

論文2001-38SC-1-6

공진형 인버터의 PWM 제어에 관한 연구

(A Study on The PWM Control of Resonant Inverters)

申 載 華*, 曹 圭 珉**, 金 榮 石*

(Jae-hwa Shin, Kyu-min Cho, and Young-seok Kim)

요 약

전력전자의 많은 응용분야에서 고주파 공진형 인버터가 이용되며, 이들 공진형 인버터의 출력 전력을 제어하기 위하여는 PAM(Pulse Amplitude Modulation), PFM(Pulse Frequency Modulation) 혹은 PWM(Pulse Width Modulation) 기법들이 이용된다. 그리고 이들 공진형 인버터는 변화하는 부하 상태에서도 신뢰성 있게 동작하기 위하여 출력주파수를 제어하여야 한다. 본 논문에서는 공진형 인버터의 PWM 제어의 일환으로써 새로운 스위칭 방법을 제안하였다. 제안한 방법에 의하면, 변화하는 공진 주파수하에서도 최적의 공진 주파수와 출력 기본파 역률 1을 달성할 수 있다. 제안한 PWM 스위칭 방법의 상세한 알고리즘 및 출력특성을 기술하였다. 그리고 실험 결과를 통하여 제안한 방법의 타당성을 확인하였다.

Abstract

In many applications of power electronics, 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. And the resonant inverters have to control the output frequency for the reliable operation under the variable load conditions. In this paper, a new switching scheme is proposed as a PWM control of resonant inverters. With the proposed method, it can be obtained that optimum resonant frequency and unity output displacement factor under the variable resonant frequency adaptively. The detail algorithm of the proposed PWM switching scheme and its output characteristics are discussed. And the veridity of the proposed method is confirmed with the experimental results.

I. 서 론

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 PAM(Pulse Amplitude Modulation), PWM(Pulse Width Modulation) 혹은 인버터 출력 주파수를 조정하는 PFM(Pulse Frequency Modulation)을 적용하고 있다. 한편, 공진형 인버터의 경우 인버터 출력단은 공진을 위하여 삼입한 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 조정으로

* 正會員, 仁荷大學校 電氣工學科
(Dept. of Electrical Eng., Inha University)

** 正會員, 柳韓大學 情報通信科
(Dept. of Information & Communications, Yuhan College)

接受日字:2000年8月4日, 수정완료일:2000年12月18日

써 가장 효율적으로 제어하는 방법은 인버터 출력 주파수를 시스템의 고유 공진 주파수에 추종시키는 방법이 된다. 현재 가장 많이 적용하고 있는 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.^[1-5]

본 연구에서는 PWM 제어에 의하여 공진형 인버터의 동작 주파수가 변화하는 부하의 상태에 대응하여 부하의 고유공진주파수를 추종할 수 있는 스위칭 방법을 제안하였다. 제안하는 스위칭 방법은 출력전압의 PWM에 의하여 공진형 인버터의 출력단 기본파 역률을 1로 운전시켜 부하의 상태가 변하여도 항상 부하의 고유 공진주파수를 추종하게 되는 스위칭 방법이다. 따라서 기존의 어떠한 출력 제어 방식 보다도 효율적으로 출력전력을 제어하는 것이 가능하다.

본 논문에서는 제안하는 공진형 인버터의 PWM 제어 방법의 구체적인 알고리즘 및 운전특성을 유사 PWM 방식에 비교하여 기술하였다. 또한 제안하는 방식으로 동작이 가능한 새로운 반브리지 공진형 인버터 주 회로를 제안하였으며, 모의실험 결과 및 풀브리지 공진형 인버터에 적용한 실험결과로써 제안한 방법의 타당성을 검증하였다.

II. 공진주파수 추종 제어원리 및 PWM 출력 특성

그림 1에 풀브리지 공진형 인버터를 RLC로 등가화된 부하와 함께 나타내었다. 예로써, 유도가열의 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 점등 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. 본 논문에서는 그림 2에 나타낸 것과 같이 출력전압을 항상 출력 전류에 동기시켜 부하의 고유공진 주파수를 추종함과 동시에 PWM을 적용하여 인버터 출력을 제어할 수 있

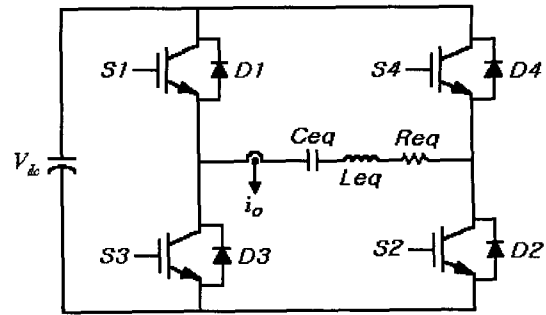


그림 1. 풀브리지 공진형 인버터 주회로

Fig. 1. Main circuit diagram of the full bridge resonant inverter.

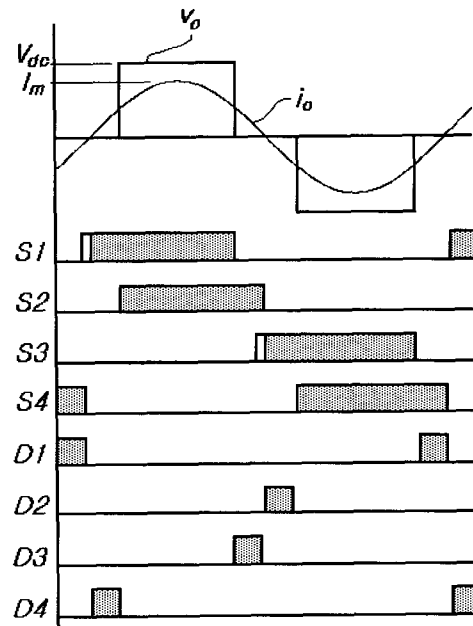


그림 2. 출력 전압, 전류파형 및 스위치의 도통상태

Fig. 2. Output voltage, current waveforms and conduction configurations of switching devices.

는 알고리즘을 제시한다. 소요 출력 전력에 따라 출력 전압의 PWM 듀티를 가변시키되 출력전류의 위상을 실시간으로 검출하여 출력전압이 전류의 정 중앙부에 발생되도록 제어를 행하면, 출력단의 기본파 역률이 1로 제어되고, 기본파 역률이 1인 상태로 제어된 인버터의 스위칭 주파수가 부하의 고유공진 주파수와 동일하게 된다는 것이 본 논문에서 제안하는 공진 주파수 추종 제어의 원리이다.

그리고, 그림 2와 같이 스위칭을 행하면 스위치 S_1 , S_3 은 각각 이들과 역병렬로 접속된 D_1 , D_3 가 도통되

다가 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.

한편, 출력 전류의 반 주기를 샘플링 구간 T_s 라 하고, 듀티에 해당하는 반주기간의 전압 출력 구간을 T_d 이라 하면 PWM 듀티 D 는 식 (1)로 표시된다.

$$D = \frac{T_d}{T_s} \quad (1)$$

출력전압을 푸리에 급수로 전개하여 출력전압의 실효치와 이의 기본파분을 구하면 다음과 같다.

$$V_o = V_{dc} \sqrt{D} \quad (2)$$

$$V_{o1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \sin \frac{D}{2} \pi \quad (3)$$

이 때, V_{dc} 는 인버터의 직류단 전압이다

또한, 공진부하의 출력전류 i_o 를 정현파로 가정하는 경우 PWM 듀티에 따른 출력전류의 실효치 I_o 및 출력 전력 P_o 는 각각 식 (4)와 식 (5)로 표시된다.

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

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

출력의 기본파 역률은 1로 제어되지만, 전압파형이 구형파 이므로 이를 고려한 종합역률은 1보다 작을 수밖에 없다. 식 (2)~(5)를 이용하여 인버터 출력단의 종합역률 및 고조파 함유율 구하면 다음과 같다.

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

$$THD = \sqrt{\frac{D\pi^2}{4(1 - \cos D\pi)} - 1} \quad (7)$$

그림 3은 제안한 PWM 방법에 의한 출력 특성을 나타내는 것으로 PWM 듀티에 따른 출력전력 및 역률과 함께 출력전압의 THD를 도시한 것이다. 0.5 이상의 듀티에 대하여는 매우 높은 역률을 가짐을 알 수 있다. 부하의 공진 양호도가 크지 않을 경우 출력전압에 고조파가 많이 포함되면 출력 전류파형에 왜형을 일으키게 되므로 공진 양호도가 크지 않은 부하에 대하여는 출력을 다소 감소시키더라도 최고 역률점 즉 최저

THD점에서 인버터를 구동하는 것도 필요할 것으로 판단된다.

출력특성을 타 방식과 비교하기 위하여 그림 4에 도시한 것과 같이 출력전류의 0점을 기준으로 PWM하는 방식에 대한 출력특성을 그림 5에 나타내었다.^[1] 그림 5에서 최고 역률점과 최저 THD점이 일치하지 않음을 볼 수 있는데, 이는 그림 4에 도시한 방식은 출력 기본파 역률이 듀티에 따라 가변되기 때문이다.

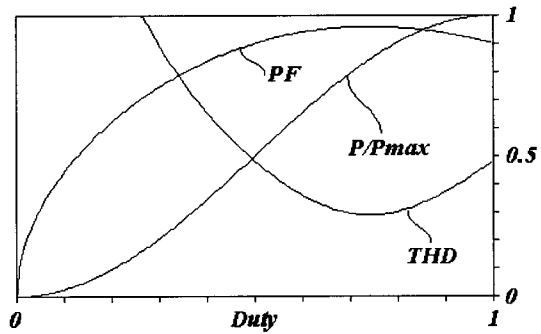


그림 3. PWM 듀티에 따른 출력 특성

Fig. 3. Output characteristics according to the PWM duty.

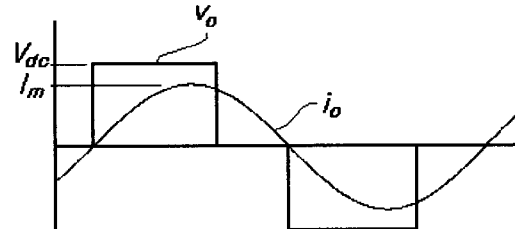


그림 4. 전류 0점 기준 PWM 방식의 출력파형

Fig. 4. Output waveforms of zero current referred PWM method.

그림 3과 그림 5는 PWM 듀티에 따른 특성이므로 보다 명확한 특성 비교를 위하여 두 방식의 동일출력에 대비한 출력특성을 그림 6에 나타내었다. 그림 6에서, 그림 3의 방식은 첨자 1로 제안한 방식의 경우에는 첨자 2로 구분을 하였고, 출력전류의 크기도 최대출력시의 전류값으로 단위화하여 함께 도시하였다. 제안한 방식의 경우 50% 이상의 출력에서 90% 이상의 역률을 유지할 수 있고 30% 이상의 출력에서도 80% 이상의 역률을 유지할 수 있음을 확인할 수 있다. 이에 비하여 그림 4에 도시한 방식의 경우에는 80% 이상의 역률을 갖기 위하여는 60% 이상을 출력하여야 함을 알 수 있다. 그리고 출력전압의 고조파 함유율에 있어

서도 전반적으로 제안한 방식이 유리함을 알 수 있다. 전반적으로 높은 역률을 유지할 수 있으므로 결국 보다 작은 전류로도 동일 출력을 내는 것이므로 의한 효율 향상 효과도 클 것으로 판단된다.

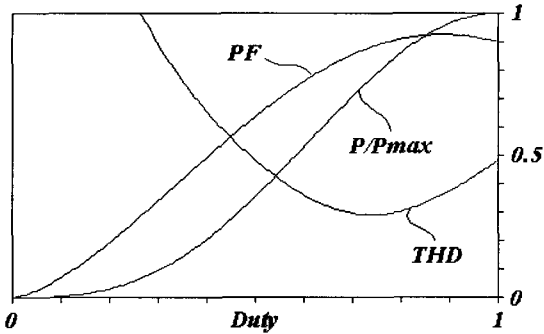


그림 5. 그림 4 방식에 의한 출력 특성
Fig. 5. Output characteristics of the presented in fig. 4.

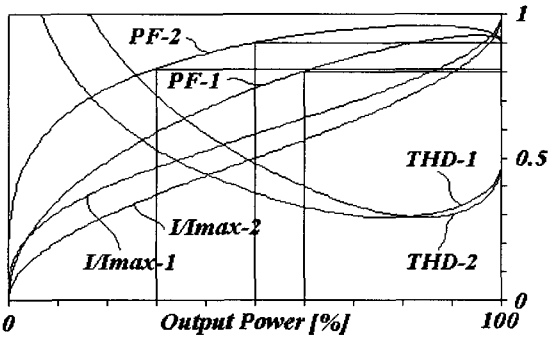


그림 6. 출력 전력에 따른 출력특성 비교
Fig. 6. Comparison of output characteristics according to the output power.

III. 새로운 반 브리지 공진형 인버터

전술한 공진 주파수 추종 제어를 일반적인 형태의 반브리지 인버터에 적용하는 것은 불가능하다. 기존의 일반적인 형태의 반브리지 인버터의 경우에는 부하전류 모드를 구성할 수 없기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 제안한 제어 방법의 적용이 가능하도록 부하전류를 제공하는 스위칭 소자를 부가한 새로운 반 브리지 공진형 인버터의 주회로를 제안한다.

그림 7과 그림 8에 제안하는 새로운 반 브리지 공진형 인버터 주회로와 이의 동작 상태를 나타내었다. 기존의 반 브리지 인버터의 회로에 부하 환류모드를 제공하는 두 개의 스위치 S_3, S_4 를 부가한 것이다. 그림

8에 나타난 바와 같이, 부하전류가 양인 경우에는 스위치 S_3 를 이용하여 환류시키고 부하전류가 음인 경우에는 스위치 S_4 를 이용하여 환류시키면 풀 브리지 인버터와 동일한 출력 특성을 얻을 수 있다. 직류전압 두 개를 사용해야 한다는 점에서는 풀 브리지 회로보다 불리하며, 소요 스위칭 소자의 수에 있어서는 기존의 반 브리지 회로보다 불리하다. 그러나 각 모드에서 통전되는 소자는 반 브리지 회로의 경우와 마찬가지로 항상 한 소자씩으로 운전이 되며, 출력 특성을 풀 브리지와 동일하게 유지시킬 수 있으므로 유도기열 등 대용량 공진형 인버터의 경우에는 본 논문에서 제안하는 반 브리지 공진형 인버터를 적용하면 큰 효율 상승을 얻을 수 있을 것으로 판단된다.

그림 7에서, 다이오드 D_1, D_2 는 정상적인 회로 동작 상태에서는 필요가 없으나, 스위치 S_3, S_4 의 턴 온이

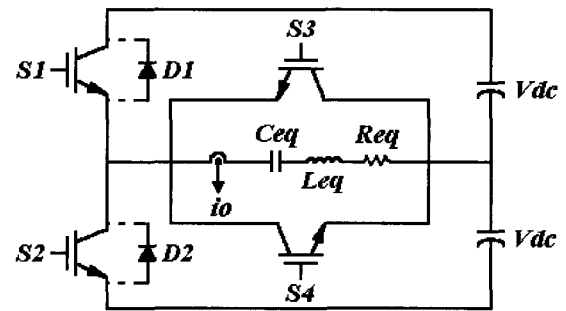


그림 7. 새로운 반브리지 공진형 인버터 주회로
Fig. 7. A new main circuit configurations of half bridge resonant inverter.

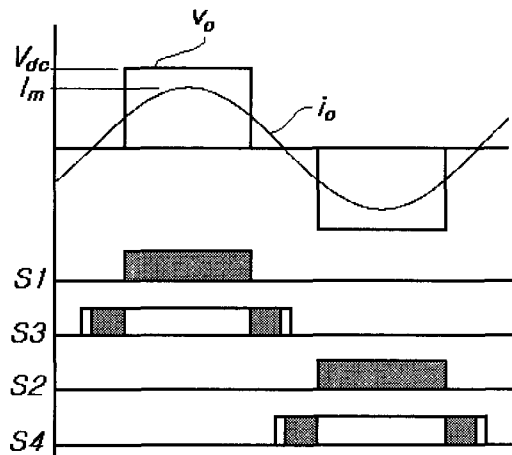


그림 8. 제안한 반 브리지 공진형 인버터의 동작 상태
Fig. 8. Operating configurations of the proposed half bridge resonant inverter.

스위치 S_1, S_2 의 턴 오프보다 빨리 이루어지지 않는 경우 등의 비정상 동작 시 스위치 S_1, S_2 를 보호하는 역할을 하게 되므로 다이오드 D_1, D_2 를 삽입하는 것이 회로의 안정성 측면에 있어서 유리할 것으로 판단된다.

한편, 그림 8에 나타낸 바와 같이 S_3, S_4 의 스위칭 신호는 도통모드와 관계 없이 전류의 극성에 따라서 동작을 시키면 되고, 전류 극성 전환시 단속 방식을 위하여 음, 양전류의 각 반주기보다 조금 긴 스위칭 신호를 인가하는 것이 유리할 것으로 판단된다. 그러나 PWM 듀티가 1에 가까워 질 경우 스위치 S_1, S_2 의 턴 온과 만나게 되면 전원의 단락이 발생되므로 이를 방지하도록 하여야 한다.

IV. 스위칭 신호 발생 알고리즘

모든 상황을 이상적인 것으로 가정하고, 카운터와 패턴 메모리 등을 이용한 디지털 제어기에 의하여 본 논문에서 제안한 방법을 풀 브리지 공진형 인버터로 구현하는 경우로써, 그림 9에 나타낸 바와 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 턴온 시점 t_{ons1} 의 결정

스위치 S_1 은 출력전류가 양으로 전환되는 시점에서 턴온 되어야하므로 영점 비교기로 구성되는 위상 검출기의 신호에 동기시켜 스위치 S_1 의 스위칭 신호용 플

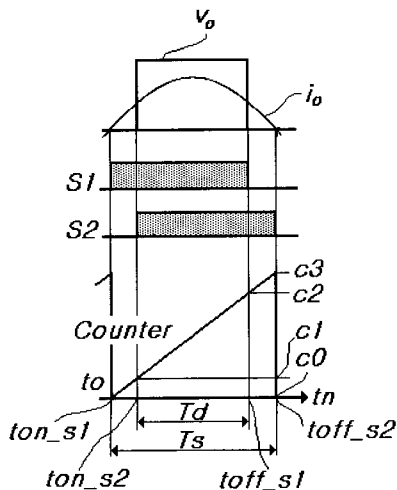


그림 9. 스위칭 신호 발생 타이밍도
Fig. 9. Timing diagram of switching signal generation.

립플플립플롭을 세트시킨다.

- 스위치 S_2 의 턴온 시점 t_{on2} 의 결정

매 반주기마다 리세트되는 카운터의 최대값을 래치 하여 반주기 T_s 를 구하고, 제어기로부터 결정된 출력 전압의 온 듀티에 해당하는 기간 T_d 로부터 스위치 S_2 의 턴온 시점 t_{on2} 은 식 (8)과 같이 계산된다.

$$t_{on2} = \frac{T_s - T_d}{2} \quad (8)$$

이 시점을 오프라인으로 계산하여 패턴 테이블에 기록 하여 두고 이 패턴 테이블을 현 전류의 위상에 해당하는 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 (9)을 이용하여 $t_n = t_{off1}$ 인 시점에서 스위치 S_1 의 스위칭 신호용 플립플롭을 리세트시킨다.

$$t_{off1} = \frac{T_s + T_d}{2} \quad (9)$$

- 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.

이상은 본 논문에서 제안하는 알고리즘의 원리를 이해하기 편하게 기술한 것으로, 실제에 있어서는 플립플롭을 사용하지 않고, 전류의 위상, 온 듀티에 따른 소자의 온/오프 스위칭 신호자체를 패턴 메모리에 기록해 두었다가 이를 그대로 출력하면 된다. 이에 대한 제어 블록도 및 하드웨어 회로 일례를 그림 10과 그림 11에 각각 나타내었다.

그림 10에는 전력제어를 위하여 필요한 전류크기 검출부 및 이의 크기에 따라 PWM 듀티를 결정하는 제어기 부분이 포함되어 있다. 이는 인버터 출력을 소정의 전력으로 제어하고자 하는 경우이며, 시스템의 최종 제어대상이 전력이 아닐 경우에 있어서는 이 최종 제어대상을 제어하는 보상기의 출력으로써 듀티를 가변하면 소정의 제어 목표를 달성할 수 있다. 일례로 유도

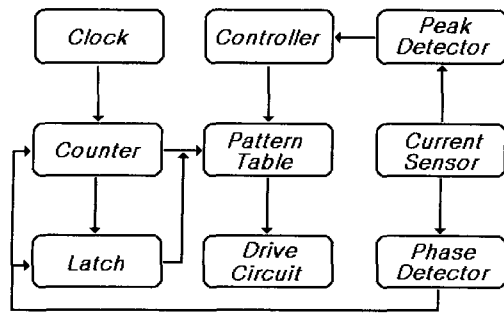


그림 10. 제안 방법의 제어 블록도

Fig. 10. Control block diagram of the proposed method.

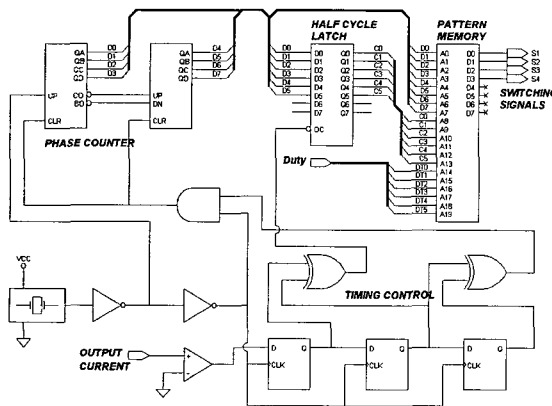


그림 11. 제어회로 일례

Fig. 11. An example of the control circuit.

가열의 경우, 가열로의 온도를 제어하는 경우라면 온도 제어 보상기의 출력에 비례하는 듀티를 적용하면 이에 따라 인버터 출력 전력이 가감되어 가열로의 온도를 제어할 수 있다. 또한 초음파 전동기의 구동에 응용하는 경우라면, 전동기 속도 보상기의 출력으로써 듀티를 가변하여 전동기 입력단의 전압을 가감시킴으로써 전동기 속도 제어를 가능하게 할 수 있다. 특히 초음파 전동기의 경우 인버터의 스위칭 주파수와 초음파 전동기의 공진 주파수와와의 오차가 수 % 이내에서만 동작이 가능하며 초음파 전동기의 효율이 동작 주파수에 상당히 민감하기 때문에 본 논문에서 제안하는 스위칭 방법을 적용하여 전압제어를 행하면, 초음파 전동기 구동에 있어 위상차 제어나 주파수 제어를 행하는 경우에 비하여 상당한 효율 향상을 꾀할 수 있을 것으로 기대된다.

그리고 그림 11은 본 연구에서 실제 실험에 적용한 회로로, 전류의 위상을 검출하기 위한 카운터와 반주기 검출을 위한 래치 및 패턴 메모리로 구성되며 이들을

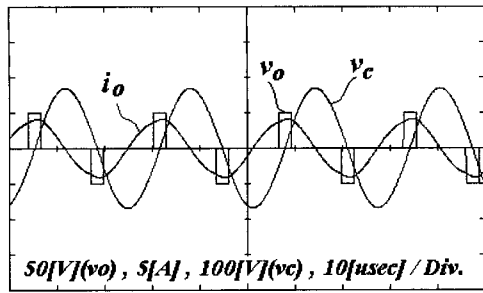
제어하는 타이밍 제어회로가 부가되어 있다. 전류의 반주기 및 PWM 듀티에 따라 현재 전류위상에 의하여 스위칭 신호 패턴 메모리를 스캐닝하도록 된 것이다. 실제 구현은 전류극성 판단을 위한 비교기 1개와 2000개의 비트의 FPGA 1개, 8M ROM 1개로 구현이 가능하다. 또한 반주기당 8bit의 정도를 갖도록 설계되었고, 패턴 테이블은 제어회로 및 구동회로의 지연 요소 및 스위칭 소자의 온오프 지연시간 등을 고려하여 프로그램 하였으며, 그림 2에 도시한 바와 같이 확실한 영전류 턴온을 위하여 스위치 S_1, S_2 의 스위칭 신호의 경우 전류 0점보다 일정시간 앞서서 인가되도록 프로그램 하였다.

이와 같이 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 전류 위상을 검출하기 위한 비교기를 제외하면 모든 제어회로가 디지털회로로 구현될 수 있으므로 종래의 PLL등을 이용한 아날로그 방식으로 제어를 구성하는 경우보다 신뢰성 있는 동작이 기대되며, 고속의 프로세서를 사용하지 않아도 되므로 경제적으로도 저가 구현이 가능하다. 한편, 본 논문에서 제안한 새로운 반 브리지 공진형 인버터의 경우에도 패턴 메모리의 프로그램만 바꿈으로써 그 구현이 동일하게 이루어 질 수 있다.

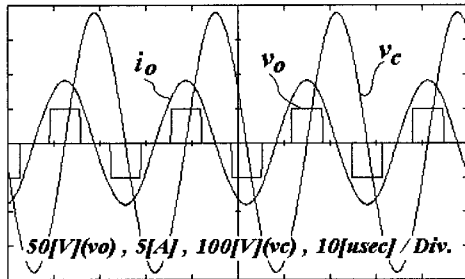
V. 컴퓨터 모의실험 및 실험결과

컴퓨터 모의실험 및 실험에 적용한 주요 정수는 직류링크 전압 25/50/100[V], 부하 인덕턴스 0.177[mH], 공진 커패시턴스 0.1[μ F], 등가 부하저항 5[Ω]이며 이 경우 부하의 고유공진 주파수는 약 38kHz이다.

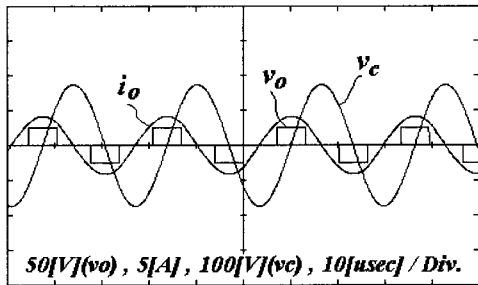
그림 12에 모의실험 결과를 나타내었다. 그림 12의 (a)와 그림 12의 (b)는 직류링크 전압을 50[V]로 설정하여 각각 40[W]와 200[W]를 출력하는 경우의 모의실험 결과로 출력전압, 전류파형 및 공진 커패시터의 전압파형을 보여주는 것이다. 40[W] 출력의 경우 PWM 듀티가 작아 출력 전압에 고조파가 많이 함유된 이유로 전류파형이 다소의 왜형을 일으키고 있음을 알 수 있으나 PWM 듀티가 약 50[%]인 200[W] 출력의 경우에는 거의 완전한 정현파로 유지됨을 확인할 수 있다. 그림 12의 (c)는 직류링크 전압을 25[V]로 하여 40[W]를 출력하는 경우로 그림 12의 (a)에 비하여 직류링크 전압이 반이므로 동일 출력을 위하여 PWM 듀티가 약 두배로 증가되어 전력이 잘 제어되고 있음과 전류파형 또한 듀티 증가로 인하여 정현파형으로 유지되고 있음을 알 수 있다. 이와는 반대로 그림 12의 (d)



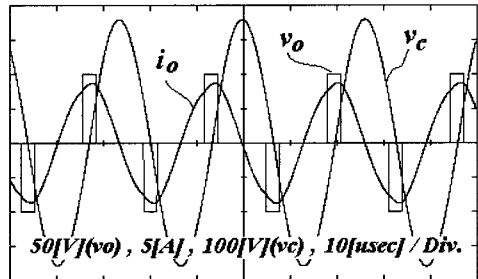
(a) 40[W] 출력 시 ($V_{dc}=50[V]$)
(a) In case of 40[W] output with 50[V] Vdc



(b) 200[W] 출력 시 ($V_{dc}=50[V]$)
(b) In case of 200[W] output with 50[V] Vdc



(c) 40[W] 출력 시 ($V_{dc}=25[V]$)
(c) In case of 40[W] output with 25[V] Vdc



(d) 200[W] 출력 시 ($V_{dc}=100[V]$)
(d) In case of 200[W] output with 100[V] Vdc

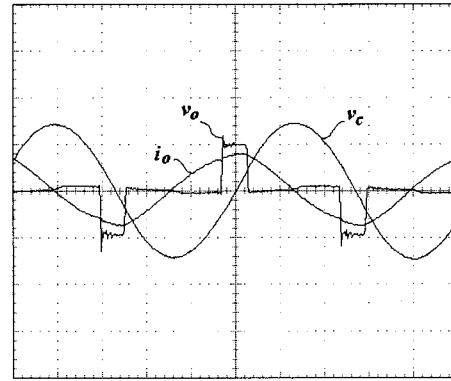
그림 12. 모의실험 결과

Fig. 12. Simulations results.

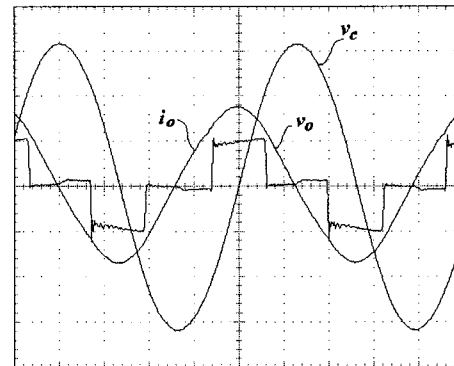
는 직류링크 전압을 100[V]로 하여 200[W]를 출력하는 경우로 전력제어는 이루어지고 있지만 그림 12의

(a)에서의 같이 PWM 듀티가 작아 출력전압의 고조파 성분 증가에 따른 전류파형의 왜형을 볼 수 있다.

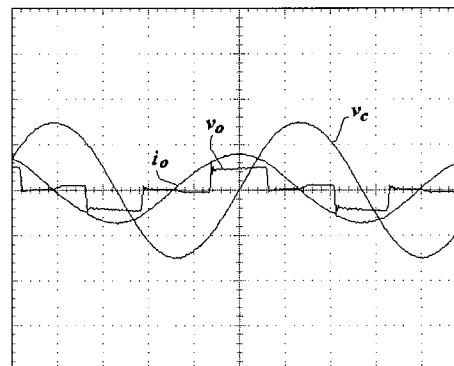
다음은 실험결과를 살펴보기로 한다. 실험은 풀브리 지 공진형 인버터로 수행되었으며 그림 12의 모의실험



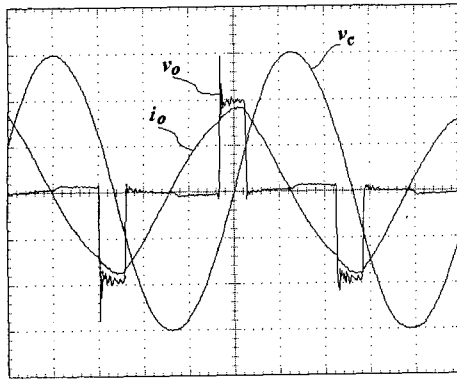
(a) 40[W] 출력 시 ($V_{dc}=50[V]$)
(a) In case of 40[W] output with 50[V] Vdc



(b) 200[W] 출력 시 ($V_{dc}=50[V]$)
(b) In case of 200[W] output with 50[V] Vdc



(c) 40[W] 출력 시 ($V_{dc}=25[V]$)
(c) In case of 40[W] output with 25[V] Vdc



$i_o: 5[A]/Div$, $v_o: 50[V]/Div$, $v_c: 100[V]/Div$, $time: 5[\mu sec]/Div$.

(d) 200[W] 출력 시 ($V_{dc}=100[V]$)

(d) In case of 200[W] output with 100[V] Vdc

그림 13. 실험 결과

Fig. 13. Experimental results.

과 동일한 조건에서 수행하였다. 출력전압에 주회로 스위칭 소자들의 전압강하성분이 보이는 것을 제외하면 모든 상황이 모의실험과 동일함을 알 수 있다. 또한 이론적인 부하의 고유공진 주파수는 약 38[kHz]이나 실제 실험 중에는 출력에 따라 약 37[kHz]에서 39[kHz] 사이에서 변동이 있었다. 그러나 공진 주파수에 변동이 있어도 출력전압과 전류의 위상이 동상으로 제어되어 변동하는 공진주파수를 추종하고 있음을 확인할 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 부하의 상태에 관계없이 부하의 고유공진주파수를 적응적으로 추종할 수 있는 공진형 인버터의 PWM 방법을 제안하였다. 또한 본 방식을 적용할 수 있는 새로운 반 브리지 공진형 인버터 주회로를 제안하였다. 제안한 PWM 방식의 출력 특성 및 제어 알고리즘을 기술하였으며, 컴퓨터 모의실험 및 실험결과로써 제안한 방법의 타당성을 입증하였다. 실험실 여건상 효율측정 실험을 수행하지는 못하였지만, 제안한 방법에 의하면 인버터 출력단의 기본과 역을 항상 1

로 유지시키며 PWM에 의하여 출력전력을 제어하게 되므로 여타의 공진형 인버터의 출력제어 방식에 비교하여 가장 효율적인 제어 방법이 됨을 유추할 수 있다. 실험은 풀브리지 공진형 인버터의해서만 수행되었으나, 본 논문에서 제안한 반 브리지 공진형 인버터에 의해서도 동일한 특성을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 추후 연구과제로서 본 논문에서 제안된 새로운 반 브리지 공진형 인버터를 대용량 유도가열용 전원으로 적용하는 연구를 수행할 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] J. M. Alonso et al., "A Novel Low-Loss Clamped-Mode LCC Resonant Inverter for HID Lamp Supply", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 736-742, 1995.
- [2] L. Grajales et al., "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 Tracking 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] S. P. Wang et al., "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.
- [5] 권영섭 외, "유도 가열 시스템의 성능과 안정성 향상에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 48-B권 8호, pp. 417-425, 1999
- [6] 조규민 외, "공진형 인버터의 효율 향상에 관한 연구", 대한전기학회 추계학술대회논문집 A권, pp. 409-411, 1999

저 자 소 개

申載華(正會員)

1949년 12월 4일생. 1975년 인하대 전기공학과 졸업. 1982년 인하대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 인하대학교 대학원 전기공학과 박사과정. 1975년~현재 인천전문대학 전기과 교수

曹圭珉(正會員) 第37卷 SC編 第3號 參照

현재 유한대학 정보통신과 조교수

金榮石(正會員) 第35卷 S編 第9號 參照

현재 인하대학교 전기공학과 교수

論文誌投稿規定

1. 論文投稿은 會員에 限함을 原則으로 한다.
2. 論文은 電子工學에 關한 分野의 獨創的인 研究結果로서 國內外 刊行物에 發表되지 아니한 것으로 한다.
3. 原稿採擇與否는 所定の 審査過程을 거쳐 編輯委員會에서 決定하되 원고의 부분적 修正 또는 補完을 要求할 수 있다.
4. 原稿는 수시로 接受하며 原稿의 接受日은 그 原稿가 學會에 到着된 日자로 한다.
5. 原稿는 國·漢文으로 作成하되 필요한 경우 英文用語를 使用할 수 있다.(단, 논문제목, 저자성명, 저주소속기관, 요약 및 그림과 표의 설명은 英文을 併記해야 한다.)
6. 英文은 문장의 첫 字만 大文字로 표기하고 나머지는 小文字로 표기한다.(단, 고유명사의 경우는 예외)
7. 英文 姓名은 이름을 먼저 쓰고 姓은 뒤로 쓴다.
(예: Bum Ho Lee and Keh Kun Choi)
8. 가. 原稿는 워드프로세서를 使用하고 A4 用紙에 그림과 표를 包含하여 12枚(장당 1000字 內外, 더블 스페이싱) 以內를 基準으로 한다.
나. 掲載用原稿는 著者가 한글 워드프로세서를 使用하여 作成한 디스켓을 提出하도록 한다.
9. 原稿表紙에 題目(英文포함)·姓名(漢文 및 英文포함)·所屬機關(英文포함)·研究細部分野·住所·郵便番號·電話番號·E-mail 주소 등을 必히 記入한다.
10. 첫 면(表紙 다음 면)에는 姓名, 所屬을 記入하지 않고 題目(英文 포함)만 記入한다.
11. 原稿는 國文要約, 英文要約, 本文, 附錄, 參考文獻의 順으로 하고, 영문요약 하단에 5개 이하의 Keyword를 기재한다.
12. 章에 該當되는 番號는 로마자(I, II, III, IV...)로, 節에 該當되는 番號는 아라비아자(1, 2, 3, 4...)로 表記한다.
13. 그림, 표는 本文과 함께 쪽을 定하고 그림 또는 표가 들어갈 공간을 표시하고 說明을 쓰되 그림은 공간 下端에, 표는 上端에 國文과 英文으로 併記한다.
14. 그림은 寫眞版으로 할 수 있도록 선명하여야 하며, 크기는 加給적 半段(가로 7cm)으로 하고 原圖가 이 크기보다 클 때는 縮小될 것을 考慮하여 글자의 크기를 알맞게 選定한다. 全段(가로 14cm) 그림의 境遇도 이와 同一하다.
15. 參考文獻은 반드시 本文에 引用順序대로 記載하되 國·한문 및 기타 외국어도 허용하며, 記載方法은 아래 例와 같고, 論文誌 名(雜誌포함) 또는 圖書名은 이탤릭체로 表記한다.
가. 論文誌: 著者名, 題目, 論文誌名, 卷, 號, 쪽, 年月.
나. 單行本: 著者名, 圖書名, 出版社名, 쪽, 年度.
다. 學術회의 論文誌: 著者名, 題目, 論文誌名, 쪽, 개회 장소, 국가, 年月.
예: [1] 김남훈, 정영철, "평탄한 통과대역 특성을 갖는 새로운 구조의 광도파로열 격자 라우터," 전자공학하는논문지, 제35권 D편, 제3호, 56-62쪽, 1998년 3월.
- [2] B. Jeon and J. Jeong, "Blocking artifacts reduction in image compression with block boundary discontinuity criterion," *IEEE Trans. Circuits and Systems for Video Tech.*, vol. 8, no. 3, pp. 345-357, June 1998.
- [3] B. Sklar, *Digital Communications*, Prentice Hall, p. 187, 1998.
- [4] W. G. Jeon and Y. S. Cho, "An equalization technique for OFDM and MC-CDMA in a multipath fading channels," in *Proc. of IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 2529-2532, Munich, Germany, May 1997.
16. 本文中에서 引用한 參考文獻 番號는 引用文 右側 上段의 [] 안에 記入한다.
17. 原稿는 5部 (複寫本이라도 無妨)를 作成해서 提出해야 하며 所定の 審査料(篇當 30,000원)을 納付해야 한다.(단, 긴급심사료는 100,000원으로 한다.)
18. 論文의 採擇이 決定되면 筆者는 寫眞 1枚와 간단한 略歷(研究分野 包含)을 提出하도록 한다.
19. 論文은 審査에 通過된 것을 接受順대로 掲載함을 原則으로 한다.
20. 論文 掲載料는 基本 6面까지는 面當 15,000원(*40,000원)이며, 7.8面은 面當 30,000원(*50,000원), 9面 以上은 面當 40,000원(*60,000원)을 納付한다. 研究支援機關을 表記하는 境遇에 100,000원을 追加 納付한다. (*긴급 게재시 적용)
21. 審査 通過된 論文 중 特別한 事情으로 긴급한 掲載가 필요한 경우에는 論文 掲載 順序가 當號에 該當되지 않아도 編輯委員會의 承認을 얻어 追加 掲載할 수 있다.(단, 추가 게재에 따른 경비는 저자가 부담한다.)
22. 採擇된 論文에 關連된 一切의 著作權(copyright)은 본 學會에 歸屬되고 著者는 다음의 權利를 維持한다.
가. 著者는 論文의 一部를 다른 論文에 使用할 수 있다.
나. 著者 혹은 그의 所屬機關은 商業的인 目的이 아닌 경우, 著者 個人 用途 혹은 所屬機關 內部 用途로 論文을 재 印刷할 수 있다.
다. 著者 혹은 그의 所屬機關은 學會에서 論文이 出版되기 前에, 學會에서 出版豫定임이 明時된 論文의 一部 혹은 全部를 制限된 部數만큼 配布할 수 있다.
라. 論文이 大韓民國 政府 혹은 其他機關의 支援에 의한 研究結果인 경우, 學會는 政府 혹은 其他 機關이 無償으로 學會에 著作權을 移讓한 것으로 看做한다.