

아날로그 적분기를 이용한 맥동전압 보상형 순시추종 PWM 제어기를 적용한 인버터

羅柄焄[†], 李鉉雨^{*}, 金光泰^{**}

Ripple Voltage Compensation Instantaneous Follow Controller
of Inverter by using Analog Integrator

Byung-Hun Ra, Hyun-Woo Lee, and Kwang-Tae Kim

요 약

본 논문에서는 입력단 커패시터를 제거한 인버터의 제어에 아날로그 적분기를 이용한 새로운 비선형 제어 기법인 순시보상형 PWM 제어회로를 적용하고 있다. 비선형 순시보상형 PWM 제어기는 순시 입력전압의 변동에 대한 보상과 제어기준값에 대한 추종이 스위칭 한 주기 내에서 이루어지는ダイナミック하고 강인한 응답성을 가지고 있으며, 아날로그 소자를 사용하고 있어 제어회로가 간단하며, 인버터 입력 맥동전압을 보상함으로 대형의 평활용 커패시터가 필요치 않아서 소형, 저가형으로 부피가 적은 인버터를 제작 할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 이러한 장점을 가지고 있는 순시보상형 PWM 제어 인버터를 기존의 VVVF 제어형 전동기 인버터 시스템을 대체하여 저가이고 소형의 인버터 시스템으로 제안하고 실험을 통하여 우수한 동작특성을 확인하고 있다.

ABSTRACT

In this paper, it is suggested that instantaneous compensation PWM control for inverter without the smoothing capacitor. Therefore, this inverter system has several advantages. It has small volume and low price to manufacture, decrease trouble rate of inverter, and has power factor correction effect because huge smoothing capacitor-less. And it has compact size control circuit to use analog integrator device. It could make the smoothing capacitor-less inverter for air-blower motor by using the instantaneous compensation PWM controller. This inverter system has small volume and value compare with the conventional VVVF control inverter.

Key Words : Ripple voltage compensation, Instantaneous following PWM control, Analog integrator, Smoothing capacitor-less type inverter.

1. 서 론

산업용으로 가장 많이 사용되고 있는 유도전동기의 제어는 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 방식의 전압형 인버터를 많이 사용하고 있다. 상당히 빠른 고속의 응답성을 가지고 있는 기존의 VVVF 인버터 시스템의 가장 큰 문제점은 상당히 고가이다.

그 이유는 기존의 전압형 인버터의 입력단에는 커패시터 입력형 정류기를 사용하고 있는데 입력전류의 역률이 상당히 좋지 않다. 그리고 인버터 제작비 중 커

[†]교신저자 : 정희원, 경남대 전기공학과 박사과정

E-mail : bhraigt@mail.kyungnam.ac.kr

^{*}정희원, 경남대 전자전기공학부 교수

^{**}정희원, 부산정보대학 전기자동화과 교수

접수일자 : 2004. 2. 28 1차 심사 : 2004. 3. 26

2차 심사 : 2004. 5. 11 심사완료 : 2004. 5. 31

패시터가 차지하는 비율이 상당히 높으며, 자체 부피가 크며, 온도특성이 상당히 좋지 않다. 또한, 커패시터의 고장이 인버터 고장요인 중 아주 높은 비율을 차지하고 있다.

이러한 문제점을 보완하기 위하여 본 논문에서는 새로운 순시추종 PWM 제어기^{[1],[2]}를 적용한 전동기 인버터 시스템^[3]을 제안하고자 한다. 순시추종 PWM 제어기는 제어기 입력전압(정류기 출력 맥동전압)을 검출하여 제어기준 전압과 비교하여 그 오차에 대하여 스위칭 한 주기 내에서 전압을 추종·보상하는 제어기이다. 또한, 입력전압에서 어떠한 형태의 교란이 발생하여도 스위칭 한 주기 내에 이를 추종하여 보정한다. 제어형식은 정 주파수 비선형 제어 스위치로 동작하지만 제어결과는 선형제어의 결과를 얻는다. 오차신호를 추종하여 보정하는 시간은 스위칭 주파수에 의해서 결정된다.

그리고 기존의 상용 인버터와 같은 고속 응답성을 가지고 있지 않는지만, 아날로그 소자를 사용하고 있어 고가의 DSP 제어기와 비교하여 제어회로가 간단하고, 인버터 시스템에서 평활용 커패시터가 필요치 않으므로 기존의 정류기에 비하여 입력역률을 개선할 수 있으며 저가형으로 부피가 작은 인버터 시스템을 제작할 수 있는 장점을 가지고 있다.^[4]

2. 비선형 순시추종 PWM 제어기

2.1 제어이론^[5]

정 주파수 $f_s=1/T_s$ (여기서, T_s 는 스위칭 주기)로 동작하는 스위치의 존재함수(Existence function)를 $S(t)$ 라 한다면, $S(t)$ 는 다음 식(1)과 같이 정의된다.

$$S(t) = \begin{cases} 1 : 0 < t < T_{ON} \\ 0 : T_{ON} < t < T_s \end{cases} \quad (1)$$

각 주기에서 스위치는 T_{ON} 시간 동안에 온 상태가 되고, T_{OFF} 시간 동안에 오프 상태가 된다. 여기서 $T_{ON}+T_{OFF}=T_s$ 가 된다. 시비율 $D=T_{ON}/T_s$ 는 적분기의 출력전압과 아날로그 제어 기준신호 V_{REF} 에 의해서 변조된다. 주 스위치의 입력점에서 입력신호를 $x(t)$ 라 할 때, 입력 $x(t)$ 는 주 스위치에 의해서 스위칭 되고, 이 전압은 스위치의 출력 점에서 전송되어 스위치 동작에 의한 출력전압이 되는데 이때 얻어지는 출력전압을 $y(t)$ 라 하자. 스위칭 출력변수 $y(t)$ 의 주파수와 펄스 폭은 스위치 동작을 나타내는 존재함수 $S(t)$ 의 주파수 및 턴 온 시간과 일치한다. 따라서 출력전압 $y(t)$ 는 식

(2)와 같이 입력함수 $x(t)$ 와 존재함수 $S(t)$ 의 곱으로 얻어짐을 알 수 있다.

$$y(t) = S(t) \cdot x(t) \quad (2)$$

이 관계를 그림으로 표현하면 그림 1과 같이 됨을 알 수 있다. 출력전압 $y(t)$ 를 나타내는 그림에서 점선을 따라 연결된 파형은 입력 신호 $x(t)$ 의 파형과 같다. 따라서 출력전압은 존재함수와 입력함수의 곱으로 표현된다. 여기서 스위칭 주파수의 주기 f_s 는 정 주파수로 동작하는 클럭에 의해서 결정되고, 존재함수로 정의되는 스위칭 시간 T_{ON} 은 아날로그 적분기의 출력 V_{INT} 과 제어 기준값 V_{REF} 에 의해서 결정된다. 스위칭 출력 함수 $y(t)$ 의 평균값은 다음 식 (3)과 같이 쓸 수 있다.

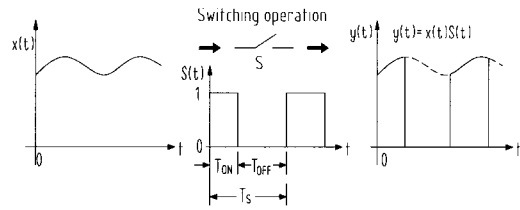


그림 1 입력전압과 존재함수
Fig. 1 Input and output voltage and existence function

$$Y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt \quad (3)$$

위 식 (3)에서 입력함수 $x(t)$ 를 변수로 간주하였으나 강압형 컨버터에서 실제 입력전압 $x(t)$ 는 과도적으로 변하는 상태를 무시한다면 직류전압이므로 상수로 간주하여도 무방할 수 있다. 따라서 식 (3)은 다음의 식 (4)와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Y(t) &= x(t) \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} dt \\ &= x(t) \cdot \frac{T_{ON}}{T_s} = x(t) \cdot D(t) \end{aligned} \quad (4)$$

위의 식 (4)에서 스위치의 출력 점에서의 스위칭 출력전압(변수) $y(t)$ 는 시비율 $D(t)$ 와 입력전압 $x(t)$ 의 곱이 됨을 나타낸다. 그리고 이 스위치는 비선형이다. 만약 스위칭 출력변수 $y(t)$ 의 적분값이 매 주기마다 제어 기준값의 적분과 정확하게 같도록 변조된다면, 이 두 관계는 다음 식 (5)와 같이 쓸 수 있다.

$$\int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \int_0^{T_s} v_{REF} dt \quad (5)$$

위 식 (5)에서 스위칭 주기가 일정하기 때문에 스위치의 출력 점에서 스위칭 출력변수의 평균값은 매 주기마다 제어 기준값과 정확하게 일치하게 된다. 그래서 스위칭 출력변수는 한 주기의 단위의 평균치로서 순시 제어됨을 알 수 있다. 따라서 이 개념을 보다 구체화하기 위하여 스위칭 출력변수 $y(t)$ 를 기준으로 다시 쓰면 식 (6)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Y(t) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{REF} dt = v_{REF}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

위 식 (6)에서 알 수 있는 것과 같이 제안된 제어 방법은 한 주기 단위로 제어되며 한 주기 내에서 모든 값이 보상됨을 알 수 있다. 스위치 출력단에서 유효 출력전압의 계산은 제어 단위와 과정이 모두 한 주기 내에서 제어되므로 위 식 (6)에서 간결하게 정리하면 다음 식 (7)과 같다.

$$y(t) = v_{REF}(t) \quad (7)$$

위의 식 (7)에서 스위칭 제어출력 U_{REF} 은 입력신호에 무관함을 알 수 있으며, 오직 제어 기준값에 의해서만 선형적으로 일치시키고 있음을 알 수 있다. 따라서 아날로그 적분기를 이용한 PWM 추종제어 기법은 비선형 스위치를 사용하였으나 제어의 결과는 선형 동작 하는 결과를 얻게 된다.

그림 2는 적분기를 이용하여 정 주파수로 동작하는 PWM 추종 제어기법을 실현하기 위한 제어회로의 개요도이다. 제어회로에서 동작의 중심이 되는 부분은 정주파수로 동작하기 위하여 정 주파수 클록(constant frequency clock) 발생회로와 아날로그 적분기이다.

정주파수 클록 발생회로는 R-S 플립플롭과 함께 매 스위칭 동작의 시작점에서 주 스위치를 턴 온 시킨다. 아날로그 적분기는 주회로 스위치가 턴 온 되는 시점과 동기 되어 스위치의 제어 출력전압을 적분하며, 적분값 V_{INT} 이 제어 기준값 V_{REF} 과 같아지는 시점에서 스위치를 턴 오프 시키고, 이와 동시에 적분값도 초기치(0[V])로 초기화 시킨다. 이때 적분값은 다음 식 (8)과 같이 쓸 수 있다.

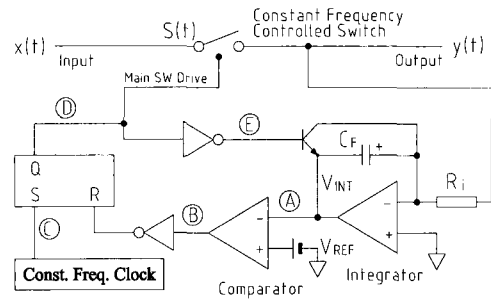


그림 2 보상형 제어기의 개요도
Fig. 2 Summarized block-diagram of compensation type controller

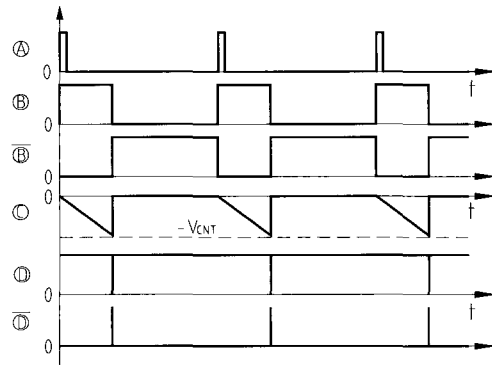


그림 3 제어기의 주요 동작 파형
Fig. 3 Partial waveform of controller

$$v_{INT} = k \int_0^t x(t) dt \quad (8)$$

위 식 (8)에서 k 는 상수이고, 적분값 v_{INT} 는 제어 기준값 v_{REF} 와 순시적으로 비교된다. 적분값 v_{INT} 가 제어 기준값 v_{REF} 에 도달되는 순간 제어기는 주 스위치의 상태를 한 상태에서 다른 상태로 바꾸는 신호를 출력하게 된다. 이와 동시에 제어기는 적분기를 제로로 초기화 시킨다. 그리고 각 스위칭 주기에서 시비율($D = T_{ON}/T_s$)는 다음 식 (9)에 의해서 결정된다.

$$k \int_0^{DT_s} x(t) dt = v_{REF}(t) \quad (9)$$

스위칭 주기 T_s 와 k 는 모두 상수이므로 $K = 1/(kT_s)$ 도 상수가 된다. 스위칭 출력값 $y(t)$ 의 평균치는 각 주기에서 다음 식 (10)과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} x(t) dt = K v_{REF}(t) \quad (10)$$

2.2 제어기의 추종·보상 특성

만약 제어 기준값이 일정 하다면 그림 4에서 보인 것과 같이 맥동을 가진 입력전압은 일정한 값으로 제어된다. 적분기에서 적분되는 적분전압의 기울기(경사면)가 입력전압의 크기에 비례함을 알 수 있다. 그리고 적분값은 일정한 값을 갖는 제어 기준치와 연속적으로 비교된다. 입력전압이 높으면, 적분값의 경사는 급격하게 되므로 적분값은 빠른 시간 내에 제어 기준값 V_{REF} 에 도달하게 된다. 따라서 스위칭 시비율은 작아질 것이다. 이와 반대로 입력전압이 낮은 경우에는 적분값의 기울기가 완만하기 때문에 제어 기준값(V_{REF})에 도달하는 시간이 길어지므로 스위칭 시비율은 커진다.

제어 기준값이 시간에 따라 변화되는 시간 함수인 경우에도 스위칭 출력전압의 평균치는 제어기준치에 추종하여 변화된다. 그림 5는 제어 기준값이 단일 계단함수로 변화 될 때 출력 전압이 이에 추종하여 제어 되는 관계를 보여 주는 그림이다. 그림에서 보는 것과 같이 입력전압의 적분값은 즉시 변화된 제어 기준값에 추종되어 제어됨을 알 수 있다.

아날로그 적분기를 이용한 새로운 비선형 제어 기법인 순시추종형 PWM 제어기법은 일정한 스위칭 주파수로 동작한다. 이 제어기법은 스위칭 컨버터의 펄스 변조에 있어서 비선형성을 갖는 장점은 물론 스위칭 변수의 평균값을 순시 다이내믹 제어(instantaneous dynamic control)가 가능하게 한다.

그림 6은 제어 기준값을 정현파로 한 경우 적분 제어기의 추종 특성을 나타낸다. 이 경우에도 스위칭 출력 전압은 제어기준치에 추종하여 출력전압이 한 주기의 평균치로 제어됨을 알 수 있다. 제어 지령치가 정현파인 경우도 매 주기를 기본 단위로 평균치와 일치시키는 방법으로 제어되므로 이를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{IN} dt = V_P \sin t \tag{11}$$

위 식에서 $V_P \sin t$ 는 제어 기준 전압이 정현적으로 변하는 정현파 함수임을 나타낸다. 스위칭 주기의 시비율은 식에서 알 수 있는 것과 같이 바로 앞 스위칭 주기의 어떤 조건이나 상태와 전혀 무관함을 알 수 있다. 따라서 스위칭 기준값이 정현적으로 변하는 경우에도 적분 제어기는 한 주기 내에 제어출력의 평균치를 제어 기준값에 추종하여 제어하고, 입력전압의 맥동도 보상함을 알 수 있다.

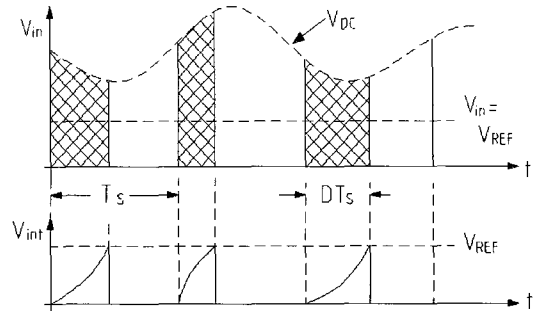


그림 4 입력전압이 변동될 때 기준전압 일정제어
Fig. 4 Constant control of reference voltage at power source voltage perturbation

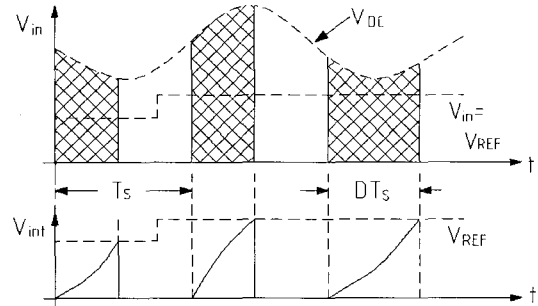


그림 5 입력전압이 변동될 때 기준전압 가변제어
Fig. 5 Variable control of reference voltage at power source voltage perturbation

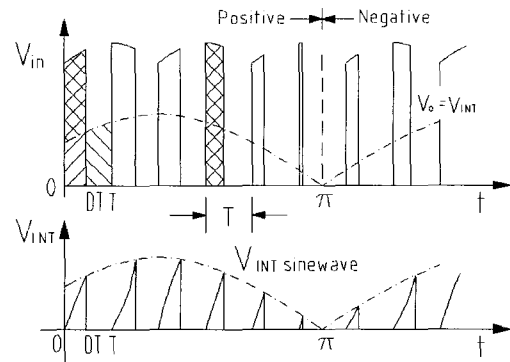


그림 6 입력전압이 변동될 때 기준전압 정현파 제어
Fig. 6 Sinusoidal control of reference voltage at power source voltage perturbation

특히, 전압과 전류제어에 있어서 스위치 변수의 평균값이 과도상태 다음에 새로운 안정된 상태에 도달하는 데는 하나의 스위칭 주기가 소요되며, 스위칭 변수의 평균치와 제어 변수 사이에는 어떤 다이내믹한 오차나 어떤 정상상태 오차도 존재하지 않는다. 따라서 제안된 제어 기법은 빠른 다이내믹한 응답성과 입력전

압 변동에 대한 탁월한 보상 특성과 강인한 동작 특성을 갖는다. 제안된 기법은 가변 주파수 스위칭 제어에 까지 확장할 수 있음은 물론 범용으로 사용가능하며, 공진형 컨버터의 전압 및 전류제어와 PWM 컨버터를 제어하는 데에도 적절하게 적용할 수 있다.

3. 평활용 커패시터 제거형 인버터의 제어

3.1 시스템의 개요

그림 7은 제안된 3상 인버터 시스템의 블록도이다. 시스템의 첫 블록은 영전압 턴 온과 과전류 보호 기능을 갖고 있다. 정류회로는 다이오드를 사용하여 단순히 3상 전파정류를 하였으며, 평활용 대용량 전해 커패시터를 제거하였다. 정류된 전압은 평활회로가 없기 때문에 정류 맥동을 포함하고 있으며, 상용전원으로부터 발생하는 전압 변동율과 기타 노이즈 성분이 그대로 인버터에 유입된다. 3상 인버터는 IGBT를 사용하여 구성하였다.

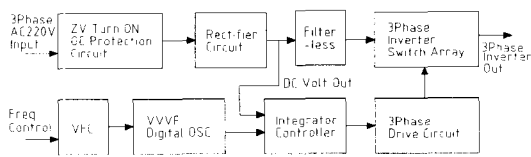


그림 7 인버터 시스템 블록도
Fig. 7 Block-diagram of inverter system

VFC(Variable Frequency Controller)의 출력은 직류에 의해서 제어되는 가변 클럭 신호로서 제어신호를 주파수 제어하기 위하여 사용된다. 따라서 VFC 출력 클럭은 다음 블록의 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 디지털 발전회로의 ROM에 저장된 데이터를 연속적으로 읽어 들어서 지정된 주파수로 정현파 신호를 발생시킨다.

제어회로는 아날로그 적분기를 사용하여 구성하였으며, 이를 적분 제어기(Integrator controller)라 하였다. 디지털 발전기의 출력은 VVVF 특성을 갖는 3상 정현파 신호로서 적분 제어기를 제어하는 제어 기준신호가 된다. 이 제어 기준신호는 적분 제어기의 제어입력이 된다. 그리고 적분 제어기는 맥동이 포함된 입력전압을 검출하여 제어 기준신호에 실시간으로 추종 제어한다. 제어 결과는 PWM 신호이다. PWM 신호는 절연된 구동회로를 거쳐 3상 주 스위치를 제어하게 된다.

적분 제어기는 맥동을 포함하는 입력전압을 검출하여 적분을 하게 되는데, 제안된 적분 제어기는 맥동

전압을 적분하는 동작을 통하여 입력의 맥동과 전압변동 및 노이즈 성분을 자동으로 보상하는 특성을 갖는다. 적분기의 출력은 제어기 내부에 존재하는 비교 회로에서 비교되어 지령치에 추종시킨다.

3.2 주 회로와 제어회로

그림 8은 주 회로와 제어회로의 구성을 나타낸다. 그림에서 위 부분은 3상 전파 정류회로와 IGBT로 구성된 3개의 폴(pole) 스위치가 3상 인버터를 구성하고 있다. 그리고 아래 부분은 순시추종 PWM 제어회로의 개요도를 나타낸다.

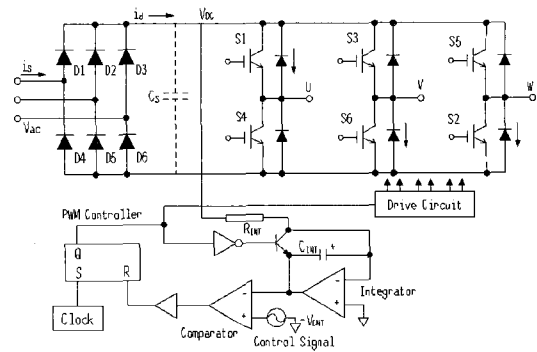


그림 8 순시추종 PWM 제어기를 적용한 평활용 전커패시터 제거형 인버터
Fig. 8 Smoothing capacitor-less inverter apply to instantaneous following PWM controller

제안하는 인버터의 구성은 기존의 전압형 인버터 시스템의 입력 다이오드 정류단(인버터 입력단)의 평활용 전해 커패시터를 제거하고 이 단의 맥동이 심한 전압을 검출하여 앞에서 설명한 순시추종 PWM 제어기 입력전압으로 사용하여 입력전압을 보상하도록 하고 있다.

본 회로의 장점은 제어회로에 아날로그 소자만을 사용하기 때문에 제어회로가 상당히 간단하다는 점과 큰 용량과 부피를 가진 전해 커패시터를 제거함으로써 인버터 시스템의 소형화와 가격의 저렴화를 가져올 수 있으며 고장율 또한 상당히 낮출 수 있다는 것이다.

3.3 제어 기준신호 발생 원리

그림 9는 인버터를 제어하기 위하여 사용될 VVVF 특성을 갖는 3상 제어기준전압 발생회로의 블록도를 나타낸다. 회로의 설계는 디지털 신호처리 방식을 채용하였으며 3상 데이터는 EP-ROM으로 구성된 Look-up table에 저장하였다. VFC 제어 클럭을 사용하여 원

하는 주파수의 정현파를 출력하도록 하였다. 출력되는 디지털 신호는 D/A 컨버터(Digital to Analog Converter)에서 변환되고, 진폭은 전압 제어신호에 의하여 함께 제어되도록 하였다.

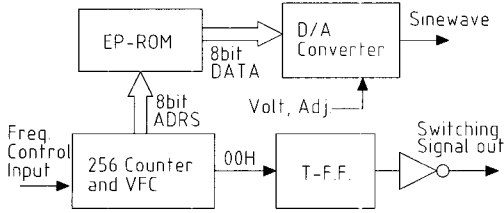


그림 9 제어 기준신호 발생회로의 블록도
Fig. 9 Block-diagram of control reference signal generation circuit

4. 실험 결과

4.1 제어기 추종, 보상 특성 실험

제안한 순시추종 PWM 제어기의 추종, 보상제어 특성을 확인하고 그 결과를 시각적으로 제시하기 위하여 제어 주파수 30Hz, 캐리어 주파수 780Hz의 낮은 주파수 영역에서만 실험을 실시하였다.

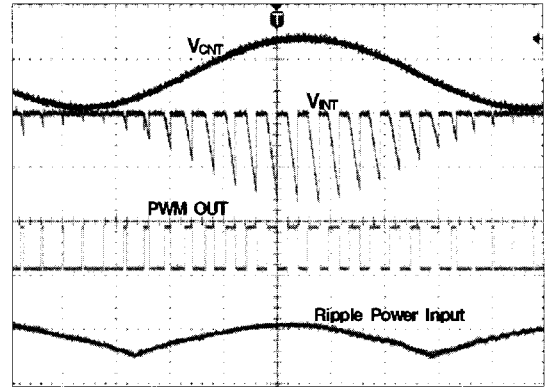
그림 10은 제어기의 가변전압 제어 및 과도응답 특성실험 결과이다. 먼저 (a)는 제어기준 입력을 정현파로 할 경우 적분 제어기의 추종 특성을 보여준다. (b)는 적분 제어기의 과도적인 응답특성을 관찰하기 위하여 제어기준 전압(V_{CNT})으로 구형파를 사용하였다. 두 파형에서 보이듯이 스위칭 기준값이 정현파 혹은 구형파로 변환하여도 적분 제어기는 한 주기 내에 제어출력의 평균치를 제어기준 값에 추종하여 제어하고, 입력전압의 맥동도 보상을 할 수 있다.

4.2 3상 인버터 VVVF 실험

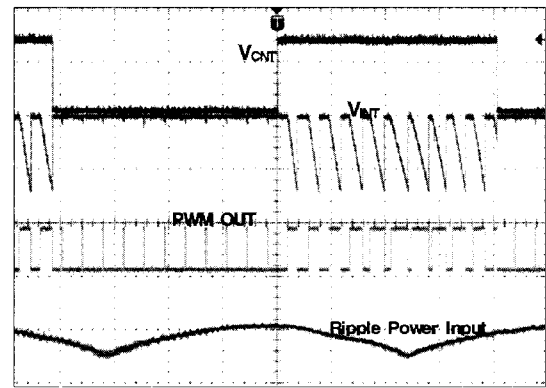
제안한 순시추종 PWM 제어기를 적용한 3상 인버터의 VVVF 제어 특성을 확인하고 그 결과를 시각적으로 제시하기 위하여 제어 주파수 30Hz, 캐리어 주파수 780Hz의 낮은 주파수 영역에서만 실험을 실시하였으며, 부하는 저항부하를 사용하였다. 또한 VVVF 동작 확인 후 제어 주파수 45~80Hz, 캐리어 주파수 15~25kHz로 가변하며, 부하로는 고압 송풍기 부하를 가진 유도전동기(400W, Y 결선)와 일반 유도전동기(200W, Δ 결선)를 사용하였다.

그림 11은 기준 신호 발생기에서 출력되는 제어신호의 파형으로 U상과 V상에 대해서만 제시하였다. 각

상의 정현파와 동기된 구형파 신호는 각 상의 폴(pole) 스위치를 제어하기 위한 제어신호이다. 이 신호에 따



(a)



(b)

그림 10 제어기의 가변전압 제어 및 과도 응답 특성
(a) 보상 및 가변전압제어, (b) 보상 및 과도응답
Fig. 10 Characteristics of transient response and variable voltage control of controller
(a) Compensation and variable voltage control
(b) Compensation and transition response

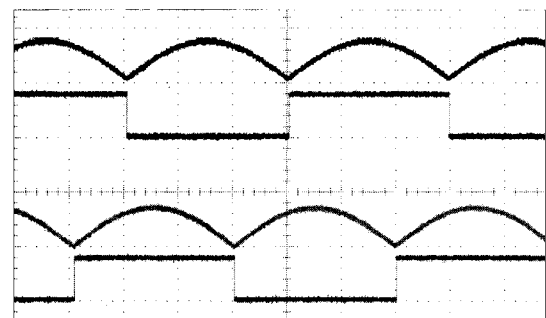


그림 11 스위칭 제어신호 파형(U, V상)
Fig. 11 Switching control signal waveform (U and V phase)

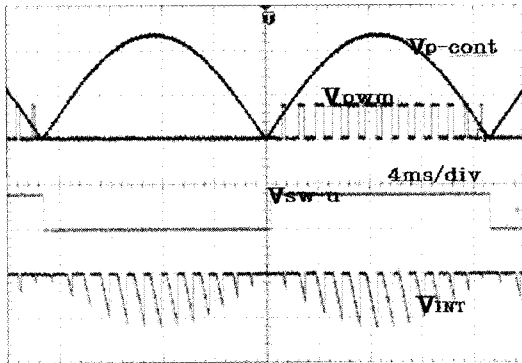


그림 12 제어기의 추종제어 특성
(제어주파수: 30Hz, 캐리어 주파수: 780Hz)
Fig. 12 Following characteristics of controller
(control frequency: 30Hz, carrier frequency: 780Hz)

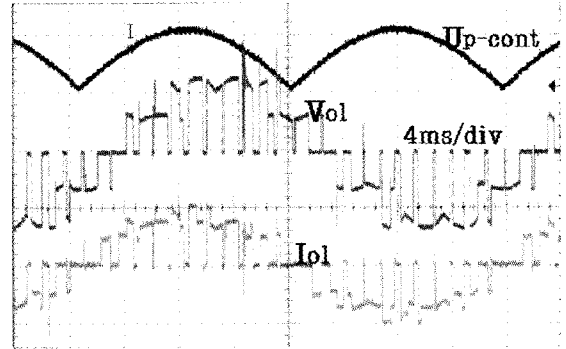


그림 14. 인버터의 출력전압과 전류파형 (Vol: 250V/div, Iol: 2A/div, 제어주파수: 30Hz, 캐리어 주파수: 780Hz)
Fig. 14. Output voltage and output current of inverter
(Vol: 250V/div, Iol: 2A/div, control frequency: 30Hz, carrier frequency: 780Hz)

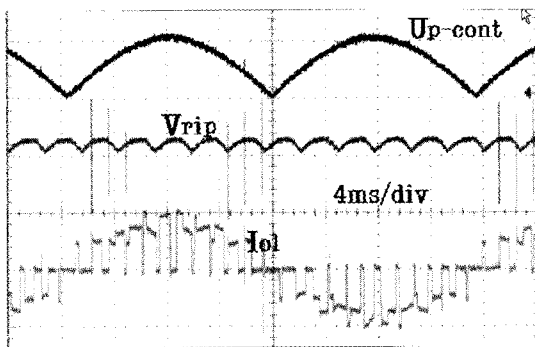


그림 13 인버터의 맥동전압과 출력전류 (Iol: 2A/div, 제어주파수: 30Hz, 캐리어 주파수: 780Hz)
Fig. 13 Ripple voltage and output current of inverter
(Iol: 2A/div, control frequency: 30Hz, carrier frequency: 780Hz)

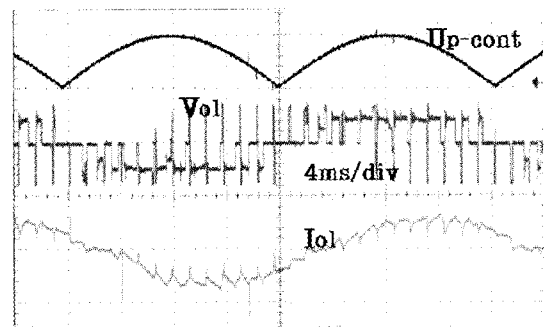


그림 15 유도 전동기 구동 전압 및 전류파형 (Vol: 500V/div, Iol: 2A/div, 제어주파수: 30Hz, 캐리어 주파수: 780Hz)
Fig. 15 Voltage and current waveform at induction motor drive
(Vol: 500V/div, Iol: 2A/div, control frequency: 30Hz, carrier frequency: 780Hz)

른 U상의 제어기 동작을 그림 12에 나타내었다. 파형에서 알 수 있듯이 제어 기준전압의 기울기에 따라 적분전압과 비교, 추종하여 우수한 PWM 제어출력을 내고 있다.

그림 13은 저항부하를 사용한 인버터의 맥동 전압과 인버터 출력 선전류파형을 나타낸다. 그림에서 Up-cont는 VVVF 특성을 갖는 정현파 U상 제어기준 신호를 나타낸다.

Vrip는 3상 전파정류 출력파형으로 정현파를 평활용 커패시터를 제거한 상태의 3상 전파정류 파형으로 정류부 다음단에 평활용 커패시터를 제거했기 때문에 정류맥동이 그대로 나타난다. Iol은 인버터 출력 선전류 파형이며, 정현파로 스위칭 됨을 알 수 있다.

Vrip는 맥동 전압파형이다. 이 전압의 크기는 전압

분배기를 사용하여 제어레벨로 낮춘 전압이며 10V/div의 값을 갖는다. Vrip는 절연 증폭기에 의하여 주 전원과 전기적으로 절연되면서 제어를 위한 맥동성분만 검출하여 보상제어 한다. Up-cont는 VVVF 특성을 갖는 3상 제어기준 신호로서 정현파를 나타낸다. 이 신호는 제어기에 의하여 3상 풀 스위치를 제어하는 신호를 발생시킨다. Iol은 인버터의 출력 선 전류파형이며, 2A/div를 나타낸다. 파형에서 보는 것과 같이 제어기준신호와 출력전류 파형이 동상이 됨을 알 수 있다.

그림 14는 유도성 부하를 사용한 인버터 출력 선간 전압과 선 전류파형이다. 여기서 출력이 제어되는 관계를 보기 위하여 제어 기준신호 파형을 함께 제시하였다. 그리고 그림 15는 유도 전동기(400W, Y 결선)를 부하로 구동했을 때 전압 및 전류파형을 나타낸다.

그림 16는 캐리어 주파수를 25kHz로 높이고 제어주파수는 인버터 출력전압 및 전류파형을 나타낸다.

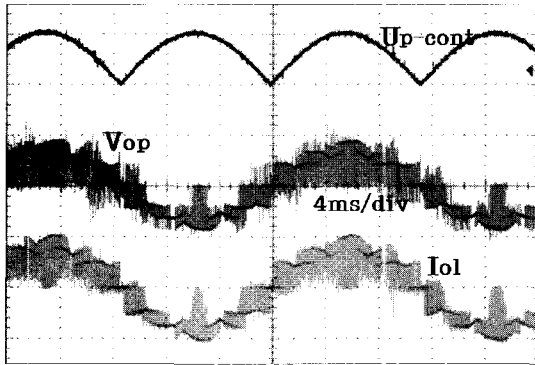


그림 16 인버터 출력전압 및 전류 파형 (Vop: 250V/div, Iol: 1A/div, 제어주파수: 4Hz, 캐리어 주파수: 25kHz)

Fig. 16 Output voltage and current waveform of inverter (Vop: 250V/div, Iol: 1A/div, control frequency: 4Hz, carrier frequency: 25kHz)

순시추종 PWM 제어기를 적용한 평활용 전해 커패시터 제거형 3상 인버터 실험에서 저주파 영역 또는 고주파 영역에서 정류 맥동전압을 스위칭 각 한 주기 내에서 충분히 보상하고, 스위칭 온 기간 중에도 그 오차를 보상하고 있으며, 전류 불연속 모드에서도 정확하게 제어하고 있음을 알 수 있었다.

하지만 대형 커패시터를 제거한 상태로 유도전동기에 관성을 가진 부하를 적용할 경우, 전동기 속도가 급감속 하면 회생전류의 순환경로가 없어지므로 입력 정류부와 인버터에 상당한 무리가 가해지게 된다. 이 경우에는 아주 작은 용량의 소형 커패시터를 사용하거나 인버터의 스너버 커패시터의 용량을 조금 증가시켜서 맥동 전압에는 영향을 주지 않고 순환경로를 제공하여야 한다. 한편 공조기용 브로워 유도전동기와 같은 관성이 작은 경우나, 혹은 정지기를 부하로 사용할 시에는 순환전류의 영향은 무관하다.

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 전압형 인버터 회로에서 입력 단 커패시터를 제거한 3상 인버터의 제어에 아날로그 적분기를 이용한 새로운 비선형 제어 기법인 순시추종형 PWM 제어회로를 적용하였다.

비선형 순시추종 PWM 제어기는 순시 입력전압의 변동에 대한 보상과 제어 기준값에 대한 추종이 스위칭 한 주기 내에서 이루어지는 다이내믹하고 강인한

응답성을 가지고 있었으며, 아날로그 소자를 사용하고 있어 제어회로가 간단하며, 인버터 입력 맥동전압을 보상함으로 대형 커패시터가 필요치 않아서 소형, 저가형으로 부피가 적은 인버터를 제작 할 수 있다는 장점을 가지고 있다.

본 논문에서는 이러한 장점을 가지고 있는 순시추종 PWM 제어형 인버터를 부피가 크고 고가인 기존의 벡터제어형 전동기 인버터에 대치하여 저가이고 소형인 시스템으로 제안하였고, 실험을 통하여 우수한 동작특성을 확인하였다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라우축지원사업으로 수행된 논문입니다.

참 고 문 헌

- [1] K. M. Smedley, S. Cúk, "One-cycle control of switching converter", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, Record*, pp. 888~896, 1991.
- [2] Z. Lai, K. Smedley, "A new extension of one-cycle control and its application to switching power amplifier", *IEEE Trans. on POWER ELECTRONICS* Vol.11, No.1, pp.99~105, Jan. 1996.
- [3] Sheng-Ming Yang, "A constant air flow rate control of blower for residential applications", in *APEC '97 Conference Proceedings, Twelfth Annual*, Vol. 1, pp. 509~513, 1997.
- [4] Nigim, K.A., Ahmed-Zaid, S., "Low cost speed controller for small AC motors", in *Power Engineering, 2003 Large Engineering Systems Conference*, pp. 60~64, May 2003.
- [5] S.D. Kim, B.H. Ra, H.W. Lee, K.T. Kim, "The Buck DC-DC Converter with Non-Linear Instantaneous Following PWM Control Method", in *Journal of KIIEE*, Vol. 17, No. 2, pp. 73~80, March 2003.

저 자 소 개



라병훈(羅柄焄)

1971년 3월 22일생. 1998년 경남대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 헥스파워시스템(주)부설 에너지변환연구소 선임연구원.



이현우(李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대 전기 제어공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1993년 일본 오사카 공업대 객원연구원. 1985년~현재 경남대 전자전기공학부 교수. 현재 산업자원부지원 생산자동화기술혁신센터 소장. 현재 당 학회 부회장.



김광태(金光泰)

1952년 3월 1일생. 1983년 경남대 전기공학과 졸업. 1985년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 부산정보대학 전자자동화과 교수.