

고주파유도가열 철부하의 FTPM 및 PSPM 제어에 관한 연구

林 永 道, 金 斗 泳

The study on FTPM and PSPM of High Frequency Induction-Heating Iron Load

Young-Do Lim, Doo-Young Kim

요 약

본 논문은 고주파 유도 가열기의 전력조절을 위해 뉴로-퍼지 알고리즘을 이용하고, IGBT를 사용한 위상 전이 펄스변조(PSPM)와 주파수 추종 펄스변조(FTPM)가 조절되는 공진 고주파 인버터를 응용한 유도가열기를 설명한다. 이는 실제로 산업 현장에서 20kHz~500kHz 유도 가열 및 유도 용해 전원장치용으로 쓰인다. 위상 전이 펄스변조(PSPM) 정전력 조절 기술을 바탕으로 한 적응 주파수 추종기법은 스위칭 손실을 최소화하고 전력조절을 용이하게 하기 위해 소개되어졌다. 뉴로-퍼지제어기를 사용하여 만들어진 실험장치는 성공적인 논증과 토의가 되어졌다.

ABSTRACT

This paper describes a Phase-Shift Pulse Modulation(PSPM) and Frequency Tracking Pulse Modulation(FTPM) series resonant high-frequency inverter using IGBT for the power control of high-frequency induction heating using Neuro-Fuzzy, which is practically applied for 20kHz~500kHz induction-heating and melting power supply in industrial fields. The adaptive frequency tracking based on the PSPM(phase-shifting pulse modulation) regulation scheme is presented in order to minimize switching losses. The trially-produced breadboards using Neuro Fuzzy controller are successfully demonstrated and discussed.

Key Words : Induction-heating, Phase-shift pulse modulation, Neuro-fuzzy algorithm, Adaptive frequency tracking

1. 서 론

유도 가열장치는 물체의 전기 가열을 위해 과거에는 진공관발전기, 진동발전기 등이 사용되었으나, 최근에는 SIT, IGBT, MOSFET 등 새로운 고속 대전력 반도체 전력 소자들의 개발에 의해 수십kHz~수백kHz인 공진형 전력 인버터의 설계가 가능해지고 있다.

유도 가열 장치의 응용 분야에는 생산설비의 합리화, 품질향상의 필요성, 전력의 절감을 위해 가전, 산업, 군사 등 여러 분야에 응용되고 있다.

국내·외의 연구 동향을 살펴보면, 현재 국내에서는

철과 같은 강자성체 부하에 대하여 부하 효율을 높이기 위해 시변 부하 공진 주파수 추종제어에 대한 연구 논문으로 발표된 바 있으나, 정출력 제어에 대한 연구는 미비한 실정이다. 국외에서는 비철과 같은 전기적 임피던스 변화가 미약한 부하에 대한 주파수 추종제어 및 정출력 제어에 대한 논문이 발표된 바 있으나, 회로의 복잡성 및 철과 같은 시변 부하의 적용에는 정출력 제어의 범위가 아주 제한된다는 문제점이 있다고 생각한다.^[1,2]

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 뉴로-퍼지(Neuro-Fuzzy) 알고리즘을 이용한 디지털식

제어기를 사용하여,^[5,6] 유도 가열 시간에 따라 변하는 철부하에 대한 정출력 제어를 위해 위상 전이 펄스 변조(Phase Shift Pulse Modulation : PSPM)와 부하의 효율을 높이기 위해 주파수 추종 펄스변조(Frequency Tracking Pulse Modulation : FTPM)에 대해 연구하고자 한다.^[3,4]

철과 같은 강자성체를 유도가열 할 때, 큐리점을 경계로 하여 부하 임피던스의 급격한 변화는 부하의 자연 공진 주파수 변동을 유발하게 된다.^[7] 그러므로 부하의 자연 공진 주파수를 추종하면서 정출력 제어를 행할 수 있는 인버터를 설계함으로써 보다 효과적이고 효율적인 유도 가열을 행할 수 있도록 하는 것이다.

유도 가열의 대상이 되는 피 가열물의 가열목적에 따라 부하 공진 주파수와 출력의 선정은 중요한 요소로서 작용된다.

유도 가열 시스템은 교류입력 전력변화에 대한 일정 DC전압원을 얻기 위해 위상제어 방식에 의한 컨버터부, 부하의 고효율과 정출력 제어를 위한 인버터부, 시변 공진 부하로서 구성된다.^[8]

2. 시변부하에 대한 FTPM제어

일반적으로 비철금속이 아닌 철과 같은 금속을 고주파 가열 할 때 큐리점(curie point) 부근의 온도에서 시간에 따른 부하 임피던스가 급격히 변동하므로, 유도가열 효율을 높이기 위해서는 인버터의 스위칭 주파수가 부하의 자연 공진 주파수를 추종하여야 한다. 따라서, 이를 위해 본 논문에서는 FTPM 방법을 사용하였다. FTPM을 위한 방법 중 가장 보편적이고 효과적인 방식인 PLL(Phase Locked Loop)을 이용하여 부하의 자연 공진 주파수를 추종하도록 하였다. PLL은 두 신호의 위상을 동기 시킴으로써 주파수를 추종하기 위한 방식이다.

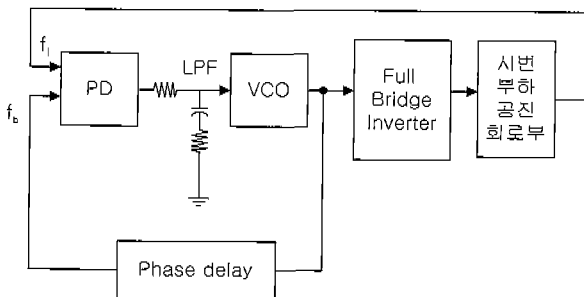


그림 1 FTPM 블록도
Fig. 1 Block diagram of the FTPM

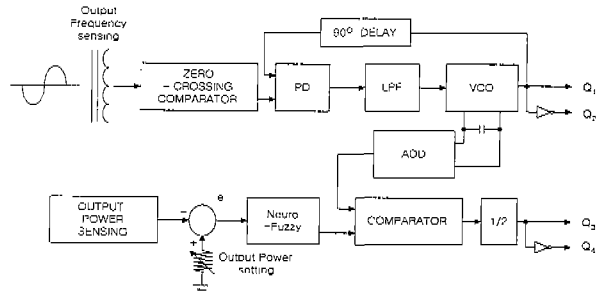
PLL을 이용한 FTPM의 기본 구성도는 그림 1과 같다. 인버터의 스위칭주파수는 시변 부하 공진주파수에 항상 추종되어야만 부하의 전력효율을 높일 수 있으므로 PD(Phase Detector)의 입력에 시변 부하 공진주파수를 검출하여 궤환시키고 PD의 입력 f_b 는 부하의 임피던스를 고려하여 전압제어발진기(VCO)의 출력주파수를 위상지연 시킨다.

3. 정출력을 위한 PSPM제어

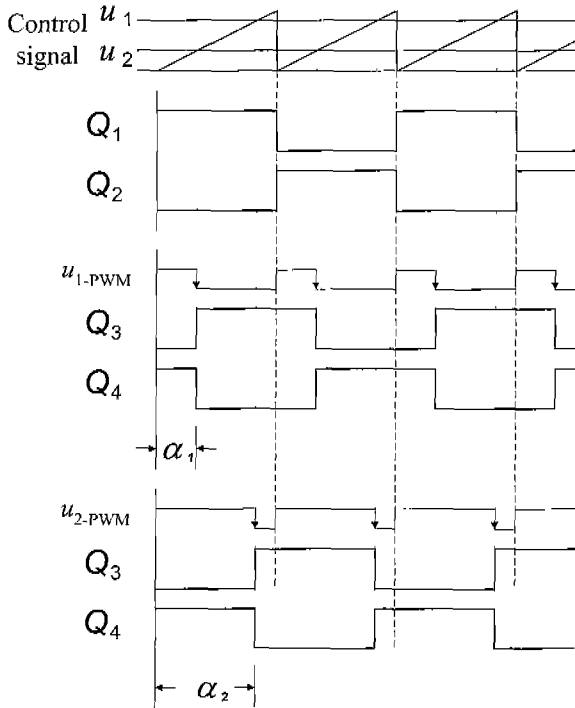
기존의 FTPM 방식만을 사용하는 경우에 있어서는 시변 부하인 금속 물체가 가열되어짐에 따라 부하 임피던스 변화에 따른 과도한 부하 전류가 흘러 규정 부하 전력조절을 할 수 없다. 이러한 문제점을 극복하기 위한 방법으로서 PLL에 의한 부하 공진 주파수를 추종하면서 스위칭 손실을 줄이고, 출력 전력 조절을 위한 효과적인 방법으로서 그림 2 (a)에서와 같이 전파브리지 인버터의 원편가지 스위칭 신호 Q_1, Q_2 와 오른편가지 스위칭 신호 Q_3, Q_4 간의 위상전이를 일으키는 것이다.

스위칭 신호 Q_1, Q_2 및 Q_3, Q_4 각각의 위상차는 180° 이며, 4개의 IGBT 스위칭 소자에는 역방향으로 Diode 가 병렬접속 되어있다.

개개의 스위칭 소자는 50%의 고정 듀티비로서 항상 ON/OFF 되므로, 전력소자의 발열에 의한 손실을 줄일 수 있다. 그리고, 그림 2 (b)에서 Q_1 과 Q_4 과형의 겹침의 정도(α)에 따른 정의 전류가 부하에 흐른 다음 Q_4 가 OFF되고 Q_3 가 ON된다. 이 구간에는 부하에 축적된 에너지가 방전되어 부하 양단의 전압, 전류가 0이 된다. 다음 구간에는 Q_1 이 OFF 되고 Q_2 가 ON 되어 역의 전류가 부하에 흐르고, 다음 구간에는 Q_3 가 OFF 되고 Q_4 가 ON 되어 부하에 축적된 에너지가 방전된다.



(a) PSPM 과 FTPM 제어회로 블록도
(a) Block diagram of proposed PSPM and FTPM control circuit



(b) PSPM 스위칭신호 패턴
(b) PSPM switching signal pattern.

그림 2 전압형 직렬공진 PSPM 제어원리
Fig. 2 Principle of voltage-fed series resonant PSPM control

따라서, 스위칭 소자 양단 전위가 거의 0일 때 부하에 공급되는 전력을 ON/OFF 함으로서 스위칭 손실과 그에 따른 잡음을 줄일 수 있게된다.

출력전력 조절을 위해 간단하면서 효과적인 방법으로 PLL의 전압제어발전기의 발전커패시터 양단에서 발생하는 총방전 전압파형을 가산기를 이용하여 연속적인 톱니파로 만들어 비교기(Comparator)의 비반전 입력에 인가하고, 반전 입력에는 뉴로-퍼지 제어기의 출력신호를 인가하면, 그림 2 (b)에서와 같은 PWM파형을 얻는다.

그리고, 위상 전이된 Q_3, Q_4 를 연기 위해 PWM파형의 하강시에 트리거가 되는 2분주 카운터를 사용하여 위상차 α 를 얻는다.

뉴로-퍼지 제어기의 입력은 설정전력과 출력전력과 오차를 인가하였다. 그림 2 (b)는 뉴로-퍼지 제어기의 출력 $u(u_1, u_2)$ 와 비교된 PWM파형

(u_{1-PWM}, u_{2-PWM})과 위상전이(α_1, α_2)된 펄스파형 Q_3, Q_4 를 나타내었다. α 가 0° 일 때 최소전력이 α 가 180° 일 때 최대전력이 부하에 전달된다. 그러므로 출력전력 P_{out} 는 다음과 같이 위상전이 α 에 비례한다.

$$P_{out} = K_{INV} \times \alpha$$

여기서 K_{INV} : 인버터의 이득, α : 위상차

4. 안정된 정출력제어를 위한 뉴로퍼지제어기

본 논문에서 사용되는 뉴로-퍼지제어기는 퍼지제어기에 소속함수의 조절을 위하여 신경망의 BP학습법을 이용하는 구조로서 그림 3과 같이 입력과 퍼지 규칙의 조건부와의 소속정도를 계산하는 퍼지 추론부와 비퍼지화 함수를 학습에 의해 함수근사화된 신경망으로 대체시킨 비퍼지화 연산부로 나누어진다. 그리고 이것은 전체가 하나의 신경망 구조로 설명될 수 있다.

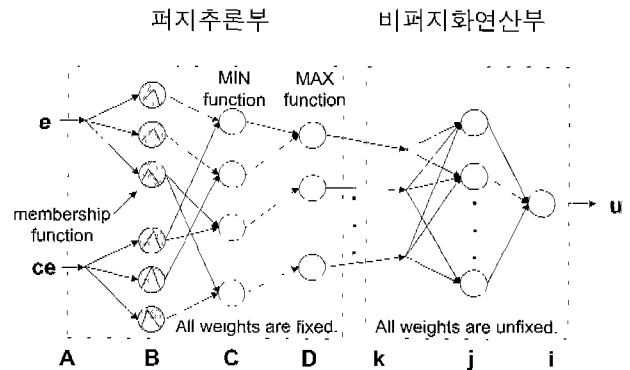


그림 3 퍼지 신경망 구조
Fig. 3 Structure of fuzzy neural network

4.1 함수근사화 된 MLP의 비퍼지화 연산부

신경망의 함수 근사화 학습을 이용하여 비퍼지화 연산부분을 MLP로 대체한다. 비퍼지화 부분의 함수 근사화 학습을 위한 데이터는 그림 4와 같이 퍼지제어기의 입력(e, ce)에 따라 퍼지 추론에 의해 구해지는 결론부의 각 언어항의 값을 비퍼지화 연산부의 입력데이터로 이용하고 출력 데이터는 퍼지제어기의 비퍼지화 연산에 의해 구해지는 값으로서 MLP의 교사신호로 이용한다. 이때, 비퍼지화 함수는 무게 중심법을 사용한다.

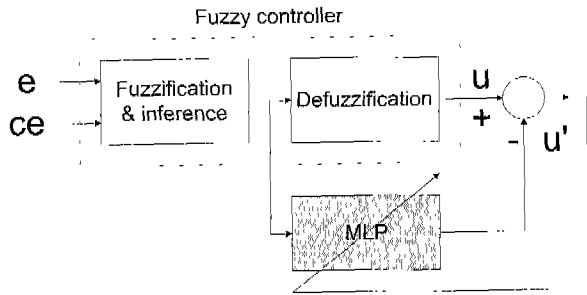
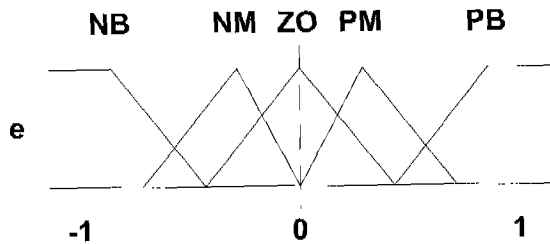


그림 4 비퍼지화 동작 구조
Fig. 4 Structure of defuzzification operation

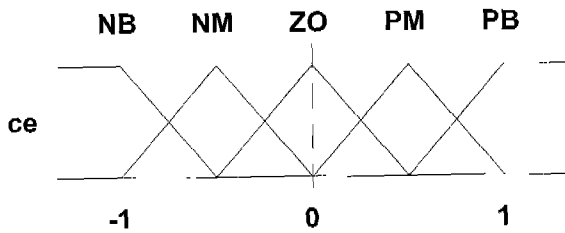
비퍼지화 연산부분에 대체된 MLP의 구조는 다음과 같다.

- i) 그림 3의 비퍼지화 연산부에서 나타내는 것과 같이 3개층 이상의 뉴런으로 구성한다.
- ii) 중간층과 출력층의 활성화(인계)함수는 바이폴라 시그모이드 함수를 사용한다.
- iii) 오차역전과 방법으로 오차항을 계산한다.
- iv) 성능평가척도 $J = \frac{1}{2} \sum (u - u')^2$ 을 이용한다.

4.2 MAX-MIN방법의 퍼지추론부



(a) 오차의 퍼지 소속함수
(a) Fuzzy membership function of error



(b) 오차 변화분의 퍼지 소속함수
(b) Fuzzy membership function of change error

그림 5 퍼지 소속함수
Fig. 5 Fuzzy membership function

퍼지 추론부는 입력에 대한 퍼지화와 소속정도를 연산하는 MAX-MIN 추론부분으로 그림 4에서 나타내는 것과 같이 4개의 층으로 구성한다.

그림 5를 참조로 추론부 각층 유니트의 구조를 살펴보면 다음과 같다.

- i) A층 : 제어기 입력 유니트이다.
- ii) B층 : 각 유니트는 언어항을 의미하며, 이 층에서는 입력에 대하여 해당 언어항의 소속정도, 즉 언어항 소속함수의 중심과 우측폭과 좌측폭 값을 구한다.
- iii) C층 : 유니트는 각 퍼지규칙의 조건부에 해당되며, B층에서 계산된 소속정도를 최소값(MIN) 연산을 통해 합성한다.
- iv) D층 : 각 유니트는 결론부의 언어항에 해당하며 결론부에 있는 퍼지 규칙들의 소속정도를 최대값(MAX)연산을 통해 합성한다.

퍼지 추론부에서 각 층의 유니트 사이의 연결 강도는 1로 고정한다.

4.3 소속함수 형태 조정을 위한 학습

소속함수 형태 조정을 위한 학습으로 최대경사법을 사용하고, 신경망으로 학습된 비퍼지화 연산부분의 오차를 역전과 시켜서 입력과 각 규칙의 소속정도에 대한 오차값을 계산하는 방법을 사용한다. 소속함수 형태를 조정하기 위해 B층의 언어항 소속함수를 연쇄법칙으로 수정한다.

5. 고주파 유도 가열 시스템 구성

유도 가열의 입력 전원은 3상 교류 전원을 정류한 쇼크 입력형 여파기를 사용하여 직류로 만들어 인버터의 주전원으로 인가하였다.

전압 공급형 전파브리지 인버터는 IGBT 스위칭 소자를 사용하고, 인버터의 출력은 변압기를 사용하여 부하 공진 회로에 인가하였다. L-C직렬 공진 부하는 2차측에 접속되어 고주파 전력을 공급받아 금속 물체를 유도 가열 시킨다. 부하 공진 주파수 추종을 위해 공진 커패시턴스(C_R) 양단으로부터 주파수를 검출하고 이를 과형 정형하여 PLL의 위상 검파회로의 입력에 인가한다.

PLL은 검출된 부하 공진 주파수와 전압제어발전기에서 출력된 출력 주파수와 위상을 일치시켜 항상 부하 공진 주파수를 추종하도록 한다. 그리고 PLL의 출

력은 인버터의 왼편까지 FTPM신호로 사용하고, 2분 주된 출력은 인버터의 오른편까지의 PSPM신호로 사용된다.

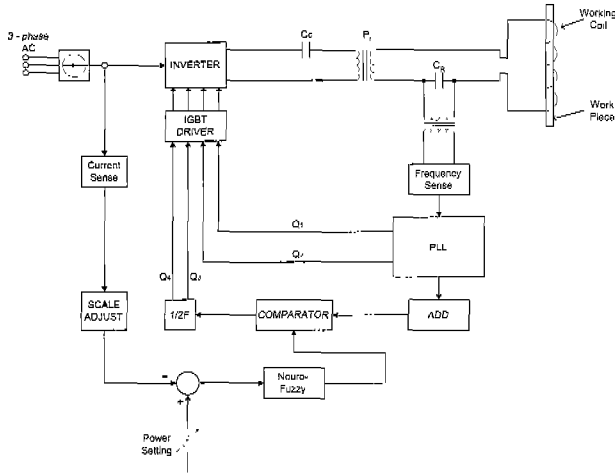


그림 6 유도가열장치 블록도
Fig. 6 Block diagram of induction heating system

6. 실험결과

안정된 정전력 제어를 위해 유도 가열의 시간에 따라 전기적 임피던스가 변하는 철부하에 대한 정출력제어를 위하여 위상전이 펄스변조와 부하의 효율을 위하여 주파수추종 펄스변조에 대해 실험한 출력파형을 비교 고찰하였다.

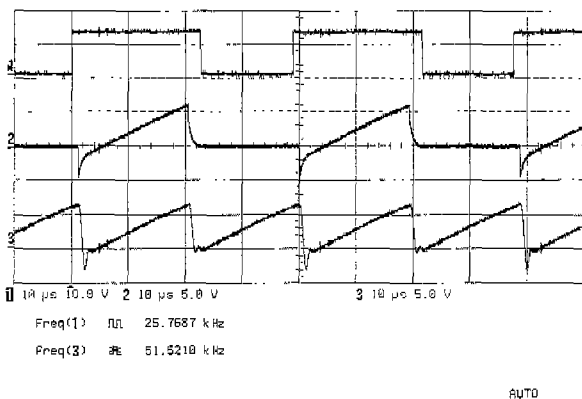
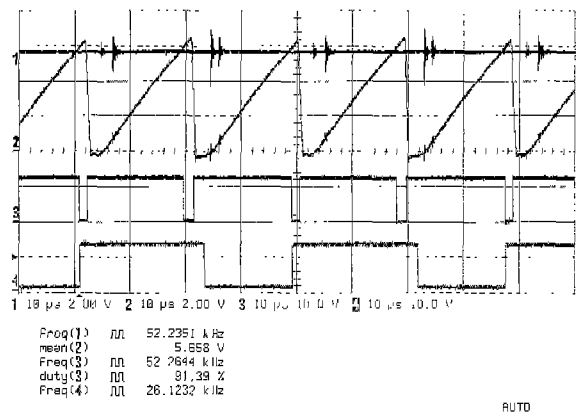
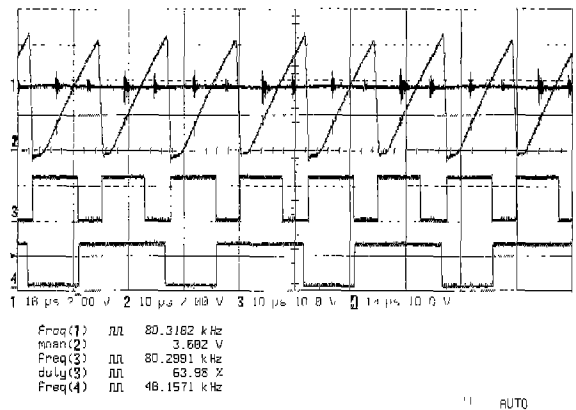


그림 7 초기 가열시 가산기에서 만들어진 톱니파 출력파형
Fig. 7 Saw-tooth wave output waveform made using adder in initial heating

그림 7의 1번 파형은 스위칭신호 Q_1 으로 PLL의 전압제어발진기 출력이며, 3번 파형은 전압제어발진기의 발진 캐패시터 양단에서 발생하는 증방전 전압파형을 가산기를 이용하여 생성한 연속적인 톱니파 파형이다. 1번 파형의 부하 공진주파수는 대략 26kHz이며 3번 파형은 부하 공진주파수를 가산기로 가산하였으므로 주파수는 대략 52kHz이다.



(a) 초기가열시의 PSPM 출력파형
(a) PSPM output waveform of initial heating



(b) 큐리점 이후의 PSPM 출력파형
(b) PSPM output waveform after curie point

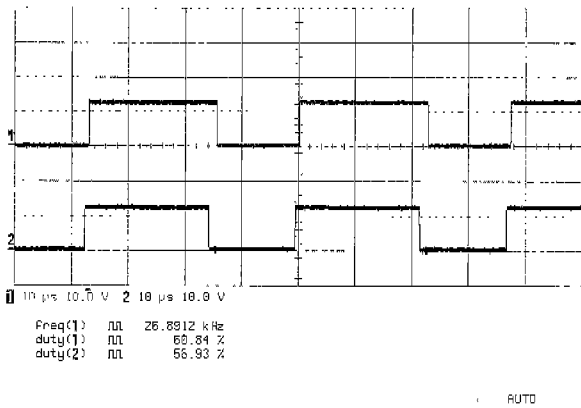
그림 8 PSPM 출력파형
Fig. 8 PSPM output waveform

그림 8 (a)는 초기 가열시의 PSPM을 보인 것으로, 톱니파 파형1은 2배의 부하 공진주파수 이며, 2번 파형은 제어신호(u)로서 약 5.66V이다.

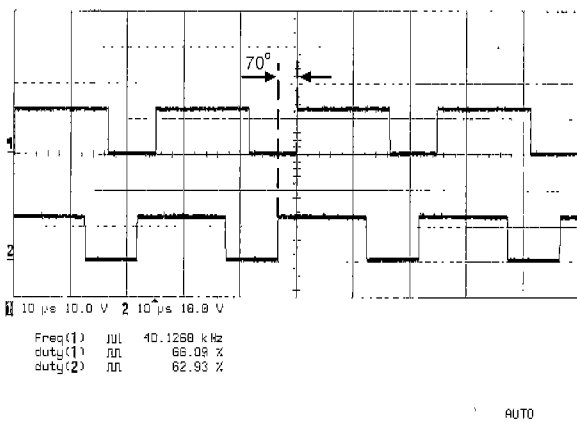
위상전이를 위해 파형1과 2를 비교기를 사용하여

PWM 파형 3을 만들고, Negative Edge Trigger 2분주 카운터로서 위상전이된 신호파형 4를 만들었다. 이 4번 파형은 인버터의 오른쪽 스위칭신호로 사용된다. 초기 가열시는 부하에 최대전력이 공급되므로 제어신호 (u)의 크기가 최대이다. 따라서 PWM 파형 3의 듀티(duty)비가 최대(약 91%)임을 알 수 있었다.

그림 8 (b)는 피가열체인 금속이 큐리점 온도를 지난후의 PSPM 출력파형을 보인 것으로서 제어신호 (u)의 2번파형은 대략 3.60V로 조절되어졌으며, PWM파형 3의 듀티비 또한 대략 64%로서 정전력조절이 행하여지고 있음을 알 수 있다. 이때의 부하 공진 주파수는 대략 40kHz이다.



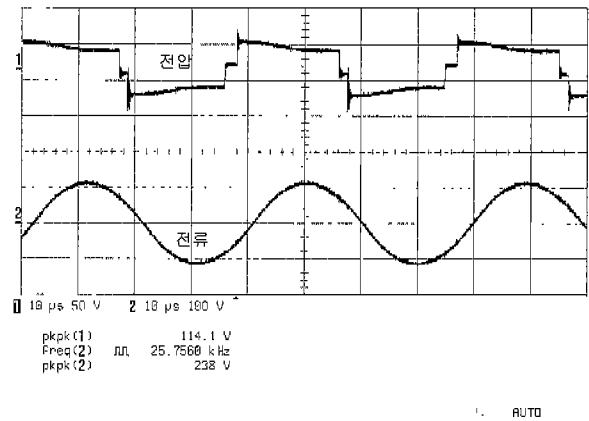
(a) 초기가열시의 IGBT 인버터 스위칭 신호
(a) IGBT inverter switching signal of initial heating



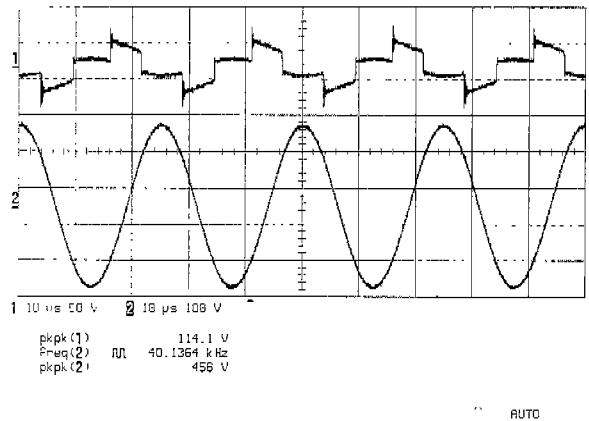
(b) 큐리점 이후의 IGBT 인버터 스위칭 신호
(b) IGBT Inverter switching signal after curie point

그림 9 IGBT 인버터 스위칭 신호
Fig. 9 IGBT inverter switching signal

그림 9 (a)는 초기가열시 인버터의 왼쪽 스위칭 신호 Q_1 (파형1)과 오른쪽 스위칭 신호 Q_4 (파형2)의 위상 전이가 거의 0° 로서 최대전력(실제 회로에서 스위칭 신호의 low부분을 사용)이 부하에 전달됨을 알 수 있다. 그림 9 (b)는 피가열체인 금속이 큐리점 온도를 지난후의 인버터의 왼쪽 스위칭신호 Q_1 과 오른쪽 스위칭신호 Q_4 이며, Q_4 의 위상전이가 대략 70° 정도로서 초기가열보다 겹치는 부분이 적게된다. 따라서 정전력 조절이 행하여짐을 알 수 있다.



(a) 초기 가열시 부하의 전압 과 전류 파형
(a) The voltage and current waveform of load in initial heating



(b) 큐리점 이후의 부하의 전압 과 전류 파형
(b) The voltage and current waveform of load after curie point

그림 10 부하의 전압 전류 파형
Fig. 10 The voltage and current waveform of load

그림 10 (a)는 초기 가열시 부하의 전압파형1과, 전

류파형2를 나타내었다. 위상전이가 거의 0° 로서 최대 전력을 부하에 전달 할 수 있으나, 실제로는 초기가열에 의한 부하 임피던스와 일치하는 전력이 전달될 뿐이다.

그림 10 (b)는 큐리점 온도를 지난후 인버터 출력정합변압기 2차측의 부하전압과 전류파형을 나타내었다. 크기가 그림 10 (a)와 비교할 때 전류파형은 크고 전압파형의 듀티비가 작음을 알수 있으며, 이는 출력 전력조절이 잘 행하여지고 있음을 알 수 있다.

그림 11은 뉴로-퍼지 제어기의 설정치 가변시 설정치, 궤환신호, 제어신호 및 부하 공진주파수 파형을 나타내었으며, 계단형 설정신호를 인가하여 출력 전력조절 및 부하 공진주파수 추종이 행하여지고 있음을 나타내었다.

그림 11의 주파수 곡선은 부하 공진주파수의 변화추이를 나타낸 것으로 수평축이 시간축이며 수직축은 주파수 크기이다. 수평축은 0~320구간에서는 부하 공진주파수가 서서히 감소하고 있음을 알 수 있다. 이것은 철이 큐리점 온도 이하에서는 강자성체로서의 성질을 갖게되는데, 자속밀도(B)와 자장의 세기(H)의 관계가 비례하지 않고, 투자율(μ)변화에 따른 전기적인 임피던스의 변화에 의한 것이다.

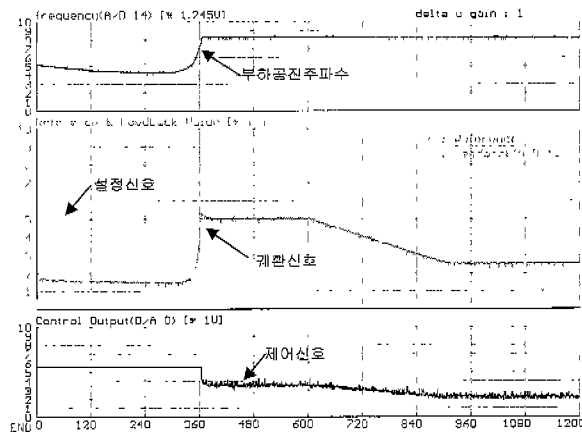


그림 11 설정신호, 궤환신호, 제어신호 파형과 부하공진주파수 파형
Fig. 11 Output waveform of reference, feedback, control signal and load resonant frequency

그리고 수평축 320~370구간에서는 부하 공진주파수가 급격하게 증가하였는데, 이것은 철의 큐리점 온도(770°C) 영역으로서 철이 비철로 전이되는 과정이다. 이 과정에서 부하 공진주파수 추종과 전력조절을 동시

에 행하지 않게 되면 부하 회로가 과부하로 파손되거나 금속을 제대로 가열할 수 없게 된다. 370구간 이후로는 비철 금속의 성질을 갖게되어 부하 공진주파수의 변화가 없으며, 투자율이 거의1로 된다. 따라서, 그림 11의 세 번째 그림과 같이 뉴로-퍼지제어기의 출력이 3V와 4V구간에서 조절됨을 알 수 있다.

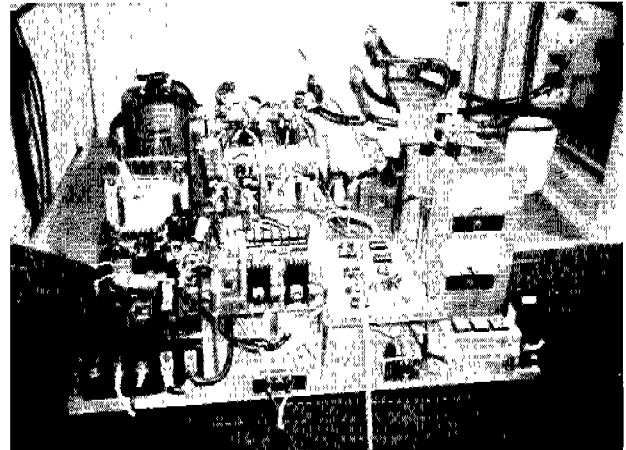


그림 12 유도 가열기 실험장치
Fig. 12 Induction heating system used in this experiment

그림 11의 설정 신호와 궤환 신호(Reference & Feedback Value)파형에서 설정신호는 수평축 600에서부터 서서히 감소하여 수평축 880에서부터 일정하게 유지하도록 한 것이다. 궤환신호가 설정치에 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

그러므로, 그림 11은 시변 부하에 대한 안정된 적용 정전력 제어가 행하여지고 있음을 알 수 있다.

그림 12는 유도가열기 실험장치이다.

7. 결 론

본 실험에서는 앞서 말한바와 같이 피 가열체의 임피던스 변화가 큐리점을 경계로 급격하게 발생 될 때, 부하의 공진 주파수를 추종하면서 정출력 조절을 행할 수 있는 인버터를 설계하여 실험을 하였다.

비철 및 철과 같은 강자성체 시변부하에 대한 정전력 조절이 잘 행하여지고 있음을 확인 할 수 있었으며, 직렬 공진형 전파브리지 인버터를 위상전이 제어를 함으로서 스위칭에 따른 손실과 잡음을 줄일 수 있었다.

그림 11의 2번째 파형에서와 같이 뉴로-퍼지제어기는 정전력 조절의 적응성이 우수하여, 수평축 720~

1200 구간에서 단순 퍼지제어기에서 나타나는 정상상태 오차 문제를 개선할 수 있었다.

앞으로의 과제는 진력조절 범위를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 범위까지의 폭넓은 가변과 인버터의 스위칭 신호의 듀티비를 동일하게 하기 위한 다소의 보완이 필요하다.

참 고 문 헌

[1] S. Nagai, P. Savary, M. Nakaoka, H. Ogiwara, "Phase-Shifting PWM control-mode High-Frequency Inverter for Induction-Heating Application", IEEE PCIM '88 PROCEEDING, Vol. 3, No. 2, pp. 292-301, 1988.

[2] M. Nakaoka, T. Maruhashi, "A Phase-Difference Angle Control Mode PWM High-Frequency Resonant Inverters Using Static Induction-Transistors and Thyristers", IEEE PESC '87 Record, p.674, June, 1987.

[3] R.L. Steigerwald, "High Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IE-31, No. 2, p.181, May, 1984.

[4] H. Akagi, T. Sawae, A. Nabae, "130 kHz 7.5kW Current Source Inverters Using Static Induction Transistors for Induction Heating", IEEE Trans. on PE, Vol.3 No.3, p.303, July, 1988.

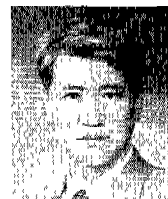
[5] J. R. Jang, "ANFIS : Adaptive- Network Based Fuzzy Inference System", IEEE Trans. on Syst. Man, and Cybern. vol. 23, no. 3, pp. 665 685, May, 1993.

[6] Chin-Teng Lin and C. S. Lee, "Neural-network based Fuzzy Logic Controllers and Decision System", IEEE Trans. on Computers, vol. 40, no. 12, Dec, 1991.

[7] 장중승, 강신출, 임영도, "퍼지뉴럴 네트워크를 이용한 고주파 유도부하의 온도제어기 구성", 동아대학교 부설 한국정보통신연구소 논문집, 제4권, p.243~248

[8] 장중승, 박종오, 설재훈, 임영도, "펄스 주파수 변조(PFM)와 위상전이 펄스폭 변조(PWM)제어방식을 이용한 고주파 유도가열기 설계", 대한전자공학회·한국통신학회, 부산·경남지부 춘계 합동 학술논문발표회 논문집, 제6권, p.145~150¹¹

< 저 자 소 개 >



임영도(林永道)

1949년 9월 20일생. 1973년 동아대 전자공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 1988년~현재 동아대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수.



김두열(金斗泳)

1947년 6월 13일생. 1972년 부산대 전자공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1983년 경북대 대학원 전자공학과(박사수료). 1977년~현재 동아대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수.