13. 전류 지령에 대한 시뮬레이터의 전류응답파형(5A/div, TimeDiv : 200[ms])

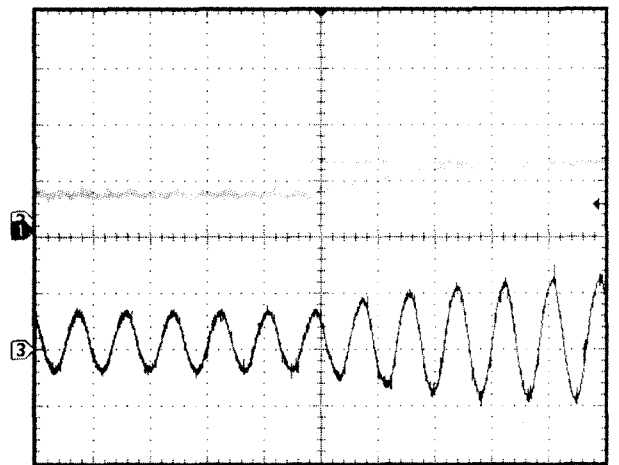


Fig. 14. 지령전류변화에 대한 과도 전류파형(5A/div, TimeDiv : 20[ms])

영향이 없을 것이라고 판단된다.

Fig. 15는 피시험체의 출력전압 주파수가 변화하였을 경우에 대한 부하 시뮬레이터의 전류응답 파형이다. Fig. 15의 ①은 각각 부하 시뮬레이터에 의해 추종된 피시험체의 출력

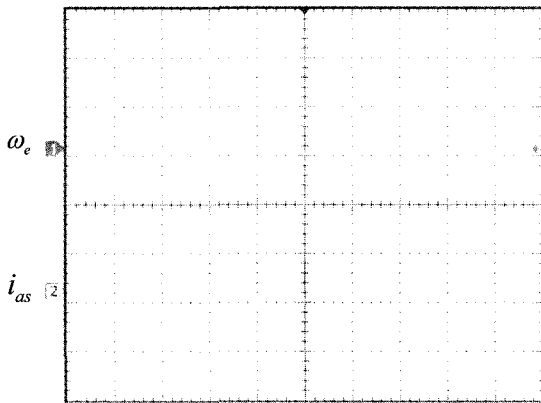


Fig. 15. 피시험체의 주파수 변화에 대한 시뮬레이터의 응답파형 (10A/div, TimeDiv : 200[ms])

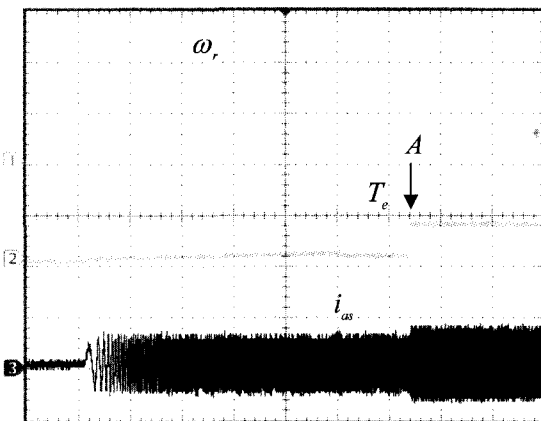


Fig. 16. 시뮬레이터의 모의 전동기 구형 시험파형(700rpm/div, 10Nm/div, 5A/div, TimeDiv : 2[s])

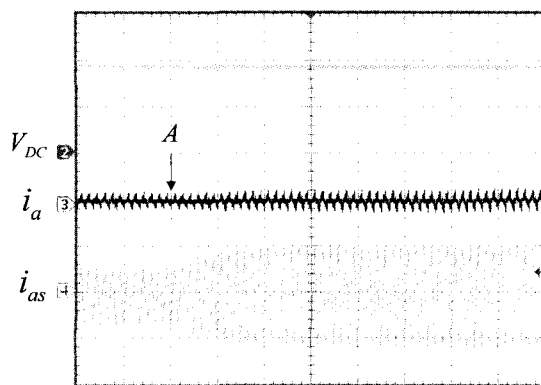


Fig. 17. 부하 시뮬레이터의 각부 파형(1. 150[V/div] : 2,3 10[A/div], TimeDiv : 100[ms])

주파수이며, ②는 이때 평활용 리액터에 흐르는 전류이다. 시험조건은 피시험체 인버터의 출력 전압은 일정하게 유지하였고, 출력 주파수는 30[Hz]→60[Hz]→30[Hz]로 가변하였다. 그리고, 부하 시뮬레이터의 지령 전류도 일정하게 하였다. 그림으로부터 피시험체의 입력전압의 주파수가 급격하게 변화됨에도 불구하고, 평활용 리액터에 흐르는 전류는 과도 현상이 길게 나타나지 않고 있으며, 피시험체의 주파수도 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

Fig. 16은 이상에서 살펴본 제어특성을 기반으로 3상 유도전동기를 모의한 시험 파형이다. 시험조건은 피시험체 인버터의 제어를 가속구간은 0[s]에서 10[s]이고 20[s]에는 정상 운전하는 것으로 하였으며 이때 시뮬레이터의 가상 전동기에 조건은 0[s]~15[s]에는 무 부하로 운전되며, 15[s]인 A점에서는 가상 유도전동기에 10[Nm]의 부하를 인가하는 시험을 하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 출력시험 파형은 시뮬레이션에서 고찰한 결과와 같이 전형적인 유도 전동기 구동 파형을 나타내고 있다.

Fig. 17은 부하 시험시 소비되는 에너지를 살펴보기 위한 부하 시뮬레이터의 각부 파형이며, 시험 조건은 q축 전류 지령 전류를 5[A]로 유지하다가 A점에서 10[A]로 변화시켰을 경우이다. 각각의 시험 파형은 부하시뮬레이터의 DC 링크 전압, 정류다이오드에 공급되는 3상 전원의 a상 전류, 및 평활용 리액터에 흐르는 전류 파형이다. 그림으로부터 부하 시험시 평활용 리액터에 흐르는 전류의 변화에도 DC 링크 전압은 일정하게 유지되었고, 입력전류 i_a 는 미소량 상승하는 것을 알 수 있다. 이것으로부터 부하 시뮬레이터에서 소비되는 에너지는 실제 공급되는 에너지의 1/10 이하인 것을 알 수 있다.

이상으로부터 본 논문에서 추구하고자 하는 HILS 시뮬레이터 특성이 원활하게 구현되고 있으며, 그 소비 전력도 경감시킬 수 있어, 소규모 생산공장에서도 시험이 가능함을 알 수 있다.

7. 결론

본 논문에서는 전력 변환기의 시험을 위한 부하 시뮬레이터를 제안하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 인버터 시험을 위한 기존의 M-G세트를 이용한 방식에 비하여 인버터 시험이 용이해졌다.
- (2) 인버터 시험시 기계적 부하에 의한 소음이 저감되었다.
- (3) 시험시 필요한 에너지를 줄일 수 있어 수전 설비 및 부하 설비가 미흡한 중소기업에서도 부하시험이 가능해 졌다.

(4) HILS 시뮬레이터이기 때문에, 부하 시험장치의 가격이 저렴하다.

향후 과제로서, 피시험체 및 부하 시뮬레이터의 스위칭 동작에 의해 발생하는 EMI/EMC에 대한 대책이 필요하며, 역률 조절되는 부하장치를 얻기 위해서는 전기적 부하 시뮬레이터의 전압을 피시험체 장치의 전압보다 높은 전압 레벨을 공급하도록 DC링크에 승압 Chopper 회로가 필요할 것으로 사료된다.



1. Rober Wendel Newton, "Emulating Dynamic Load Characteristics Using a Dynamic Dynamometer", In IEEE Catalogue No. 95TH8025, 1995, pp.465-470.
2. Z. Hakan Akpolat, "Dynamic emulation of mechanical Loads Using a Vector-controlled induction motor-generator set", in IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.46, No.2, APRIL 1999, pp.370-379
3. L.N. Arruda, B.J. Cardoso Filho, S.M.Silva, and A.S.A.C. Diniz, "Wide bandwidth single and three-phase PLL atructures for grid-tied PV systems", in Proceedings of 228th IEEE Photo-voltaic Specialists Conference, Anchorage (AK), pp.1660-1663, September, 2000.
4. V.Kaura, and V.Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions", IEEE trans. on Industry Applications, Vol.33, No.1, pp.58-63, 1997.
5. S.M Silva, L.N. Arruda, and B.J. Cardoso Filho, "Wide bandwidth single and three-phase PLL structures for utility connected systems", in Proceedings of EPE, 2001, in press.