

# 하나의 추가 스위칭 소자를 갖는 유사병렬 공진형 DC-link 인버터

鄭 龍 采

## Quasi-Parallel Resonant DC-link Inverter with One Additional Switching Device

Yong-Chae Jung

### 요 약

삼상 소프트 스위칭 응용을 위한 새로운 유사병렬 공진형 DC-link 인버터를 제안한다. 제안된 인버터는 기존의 공진형 인버터의 단점인 전압 Stress와 PWM 제한 문제를 단지 하나의 추가 스위칭 소자를 사용하여 해결할 수 있다. 본 논문에서는 제안된 인버터의 동작모드 분석을 통하여 회로의 동작을 자세히 설명하고 공진소자의 설계방법을 제안한다. 마지막으로 실험을 통해서 제안된 인버터의 타당성을 검증한다.

### ABSTRACT

A new quasi-parallel resonant DC link inverter is proposed for three phase soft switching application. By inserting only one additional switch, the proposed inverter excludes both voltage stresses and restricted PWM problems, which are demerits of the conventional resonant inverter. In this paper, the circuit operations are explained in detail using the operational mode analysis of the proposed inverter and design methods of the resonant components are suggested. Lastly, the applicable possibility of the proposed inverter is verified through the experimental results.

**Key Words** : Quasi-parallel resonant inverter, Soft switching, One additional switch, Low voltage stress, Design method

### 1. 서 론

기존의 하드 스위칭 인버터의 스위칭 손실, 효율 및 출력 고조파 특성 등의 성능 개선을 위해 소프트 스위칭 방식을 적용한 많은 종류의 공진형 인버터의 연구가 활발히 이루어 졌다.<sup>[1-6]</sup> 하지만 초기의 공진형 인버터<sup>[1-2]</sup>는 출력 특성을 개선하는 대신에 각 스위치에 걸리는 전압 Stress와 PWM 성능이 제한되는 문제를 갖고 있었다. 이러한 문제점들을 해결하기 위해서 두 세 개의 스위칭 소자를 더 추가해서 앞의 두 문제를 모두 또는 전압 Stress 문제 만 해결한 회로들이 제안되었다.<sup>[3-6]</sup> 그러나 이러한 회로들은 성능개선에 비해서 재료비의 부담이 크기 때문에 아직까지 실용화의

시도가 거의 없었다. 그래서 공진형 인버터를 실용화 하기 위해서는 위의 두 문제를 해결하면서도 한 개 이하의 추가 스위칭 소자를 갖는 공진형 인버터가 요구되었다.

따라서 본 논문에서는 이러한 요구에 가장 적합한 새로운 방식의 유사병렬 공진형 인버터를 제안하였다. 이 회로는 전압 Stress와 PWM 제한의 두 문제를 단지 하나의 스위칭 소자만을 추가하여 해결할 수 있다. 또한 이 회로에 사용되는 모든 스위칭 소자들은 소프트 스위칭을 하기 때문에 손실을 최소화 할 수 있어서 컴팩트한 구조를 가질 수 있다. 제안된 회로의 동작을 알기 위하여 모드분석을 통해서 자세히 설명하였고 주요 소자의 설계시 고려해야 할 점들을 제시하였다. 이

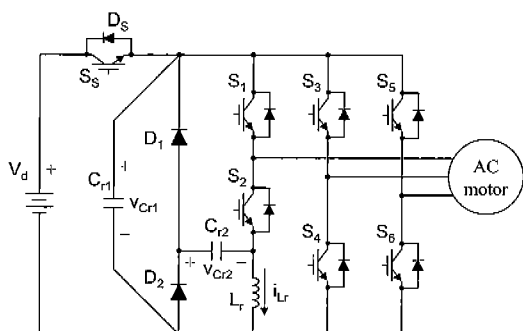


그림 1 제안된 유사병렬 공진형 DC-link 인버터  
Fig. 1 The proposed quasi-parallel resonant DC-link inverter

병개 설계된 공진소자들을 사용하여 제안된 유사병렬 공진형 인버터의 10[kW]급 프로토타입을 제작하고 실험을 통해서 동작을 확인하였다.

### 2. 제안된 회로의 구성

그림 1은 제안된 유사병렬 공진형 인버터의 구성도이다. 기존의 6-Bridge 인버터에 역병렬 다이오드를 갖는 하나의 보조스위치 (S<sub>s</sub>)와 두 개의 보조 다이오드 (D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>) 그리고 3개의 공진소자 (L<sub>r</sub>, C<sub>r1</sub>, C<sub>r2</sub>)가 추가된 구조를 갖고 있다. 추가 스위칭 소자가 한 개이기 때문에 전체적인 구성과 제어가 쉽다.

### 3. 동작모드 분석

그림 2는 제안된 회로의 모드별 동작설명을 위한 등가회로이다. 여기서는 이해를 쉽게 하기 위해서 다음과 같은 가정이 들어있다. 첫째로는 각 스위칭 소자

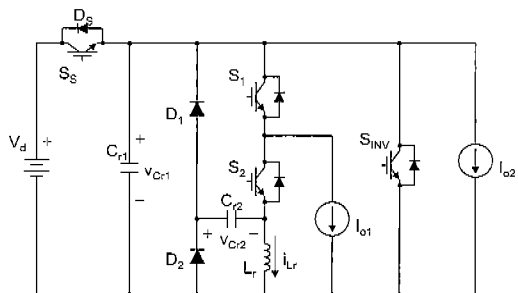


그림 2 제안된 인버터의 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuit of the proposed inverter

및 수동소자들이 이상적이라는 것이고, 둘째로는 스위칭 시간이 충분히 짧아서 스위칭 시 인버터의 각 상별 출력 전류는 직류 전류원 I<sub>a</sub>, I<sub>b</sub>, I<sub>c</sub>로 대치가 가능하다는 것이다. 따라서, 이 그림에서 두 전류원은 다음 식과 같은 관계를 갖고 있다.

$$I_{o1} = I_a, \quad I_{o2} = S_b \cdot I_b + S_c \cdot I_c \quad (1)$$

여기서 S<sub>b</sub>와 S<sub>c</sub>는 각각 b상과 c상의 스위칭 함수로 스위치가 온되면 1이 되고 아래 스위치가 온되면 0이 된다. S<sub>INV</sub>는 인버터의 네 스위치 (S<sub>3</sub>~S<sub>6</sub>)를 모델링한 것이다.

그림 3은 제안된 공진형 인버터의 모드별 회로로 각 모드별 동작을 이 그림과 각 파형을 보여주는 그림 4를 기준으로 설명하면 다음과 같다. 단, 각 모드별 동작은 S<sub>1</sub>에서 S<sub>2</sub>로의 절환을 기준으로 하며 여덟 구간으로 구성되어 있다.

(1) 모드 0 (t<sub>0</sub> 이전) : 이 모드는 스위칭 동작을 하지 않을 때로 전력이 보조 스위치 S<sub>s</sub>와 D<sub>s</sub>를 통하여 부하로 전달되는 구간이다.

$$v_{C1}(t) = V_d, \quad v_{C2}(t) = 0 \quad (2)$$

$$i_{Lr}(t) = (S_a - 1) \cdot I_a \quad (3)$$

여기서 S<sub>a</sub>는 a상의 스위칭 함수이다.

(2) 모드 1 (t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub>) : 이 모드는 초기화 모드로 공진 인덕터 L<sub>r</sub>에 초기 전류를 유기하는 구간이다. t<sub>0</sub>에서 S<sub>1</sub>과 S<sub>2</sub>를 온시키면 공진 인덕터에는 입력전압이 걸리고 V<sub>d</sub>/L<sub>r</sub>의 기울기로 선형적으로 증가하는 전류가 흐른다. 이 전류가 미리 결정된 전류 I<sub>i</sub>에 이르면 S<sub>s</sub>가 오프되면서 다음 모드가 시작된다.

$$v_{C1}(t) = V_d, \quad v_{C2}(t) = 0 \quad (4)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_d}{L_r} t + (S_a - 1) \cdot I_a \quad (5)$$

(3) 모드 2 (t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>) : 이 모드에서는 C<sub>r1</sub>과 L<sub>r</sub>사이의 주공진이 발생하는 구간이다. 이 공진에 의해서 DC-link 전압은 영으로 떨어지고 공진 인덕터에 흐르는 전류 i<sub>Lr</sub>은 최대값 I<sub>p</sub>로 올라간다.

$$v_{C1}(t) = V_d \cos \omega_n t - Z_{n1}(I_i + I_{o1} + I_{o2}) \sin \omega_n t \quad (6)$$

$$v_{C2}(t) = 0 \quad (7)$$

$$i_{Lr}(t) = (I_i + I_{o1} + I_{o2}) \cos \omega_n t + \frac{V_d}{Z_{n1}} \sin \omega_n t - (I_{o1} + I_{o2}) \quad (8)$$

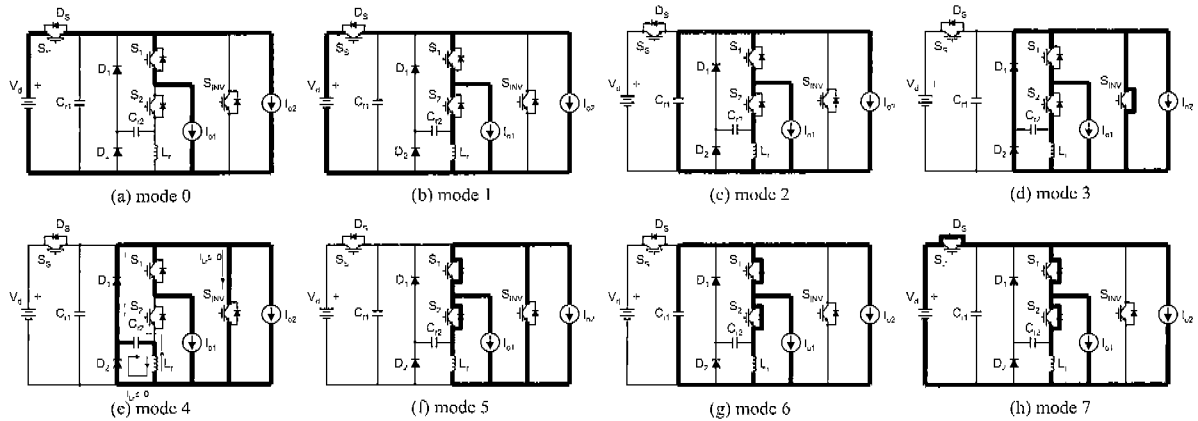


그림 3 제안된 유사병렬 공진형 인버터의 8개 모드 다이어그램  
 Fig. 3 Eight mode diagrams of the proposed quasi-parallel resonant inverter

여기서  $\omega_{r1} = 1/\sqrt{L_r C_{r1}}$ 이고  $Z_{r1} = \sqrt{L_r/C_{r1}}$ 이다.

(4) 모드 3 ( $t_2-t_3$ ) : 프리휠링 구간으로 공진 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은  $S_1-S_2-L_r-D_2-D_1$  경로와  $S_1-S_2-L_r-(S_3\sim S_6$ 의 역병렬 다이오드) 경로로 프리휠링 한다. 이상적인 경우에는 전류의 감소 없이 일정하게 유지되는 전류가 흐른다.

$$v_{C1}(t) = 0, \quad v_{C2}(t) = 0, \quad i_{Lr}(t) = I_p \quad (9)$$

(5) 모드 4 ( $t_3-t_4$ ) : 공진 인덕터 전류의 방향을 바꾸기 위한 보조공진 구간으로  $S_2$ 가 오프되면  $C_{r2}$ 와  $L_r$ 이 공진하여  $i_{Lr}$ 이  $I_p$ 에서  $-I_p$ 로 전류의 방향을 바꾸어 준다.  $i_{Lr}$ 이 양방향이면  $L_r-D_2-C_{r2}$ 의 경로로 공진을 하고 음방향이면  $L_r-C_{r2}-D_1-S_{INV}$ 의 경로로 공진을 한다. 이 모드에서 인버터의 네 스위치( $S_3\sim S_6$ )는 온 시켜놓아야 하며 이 경우 모터전류는  $S_1, S_3, S_5$ 로 프리휠링 한다.

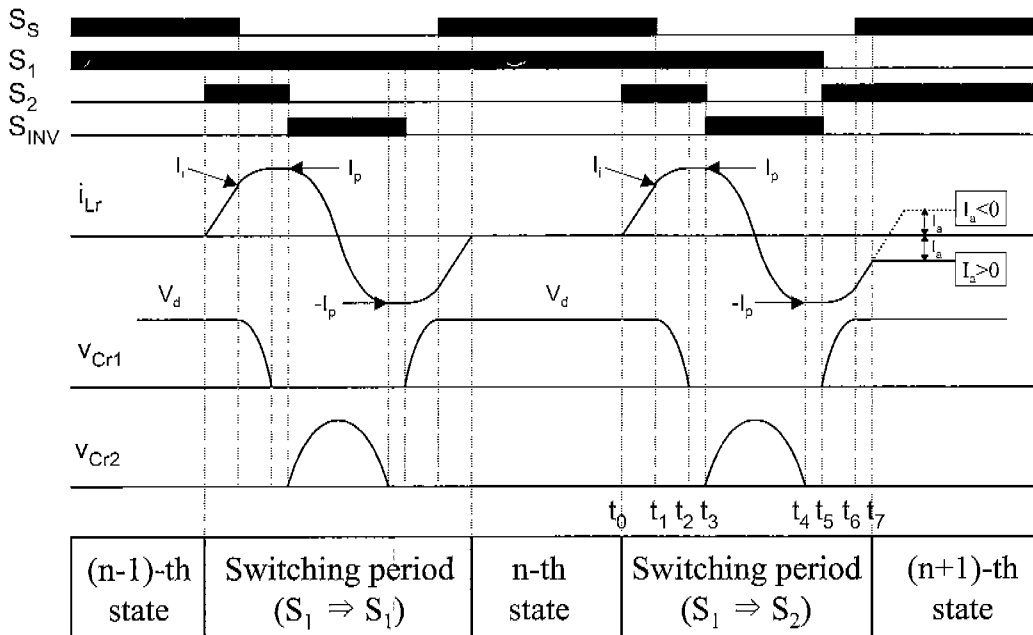


그림 4 스위칭 상태와 동작파형  
 Fig. 4 Switching status and operational waveforms

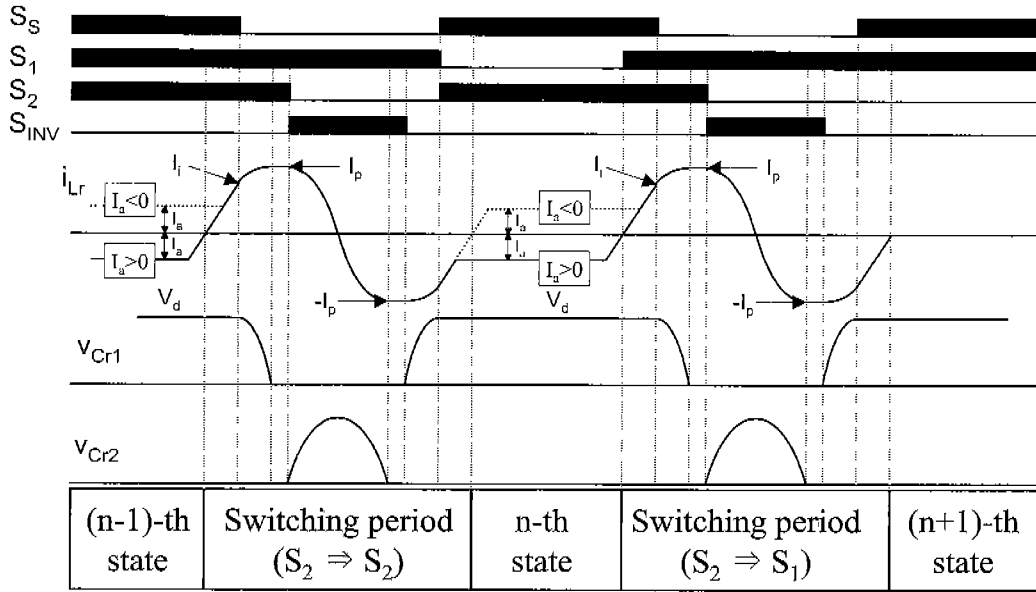


그림 5 다른 스위칭 상태의 동작파형  
Fig. 5 Operational waveforms of another switching status

$$v_{Cr1}(t) = 0, \quad v_{Cr2}(t) = Z_{r2} I_P \sin \omega_{r2} t \quad (10)$$

$$i_{Lr}(t) = I_P \cos \omega_{r2} t \quad (11)$$

여기서  $\omega_{r2} = 1/\sqrt{L_r C_{r2}}$ 이고  $Z_{r2} = \sqrt{L_r/C_{r2}}$ 이다.

(6) 모드 5 ( $t_4$ - $t_5$ ) :  $v_{Cr2}$ 가 공진 후 다시 영이 되면 두 번째 프리휠링 구간인 이 모드가 시작되며  $i_{Lr}$ 이  $L_r$ -( $S_1$ ,  $S_2$ 의 역병렬 다이오드)- $S_{INV}$ 의 경로로 프리휠링 한다. 이 모드에서도 모터전류는  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$ 로 계속해서 프리휠링 한다.

$$v_{Cr1}(t) = 0, \quad v_{Cr2}(t) = 0, \quad i_{Lr}(t) = -I_p \quad (12)$$

(7) 모드 6 ( $t_5$ - $t_6$ ) :  $S_{INV}$ 와  $S_1$ 이 오프되고  $S_2$ 가 온되면  $C_{r1}$ 과  $L_r$ 사이의 주공진이 발생하여 DC-link 전압인  $v_{Cr1}$ 이 영에서  $V_d$ 로 증가한다. 이 모드부터 모터에는 다음 상태의 전압벡터가 가해진다.

$$v_{Cr1}(t) = Z_{r1}(I_P - I_{o1} - I_{o2n}) \sin \omega_{r1} t, \quad v_{Cr2}(t) = 0 \quad (13)$$

$$i_{Lr}(t) = -(I_P - I_{o1} - I_{o2n}) \cos \omega_{r1} t - (I_{o1} + I_{o2n}) \quad (14)$$

여기서  $I_{o2n}$ 은 다음 상태의 b상과 c상의 출력전류의 합이다.

(8) 모드 7 ( $t_6$  -  $t_7$ ) : 주공진이 모두 끝나면  $i_{Lr}$ 이  $L_r$ -( $S_1$ ,  $S_2$ 의 역병렬 다이오드)- $D_S$ - $V_d$ 의 경로로 흘러

선형적으로 감소한다. 이 전류가 a상의 전류  $I_a$ 와 같아지면 이 모드가 끝나고 이로서 전체 스위칭 절차가 끝난다.

$$v_{Cr1}(t) = V_d, \quad v_{Cr2}(t) = 0, \quad i_{Lr}(t) = -\frac{V_d}{L_r} t + I_3 \quad (15)$$

여기서  $I_3$ 은 이전 모드의 최종 전류 값이다.

이 밖에도 그림 4와 5에는  $S_2$ 에서  $S_1$ 으로의 절환과, 다른 상의 스위칭을 위한  $S_1$ 에서  $S_1$ ,  $S_2$ 에서  $S_2$ 로의 절환이 있다. 이 세가지 절환 모두 위의 모드해석과 비슷한 동작을 한다. 단지 차이점은 공진인덕터의 스위칭 초기와 끝의 전류가 다르다는 것이다.

#### 4. 공진소자의 설계

앞 절의 모드분석을 통해서 세 개의 공진소자를 설계해야한다. 첫 번째, 주 공진 커패시터  $C_{r1}$ 은 표준 스너버 설계원칙<sup>[7]</sup>을 적용하여 다음 수식과 같이 쉽게 계산할 수 있다.

$$C_{r1} = t_{off}(I_{o(max)} + I_i)/(2V_d) \quad (16)$$

여기서  $t_{off}$ 는 스위치의 턴 오프 시간이고  $I_{o(max)}$ 는 인버터 최대 출력전류의 첨두치이며  $I_i$ 는 모드 1의 최종 공진 인덕터 전류치이다. 이 경우 스위칭 손실을 약

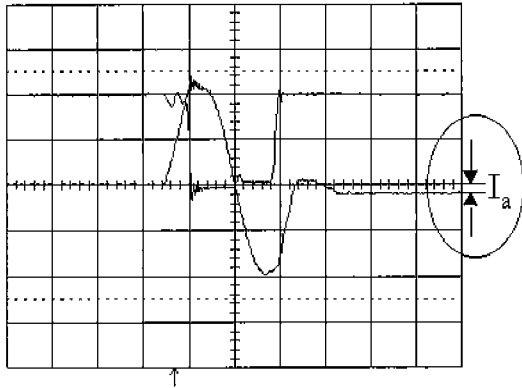


그림 6 실험파형  
(위:vcr1 100V/div, 아래:iLr 10A/div)  
Fig. 6 Experimental waveforms  
(upper:vcr1 100V/div, lower:iLr 10A/div)

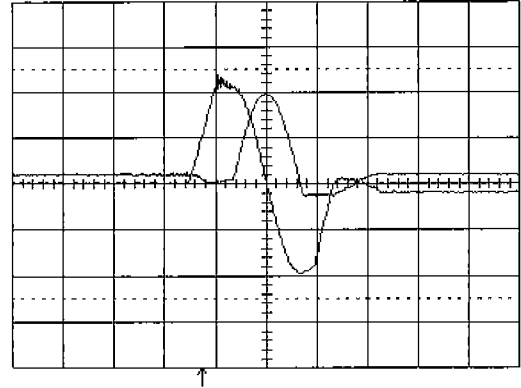


그림 7 실험파형  
(위:vcr2 100V/div, 아래:iLr 10A/div)  
Fig. 7 Experimental waveforms  
(upper:vcr2 100V/div, lower:iLr 10A/div)

80[%] 정도 감소시킬 수 있다.

공진 인덕터를 설계하기 위해서는 모드 7의 동작에서  $v_{Cr1}$ 이 충분히 DC-link 전압인  $V_d$ 까지 올라갈 수 있어야 한다. 이러한 조건을 만족하기 위해 식 (13)으로부터 다음 조건이 만족되어야 한다.

$$I_p \geq V_d / Z_{r1} + I_{o1} + I_{o2n} \quad (17)$$

따라서 공진 인덕터  $L_r$ 은 위의 두 식으로부터 계산할 수 있다.

보조 공진 커패시터  $C_{r2}$ 는 모드 4의 식 (10)에서 다음 조건이 만족하도록 계산하면 되는데 이는 모드 4에서 동작할 때 스위치  $S_2$ 의 전압인  $v_{Cr2}$ 를  $V_d$  이하로 제한하기 위한 것이다.

$$Z_{r2} \leq V_d / I_p \quad (18)$$

### 5. 실험결과

제안된 회로의 동작을 확인하기 위해서 3 $\phi$  220[V] 입력(DC 링크전압은 약 300[V])의 10kW급 프로토 샘플을 제작하였고 실험을 통해서 동작을 확인하였다. 부하로는 5[hp]의 범용 유도전동기를 사용하였다. 앞장의 설계결과를 통해서 설계된 수동소자의 값은 다음과 같다.

$$L_r = 20[\mu H], \quad C_{r1} = 45[nF], \quad C_{r2} = 205[nF]$$

실험에 사용된 모든 스위칭 소자는 Fuji사의 모듈형

IGBT인 2MBI50L-060이다. 그림 6과 7은 5[hp]의 유도전동기를 무부하로 구동시켰을 때의 공진 링크 동작을 보여주고 있다. 이 경우에 있어서 스위칭 시 인버터 출력전류의 크기가 1[A]인 경우이며 스위치는  $S_1$ 에서  $S_2$ 로 전환할 때의 파형이며  $I_a$ 는 영보다 큰 경우이다. 물론 최적설계를 하면 공진 인덕터의 전류를 줄일 수 있었지만 본 실험에서는 제안된 회로의 동작 가능성을 파악하기 위한 것으로 충분한 마진을 두고 동작시켰다. 전반적으로는 앞에서 설명한 모드분석과 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

### 6. 결론

본 논문에서는 기존의 공진형 인버터의 가장 큰 문제점인 가격문제를 해결할 수 있는 새로운 방식의 공진형 인버터를 제안하였다. 기존의 공진형 인버터의 문제점인 전압 Stress와 PWM 제한의 두 문제를 동시에 해결하면서도 오직 하나의 추가 스위칭 소자를 가지기 때문에 제안된 유사병렬 공진형 DC-link 인버터는 지금까지의 여러 회로들 중에서 가장 실용화에 근접한 회로방식이라고 생각한다. 모드 분석을 통해서 제안된 회로의 동작을 파악하였고 주요 소자의 설계시 고려해야 할 점들을 제시하였다. 그리고 제안된 회로의 타당성을 확인하기 위해서 10kW급 프로토 샘플을 제작하고 동작확인을 위한 실험을 한 결과 제안된 회로의 안정된 동작을 확인할 수 있었다. 향후 과제로는 제안된 공진형 인버터 회로에 가장 적합한 PWM 제어방식을 연구하는 것과 제안된 회로의 우수성을 입증

하기 위해서 부하별 시험과 부하변동시 시험등 신뢰성 확보 테스트를 하는 것이다.

이 논문은 2000년도 남서울대학교 학술연구 조성비 지원에 의하여 연구되었습

**참 고 문 헌**

[1] D. M. Divan, "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion," IEEE IAS Conf. Records, pp. 648-656, 1986.  
 [2] D. M. Divan and G. Skibinski, "Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications," IEEE IAS Conf. Records, pp. 627-634, 1987.  
 [3] Jung. G. Cho, Hack. S. Kim and Gyu. H. Cho, "Novel Soft Switching PWM Converter Using a New Parallel Resonant DC-link," IEEE PESC, pp. 241-247, 1991.  
 [4] L. Malciani, P. Tenti, P. Tomasin and V. Toigo, "High Efficiency Quasi Resonant DC Link Converter for Full Range PWM," IEEE APEC, pp. 472-478, 1992.  
 [5] Yong. C. Jung, Hyo L. Liu, Guk C. Cho and Gyu. H. Cho, "Soft Switching Space Vector PWM Inverter Using a New Quasi Parallel Resonant DC Link," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, May, pp. 503-511, 1996.

[6] Yong. C. Jung and Gyu. H. Cho, "Low Loss Quasi-Parallel Resonant DC Link Inverter With Advanced PWM Capability," IEE International Journal of Electronics, Vol. 81, No. 3, Aug., pp. 219-234, 1996.  
 [7] W. McMurray, "Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 4, July/August, pp. 513-523, 1980.

< 저 자 소 기 >



**정용채(鄭龍采)**

1966년 2월 28일생. 1989년 한양대학교 전자공학과 졸업(학사). 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1995년~1999년 LG전자 홈어플라이언스연구소 선임연구원. 1999년 11월~ 현재 상신전자 (주) 기술고문. 1999년 11월~현재 (주) 이엠시스 감사. 1999년~현재 남서울대학교 전자정보통신공학부 전임강사.