

유도가열용 ZCS PWM SEPP 고주파 인버터 (Induction Heating ZCS PWM SEPP High Frequency Inverter)

문상필·권순걸·이종걸*·주석민**·강신출***

[§]경남대학교·STX건설(주)*·창원대학교**·남해전문대학***

[§]mun2630@kyungnam.ac.kr, Tel. 055-249-2835, Fax. 055-249-2839

Abstract

This research presented the new zero-current switching pulse width modulation SEPP(Single Ended Push-Pull)high frequency inverter for solving the problem of the zero-current SEPP high frequency inverter circuit which is using widely in the practical application of an induction heating apparatus, the soft switching operation and power control are impossible when the lowest power supply in the zero-current switching pulse width modulation SEPP high frequency inverter. The inverter circuit which is attempted by on-off operation of a switch has the reduction effect of the power loss due to a soft switching and a high frequency switching. And it confirmed that the power regulation is possible continuously from 0.25[kW] until 2.84[kW] in the case the duty rate(D) changes from 0.08 to 0.3 under zero-current switching operating by a dissymmetry pulse width modulating control and the power conversion efficiency comes true the efficiency of 95[%]. Due to the result above, the ZCS PWM SEPP high frequency inverter will be effective as sources of an induction heating apparatus.

1. 서론

전력시스템의 다양한 기술의 발전에 따라 유도 가열 전원용 고주파 공진 인버터는 단조, 성형, 풀립, 표면경화, 용접, 용해 등의 산업현장에서 폭넓게 응용되고 있다. 물체를 전기적으로 가열하는 방법은 저항 가열, 아크 가열, 빔 가열, 고주파 유도가열이 있다. 그중에서 고주파 유도가열은 쿨링팬, 온탕기, 전저기, 온수기, 밥솥등으로 응용되고 있다. 이러한 응용분야에서 사용되는 고주파 공진 인버터는 효율, 전력밀도와 성능을 개선하기 위하여 소프트 스위칭 방식인 ZVS나 ZCS로 동작시켜 반도체 스위칭소자의 손실을 줄이거나 일정한 주파수 동작, 간단한 제어방식, 빠른 과도응답 뿐만 아니라 EMI노이즈, dv/dt스트레스에 의한 누설전류를 줄이고 있다. 고품질의 유도 가열 전원장치를 구현하기 위한 기술로는 (1)소자기술, 구동, 스너버, 보호기술(2)하드, 소프트, 공진전환스위칭(3)패킹, 냉각 기술(4)EMI /EMC기술(5)제어기술 등을 들수 있다. 새로운 방식의 인버터의 제작방법은 기기의 소형, 경량화, 고기능화, 고효율화를 실현시키기 위한 연구가 진행되고 있다. 본 연구에서는 이러한 기술적 배경으로 새로운 유도 가열용 ZCS PWM SEPP 고주파 인버터를 제작, 설계하여 열 기체를 발생시키는 소형의 간접 유도가열 시스템에 대하여 서술하고자 한다. 그리고 전자 유도 가열 기술의 특징, 유도 가열 부하의 등가 전기 회로 모델과 부하 파라미터의 측정 방법에 관하여 서술하고자 한다. 또한, 기존의 ZVS PWM SEPP 고주파 인버터와 비교하여 소프트 스위칭 동작 영역의 확대와 저전력 영역에서의 고전력변환 효율화를 실현하고자 한다. 이러한 모든 사항의 바탕으로 제시한 인버터 회로의 유도가열(IH) 조리기용으로서의 유효성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 증명하고자 한다.

2. 시도한 유도가열용 고주파 인버터

유도가열(IH : Induction Heating)은 패러데이(Faraday)의 전자유도현상을 이용한 금속의 가열 방법의 일종이다. 금속과 같은 도체에 코일을 감고, 이 코일에 고주파 전류를 흘려주면 패러데이의 의해 밝혀진 전자유도 작용에 의해서 도체의 내부에는 유기 기전력(EMF : Electro Motive Force)이 발생하게 되고, 이 유기기전력에 의해 도체의 내부에는 와전류(Eddy Current)가 발생하게 된다. 도체 내부를 흐르는 와전류는 표면부의 저항에 의해서 와전류 손실이 발생하게 되고 이 손실은 줄(Joule)의 법칙에 의해 열에너지로 변환하게 된다. 그림 1에 나타나는 것처럼 몇 번 감은 코일 속에 금속 막대를 넣어 이 코일에 교번전류(진동전류)를 통했다고 하면 이 금속 막대 속에는 자속이 생긴다.

일반적으로 물을 전기분해 시키기 위해서는 산화되기 어려운 금속판 2개와 전해질(KOH), 순수 물로 구성된 전해조와 전기에너지 공급원인 직류전원을 필요로 한다. 전해질을 사용하는 이유는 순수한 물(H₂O)분자를 분해하기 위해서는 높은 전압을 필요로 하므로 촉매인 전해질(KOH)을 첨가하면 필요한 전압을 크게 줄일 수 있기 때문이다. 그림 1은 물을 전기분해하여 얻어진 혼합수소가스의 특성을 나타낸 것이며, 그림 2는 물의 전기분해를 간단히 설명하기 위해 나타낸 모식도이다.

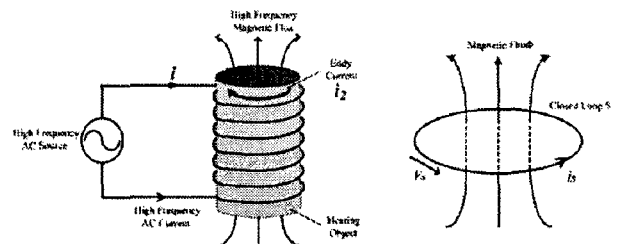


그림 1 고주파 유도가열의 원리

만일 이 금속체가 쇠와 같은 자성체일 것 같으면 그 자속은 전류의 교번(진동)에 대해서 히스테리시스 루프를 그린다. 이 루프가 둘러싸는 면적이 클수록 히스테리시스 손실이 큰

것으로서 이 손실은 Steinenmetz에 의해 실험적으로 구해져 식 (1)과 같은 값으로 된다.

$$P_h = \eta f B_m^{1.6} V [W] \quad (1)$$

단, η : 히스테리시스 상수, f : 주파수[Hz]

B_m : 최대자속밀도[Wb/m²], V : 철심체적[m³]

히스테리시스 η 는 자성체의 재질에 따라 다른 것으로, 통상 (보통)의 변압기의 경우에는 규소강판과 같이 η 가 작은 재질을 선택할 필요가 있으나, 유도 가열의 경우에는 도리어 η 가 큰 편이 가열하기 쉽다. 그러나 피 가열체가 철과 같은 자성체라도 일반적으로 유도가열 때는 피가열체가 변압기처럼 폐자로를 만들지 않는 편(쪽)이 많고, 자속밀도도 (1[Wb/m²]=10,000 가우스)정도로 매우 크므로, 실효 투자율을 작고, η 도 작다. 또, 상용 주파수가 수 10[kHz]이상으로 높아지면, 주파수의 2제곱에 비례해서 증가하는 와전류손 쪽이 훨씬 크게 되므로, 히스테리시스 손은 거의 무시해도 지장 없다. 이러한 도체내에는 전자유도 작용에 의하여 코일내에 있는 금속은 변압기의 2차 권선에 기전력이 발생하는 것과 그림 1과 같이 유도전류가 발생하여 와전류(Eddy Current)가 흐르게 되며, 이 와전류는 그림 2와 같이 금속체의 횡단면 각부에 균일하게 흐르는 것이 아니고, 식 (2)에 표시하는 바와 같이 금속의 표면에 집중적으로 흐르게 되며, 내부로 갈수록 지수 함수적으로 감소한다.

$$I_x = I_0 \epsilon^{-\left(\frac{x}{p}\right)} \epsilon^{\left(\frac{x}{p}\right)} \quad (2)$$

여기서, I_x : 표면에서 중심으로 향해서 x[m]점의 전류의 값 [A], I_0 : 원통형 금속체의 표면의 전류값[A], p : 전류값이 표면의 $1/\epsilon$ 로 감소하는 깊이[m] (ϵ 는 자연대수의 값)

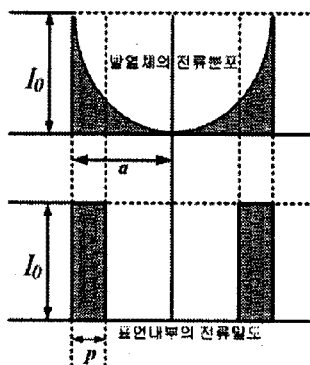


그림 2 와전류의 분포

이 와전류가 임의의 저항을 가진 도체내를 흐르면 그 도체내에 주열이 발생하며, 이것을 와전류 손실(Eddy Current Loss)이라 하며, 식 (3)과 같다.

$$P_e = \frac{8\pi^5 \cdot a^4 \cdot f^2 \cdot \mu_r^2 \cdot n^2 \cdot I^2}{\rho} \times 10^{-14} [W/m] \quad (3)$$

여기서, a : 철심의 반지름[m], f : 주파수[Hz],

μ_r : 재료의 비투자율[H/m], ρ : 저항률[Ω /m],

n : 코일의 턴-수[turn수/m], I : 전류[A]

식 (2)의 p 는 고주파 전류의 침투 깊이라고 해서 식 (4)에 표시하는 바와 같이 재료의 비투자율 μ_r 나 저항률(고유저항) ρ [Ω /m], 주파수 f [Hz]에 의해서 정해지는 것이다.

$$p = \frac{\sqrt{\rho \times 10^7}}{2\pi \sqrt{\mu_r f}} = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} [m] \quad (4)$$

여기서, ρ : 고유저항, f : 주파수, μ_r : 비투자율(보통=1로 함) 식 (4)에서 고유저항 ρ 를 [$\mu\Omega \cdot cm$]단위로 환산하면 식 (5)와 같다.

$$p = 5.033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} [cm] \quad (5)$$

현재 가장 널리 IH 조리기응용에 사용되어지는 ZCS SEPP 고주파 인버터의 회로는 스위치Q1(S1/D1)과 Q2(S2/D2), ZCS 인덕터LS1, 유도 가열(IH)부하, 역률 보상 커패시터CS로 구성되며, 전력 공급 모드 시간이 보조 부분 공진 주기이하로 설정할 수 없기 때문에 최저 전력 공급 모드 시간이 커져 출력이 0.5[kW]이하에서는 소프트 스위칭 동작과 전력 제어가 불가능한 단점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 연구에서는 그림 3과 같이 새로운 ZCS PWM SEPP고주파 인버터를 제시하였다. 제시한 회로는 일반적인 ZCS SEPP 고주파 인버터의 상측 스위치에 병렬로 보조 다이오드Dr와 보조 스위치Q3(S3/D3), 보조 공진 인덕터Lr, 보조 공진 커패시터Cr로 구성되는 액티브 보조 공진 스너버 회로를 추가한 구조이다. 주 스위치S1에 흐르는 전류가 역병렬 다이오드로 강제적으로 흘러 보조 공진 인덕터Lr과 보조 공진 커패시터Cr에 의해 독립적으로 보조 부분 공진을 일으키기 때문에 ZVS & ZCS 턴-오프 동작을 실현한다. 즉, 임의의 시점에서 상측에 주 스위치S1은 ZCS 턴-오프가 가능하기 때문에 인버터 회로는 정주파 비대칭 PWM 제어가 가능하다고 할 수 있다.

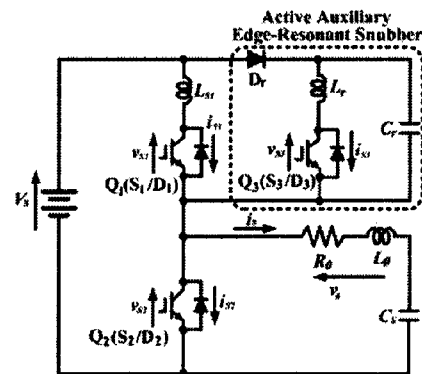


그림 3 시도한 ZCS PWM SEPP 고주파 인버터

시도한 인버터 회로는 그림 4와 같이 비대칭 PWM 게이트 펄스 순서로 IH 부하에 출력된 고주파 교류 전력을 제어하였다. 그림 4에서 알 수 있듯이 한 주기T동안 주 스위치S1의 온 시간(TON1)을 인가하면 전력은 연속적으로 제어되며, 보조 스위치 S3의 온 시간(TON3)을 인가하면 전력은 일정하게 된다. 따라서 본 연구에서는 주 스위치와 보조 스위치를 동시점에서 턴-오프시켜 IH 부하의 전력을 연속적으로 제어하기 위하여 PWM 방식의 전력 제어변수인 듀티율을 식 (6)과 같이 정의하였다.

$$D = \frac{T_{ON1} + T_{ON3}}{T} \quad (6)$$

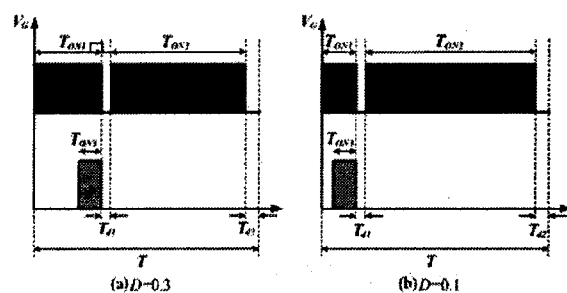


그림 4 일정 주파수 비대칭 PWM 게이트 펄스 순서

3. 시뮬레이션 및 실험결과 고찰

표 1은 시도한 회로의 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로 정수를 나타낸 것이다. 그림 5는 듀티율(D)이 0.3일 때의 각 부 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다.

표 1 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로 정수

직류 입력전압(VDC)	282.8[V]	
스위칭 주파수(fsw)	20[kHz]	
ZCS 인덕터(LS1)	5.6[μH]	
보조 공진 인덕터(Lr)	2.3[μH]	
보조공진 커패시터(Cr)	90[μF]	
역률보상커패시터(CS)	1.0[μF]	
유도가열 (Induction Heating)	부하저항(R0)	1.8[Ω]
	부하인덕터 (LO)	48[μH]

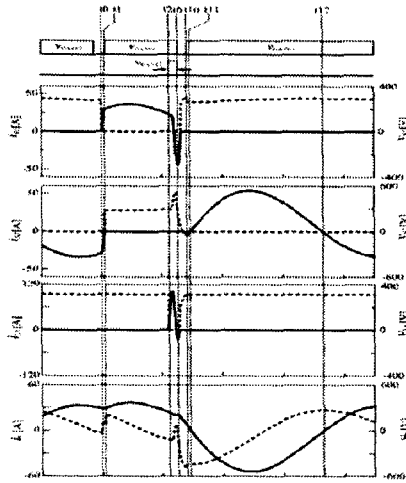
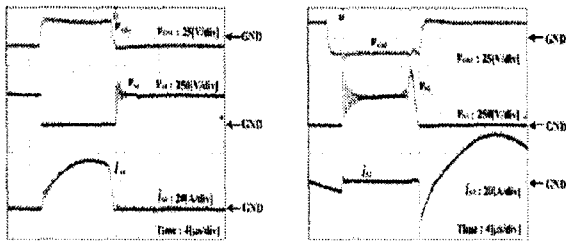


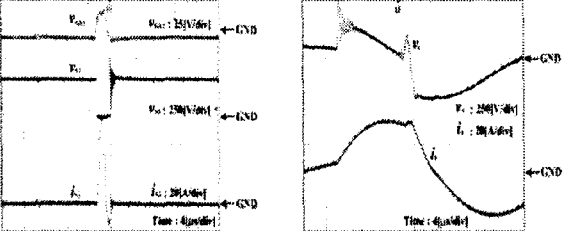
그림 5 시도한 인버터의 각 부 전압과 전류의 시뮬레이션 파형 (D=0.3인 경우)

그림 6은 듀티율의 변화에 따른 시도한 인버터 회로의 각 부 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 7은 시도한 ZCS PWM SEPP 고주파 인버터의 듀티율에 따른 실측 입·출력 전력 특성과 전력변환 효율특성을 나타낸 것이다.



(a) 스위치Q1의 전압과 전류

(b) 스위치Q2의 전압과 전류



(c) 스위치Q3의 전압과 전류 (d) IH 부하의 전압과 전류
그림 6 각부의 전압과 전류 실험파형 (듀티율 (D)=0.3인 경우)

그림 7(a)에서 알 수 있듯이 시도한 고주파 인버터는 비대칭 PWM 제어에 의해 ZCS 동작하에서 듀티율D를 0.08에서 0.3으로 변화시킬 경우에 전력은 0.25[kW]에서 2.84[kW]까지 연속적으로 조절이 가능하다. 그림 7(b)의 전력변환 효율특성을 보면, 최대 전력 2.84 [kW]에서는 95[%]의 고효율이 실현되지만 저전력인 경우에는 효율이 다소 저하되는 것을 확인할 수 있다. 그 이유는 저전력에서는 듀티율과 무관하게 보조 스위치가 일정 동작하기 때문에 액티브 보조 공진스너버 회로의 고정 손실이 시스템 전체의 전력에 비해 커지기 때문이다.

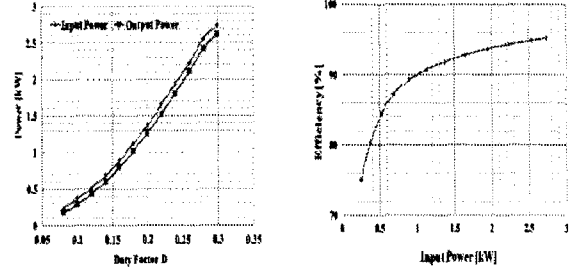


그림 7 듀티율에 따른 실측 입·출력 전력, 효율특성

4. 결론

본 연구에서는 현재 가장 널리 IH 조리기응용에 사용되어 지는 ZCS SEPP 고주파 인버터의 회로에서 발생하는 문제점인 최저 전력공급에서 소프트 스위칭 동작과 전력 제어가 불가능한 문제점을 해결하기 위해서 새로운 ZCS PWM SEPP 고주파 인버터를 제시하여 다음과 같은 결과를 도출하였다.

- (1)스위치의 온-오프동작에 의해서 시도한 인버터 회로는 전 동작 영역에 있어서 소프트 스위칭화와 고주파 스위칭에 의한 전력 손실의 저감 효과를 가지는 것을 확인하였다.
- (2)시도한 고주파 인버터는 비대칭 PWM 제어에 의해 ZCS 동작하에서 듀티율D 0.08 에서 0.3으로 변화시킬 경우에 전력은 0.25[kW]에서 2.84[kW]까지 연속적으로 조절이 가능하다.
- (3)시도한 ZCS PWM SEPP 고주파 인버터의 전력변환 효율특성은 최대 전력 2.84[kW]에서는 95[%]의 고효율이 실현되지만 저전력인 경우에는 효율이 다소 저하되는 것을 확인하였다.
- (4)시도한 고주파 인버터는 액티브 보조 공진스너버 회로만으로 보조 부분 공진 주기를 결정할 수 있기 때문에 최저 전력 공급 모드 시간을 작게 할 수 있다.

참고문헌

- (1) 麻生 眞司, 古越 隆一, “電流共振型(SMZ方式)電源”, サンケン技報, Vol.26, No.1, pp.11~22, 1993
- (2) 横山 伸明, “通信機用共振型スイッチング電源”, サンケン技報, Vol.27, No.1, pp.64~69, 1994
- (3) 通商産業省資源エネルギー廳公益事業部, “家電汎用品高調波抑制對策ガイドライン”, 1999
- (4) H. Oka, H. Fujita, K. Seki, “Composition and Heating Efficiency of Magnetic Wood by Induction Heating”, IEEE transactions on magnetics, Vol.36 No.5/1, 2000
- (5) 신대철, 김용주, 권혁민, “DPH(Dual Packs Heating : 전자유도 가열)시스템의 기술 및 응용”, 전기산업, 제14권, 제7호, pp.25~45, 2003.