

비용절감형 단상-삼상 전력변환기 구조의 해석 및 제어

Analysis and Control of Cost-Effective Topologies for Single Phase to Three Phase Power Converter

이 해 춘* 박 태 열* 김 기 택**

Lee, Hae-Chun Park, Tae-Yeol Kim, Gi-Taek

Abstract

A single phase to three phase power converter with cost effective and simple structure is proposed. The converter consists of rectifier and inverter. The rectifier is composed of a half wave rectifier, a dc link capacitor, and a current limiting inductor, and the inverter is of only two switches with PWM control. For negative sequence operation the inverter output voltage leads the line input by 60° , and for positive sequence operation the inverter output voltage lags by 60° . We can see that the positive sequence operation shows higher output voltage, slight harmonic distortion(2%), and better performances such as high efficiency and high power factor.

A mathematical model for system analysis is provided, and specifications for device selection and control scheme both for start-up and for steady state are analyzed. Comparison and operational limits of positive and negative sequence operation are performed, and simulations and experiments are executed to verify the proposed

키워드 : 컨버터, 단상-삼상변환기, 펄스폭변조, 유도전동기

Keywords : converter, PWM, IGBT, induction motor

1. 서론

최근 반도체소자의 지속적인 개발로 IGBT, GTO등 전력전자 분야의 제어기법의 다양화와 급격한 발전은 물론 무소음, 경량, 대용량, 고품질을 가능케 하였으며, 고속 마이크로프로세서인 DSP등의 출현으로 현대 제어이론에 적용되어 고성능화, 고 지능화 함으로써 전력전자 분야는 비약적인 발전을 거듭해 왔다.

특히, 인버터의 PWM 기법은 전력전자분야의 핵심분야로써 다양한 성능요구에 부합 될 수 있는 응용기법들이 개발되고 있으며 저 비용 고효율성에 의한 교류전동기의 구동

시스템의 필요성이 크게 인식되고 있는바, 본 논문에서는 적은 비용으로 단상을 삼상으로 변환하여 상용 주파수 정격에서 과도응답 특성이 우수한 새로운 구조로써 위상변환을 위하여 제안된 효율적인 제어 시스템이다.

제안된 새로운 구조 변환기로 정류기부, 인버터부로 구성되며 정류기부는 반파 정류기와 직류측에 직렬 연결된 캐패시터 및 다이오드 전류를 제한하기 위한 입력 인덕터를 구성하여 고정된 주파수에서 단상전원으로 삼상 유도전동기를 구동하는 기법으로 2개의 스위칭 소자만을 구성한 PWM 방식의 제어기법을 사용하였다. 이때 네가티브 시퀀스 동작은 출력전압의 피크가 입력전압의 피크보다 60° 앞서서 일어나며 포지티브 시퀀스 동작은 출력전압이 입력에 60° 뒤지고, 더 높은 직류 링크 전압을 가지며 약 2%의 아주 미소한 출력 왜곡이 나타난다. 실험결과 포지티브 시퀀

본 논문은 학술진흥재단의 지원으로 이루어졌습니다.

* 강원직업전문학교 전기제어공과 교사, 공학석사

** 강원대학교 전기전자공학부 교수, 공학박사

스 동작특성이 네가티브 시퀀스 동작특성보다 우수하며 고조파 왜곡이 낮은 주파수 출력에는 거의 없고, 고효율과 고역율을 가지고 있으며 미소한 입력전류 왜곡만이 나타났다.

따라서 본 논문에서는 시스템에 대한 기본적인 주파수 모델과 디바이스에 대한 정격, 시작시와 정상상태시 동작에 대한 제어기법들을 세분화 하여 고찰해 보았으며, 또한 포지티브 시퀀스 와 네가티브 시퀀스 회로의 비교 및 장점과 동작한계를 연구하였고, 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 구조의 타당성을 입증해 보았다

2. 시스템의 구조 및 제어

2.1. 기본동작원리

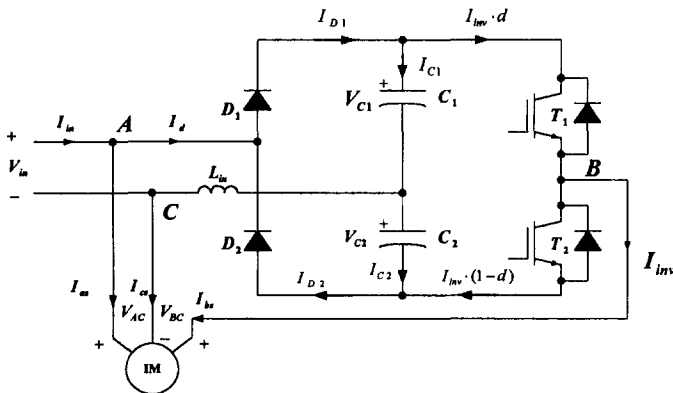


그림 1 단상-삼상 컨버터 구조

그림1은 제안된 유도전동기 구동시스템을 구조를 나타낸 것이며 정류기부는 반파정류기, 직류측에 직렬연결된 캐패시터와 다이오드 전류를 제한하기 위한 입력 인덕터로 구성하였고, 인버터부는 2개의 스위칭소자만을 선정하였으며 다이오드와 스위칭소자 전압정격 전압리플을 고려하여 입력 전압의 최고값의 2.0 p.u.인 것을 사용하였고, 캐패시터의 전압정격을 전압리플이 높지 않다면 1.0 p.u.라도 사용가능 하지만 직류측 캐패시터의 전압 불균형을 고려하여 2.0 p.u.를 사용하였다.

제안된 구조에 스위칭기법을 적용하고, 과도응답특성의 우수성을 입증하기 위해 유도전동기를 부하로 하여 그림1에서와 같이 유도전동기의 두 입력은 AC입력과 직렬연결되고, 나머지 한 입력은 인버터의 IGBT Leg에 연결된다.

인버터는 전동기에 평형 삼상 전압원을 공급하기 위해 입력 AC전압에 대한 $\pi/3$ 의 위상차를 가지며, 스위칭소자들의 전압강하와 파형 왜곡을 무시할 때, 1.0 p.u를 가진 AC전압을 공급할 수 있다.

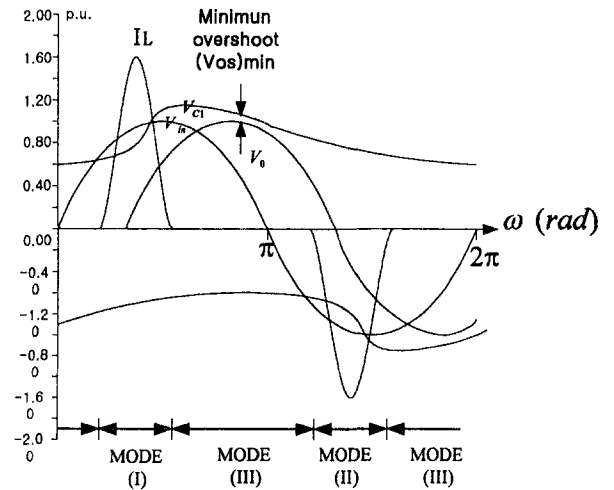


그림 2 다이오드 동작시 파형

그림2는 다이오드가 도통될 때의 관련된 파형이며 기본 동작원리는 모드 I, II, III로 구분되며 이를 각 모드별로 분석해보면 다음과 같다.

모드 I에서의 기본 동작원리를 살펴보면,

$V_{IN} > 0$, 이고 $V_{IN} > V_{C1}$ 인 경우로 D1만 도통하며 흐르는 순시전류는

$$i_{D1} = i_{C1} + i_{inv} \cdot d \quad (1)$$

이며

모드II에서는

$V_{IN} < 0$, 이고 $V_{IN} < -V_{C2}$ 의 범위에서 동작하며 D2만 도통하며 순시전류

$$i_{D2} = i_{C2} + i_{inv}(1-d) \quad (2)$$

이고

모드III에서는

$V_{IN} = 0$ 이거나, $-V_{C2} < V_{IN} < V_{C1}$ 인 경우로써 D1, D2 모두 도통되지 않으며 이때, 스위칭 소자의 흐르는 각각의

전류는 커패시터의 방전전류와 같으며 식(3)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} I_{C1} &= -I_{inv} \cdot d \\ I_{C2} &= -I_{inv}(1-d) \end{aligned} \quad (3)$$

이러한 모드 I, II, III 에서 살펴본 인버터 전압은 식(4), 식(5)와 같다.

$$V_{inv} = d \cdot V_{C1} - (1-d) \cdot V_{C2} \quad (4)$$

$$d = \frac{V_{inv} + V_{C2}}{V_{C1} + V_{C2}} \quad (5)$$

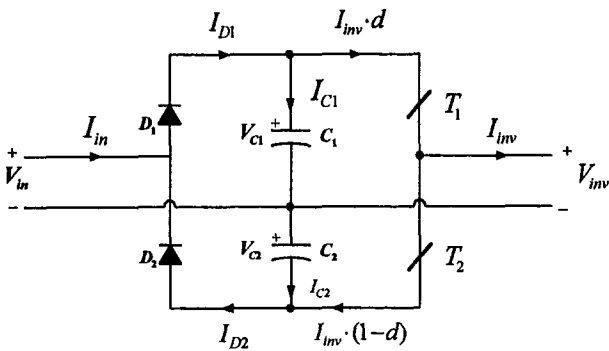


그림 3 커패시터 평균전류와 평균전압

이때, 그림3에서와 같이 캐패시터 평균전류와 평균전압은 식(6)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{D1} - d \cdot I_{inv} \\ V_{C1(t)} &= V_{C1(0)} + \frac{1}{C} \int_0^t I_{C1} dt \\ I_{C2} &= I_{D2} + (1-d) \cdot I_{inv} \\ V_{C2(t)} &= V_{C2(0)} + \frac{1}{C} \int_0^t I_{C2} dt \end{aligned} \quad (6)$$

그림1 에서 컨버터의 입력측의 다이오드 브리지는 인터버에 전력을 공급하기 위한 것이고, 다이오드의 전압강하를 무시할 수 있고, 인버터부의 입력전압인 DC링크 전압은 AC입력전압의 최대값과 같다. 따라서 단상-삼상 컨버터구조를 그림4와 같이 간략화 모델로 나타낼 수 있다.

그림4에서 만약 스위칭 고조파와 불평형 상황이 역시 무시된다면, 그 회로는 기본적인 요소만을 사용하여 분석될 수 있고 입력전류는 전동기 전류 Ias와 같고, 인버터 전류는 Ibs와 같다는 것을 알 수 있다. 시스템을 유도하는데 대부분 페이저도와 대칭된 요소를 분석 하였다.

삼상 시스템에서 인버터 출력전압은 입력전압보다 60° 앞선 네가티브 시퀀스와 60° 뒤진 포지티브 시퀀스로 제어 될 수 있는데, 이들 모드는 매우 다른 동작을 만들어 내었다.

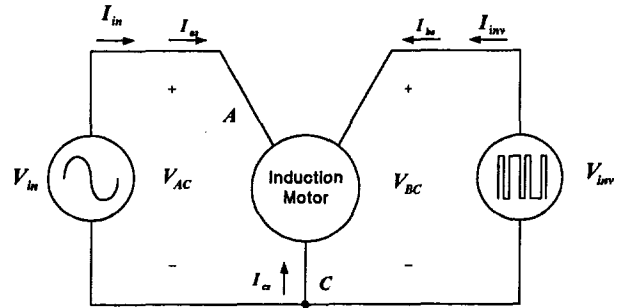


그림 4 단상-삼상 컨버터의 간략화 모델

2.2. 기본 요소 분석

(1) 네가티브 시퀀스 동작

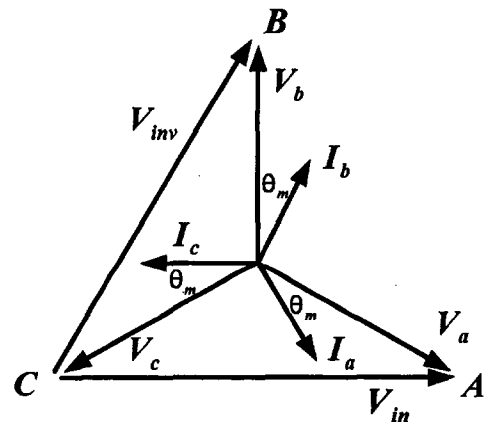


그림 5 네가티브 시퀀스 동작의 페이저도

그림5는 네가티브 시퀀스 동작에 대한 시스템의 페이저도로서 전동기의전압과 진상 역을을 가지는 선전류를 나타낸 것이다.

전동기 선간전압 V_{bc} 즉, 인버터 출력전압 V_{inv} 는 입력 전압 V_i 보다 60° 만큼 앞선다. 그림4의 간략화된 컨버터 구조와 그림5의 페이저도로 부터 입력전력은

$$P_{in} = V_{in} I_{in} \cos(\theta_{in}) = V_{ac} I_{as} \cos(\theta_m + 30^\circ) \quad (7)$$

여기서,

θ_{in} 은 입력 역을이고 θ_m 은 이 전동기 전압과 전류의

위상차이다.

전력 P_{inv} 역시 인버터로부터 전동기로 전달된다.

$$P_{inv} = V_{inv} I_{inv} \cos(\theta_{inv}) = V_{bc} I_{bs} \cos(\theta_m - 30^\circ) \quad (8)$$

보통 전동기 전부하 역율은 식(7)과 식(8)과 같이 유효전력의 대부분이 인버터에 의해 공급되고 AC입력과 직접 연결된 출력 전류는 낮은 역율을 나타내 준다. 인버터 전력, 높은 피크 전류를 포함한 AC입력 으로부터 들어오는 인버터 전력은 낮은 역율에서도 입력 다이오드 브리지에서 볼 수 있으며 네가티브 시퀀스 동작시 가장 큰 문제점은 그림6과 같이 높은 출력 왜곡이 나타났다.

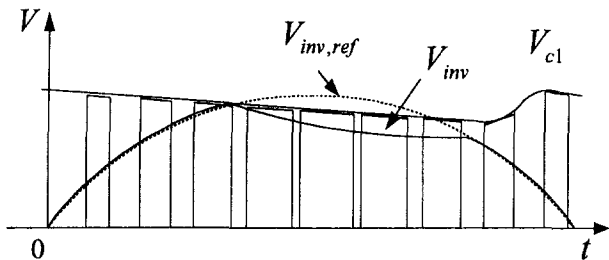
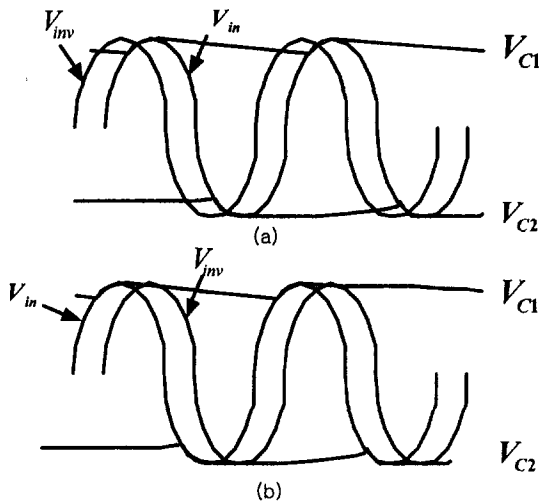


그림 6 출력파형의 왜곡



(a) 네가티브 시퀀스 동작
 (b) 포지티브 시퀀스 동작

그림 7 입·출력 전압과 커패시터 전압 관계

그림7(a)는 네가티브 시퀀스 동작으로 출력전압의 피크가 입력전압의 피크보다 앞서서 일어나는 것은 보여졌다. 이것은 dc bus 커패시터가 출력전압의 피크가 일어날 때 크게 방전될 수 있다.

포지티브 시퀀스 모드에서 입력전압은 그림7(b)에서 보

여주듯이 입력전압이 출력에 앞서고, 출력피크가 일어날 때 더 높은 dc 링크 전압을 가지며 약 2%의 아주 미소한 출력 왜곡이 나타난다.

(2) 포지티브 시퀀스 동작

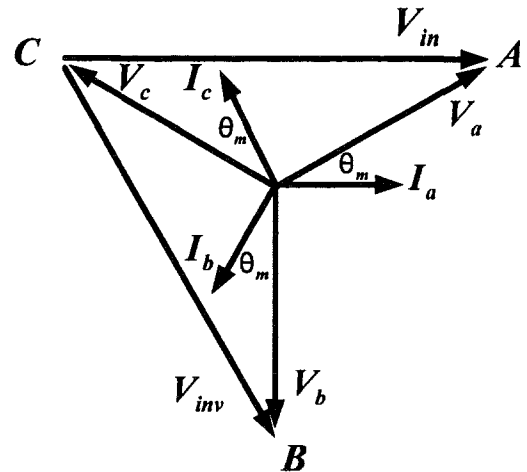


그림 8 포지티브 시퀀스 동작의 페이저도

그림8에서 인버터의 출력전압의 V_{inv} 가 입력전압 V_i 보다 60° 뒤지며 다이어그램으로 부터 전력은 라인쪽에서 기본적인 요소가 식(9)와 같이 전달된다.

$$P_{in} = V_{in} I_{in} \cos(\theta_{in}) = V_{ac} I_{as} \cos(\theta_m - 30^\circ) \quad (9)$$

그리고 인버터로 부터의 전력은 식(10)과 같으며

$$P_{inv} = V_{inv} I_{inv} \cos(\theta_{inv}) = V_{bc} I_{bs} \cos(\theta_m + 30^\circ) \quad (10)$$

위 식(9)와 식(10)의 등식은 전력의 대부분이 라인 입력 으로부터 얻어진다는 것은 보여준다. 반면에 인버터는 전동기에서 요구되는 리액티브의 전력을 처리한다.

결과적으로 인버터는 ac line으로부터 높은 역율과 낮은 피크 전류를 고려할 때 소전력을 필요로 하며 전체 출력전압을 얻는 것이 가능하다.

(3) 리액터 요소 선정

본 논문에서 제안된 회로는 큰 dc 링크 커패시터를 사용하지 않으면서 다이오드와 스위칭소자의 전압강하로 dc 링크 전압은 상용전압의 최고치에 이르지 못하게 된다. 이와 같은 이용제한은 과변조 기법으로 해결할 수 있으며 과변조의 결과 고차 고조파 전류가 발생하게 되며, 입력전류의 스파이크로 기인한 낮은 역율과 큰 돌입전류는 훨씬 큰 dc 링크 커패시터가 요구되므로 그림1과 같이 입력단에 인덕터

추가하여 작은 dc 링크 캐패시터를 사용하였다.

이러한 입력 인덕터의 요소는 보통 부하L에 의해 선정되므로 그림9와 같이 유도전동기 등가회로를 통해 분석해 보면,

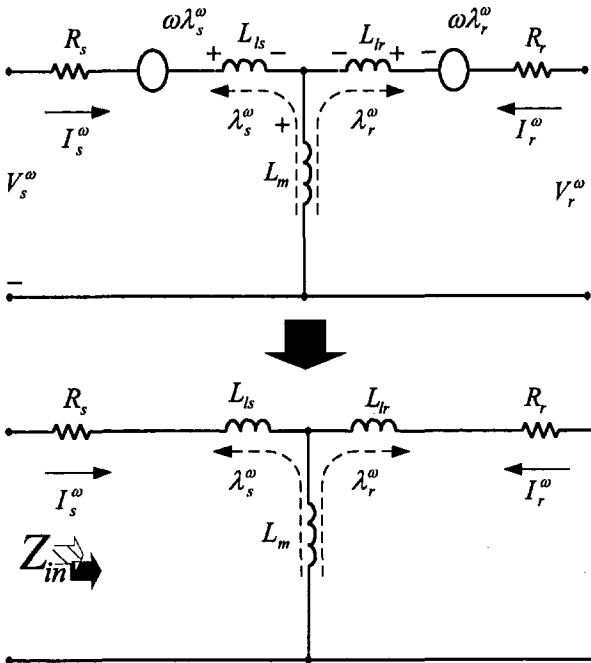


그림 9 유도 전동기 등가회로

같이 입력 인덕턴스 L_{in} 이 0.1(p.u.)일 때 0.5 [mH]이므로 캐패시터 C를 $1000\mu\text{F} \sim 8000\mu\text{F}$ 까지 변화시킬 때 그림10의 시뮬레이션 파형에서 보는바와 같이 $1000\mu\text{F}$ 에서 전압강하를 고려한 적절한 오버-슈트가 발생 하였다.

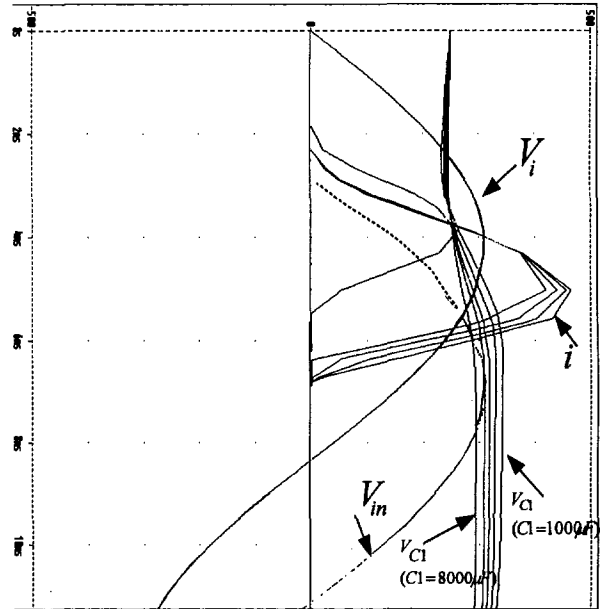


그림 10 캐패시턴스 C와 인덕턴스 L_{in} 의 시뮬레이션

전동기 입력측에서 본 임피던스 Z_{in} 은

$$Z_{in} = Z_s + Z_m // Z_r$$

$$= 1.96 [\Omega]$$

$$\therefore L_{(p.u.)} = \frac{1.96}{2\pi f} \approx 0.005[H]$$

즉, 유도전동기의 인덕턴스 L(p.u.)은 약 5 [mH]임을 알 수 있다.

단, 실험에 사용된 부하의 유도전동기 기본요소

$$R_s = R_r = 0.7 [\Omega]$$

$$L_{ls} = L_{lr} = 2.65 [mH]$$

$$L_m = 63.67 [mH]$$

$$\therefore X_{ls} = X_{lr} = 1 [\Omega]$$

$$X_m = 24 [\Omega]$$

입력 인덕터는 부하L값에 대하여 약 8%~10%를 선정하여 사용하고 그림10의 시뮬레이션 결과에서도 보는바와

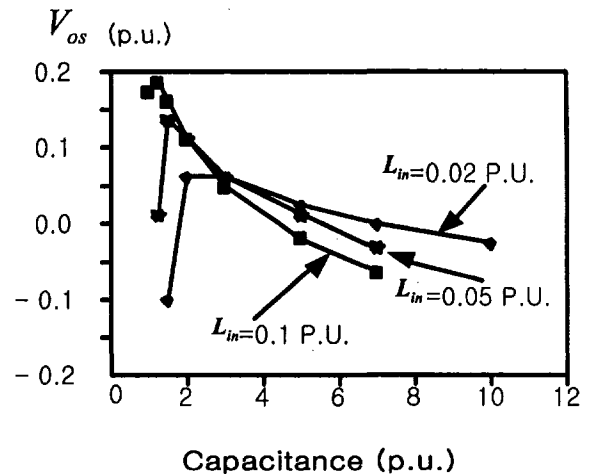


그림 11 캐패시턴스 C와 인덕턴스 L_{in} 의 관계

동일한 시뮬레이션 방법으로 입력 인덕터를 5%, 2%로 바꾸어가며 캐패시터 C를 변화시켜 본 결과 그림11과 같은 dc 링크 캐패시터와 입력 인덕터에 따른 전압 오버슈트의 값을 그래프로 얻을 수 있었으며 dc 링크 캐패시터가 작을

수록 회로소자에 발생하는 전압강하를 보상할 만큼 충분한 전압 오버슈트가 크게 나타남을 알 수 있고 dc 링크 캐패시터 선정시 전류리플과 상용주파수 및 스위칭 주파수에 따른 리플도 고려하여야 한다.

그러나 작은 커패시터는 거의 반사이클에 걸쳐 방전을 하며 입력 ac 전압이 잘릴 때 큰 전류 피크를 결과로 나타내주며 더불어 그 dc 링크 전압은 왜곡되지 않은 출력전압 실현을 위해 요구되는 1 p.u 값 이하로 떨어진 공진을 한다. 결과적으로 너무 작은 또는 너무 큰 입력 커패시터를 선정하는 것은 출력 전압의 왜곡을 초래할 수 있다.

따라서 리액터의 요소 선정은 입력인덕터를 0.5[mH]와 dc 링크 캐패시터를 1000[μF]으로 선정하게 되었다.

2.3. 포지티브 시퀀스 동작에서의 과전압 대책

포지티브 시퀀스 동작에서 전동기 역률각이 60° 보다 커진 경우 중요한 특징이 발생하였다

전동기가 작은 부하일 때 인버터 전압과 인버터 전류 사이의 위상각은 90° 보다 커지게 되며 에너지가 컨버터로 역으로 공급된다. 이 때 다이오드 정류기부는 입력으로 에너지를 전달할 수 없기 때문에 dc 링크 전압은 상승하여 트립이 발생할 수 있다.

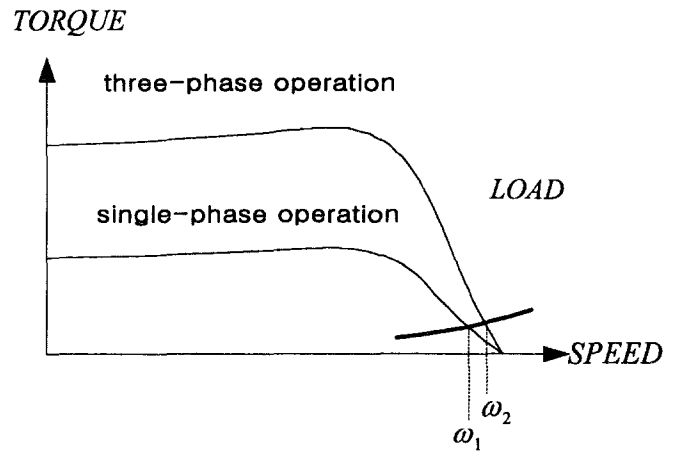


그림 13 삼상 유도전동기의 단상·삼상 구동시 동작점

dc 과전압이 검출될 때 그림12와 같은 제어기법으로 인버터부의 게이팅 신호를 disable 하여 추가된 T3 스위치를 턴 온 하여 dc 링크 단의 과전압을 억제하고 그림13과 같이 삼상 유도전동기를 단상으로 동작점을 변환하여 이러한 문제를 해결 할 수 있다.

비록 이것이 단순한 기법일지라도 그림13에 보여진 것처럼 삼상 동작으로부터 전송상의 'hunting'의 가능성을 포함한 몇 가지 단점들로부터 어려움이 발생되며 단상동작의 전형적인 높은 토크리플이 예상된다.

그림14는 인버터의 출력 전압에서 위상 쉬프트 따른 불평형을 나타낸다.

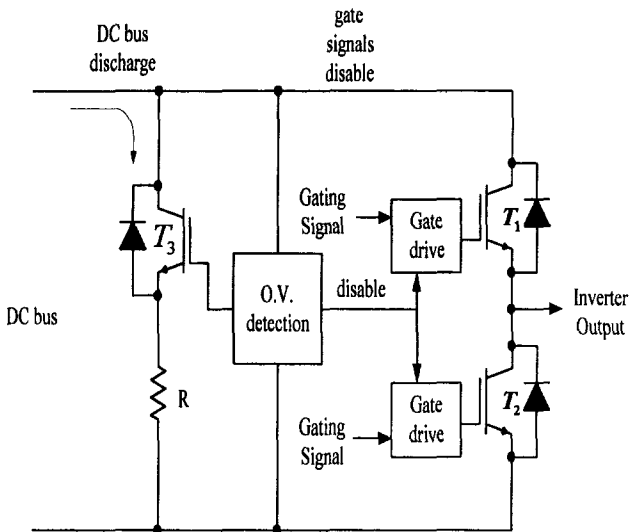


그림 12 DC bus 과전압 대책

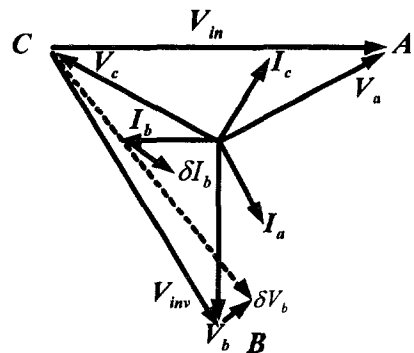


그림 14 포지티브 시퀀스에서 과전압 검출시 위상

대칭 분석을 사용하여 네거티브 시퀀스 전압 V_{neg} 는 식 (11)과 같이 계산 될 수 있다.

네거티브 시퀀스의 경우 평형 3상으로 동작되기 때문에

V_{neg0} 는 0이다. 포지티브 시퀀스에서 V_{pos0} 와 δV_{pos} 는 네거티브 시퀀스와 비슷하게 계산 될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{neg} &= \frac{V_{ab} + e^{-j60^\circ} V_{bc}}{3} \\ &= \frac{(V_{ab0} - \delta V_b) + e^{-j60^\circ} (V_{bc0} + \delta V_b)}{3} \quad (11) \\ &= \frac{(V_{ab0} + e^{-j60^\circ} V_{bc0})}{3} + e^{j120^\circ} \frac{\delta V_b}{3} \\ &= V_{neg0} + \delta V_{neg} \end{aligned}$$

그러나 dc 링크단의 과 전압으로 인해 V_{pos0} 는 0이 아니고, δV_{pos} 는 V_{pos0} 보다 훨씬 작기 때문에 무시될 수 있다.

바로 네거티브 시퀀스 동작시 최대 속도로 구동되는 전동기 임피던스는 작기 때문에 전동기 전류는 현저히 증가하며 전동기 B상에서의 전류는 식(12)와 같다

$$\delta I_{bs} \approx e^{j120^\circ} \frac{\delta V_{neg}}{Z_n} = \frac{\delta V_b}{3Z_n} \quad (12)$$

B상 전체 전류는 식(12)로부터 발생한 전류와 포지티브 시퀀스 전압으로 발생하는 전류가 될 것이다.

그림12에서와 같이 dc 링크단의 전압상승은 B상 전류에 대한 위상을 변화시켜 억제할 수 있고, 빠른 과도응답특성이 요구되지 않는 느린 제어루프에서 과전압이 검출될 때 위상만을 조정하여도 충분하다.

여분의 전력요소를 인가하지 않고 제어기법만을 사용하였기 때문에 비용은 낮지만 상대적으로 약간의 불평형 삼상이 예상된다. 그러나 그림13의 토크 리플 시뮬레이션 결과 과전압에 의한 단상 구동시 토크리플은 60%정도로 나타났다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1. 배경

앞에서 보인 이론을 검증하고, 제어기의 특성 및 DC 링크 캐패시터에 흐르는 전류의 크기, 정류기 입력단 인덕터를 선정을 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다.

사용된 언어는 MITCHELL & GAUTHIER ASSOCIATE사의 ACSL (Advanced Continuous Simulation

Language)를 사용하였으며 그림15와 같이 전체 시스템은 크게 정류기부분과 인버터부분으로 나눌수 있으며 정류기는 히스테리시스 전류제어기를 사용하여 DC 링크 전압을 제어 입력은 삼상 220[VAC]이고 출력은 311[VDC]의 DC

$$\begin{aligned} V_{neg} &= \frac{V_{ab} + e^{-j60^\circ} V_{bc}}{3} \\ &= \frac{(V_{ab0} - \delta V_b) + e^{-j60^\circ} (V_{bc0} + \delta V_b)}{3} \quad (13) \\ &= \frac{(V_{ab0} + e^{-j60^\circ} V_{bc0})}{3} + e^{j120^\circ} \frac{\delta V_b}{3} \\ &= V_{neg0} + \delta V_{neg} \end{aligned}$$

링크 전압이다.

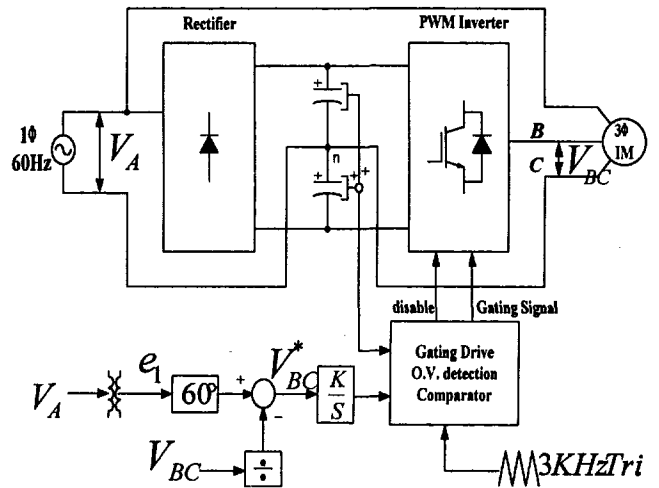


그림 15 전체 시스템 블럭도

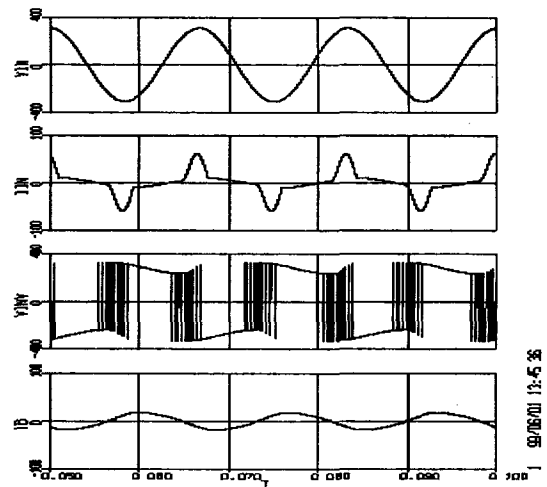


그림 16 네가티브 시퀀스 시뮬레이션 결과

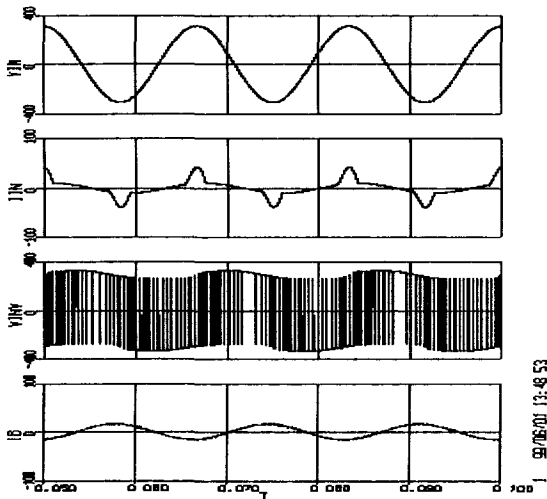


그림 17 포지티브 시퀀스 시뮬레이션 결과

인버터는 Sine-Triangle PWM 전압제어를 사용하여 AC 모터의 정속도 제어를 수행하였고, 인버터의 입력은 DC 링크 전압이고 출력은 모터를 구동하기 위한 삼상 전압이다.

3.2. 시뮬레이션 파형

그림16은 네거티브 시퀀스 동작에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다.

네거티브 시퀀스의 결과는 낮은 기본 입력 역률, 모드 I (그림2)에서와 같이 큰 다이오드 전류와 높은 출력 왜곡현상이 나타났다.

그림17은 포지티브 시퀀스로 전동기 기동시를 시뮬레이션 하였으며 포지티브 시퀀스의 결과는 네가티브 시퀀스에 비해 낮은 출력왜곡, 높은 입력역률 그리고 낮은 입력전류 피크를 나타내었다.

3.3. 실험결과

유도 전동기 구동을 하기 위해 제작된 실험장치는 7.5kW에서 rated 된 컨버터로 제작되었으며 과도응답 특성을 고려하여 Motor & Generator를 부하 실험장치로 사용했다.

전력 회로는 그림1과 같으며 제어 블록 다이어그램은 그림15와 같이 구현하였으며, 실제 실험시의 컨버터와 전동기 파라미터는 시뮬레이션으로 사용된 파라미터와 동일하게 사용하여 실험하였다.

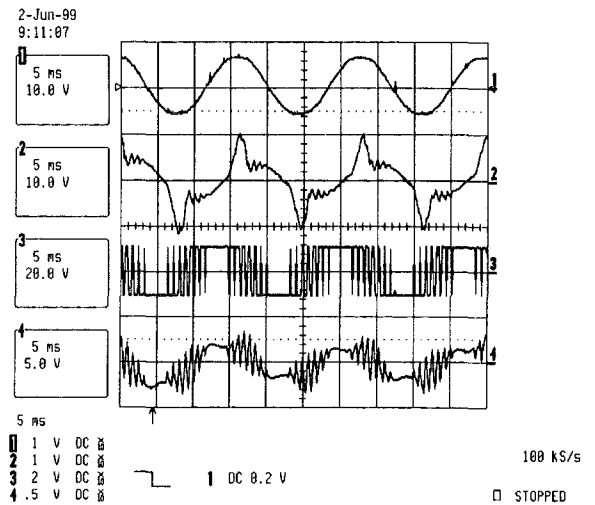


그림 18 네가티브 시퀀스 실험 결과

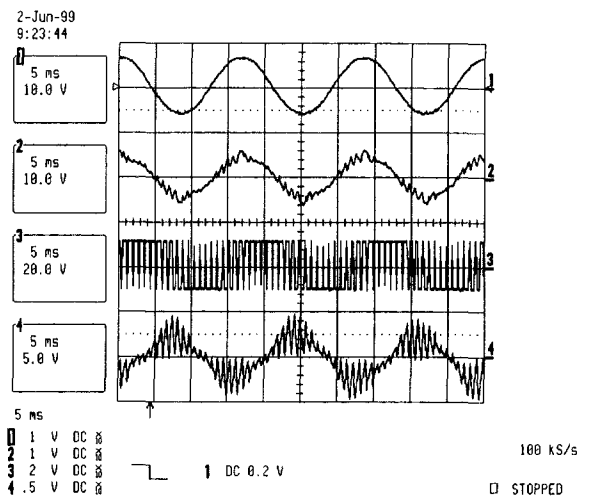


그림 19 포지티브 시퀀스 실험 결과

그림18은 그림16에서 얻어진 시뮬레이션 결과를 확인하면서 네거티브 시퀀스 모드에서 동작하는 컨버터를 보여준 것이며 그림19는 시뮬레이션 파형에서와 같이 포지티브 시퀀스 동작을 실행한 결과를 나타낸 것이다.

위에서 실험한 결과를 비교 분석해 보면 표1과 같다.

표 1 네가티브 시퀀스 와 포지티브 시퀀스의 비교

분류	네가티브 시퀀스	포지티브 시퀀스
문제점	<ul style="list-style-type: none"> 출력 전류의 높은 왜곡 낮은 입력 역율 과도한 다이오드 전류 캐패시터의 전류리플에 의한 수명단축 	<ul style="list-style-type: none"> dc bus의 과전압 발생 ※출력왜곡 = 2% ※높은 입력 역율
대책	<ul style="list-style-type: none"> 다이오드 높은 정격사용 	<ul style="list-style-type: none"> 과전압 방지를 위한 스위칭기법 과 회로추가

포지티브 시퀀스 동작에서의 입력 역율, 입력 전류 피크, 그리고 출력 왜곡은 2%보다 적게 되도록 측정된 가장 낮은 토탈 왜곡등 네가티브 시퀀스 동작에서 보다 더 좋다는 것이 확인되었다.

그러나 출력시 스위칭 주파수의 영향으로 포지티브 시퀀스 동작 및 네가티브 시퀀스 동작 모두 전류리플이 발생하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 스위칭소자를 줄인 단상 교류전원 공급으로부터 삼상 유도 전동기 구동을 저비용 고효율성을 실현하기 위해 단순하고 가능성 있는 구조를 제안하였다. 시스템 분석에서 수학적인 모델은 일반적인 변환이론을 사용하였고, 연구결과 제안된 구조의 고려될 사항과 제한된 시스템의 시뮬레이션 및 실험을 통해 우수성을 확인 할 수 있었다.

따라서 연구결과 효율적인 위상 변환 제어 시스템을 위해서는 다음과 같은 사항이 제시 입증되었다.

- 단순하고 낮은 비용의 컨버터 구조
- 낮은 출력 왜곡을 가진 동작시 한계 상황
- 네가티브 시퀀스와 포지티브 시퀀스 간의 구별
- 포지티브 시퀀스의 향상된 성능 확인
- 시스템 동작의 분석적인 이해
- 세부적인 시뮬레이션과 실험을 통해서 제어시스템 동작 확인

그러나 본 논문에서 제시된 구조에 대한 몇 가지 한계성이 있음을 알 수 있었다.

입력전류 왜곡의 커패시터 돌입전류를 일으키는 입력전류를 제어 할 수 없으며 고정 주파수와 고정전압에만 사용할 수 있도록 제안되어 현재 산업현장에서 많이 사용되고 있는 유도전동기의 가변속 구동에는 불가능하다.

이러한 한계성은 향후 스위칭 제어기법의 지속적인 연구를 통하여 개선하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] M.F. McGranaghan, D.R. Mueller, and M.J. Samotyj, "Voltage Sags in Industrial Systems," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 29, on. 2, Mar./April 1993, pp. 397-403.
- [2] X. Wang and B.T. Ooi, "Real-Time Multi DSP Control of ThreePhase Current Souce Unity Power Factor PWA Rectifier," *IEEE PESC Conf. Rec.* 1992, pp. 1376-1383.
- [3] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, and S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, on. 1, Jan. 1991, pp. 83-92.
- [4] R. Liu, I. Batars, and C.Q. Lee, "Resonant Power Factor Correction Circuits with Resonant Capacitor-Voltage and Inductor Current Programmed Control," *IEEE PESC Conf. Rec.* 1993, pp. 675-680
- [5] J. Baxinet and J.A. O'Connor, "Analysis and Design of a Zero Voltage Transition Power Factor Correction Circuit," *IEEE APEC Conf. Rec.* 1994, pp. 591-597.
- [6] C. Chen, and D.M. Divan, "Simple Topologies for Single Phase AC Line Conditioning," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 2, Mar./April 1994, pp. 406-412.
- [7] P.N. Enjeti, A. Rahman, and R. Jakkli, "Economic Single Phase to Three Phase Conerter Topologies for Fixed Frequency Output," *IEEE APEC Conf. Rec.* 1991, pp. 88-96.
- [8] P.N. Enjeti and S.A. Choudhurv, "A Low Cost Single Phase to Three Phase Static Power Converter," *IEEE Rural Electric Power Conf. Rec.* 1992, pp. A4.1-A4.7.
- [9] P.N. Enjeti and A. Rahman, "A New Single-Phase to Three-Phase Conerter with Active Input Current

산업기술연구(강원대학교 산업기술연구소 논문집), 제19집, 1999.

Research Report. The Institute of Industrial Technology, Kangwon Nat'l Univ., Korea, No. 19, 1999.

Shaping for Low Cost ac Motor Drives," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, July/Aug. 1993, pp. 806-813.

- [10] Gi-Taek Kim and Thomas A. Lipo, VSI-PWM Rectifier/Inverter System with a Reduced Switch Count, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, Nov./Dec., 1996.