

공진형 인버터의 PWM 제어에 관한 연구

유완식(劉完植)*, 조규민(曹圭珉)**

특허청*, 유한대학**

전화 : (02) 2610-0845 / 팩스 : (02) 684-4295

A Study on The PWM Control of Resonant Inverters

Wan Sik You*, Kyu Min Cho**

KIPO*, Yuhan College**

E-mail : mail@drcho.net

Abstract

Usually, in many applications, high frequency resonant inverters are used, and the PAM(Pulse Amplitude Modulation), PFM(Pulse Frequency Modulation) or PWM(Pulse Width Modulation) techniques are used to control the output power of resonant inverters. In this paper, a new switching scheme is proposed as a PWM control method. With the proposed method, it can be obtained that unity output displacement factor under the variable resonant frequency. The detail algorithm of the proposed PWM switching scheme and its characteristics are discussed. And the veridity of the proposed method is confirmed with the experimental results.

1. 서론

유도가열, 전자식 안정기, 초음파모터 구동전원 등 고주파 교류전원이 필요한 요소에 공진형 인버터가 사용된다. 이들 공진형 인버터의 경우, 출력 주파수에 비례하는 스위칭 주파수로 스위칭을 행하기 때문에 스위칭 손실이 전체 시스템의 효율에 큰 영향을 미친다. 따라서 시스템 효율 향상과 스위칭 소자의 스트레스를 줄이기 위하여 하여 ZVS(Zero Voltage Switching),

ZCS(Zero Current Switching) 기법이 이용되고 있으며, 또한 인버터 출력 전압의 고조파 발생을 줄이기 위하여 Phase Shift 스위칭 기법이 적용되고 있다. 그리고, 출력 전력을 제어하는데 있어서는 인버터 출력 주파수를 조정하는 PFM(Pulse Frequency Modulation)을 대부분 적용하고 있다.^[1-4]

한편, 공진형 인버터의 경우 인버터 출력단은 공진을 위하여 삽입한 공진 요소 및 부하로 이루어져 있으므로 부하의 상태에 따라 인버터 출력단의 등가 고유 공진 주파수는 변동을 하게 된다. 결국 고유 공진 주파수가 변화하는 시스템의 전력을 주파수 조정으로써 가장 효율적으로 제어하는 방법은 인버터 출력 주파수를 시스템의 고유 공진 주파수에 추종시키는 방법이 된다. 기존의 PFM의 경우에 있어서는 대부분 시스템의 유, 무효전력을 적절히 제어하는 것으로써 부하의 전력 제어를 수행하므로 경우에 따라서는 매우 나쁜 역률로 시스템을 운전하는 경우도 발생한다. 따라서 역률 저하에 따른 시스템 효율의 저하가 단점으로 지적된다.

본 연구에서는 공진형 인버터의 출력 전력을 효율적으로 제어할 수 있는 PWM 제어에 관한 연구로써, 인버터 출력단의 기본파 역률을 항시 1로 운전시키는 스위칭 방법을 제안하고자 하였다. 부하의 상태에 관계 없이 항시 부하의 기본파 역률을 1로 유지시킴에 따라서 인버터의 스위칭 주파수는 변화하는 시스템의 고유 공진 주파수를 추종하며 운전이 되므로 가장 효

을적인 스위칭 방법이 된다.

본 논문에서는 직렬 공진의 공진형 인버터의 출력단 전압을 항상 공진 전류의 정 중앙부에서 발생시키고 동시에 출력 전압의 PWM 의하여 출력 전력을 제어할 수 있는 알고리즘을 기술하였으며, 출력 전류의 영점을 기준으로 PWM을 행하는 방법에 비교한 특성을 고찰하였다. 그리고 모의 실험 결과 및 실험 결과를 통하여 제안한 방법의 타당성을 검증하고자 하였다.

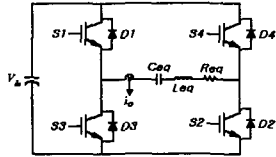


Fig. 1 풀브리지 공진형 인버터 주회로

2. 공진형 인버터의 PWM 제어

그림 1에 풀브리지 공진형 인버터를 RLC로 등가화 된 부하와 함께 나타내었다. 예로써, 유도기열의 경우에는 Work-coil의 인덕턴스와 등가 부하저항은 부하의 위치와 량 및 용융상태에 따라 가변되며, 방전등이나 초음파 전동기 등의 경우에 있어서도 등가 부하저항 및 커패시턴스의 크기가 방전등의 점동 상태 혹은 전동기의 부하 및 온도에 따라서 가변된다. 이와 같이 부하의 제 정수들이 시간에 따라서 변화하기 때문에 시스템의 공진 주파수 또한 변동하게 된다. 따라서 공진형 인버터의 경우 전력 제어와 더불어 출력 주파수에 대한 적응성도 필수적으로 고려해야 한다.

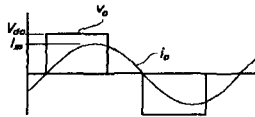


그림 2 전류 영점 기준 PWM 적용 시의 출력파형

그림 2에 출력 전류의 영점에 동기하여 출력 전압을 발생시키는 PWM을 적용한 경우에 대한 출력 전압 및 전류 파형이다. 이 방법의 경우 전류 영점을 검출하여 이를 턴 온 시점으로 결정하기 때문에 구현이 용이하고 출력 주파수의 변동에도 자동적으로 추종이 가능하다는 장점이 있다. 그러나 그림에서 알 수 있듯, 출력 전압의 위상이 전류에 비하여 진상으로 발생되기 때문에 부하는 지상으로 동작되며 따라서 온 듀티가 1이 아닐 경우에는 완전한 공진의 상태로는 동작시킬 수 없다.

그림 2에 나타낸 것과 같이 출력 전압을 PWM하는 경우, 퓨리에 급수를 이용하여 반주기간의 온 듀티 D 에 따른 출력 전압의 실효치 V_o 및 기본파분 V_{o1} 을 구하면 다음과 같다.

$$V_o = V_{dc} \sqrt{D} \quad (1)$$

$$V_{o1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \sin \frac{D}{2} \pi \quad (2)$$

한편, 그림 2에서 알 수 있듯 전압과 전류의 위상차가 존재하게 되며 이에 따른 인버터 출력단의 기본파 역률 DF 는 다음 식으로 주어진다.

$$DF = \cos \frac{1-D}{2} \pi = \sin \frac{D}{2} \pi \quad (3)$$

따라서 공진 부하전류를 완전한 정현파로 가정하는 경우 PWM 온 듀티에 따른 출력전류의 실효치 I_o 및 출력 전력 P_o 는 각각 식 (4)와 식 (5)로 표시된다.

$$I_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi R_{eq}} V_{dc} \sin^2 \frac{D}{2} \pi \quad (4)$$

$$P_o = \frac{8}{\pi^2 R_{eq}} V_{dc}^2 \sin^4 \frac{D}{2} \pi \quad (5)$$

한편 식 (1) - (5)를 이용하여 인버터 출력단의 역률을 구하면 다음과 같다.

$$PF = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{D}\pi} \sin^2 \frac{D}{2} \pi \quad (6)$$

그림 3은 그림 2에 나타낸 PWM 방법에 의한 온 듀티에 따른 출력 전력 및 역률을 도시한 것이다.

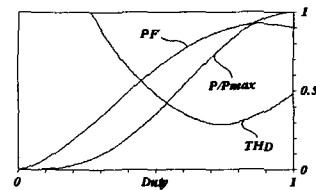


그림 3 온 듀티에 따른 출력 특성 (그림 2의 방법)

이제 본 논문에서 적용하고자 하는 PWM 방법에 대하여 기술하기로 한다.

본 논문에서는 그림 4에 나타낸 것과 같이 인버터 출력전압을 출력전류에 동기시켜 부하의 고유공진 주파수를 추종함과 동시에 PWM을 적용하여 인버터 출력을 제어할 수 있는 알고리즘을 제시하고자 한다. 즉, 그림에 나타낸 것과 같이 출력 전압을 공진 전류의 변화하는 주기의 정 중앙부에서 발생시키고자 하는 것이며 이와 같은 전압, 전류의 관계는 출력 기본파 역률이 1로 유지가 되는 상태이고 이는 곧 현재의 스위칭 주파수가 부하의 고유공진 주파수와 같다는 것을 의미하게 된다. 결국 부하의 변화하는 미지의 고유공진 주파수를 자동으로 추종할 수 있게 된다. 또한, 스

위치 S_1, S_3 은 각각 이들과 역병렬로 접속된 D_1, D_3 가 도통되다가 턴은 되므로 영전압 턴을 이룰 수 있으며, 스위치 S_2 와 S_4 는 이들 소자를 통하여 흐르는 전류의 극성이 절환되어 이들과 역병렬로 접속된 D_2, D_4 를 통하여 흐르게 되므로 영전류 턴오프를 이루게 된다. 따라서 스위칭 손실의 발생도 억제됨을 알 수 있다.

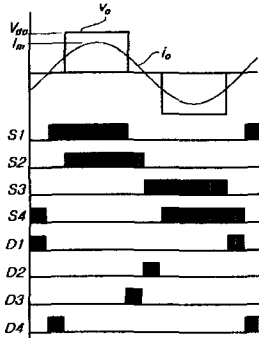


그림 4 출력파형 및 스위칭 소자의 도통기간

이와 같이 출력 전압의 PWM 제어를 행하는 경우에 있어서는 전압과 전류의 위상이 동상이므로 출력 기본파 역률은 1이 되지만 출력 전압이 정현파가 아니므로 출력 역률을 그보다 작다. 식 (7) - 식 (9)은 각각 이 방법에 의한 온 듀티에 따른 출력 전류, 출력 전력 및 출력 역률을 나타낸다.

$$I_o' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi R_{eq}} V_{dc} \sin \frac{D}{2} \pi \quad (7)$$

$$P_o' = \frac{8}{\pi^2 R_{eq}} V_{dc}^2 \sin^2 \frac{D}{2} \pi \quad (8)$$

$$PF' = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{D}\pi} \sin \frac{D}{2} \pi \quad (9)$$

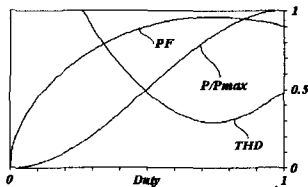


그림 5 온 듀티에 따른 출력 특성 (그림 4의 방법)

그림 5는 그림 3에 나타난 PWM 방법에 의한 온 듀티에 따른 출력 전력 및 역률을 도시한 것이다. 그림 3과 그림 5로부터 본 논문에서 적용하는 PWM 방법이 고역률로 운전이 가능함을 알 수 있으나 이들은 각각 온 듀티에 따른 그래프 이므로 동일 출력에

대한 특성 비교가 필요하다. 그림 6은 동일한 전력을 출력하는 경우에 대한 각 방법의 출력 특성을 비교한 것이다. 본 논문에서 적용하고자 하는 PWM 방법의 경우 50% 2이상의 출력에 대하여 0.9 이상의 고역률을 유지할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 동일한 출력을 하는 경우 출력 전류가 작아도 되므로 이에 따라 전체적인 손실의 감소를 이룰 수 있다.

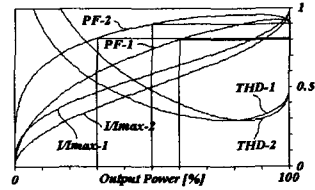


그림 6 동일 출력 대비 특성 비교

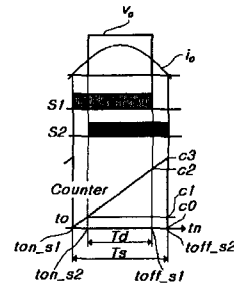


그림 7 스위칭 신호 발생 타이밍 도

3. 제안 PWM 제어 알고리즘의 구현

모든 상황을 이상적인 것으로 가정하고, 그림 7에 나타난 것과 같이 양의 반주기간의 스위칭 신호 발생 타이밍도를 참고하여 스위치 S_1, S_2 의 스위칭 신호를 발생하는 방법을 순차적으로 기술하면 다음과 같다.

- 스위치 S_1 의 턴은 시점 t_{on1} 의 결정

스위치 S_1 은 출력전류가 양으로 절환되는 시점에서 턴은 되어야하므로 영점 비교기로 구성되는 위상 검출기의 신호에 동기시켜 스위치 S_1 의 스위칭 신호용 플립플롭플립플롭을 세트시킨다.

- 스위치 S_2 의 턴은 시점 t_{on2} 의 결정

매 반주기마다 리셋되는 카운터의 최대값을 래치하여 반주기 T_s 를 구하고, 제어기로부터 결정된 출력 전압의 온 듀티에 해당하는 기간 T_d 로부터 스위치 S_2 의 턴은 시점 t_{on2} 은 식 (10)과 같이 계산된다.

$$t_{on2} = \frac{T_s - T_d}{2} \quad (10)$$

이 시점을 오프라인으로 계산하여 패턴 테이블에 기록하여 두고 이 패턴 테이블을 현 전류의 위상에 해당 8하는 카운터의 값으로 읽어 $t_n = t_{on2}$ 인 시점에서 스위치 S_2 의 스위칭 신호용 플립플롭을 세트시킨다.

- 스위치 S_1 의 턴오프 시점 t_{off1} 의 결정

스위치 S_2 의 턴온 시점 t_{on2} 의 결정과 동일한 방법으로 식 (11)을 이용하여 $t_n = t_{off1}$ 인 시점에서 스위치 S_1 의 스위칭 신호용 플립플롭을 리세트시킨다.

$$t_{off1} = \frac{T_s + T_d}{2} \quad (11)$$

- 스위치 S_2 의 턴오프 시점 t_{off2} 의 결정

스위치 S_1 의 턴온 시점 t_{on1} 의 결정때와 동일한 방법으로, 전류의 극성이 양에서 음으로 바뀌는 순간 스위치 S_2 의 스위칭 신호용 플립플롭을 리세트시킨다.

음의 반주기에 있어서도 상기와 동일한 방법으로써 스위치 S_3 , S_4 의 스위칭 신호를 얻어 낼 수 있다.

그림 8은 이상의 알고리즘에 대한 제어 블록도 이다.

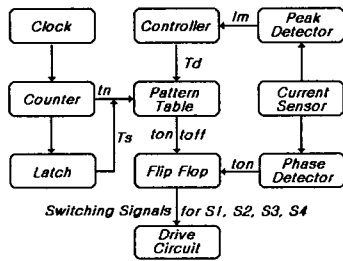


그림 8 제안 PWM 방법의 제어 블록도

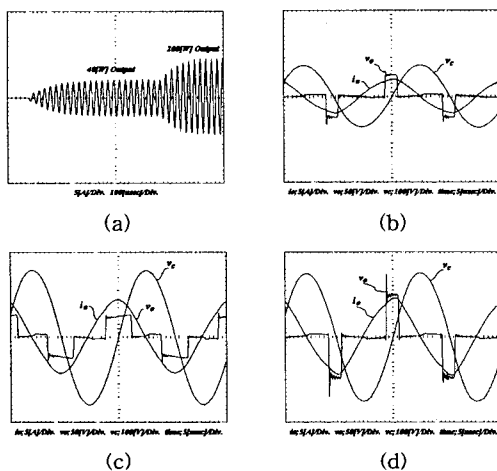


그림 9 실험 결과 파형

4. 실험 결과 및 고찰

그림 9에 본 논문에서 제안한 PWM 제어 알고리즘에 의하여 수행된 실험 결과를 나타내었다. 실험에 적용한 주요 정수는 직류링크 전압 50V, 부하 인덕턴스 0.177mH, 공진 커패시턴스 0.1 μF, 등가 부하저항 5 Ω이며 이 경우 부하의 고유공진 주파수는 약 38kHz이다. 먼저 그림 9의 (a)는 40W 출력으로의 기동 및 200W 출력으로의 과도 상태 출력 전류 파형이며 그림 (b)와 그림 9 (c)은 각각 40W 및 200W 출력 정상상태의 출력 전압 및 전류 파형이다. 그림 9의 (d)는 직류링크 전압을 100V로 200W 출력하는 경우의 출력 전압 전류 파형이다. 어느 경우에서든 듀티 변화에 의하여 출력 전력이 잘 제어됨과 동시에 기본과 역률이 1로 유지되고 있음을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 출력 전압을 PWM함과 동시에 인버터 출력단의 기본과 역률을 항상 1로 제어하여 줌에 의하여 부하 상태에 따라서 가변되는 고유 공진 주파수를 추종시키는 공진형 PWM 제어에 관하여 기술하였다. 본 논문에서 적용한 방법의 경우 기존의 다른 PWM 방법에 비하여 그 특성이 우수함을 이론적으로 검토하였으며, 실험 결과를 통하여 제안한 구현 알고리즘이 잘 적용됨을 확인하였다.

참고문헌

- [1] J.M. Alonso, M.Rico, C.Blanco and E. Lopez, "A Novel Low-Loss Clamped-Mode LCC Resonant Inverter for HID Lamp Supply", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 736-742, 1995
- [2] 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.
- [3] S. Furuya et al., Load-Adaptive Frequency Transferring Control Implementation of Two-Phase Resonant Inverter for Ultrasonic Motor", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 3, pp. 542-550, July 1992.
- [4] 권영섭 외, "유도 가열 시스템의 성능과 안정성 향상에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 48-A권 8호, pp. 417-425