

A Study on the Improvement of Performance and Stability of Induction Heating System

權寧燮* · 庾相鳳** · 玄東石***
(Young-Sup Kwon · Sang-Bong Yoo · Dong-Seok Hyun)

Abstract - This paper presents an effective control scheme with the voltage-fed half-bridge series resonant inverter for induction heating system, which is based upon a load-adaptive tuned frequency tracking control strategy using PLL(Phase Locked Loop) and its peripheral control circuits. The proposed control strategy ensures a stable operation characteristics of overall inverter system and ZVS(Zero Voltage Switching) irrespective of sensitive load parameter variations, specially in the non-magnetic materials as well as power regulation. The detail operation principle and the characteristics of inverter system with the proposed control scheme are described and its validity is verified by the simulation and the experimental results for a prototype induction cooking system rated at 1.2kW.

Key Words : Induction Heating, Half-Bridge Series Resonant Inverter, Load-Adaptive Control, Non-magnetic Materials, Parameter Variations

1. 서 론

최근 전력용 반도체 소자와 제어 시스템의 비약적인 진보로 인해 MOSFETs, IGBTs, MCTs, SITs 등과 같은 전력용 반도체 소자를 사용하는 여러 가지 고주파 공진형 인버터 시스템의 연구와 개발에 많은 관심이 집중되어 왔다 [1]-[5]. 이러한 인버터들은 소프트-스위칭(soft-switching) 기법을 통해 스위칭 시 발생하는 손실을 감소시킴으로써 시스템의 동작 주파수를 증가시킬 수 있을 뿐만 아니라 전체 시스템의 고효율화, 소형, 경량화 및 보호 유지측면 등에서 많은 장점을 지니고 있다.

유도 가열 시스템(induction heating system)은 이러한 고주파 전력 변환 회로와 시스템 기술에 의한 고주파 인버터의 주요한 응용분야 중 하나로서 기존의 연소에 의한 직접적인 가열 시스템에 비해 청결성, 안전성, 고효율, 고출력밀도, 신뢰성, 제어의 용이성 등의 많은 장점을 지니고 있다 [6, 7]. 그러나, 이런 많은 장점에도 불구하고 기존의 유도 가열 시스템은 일반적으로 높은 저항률과 비투자율을 가지는 자성체 부하에 대해 제한적으로 적용되어 왔으며, 일반 가정에서 많이 사용되는 알루미늄과 같은 비자성체 부하에 대해서는 다음과 같은 이유로 실제적 적용에 많은 문제점을 나타내고 있다 [7, 8].

- 낮은 저항률과 비투자율
- 부하 조건에 따른 민감한 파라미터 변동
- 민감한 출력 전력 제어 특성

따라서, 비자성체 부하 유도 가열 시 안정된 인버터 동작을 확보하기 위해서는 부하 특성 고찰 및 민감한 부하 파라미터 변동에 관계없이 적응적으로 동작할 수 있는 제어회로의 구현이 요구된다.

본 논문에서는 유도 가열용 Half-Bridge 직렬 공진형 인버터의 성능 및 안정성 향상을 위해 부하 파라미터 변동에 민감하게 동작하는 효과적인 제어회로를 제안하며, 전체 인버터 시스템에 대한 동작 원리 및 특성에 대해 자세히 기술한다. 제안한 제어 기법은 위상동기루프(PLL)와 출력 제어 회로를 통해 부하에 따른 인버터 동작주파수를 자동적으로 추종 제어함으로써 출력조절이나 부하조건 변화에 관계없이 항상 인버터 시스템에 안정된 출력특성과 동작특성을 제공한다. 또한, 제안한 제어회로를 갖는 인버터 시스템의 정상상태 동작특성을 비자성체 부하에 대한 시뮬레이션 및 1.2kW급 유도 가열 조리기를 실험 모델로 한 실험 결과를 통해 그 타당성을 입증한다.

2. 유도 가열 원리 및 부하 특성 해석

2.1 유도 가열 원리

유도 가열(induction heating)은 그림 1과 같이 고주파 교류 전원, 가열 코일, 피가열체로 구성이 되며 패러데이(Faraday)의 전자 유도 현상에 의해 가열 코일(heating coil)에 고주파 교류 전류가 흐를 때 발생하는 고주파 자계 중에

* 正 會 員 : 三星電子 AMLCD事業部 研究員

** 正 會 員 : 龍仁松潭大 電氣設備科 助教授 · 工博

*** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1998年 9月 11日

最終完了 : 1999年 7月 5日

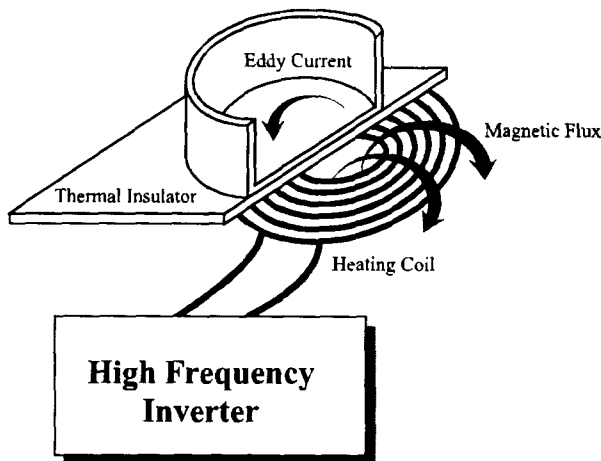


그림 1 유도 가열의 원리
Fig. 1 Principle of induction heating.

도전성의 금속을 위치시키면 금속의 표면에 와전류(eddy current)가 유기 되어 표피저항에 의해 Joule 열을 발생시키는 원리이다. 이러한 열의 대부분은 식 (1)로 표현되는 표피두께 δ (skin depth)내에 분포하게 되며, δ 는 유도 가열의 여러 응용분야에서 인버터 동작 주파수를 결정하는 주요한 요소가 된다.

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (1)$$

여기서, ρ : 저항률($\Omega \cdot m$), μ_r : 비투자율, f : 주파수(Hz)

2.2 유도 가열 시스템의 등가 회로

일반적으로 유도 가열 시스템은 가열 코일과 부하를 각각 1, 2차측으로 하는 변압기 등가 모델로 표현할 수 있다. 이 등가 모델은 그림 2와 같이 하나의 등가 인덕턴스 L_{eq} 와 등가 저항 R_{eq} 의 직렬 연결로 나타낼 수 있으며, 등가화된 파라미터 L_{eq}, R_{eq} 는 식 (2), (3)과 같이 표현된다.

$$R_{eq} = r + \frac{(\omega M)^2 \cdot R_L}{R_L^2 + (\omega L_2)^2} = r + A^2 R_L \quad (2)$$

$$L_{eq} = L_1 - \frac{(\omega M)^2 \cdot L_2}{R_L^2 + (\omega L_2)^2} = L_1 - A^2 L_2 \quad (3)$$

여기서, $A = \frac{\omega M}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L_2)^2}} \approx \frac{M}{L_2}$ $\omega L_2 \gg R_L$ 일 경우

한편, 이 등가화된 파라미터 L_{eq}, R_{eq} 는 가열 부하의 크기와 위치, 가열 코일과 부하사이의 거리, 부하의 도전율과 투자율, 동작 주파수 등에 의해 변하게 된다. 또한, 변압기 2차측 저항 R_L 는 와전류의 표피두께 δ 에 의해 결정되므로, 실제 유도 가열에 의해 발생하는 출력전력은 저항과 전류의 관계에 의해 다음과 같이 표현된다.

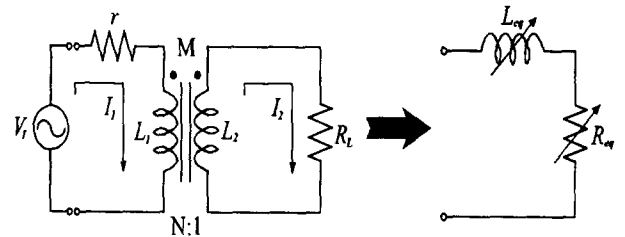


그림 2 유도 가열 시스템의 등가 회로
Fig. 2 Equivalent circuit for induction heating system

$$R_L = \frac{\rho}{\delta} = k \sqrt{\rho \mu_r f}, \quad I_2 = NI_1 \quad (4)$$

$$P = k \cdot (NI_1)^2 \cdot \sqrt{\rho \mu_r f} \quad (5)$$

여기서, k : 상수 ($\sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}}$), N : 가열 코일의 턴(turn) 수

2.3 유도 가열 부하의 특성 해석

표 1은 20kHz의 주파수에서 금속 재질에 따른 전기적 특성을 나타내고 있다. 표 1에서 확인할 수 있는 바와 같이, 알루미늄과 같은 비자성체는 철과 같은 자성체에 비해 훨씬 낮은 저항률과 비투자율을 가지므로 가열 부하로 비자성체를 적용 시에 출력 전력을 증가시키기 위해서는 식 (5)로부터 다음과 같은 조건이 필요하게 된다.

- 가열 코일에 흐르는 전류의 주파수 증가
- 가열 코일의 턴(turn) 수 증가

그러나, 이런 조건을 만족시키기 위한 주파수와 턴-수의 증가는 가열 코일의 표피효과(skin effect)와 근접효과(proximity effect)로 인해 코일의 저항을 증가시켜 인버터 시스템의 효율을 저하시킬 뿐만 아니라 인버터 출력 전력 특성을 자성체에 비해 상대적으로 훨씬 더 민감하게 한다. 그림 3은 실제 유도 가열 시스템에서 부하 재질과 주파수에 따른 출력 전류 특성의 한 예를 보여주고 있다. 그림 3에서 확인할 수 있는 것처럼, 특히 비자성체 부하 유도 가열 시 부하 파라미터 변화는 인버터 시스템의 전력 및 주파수 제어 시 심각한 문제점으로 작용하게 된다.

표 1 금속의 재질에 따른 전기적 특성
Table 1 Electrical characteristics according to materials

특성 \ 재질	철	알루미늄
저항률(ρ)	9.8×10^{-8}	2.5×10^{-8}
비투자율(μ_r)	100	1
표피두께(δ)	0.11	0.56
표피저항(R_L)	8.8×10^{-4}	0.45×10^{-4}

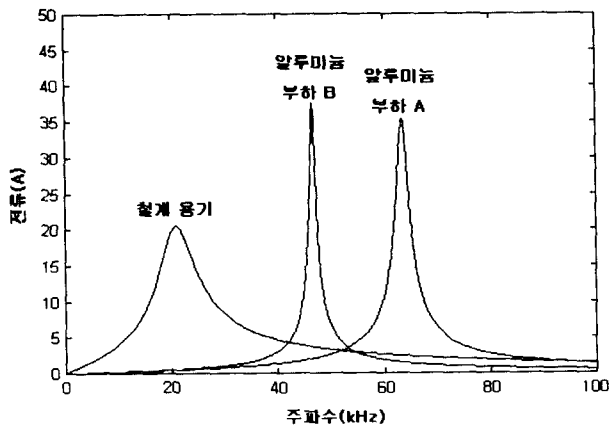
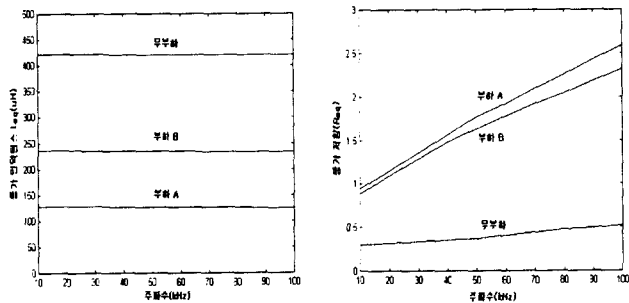
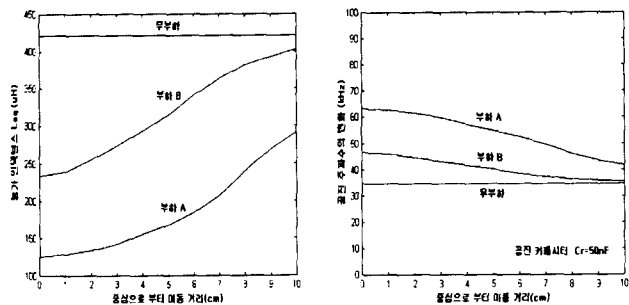


그림 3 부하 재질에 따른 출력 전류 특성
 Fig. 3 Output current characteristics according to materials

그림 4는 무부하(가열 코일 위에 부하가 없는 경우)와 알루미늄 부하 A(바닥 직경이 22cm 인 알루미늄 부하), 부하 B(바닥 직경이 10cm 인 알루미늄 부하)에 대해 LCR미터로 측정된 등가 파라미터의 변화를 보여주고 있다. 그림 4(a)는 주파수에 따른 등가 인덕턴스 L_{eq} 와 등가 저항 R_{eq} 의 변화를 보여주고 있으며, 그림 4(b)는 가열 코일의 중심으로부터 부하 이동 거리에 따른 등가 인덕턴스 L_{eq} 의 변화와 이에 따른 공진 주파수 f_r 의 변화를 나타내고 있다.



(a) 주파수에 따른 L_{eq} , R_{eq}



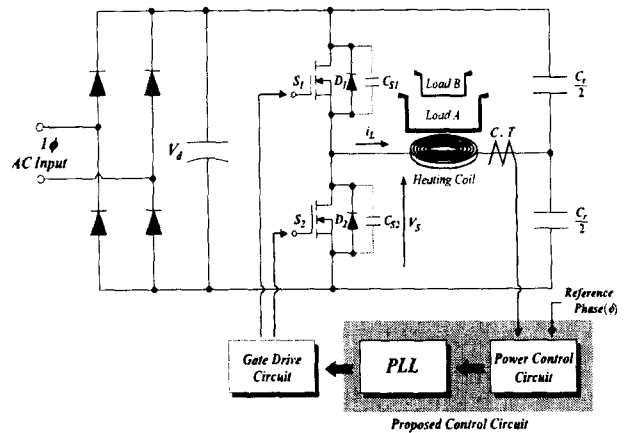
(b) 위치에 따른 L_{eq} , f_r

그림 4 등가 파라미터의 변화
 Fig. 4 Parameters variation for load condition

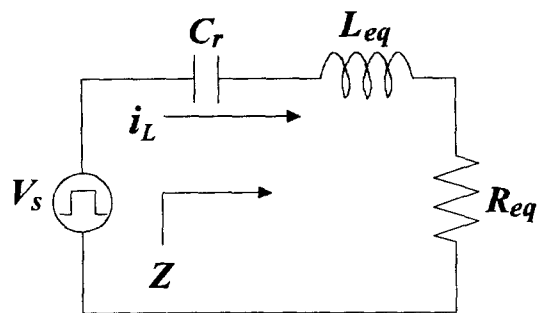
3. 인버터 시스템 구성

3.1 Half-Bridge 직렬 공진형 인버터

그림 5는 유도 가열을 위한 Half-Bridge 공진형 인버터의 전체 시스템과 그 등가 회로를 보여주고 있다. 인버터는 50%의 듀티를 가지고 동작하는 역병렬 다이오드를 포함하는 스위치 S_1 , S_2 와 동일한 2개의 공진 커패시터 $C_r/2$, 가열 코일과 피가열체인 용기를 등가화한 등가 인덕턴스 L_{eq} 와 등가 저항 R_{eq} 로 구성되어 있다. 이 Half-Bridge 공진형 인버터는 각 스위치에 걸리는 전압이 입력 DC전압과 동일하므로, 유도 가열 시 사용되는 여러 가지 Topology(Class-E, 준-공진형 인버터 등)에 비해 스위치 정격 면에서 훨씬 유리한 장점을 가지고 있으며 [6, 9-10], 일반적으로 공진 주파수 이상에서 스위칭을 함으로써 턴-온(Turn-on) 시에는 손실이 발생하지 않는 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching)을 이룬다. 한편, 턴-오프(Turn-off) 시 발생하는 손실은 무손실 스너버 커패시터 C_{S1} , C_{S2} 를 사용하여 줄일 수 있다.



(a) 전체 인버터 시스템 구성



(b) 등가 회로

그림 5 유도 가열용 Half-Bridge 직렬 공진형 인버터
 Fig. 5 Half-bridge series resonant inverter for induction cooking system

3.2 인버터 동작 모드

그림 6은 인버터의 동작 파형 및 동작 모드를 보여주고 있다. 인버터는 기본적으로 공진 주파수 이상에서 동작하므로 전류가 전압에 대해 위상이 뒤지는 유도성 부하로 동작하게 된다. 모드 1에서는 데드 타임의 영향으로 모든 스위치가 오픈된 상태에서 전류의 방향이 반대이므로, 이 전류는 각 스위치 양단의 스너버 커패시터 C_{S1} , C_{S2} 를 충·방전 시킨 후 다이오드 D_1 을 도통하게 되며 순간 스위치 S_1 양단에

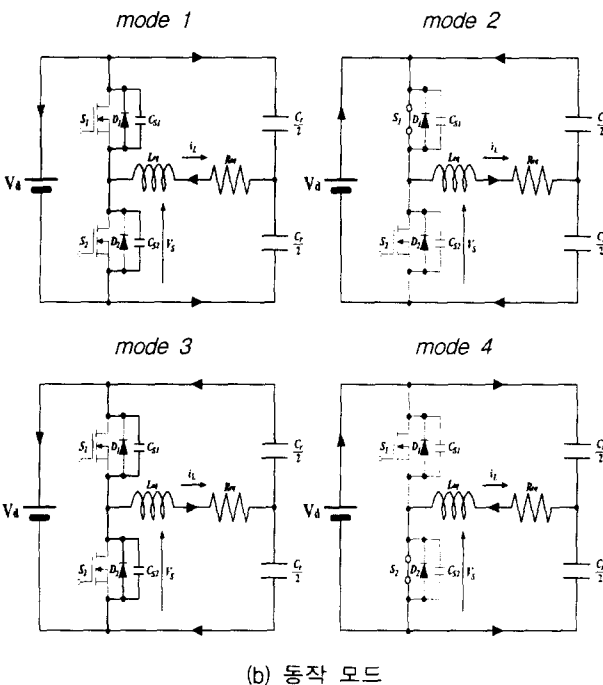
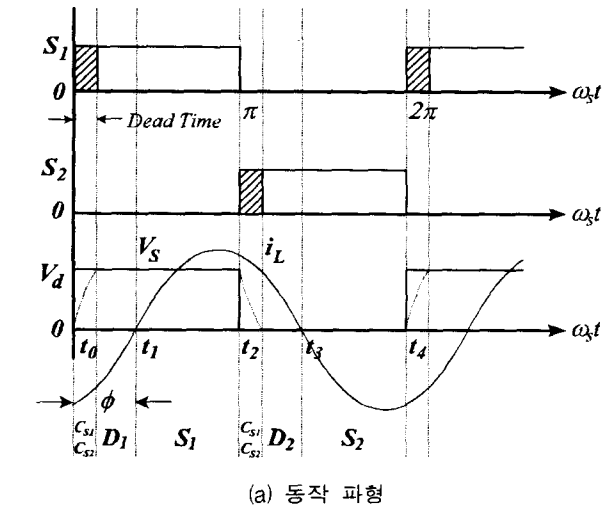


그림 6 Half-Bridge 직렬 공진형 인버터의 동작 파형 및 동작 모드

Fig. 6 Operation waveforms and modes for half-bridge series resonant inverter

걸린 전압은 거의 영에 가깝게 되므로 이때 스위치 S_1 을 턴-온 시키므로써 영전압 스위칭(ZVS)을 이루게 된다. 모드 2에서는 부하전류의 방향이 반전되어 스위치 S_1 을 통해 흐른다. 모드 3, 4는 모드 1, 2에서 스위치 S_1 에 일어났던 일련의 과정들이 동일하게 S_2 에서 발생한다. 따라서, 전류의 도통순서는 $C_{S1}, C_{S2} \rightarrow D_1 \rightarrow S_1 \rightarrow C_{S1}, C_{S2} \rightarrow D_2 \rightarrow S_2$ 가 된다.

3.3 인버터 특성 해석

인버터의 특성 해석을 위해 다음과 같은 가정을 하였다.

1. 모든 소자와 성분들은 이상적이다.
2. 입력 DC 링크 전압은 일정하다.
3. 스너버 C_{S1} , C_{S2} 의 영향을 무시한다.
4. Q (load quality factor)가 충분히 커서 부하전류는 정현파에 가깝다.

그림 5 (b)는 위의 가정을 통해 등가화된 회로를 나타내고 있으며, 이때 공진 탱크의 입력 임피던스 Z 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z = R_{eq} + j\left(\omega_s \cdot L_{eq} - \frac{1}{\omega_s \cdot C_r}\right) = |Z| \angle \phi \quad (6)$$

$$= R_{eq} \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2} \angle \phi$$

여기서, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \cdot C_r}}$, $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_r}$, $Q = \frac{\omega_r \cdot L_{eq}}{R_{eq}}$,

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}}$$

전류의 위상 ϕ 는

$$\phi = \tan^{-1}\left(Q \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)\right) \quad (7)$$

공진 탱크의 입력 전압 V_S 는

$$V_S = \begin{cases} V_D & \text{for } 0 < \omega_s t \leq \pi \\ 0 & \text{for } \pi < \omega_s t \leq 2\pi \end{cases} \quad (8)$$

이며, Fourier 전개에 의한 입력 전압 V_S 의 기본파 성분은 다음과 같이 얻어진다.

$$V_{S1} = V_m \cdot \sin \omega_s t \quad \text{for } 0 < \omega_s t \leq 2\pi \quad (9)$$

여기서 $V_m = \frac{2 \cdot V_D}{\pi} \approx 0.637 \cdot V_D$

또한, 공진 탱크의 입력 전류 i_L 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_L = I_m \cdot \sin(\omega_s t - \phi) \tag{10}$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } I_m &= \frac{V_m}{|Z|} = \frac{2 \cdot V_D}{\pi \cdot |Z|} = \frac{2 \cdot V_D \cdot \cos \phi}{\pi \cdot R_{eq}} \\ &= \frac{2 \cdot V_D}{\pi \cdot R_{eq} \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \end{aligned}$$

따라서, 인버터의 출력 전력 P_{out} 는 식 (9), (10)으로 부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{out} &= I_m^2 \cdot \frac{R_{eq}}{2} = \frac{2 \cdot V_D^2 \cdot \cos^2 \phi}{\pi^2 \cdot R_{eq}} \\ &= \frac{2 \cdot V_D^2}{\pi^2 \cdot R_{eq} \cdot \left(1 + Q^2 \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2\right)} \end{aligned} \tag{11}$$

그림 7은 위에서 구한 식 (6)~(11)을 이용하여 ω_n 과 $1/Q$ 에 따른 정규화 한 $|Z|, \phi, I_m, P_{out}$ 의 각각에 대한 출력 특성을 잘 보여주고 있다.

4. 제안한 인버터 제어 회로

4.1 출력 전력 조절

일반적으로 Half-Bridge 공진형 인버터에서 출력 전력 조절 방법은 크게 2가지로 분류할 수 있다. 첫 번째 방법은

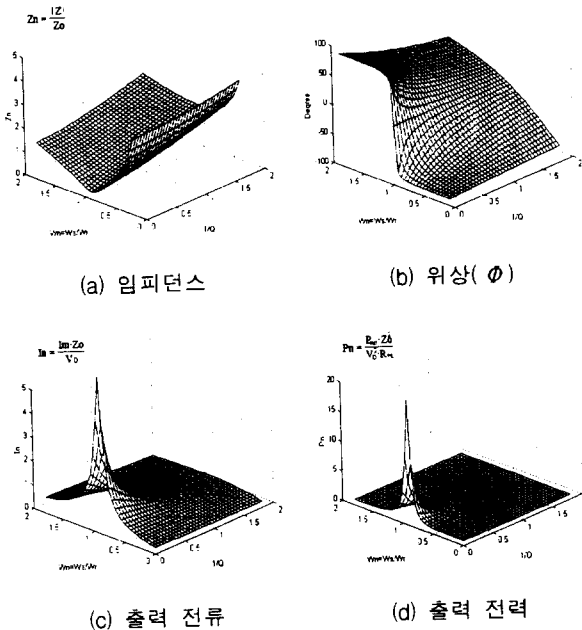


그림 7 정규화 한 $|Z|, \phi, I_m, P_{out}$ 의 출력 특성

Fig. 7 Output characteristics of the normalized $|Z|, \phi, I_m, P_{out}$ as function ω_n and $1/Q$

PAM(Pulse Amplitude Modulation)방식으로 일정 주파수에서 동작하는 인버터의 입력 DC 링크 전압을 싸이리스터(Thyristor) 정류기의 위상을 제어하거나 초퍼(Chopper) 등을 사용하여 인버터의 출력을 조절하는 방법이다. 두 번째는 일정한 DC 링크 전압에 대해 인버터의 동작 주파수를 변조시키는 PFM(Pulse Frequency Modulation) 방법이 있다. 이 중에서 PAM방식은 인버터 동작 주파수가 일정하다는 장점을 가지는 반면에 싸이리스터 정류기의 위상 제어를 통한 DC 링크 전압조절의 경우 시스템의 역률을 저하시키게 되며, 출력 제어 응답이 상대적으로 느려진다. 또한, 초퍼에 의한 DC 링크 전압조절은 부가적인 스위치와 필터의 사용으로 인해 비용 면이나 시스템의 효율 면에서 단점을 지니게 된다. 한편, 다이오드 정류기를 통한 일정한 DC 링크 전압에 대해 인버터 동작주파수의 변조를 통한 출력 전력 조절은 직접적인 인버터 DC 링크 전압 조절방법에 비해 부가적인 스위치, 제어회로, 필터 등을 필요로 하지 않으므로 전체 시스템의 제어 및 비용 면에서 우위에 있다. 따라서, 제안한 인버터 시스템의 출력 전력 조절은 시스템 특성상 PAM 방식보다는 PFM제어가 더 유리하므로 인버터 출력 전압에 대한 출력 전류의 위상제어 다시말해 인버터 동작주파수를 변조함으로써 출력을 조절하는 방식(PFM)에 기초하고 있다.

4.2 인버터 제어 회로 구성

유도 가열 부하 즉, 가열 코일과 피가열체는 앞서 언급된 것처럼 등가 인덕턴스 L_{eq} 와 등가 저항 R_{eq} 의 직렬 연결로 등가화 될 수 있다. 특히, 비자성체 부하를 가열 시에 이들 파라미터는 가열 코일의 모양, 부하와 가열 코일사이의 거리, 부하의 크기, 도전을, 투자율, 동작 주파수에 따라 민감한 변화를 보인다. 그러므로, 일정 주파수 제어로는 부하 조건에 따른 부하 파라미터 변화에 대해 인버터의 안정된 동작을 보장할 수 없으며, 부하 파라미터의 변화에 관계없이 일정한 출력 전력을 유지하기 위해서는 동작 주파수의 변화가 필요하게 된다. 이는 인버터의 동작 주파수가 파라미터 변화로 인한 공진 주파수의 변화에 따라서 적응적으로 변해야 함을 의미한다. 그림 8은 유도 가열용 Half-Bridge 인버터의 안정된 동작을 위해 제안한 전반적인 제어회로의 블록 다이어그램과 각 부의 주요 파형을 보여주고 있다. 이 제어 블록은 크게 출력 조절을 위한 회로와 PLL(Phase Locked Loop) 및 그 주변회로 등으로 구성된다.

사용된 CMOS형 PLL(CD4046)은 부하의 파라미터 변화에 대해 공진 주파수를 자동적으로 추적하므로써 인버터 동작에 주요한 역할을 담당하며 제안한 제어 회로의 동작은 다음과 같다. 먼저, 인버터의 출력 전류는 센서로 사용된 고주파 C.T(Current Transformer)를 통해 임의의 변환 비율로 절연되어 감지된다. 이 감지된 전류 신호는 커패시터 C에 의해 전압 신호 V_C 로 변환이 되며 동시에 위상은 부하 전류에 대해 90° 위상이 뒤지게 된다. 한편, 이 신호는 각 스위치의 전류(commutation)로 인해 발생하는 고조파를 포함하게 되므로, 저역 통과 필터(Low Pass Filter)를 통과하게 된다. 필터의 출력 신호는 정현파로 출력 조절을 위한 위상 변위회로(Phase Shifter)를 거치므로써, ϕ 만큼 앞선 위상을

가진 정현파 신호를 발생한다. 이 신호는 비교기의 입력이 되어 구형파의 출력을 나타내고, 다시 적분기와 비교기를 거치므로써 앞서 커패시터의 사용으로 인해 지연된 90° 의 위상 지연을 보상하게 되어 실제 부하 전류 파형보다 ϕ 만큼 앞선 구형파를 발생시킨다. 결과적으로 이 신호는 인버터 입력전압 V_S 의 기본파 성분과 위상이 일치하게 되며, PLL에서 위상 검출기(Phase Detector)의 입력 I_S 가 된다. PLL의 기본 구성은 크게 위상 검출기(비교기), 외부 저역 통과 필터, VCO(Voltage Controlled Oscillator)로 구성된다. 위상 검출기는 입력이 되는 I_S, I_C 의 두 신호가 주파수와 위상이 동기화(Locked)되도록 두 입력신호를 비교한 출력신호를 발생하며, 이 신호는 PLL 외부의 저역 통과 필터를 통해 일정 DC 전압으로 변환된다. 이 일정 DC 전압은 VCO의 입력이 되며, VCO는 입력되는 DC 전압 값에 대해 선형적으로 비례하는 주파수의 구형파를 출력한다. 또한, VCO의 출력 구형파의 주파수 범위는 커패시터 C_1 과 저항 R_1, R_2 에 의해 결정된다. VCO 출력은 일반적으로 위상 검출기의 입력 I_C 로 직접 피드백(feedback) 되지만, 실제적으로 필터나 스위

치 구동을 위한 게이트 구동회로 등에서 지연시간이 나타나게 된다. 이 지연시간은 보상을 필요로 하므로 지연시간 보상회로를 통해 위상 검출기의 입력으로 피드백되며, 동시에 게이트 구동회로의 입력이 된다. 게이트 입력 신호는 각 스위치를 구동하기 위한 신호가 되므로, 스위치간의 단락 방지와 스너버 커패시터의 충·방전 시간을 확보하기 위한 데드타임(Dead Time)이 주어지며, 포터 커플러를 통한 절연과 푸시-풀(Push-Pull) 회로를 거쳐 스위치 S_1, S_2 를 구동하게 된다.

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안한 유도 가열 시스템을 위한 부하 적용 제어회로에 대한 타당성을 시뮬레이션과 실험 결과를 통해 입증하였다. 스위칭 소자로 MITSUBISHI사의 MOSFET FM50DZ-10S (500V/50A)를 사용하였으며, 부하로는 비자성체 부하인 알루미늄 용기를 사용하였다. 가열 코일은 주파수와 턴(turn) 수의 상승으로 인한 코일의 손실을 줄이기 위한 릿쯔(Litz) 선으로 이루어진 65 턴의 코일을 사용하였다. 각 시스템 파라미터는 다음과 같다. $V_D=100V, C_r=50nF, C_{S1}=C_{S2}=10nF$ Dead Time = 1.1 μ s로 각각 설정했다. 또한, 가열 코일과 중앙에 위치한 부하사이의 거리는 절연체를 사용하여 4mm로 유지하였다. 이때, 각 부하에 따른 파라미터는 표 2와 같다.

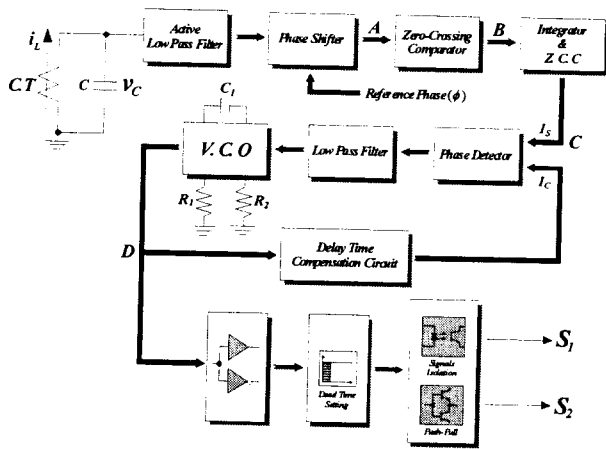
우선, 이러한 부하 조건하에서 인버터 시스템의 부하 파라미터 변화에 대한 민감성을 확인하기 위해 부하 B에 대한 인버터의 안정된 동작 주파수범위로 스위칭 주파수(47kHz)가 일정할 때 시뮬레이션과 실험 파형이 그림 9과 그림 10에서 각각 보여진다. 그림 9(a), 10(a)는 부하 B에 대한 출력 전압 V_S 와 전류 i_L 의 파형을 보여주며, 그림 9(b), 10(b)는 부하 B에서 부하 A로 변했을 경우, 그림 9(c), 10(c)는 부하 B에서 무부하 상태로 변할 때의 인버터 출력 전압, 전류 파형을 각각 보여주고 있다.

그림에서 확인할 수 있는 것처럼 정상상태에서 인버터는 부하 B에 대해 안정된 동작을 이루지만, 부하 A에 대해서는 스위칭 주파수가 부하 A에 대한 공진 주파수보다 낮으므로 전류의 위상이 전압에 앞서게 되고, 무부하에 대해서는 지상 전류로서 크기가 감소하여 무손실 스너버로 사용된 C_{S1}, C_{S2} 를 완전히 충·방전을 시키지 못하게 되어 오히려 역효과를 나타내고 있다. 따라서, 일정 주파수 제어로는 인버터의 안정된 동작과 출력 특성을 얻을 수 없음을 확인할 수 있다.

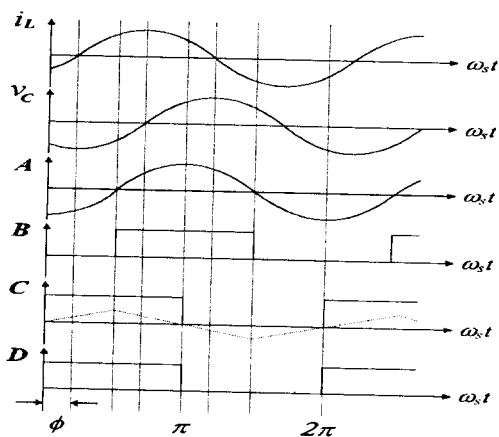
표 2 부하에 따른 파라미터

Table 2 Parameters according to loads

부하 파라미터	부하 A	부하 B	무부하
등가 인덕턴스 L_{eq}	126 μ H	233 μ H	421 μ H
등가 저항 R_{eq}	1.8 Ω	1.7 Ω	0.4 Ω
공진 주파수 f_r	63.4kHz	46.6kHz	34.6kHz



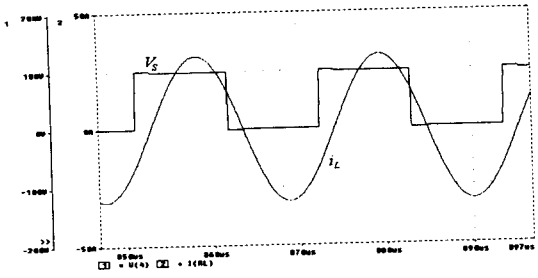
(a) 제어 회로의 블럭 다이어그램



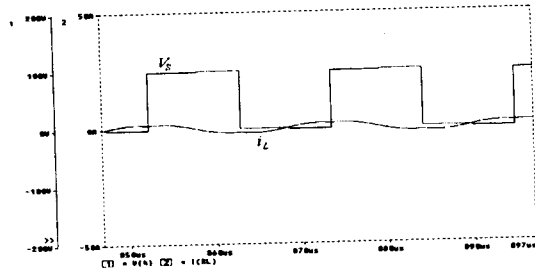
(b) 제어 회로 각 부의 파형

그림 8 제안한 인버터 제어 회로

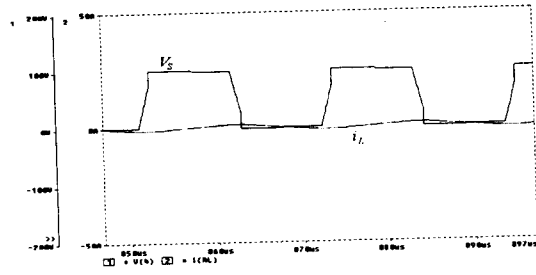
Fig. 8 The proposed control circuits



(a) 부하 B



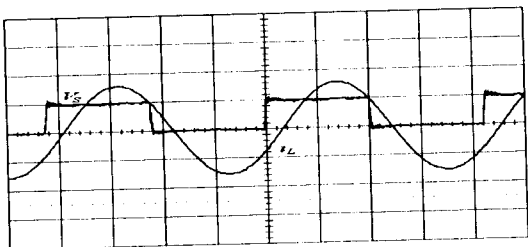
(b) 부하 B → 부하 A



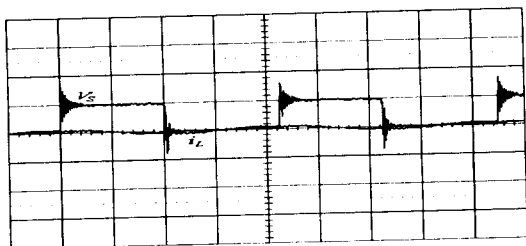
(c) 부하 B → 무부하

그림 9 일정 주파수(47kHz) 제어 시 V_S , i_L 의 시뮬레이션 파형

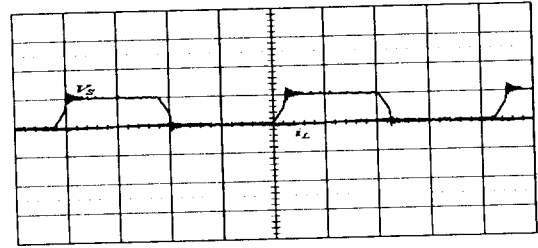
Fig. 9 Simulation waveforms of V_S and i_L for constant frequency(47kHz) control



(a) 부하 B



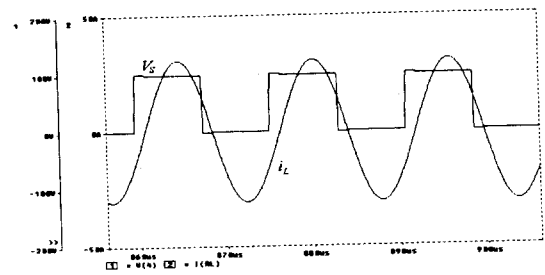
(b) 부하 B → 부하 A



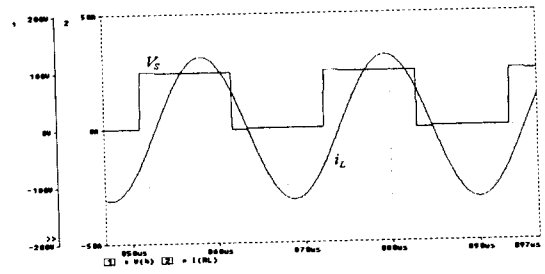
(c) 부하 B → 무부하

그림 10 일정 주파수(47kHz) 제어 시 V_S , i_L 의 실험 파형 (100V/div., 20A/div., 5 μ s/div.)

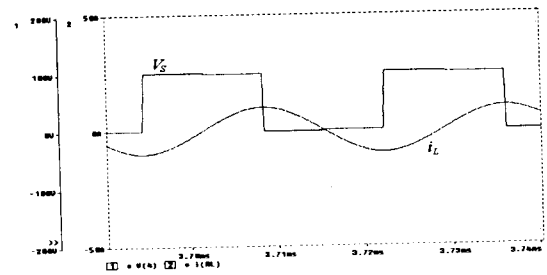
Fig. 10 Experimental waveforms of V_S and i_L for constant frequency(47kHz) control(100V/div., 20A/div., 5 μ s/div.)



(a) 부하 B → 부하 A



(b) 부하 B

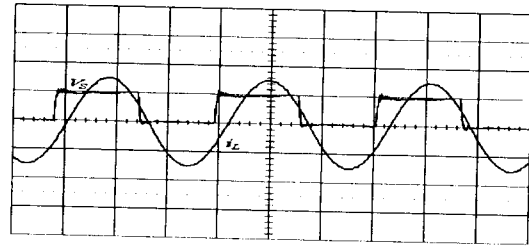


(c) 부하 B → 무부하

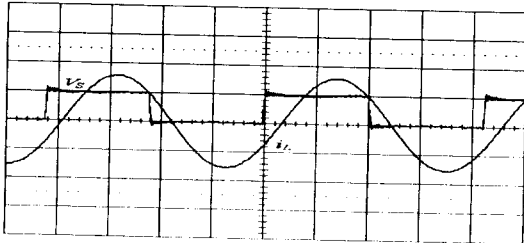
그림 11 제안한 제어회로 적용 시 V_S , i_L 의 시뮬레이션 파형

Fig. 11 Simulation waveforms of V_S and i_L for the proposed control circuits

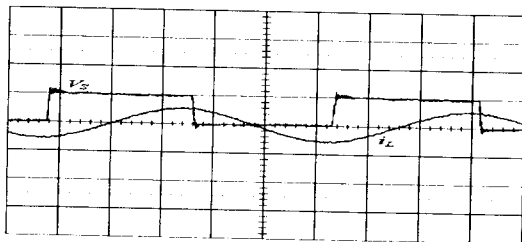
반면, 그림 11, 12에서는 부하 A, B에 대해 제안한 제어 기법을 적용했을 경우 인버터 출력 전압 V_S 와 전류 i_L 의 시뮬레이션과 실험 파형을 보여주고 있다. 위상이 $\phi=30^\circ$ 일때 각 부하에 대한 전압과 전류 파형으로부터 제안한 제어



(a) 부하 B → 부하 A



(b) 부하 B



(c) 부하 B → 무부하

그림 12 제안한 제어회로 적용 시 V_S, i_L 의 실험 파형
(100V/div., 20A/div., 5us/div.)

Fig. 12 Experimental waveforms of V_S and i_L for the proposed control circuits(100V/div., 20A/div., 5us/div.)

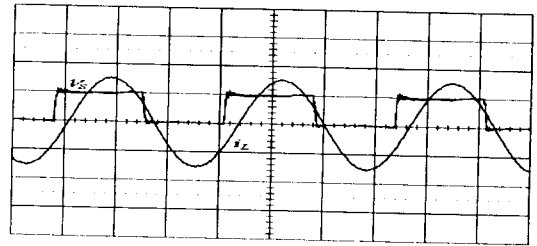
회로가 부하 파라미터 변화에 적응하여 추종 제어함으로써, 인버터 시스템에 안정된 출력특성과 동작특성을 제공함을 확인할 수 있다. 무부하 조건에서는 시스템의 낮은 등가 저항으로 인해 인버터에 큰 전류가 흐르게 되므로, PLL의 최소 주파수를 36kHz로 제한했을 경우를 나타내고 있다.

그림 13는 부하 A, B가 가열 코일의 중앙에서 3cm 정도 이동되었을 경우 출력 전압, 전류의 실험 파형을 각각 그림 13(a), (b)에서 나타내고 있으며, 위치에 따른 부하 파라미터 변화에도 마찬가지로 인버터가 안정된 동작을 수행함을 확인할 수 있다. 그림 14는 위상이 $\phi=60^\circ$ 일 때 각 부하에 대한 출력 전압과 전류 파형을 나타내고 있다.

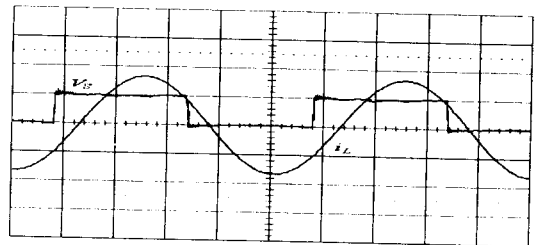
이상과 같은 결과로부터 본 논문에서 제안한 제어회로의 적용은 유도 가열 시스템의 부하로서 특히 부하조건에 따라 민감한 파라미터 변화를 보이는 비자성체 부하의 경우에도 인버터 시스템 동작의 신뢰성을 향상시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 유도 가열용 Half-Bridge 공진형 인버터의



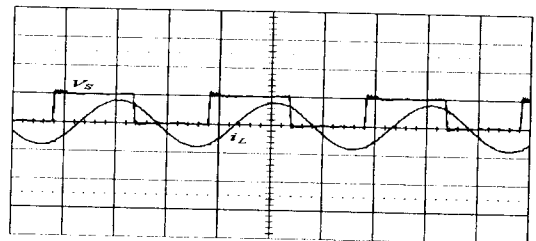
(a) 부하 A



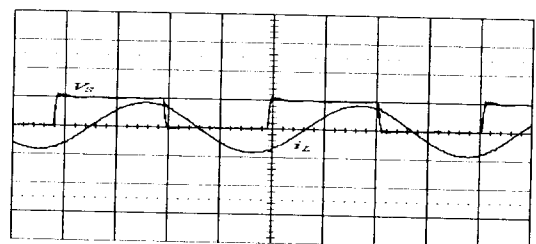
(b) 부하 B

그림 13 부하를 중심에서 3cm 이동 시 V_S, i_L 실험 파형
(100V/div., 20A/div., 5us/div.)

Fig. 13 Experimental waveforms of V_S and i_L for moved loads of 3cm distance(100V/div., 20A/div., 5us/div.)



(a) 부하 A



(b) 부하 B

그림 14 위상 $\phi=60^\circ$ 일 때 V_S, i_L 실험 파형
(100V/div., 20A/div., 5us/div.)

Fig. 14 Experimental waveforms of V_S and i_L for $\phi=60^\circ$
(100V/div., 20A/div., 5us/div.)

성능 및 안정성 향상을 위해 부하 파라미터 변화에 민감하게 동작하는 효과적인 제어회로를 제안하였으며, 전체 인버터 시스템에 대한 동작 원리 및 특성에 대해 살펴보았다. 또한, 정상 상태에서 부하 변동에 따른 인버터 동작 특성을 시뮬레이션과 비자성체 부하에 대한 유도 가열 조리의 실

험을 통해 그 타당성을 입증하였다. 제안한 제어 기법은 위상동기루프(PLL)와 출력 제어회로를 통해 부하에 따른 인버터 동작 주파수를 자동적으로 추종 제어함으로써, 전체 인버터 시스템의 안정적 동작을 보장하며 다음과 같은 장점을 가진다.

- 가열 부하로 자성 및 알루미늄과 같은 비자성체 유도 가열에 효과적으로 적용 가능
- 부하 파라미터 변화나 출력 조절에 관계없이 영전압 스위칭(ZVS)하에서 안정된 출력과 동작 특성을 제공
- 전반적인 인버터 시스템의 간소화
- 출력 조절이 용이

그러므로, 본 논문에서 제안한 제어 기법은 부하의 변동에 민감하게 동작하여 인버터 시스템 동작의 신뢰성을 향상시킬 수 있을 뿐만 아니라, 유도 가열의 다른 응용 분야에도 효과적으로 적용 가능할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] S. Bottari, L. Malesani, and P. Tenti, "High Frequency 200kHz Inverter for Induction Heating Applications", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 308-316, 1985.
- [2] S. Nagai, H. Nagura and M. Nakaoka, "High-Frequency Inverter with Phase-Shifted PWM and Load-Adaptive PFM Control Strategy for Industrial Induction-Heating", IEEE-IAS Conf. Rec., Vol. 3, pp. 2165-2172, 1993.
- [3] A. Okuno, M. Hayashi, "Practical Evaluations of Load-Adaptive High-Frequency Resonant PAM Inverter Using Static Induction Power Transistors for Industrial Induction-Heating Plants", IEEE-IECON Conf. Rec., Vol. 2, pp. 1015-1020, 1993.
- [4] L. Grajales, J. A. Sabate and F. C. Lee, "Design of a 10kW, 500kHz Phase-Shifted Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating", IEEE-IAS Conf. Rec., Vol. 2, pp. 843-849, 1993.
- [5] Mokhtar Kamli, Shigehiro Yamamoto, and Minoru Abe, "A 50-150kHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 1, pp. 163-172, 1996.
- [6] S. P. Wang, M. Nakaoka, "Soft-Switched PWM High-Frequency Load-Resonant Inverter with Power Factor Correction for Induction Heating Cooking Appliance", EPE Conf. Rec., Vol. 2, pp. 244-249, 1997.
- [7] Henry W. Koertzen, Jacobus D. van Wyk, and Jan A. Ferreria, "Design of the Half-Bridge, Series Resonant Converter for Induction Cooking", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 729-735, 1995.
- [8] J. W. Jung, B. K. Lee, "A New Half-Bridge Inverter

Topology with Active Auxiliary Resonant Circuit using Insulated Gate Bipolar Transistors for Induction Heating Applications", IEEE-PESC Conf. Rec., Vol. 2, pp. 1232-1237, 1997.

- [9] M. K. Kazimierzczuk, "Class-D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier", IEE-Proc., Vol. 138, No. 6, pp. 285-296, 1991.
- [10] Ying, Jianping and Heumann, Klemens, "Design and Application of Class E Amplifier", IEEE-IPEC Conf. Rec., pp. 1191-1196, 1995.

저 자 소 개



권 영 섭 (權 寧 燮)

1972년 12월 25일생. 1997년 숭실대 전기공학과 졸업. 1999년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 삼성전자 반도체 총괄 AMLCD사업부 연구원.
Tel : 0331-209-7712
E-mail : intkys@samsung.co.kr



유 상 봉 (庾 相 鳳)

1954년 10월 26일생. 1980년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1979년~1996년 쌍용양회 근무. 1997년~1998년 쌍용엔지니어링 근무. 1999년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 발송배전·건축전기설비·응용·안전·소방 기술사. 현재 용인송담대학 전기설비과 조교수.
Tel : 0335-330-9333
E-mail : sbyoo@dragon.ysc.ac.kr



현 동 석 (玄 東 石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기전자공학과 교수.
Tel : 02-2290-0345
E-mail : dshyun@email.hanyang.ac.kr