

# 인버터 PWM 방식을 이용한 공진형 직류 링크 인버터의 출력특성 해석

## Analysis of Output Characteristics for the Resonant DC Link Inverter Using PWM Inverter Modulation Methods

金 倫 鎬\* · 尹 炳 道\*\* · 李 炳 順\*\*\*  
(Yoon-Ho Kim, Byung-Do Yoon, Byung-Soo Lee)

*Abstract* - For the operation of the resonant DC link inverters, only limited number of modulation techniques such as the delta modulation and instantaneous current control techniques have been suggested. However, these modulation techniques have some limitations in practical operation. In this paper, the application of conventional inverter modulation techniques is suggested for the control of the resonant DC link inverter. The harmonic analysis results are presented. The results show that these modulation techniques offer good output characteristics similar to conventional inverter PWM techniques for the operation of the resonant DC link inverter. This implies that not only the delta modulation technique and instantaneous current control techniques but also various other modulation techniques can be applied to the operation of the resonant DC link inverter. This also indicates that open loop control as well as closed loop control can be used for the operation of the resonant inverter. The resonant DC link inverter with various modulation strategies is implemented using V-40 microprocessors.

**Key Words :** 공진형 직류 링크 인버터 (Resonant DC link inverter)  
PWM 인버터 (PWM inverter)  
고조파해석 (Harmonic Analysis)

\*正 會 員 : 中央大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博

\*\*正 會 員 : 中央大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

\*\*\*正 會 員 : 晓星重工業 機電事業部 勤務

接 受 日 字 : 1991年 12月 24日

1 次 修 正 : 1992年 5月 7日

### 1. 서 론

전압원 인버터는 전압과 주파수의 동시제어가 가능하고, 전력 회로의 구성이 간단하므로 경제적

인 이점이 있어 가장 보편적으로 사용되고 있다.

PWM방식에서 인버터 스위칭 주파수의 증가는 저차수 고조파 성분을 감소시키고, 리액티브 소자를 줄이며, 가청 소음을 해소하는 등의 여러가지 이점이 있다. 그러나 일반적으로 인버터 스위칭 손실로 인해 전력용 트랜지스터를 이용하는 경우 스위칭 주파수가 2~20KHz 출력에서 1~5KHz정도로 제한된다[1].

이러한 종래의 PWM 인버터에 인덕터와 캐패시터를 이용한 공진을 도입시켜 무손실 스위칭으로 한뒤에 스위칭 주파수를 높이면 여러가지 이점을 얻을 수 있다. 그러나 공진형 직류 인버터의 경우는 델타 변조기법등의 한정된 변조방식들만이 제안되어 오고 있으며, 이는 기존 PWM 인버터 경우에 비하여 단점으로 지적된다[2~6].

본 논문에서는 기존의 PWM 인버터에서 사용되는 정현파 변조기법을 비롯한 여러 변조기법을 공진형 직류 인버터에 적용하고 고조파 해석을 통하여 PWM인버터 변조기법을 이용한 공진형 인버터의 특성을 고찰하고자 한다.

## 2. 공진형 직류 인버터 회로 구성 및 원리

PWM인버터는 스위칭 손실로 인해서 스위칭 주파수에 한계가 있기 때문에 낮은 증폭 대역과 높은 출력 고조파 성분을 가지며, 높은 소자 스트레스로 인하여 넓은 안전운전 영역을 필요로 한다. 따라서 바람직한 전력 컨버터는 무손실 스위칭과 18KHz 이상의 높은 스위칭 주파수, 작은 리액티브 소자, 4상자 동작능력 및 기생 인덕턴스, 캐패시턴스 요소에 관한 강인성등을 갖추어야 한다.

인덕턴스  $L$ 과 캐패시턴스  $C$ 의 공진을 이용하여 얻을 수 있는 높은 공진 주파수는 가청 소음 등을 해결하는 등의 이점이 있다.

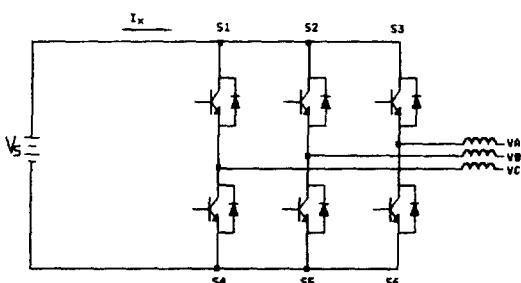


그림 1 PWM 인버터  
Fig. 1 PWM Inverter

공진형 인버터 회로도는 종래 인버터에 직류 전원과 직렬로 인덕턴스  $L$ 과 병렬로 캐패시턴스  $C$ 를 첨가한 회로로써 그림2와 같다. 그림2(a)의 스위치  $S$ 의 기능은 실제 회로에 있어서는 그림 2 (b)와 같이 브리지 인버터 스위치가 행하게 되고 회로도에 보이는 모든 스위치는 영전압 스위칭으로서 이론적으로 무손실이다. 그러나 그림3에 보이는 인덕턴스  $L$ 의 기생 저항과 스위치나 캐패시터의 손실을 가져오는 저항 등으로 인해 전압 파형은 각 공진 주기가 끝나는 순간에 영전압으로 되지 않는다. 각 공진 주기의 시작점에서 스위치  $S$ 를 도통시켜 공진 인덕터  $L$ 에 흐르는 전류가 적정치가 되었을 때,  $LC$ 공진을 일으킴으로써 각 공진 주기가 끝나는 순간에 영전압이 되도록 하는 방법을 사용한다. 다시 말해서 직류 링크 전압이 각 주기의 끝에서 영전압이 되기 위해서는 스위치  $S$ 가 터-오프될 때의  $L$ 에 흐르는 초기 전류가 정의되어야 한다.

또한 직류 전원전압  $V_S$ 보다 3배 이상되는 높은 전압 스트레스와 인버터 상전류 리플의 문제가 있

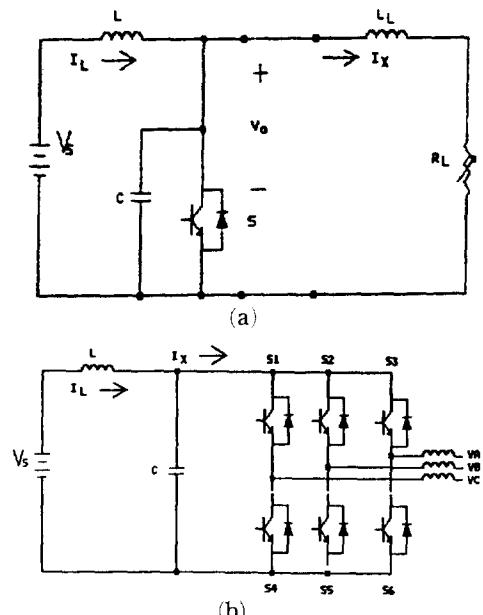


그림 2 공진형 직류 링크 인버터  
(a) 공진형 직류 링크 회로도  
(b) 3상 공진 직류 링크 인버터 회로도

Fig. 2 Resonant DC link inverter  
(a) Resonant DC link circuits  
(b) Three phase resonant DC link inverter circuits

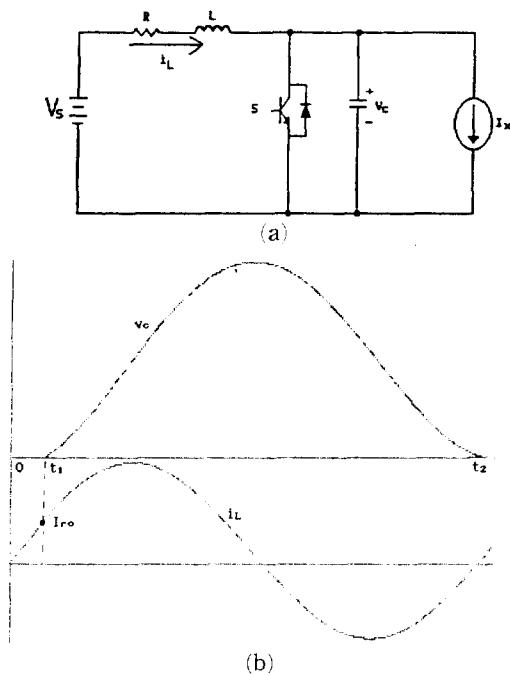


그림 3 공진 직류 링크

- (a) 한 공진 주기에서의 등가회로  
(b) 한 공진 주기에서의 공진 전류, 전압  
파형.

Fig. 3 Resonant DC link

- (a) Equivalent circuit during each resonant cycle  
(b) Current and voltage waveforms in one resonant cycle

으나 이것에 대한 문제 역시 공진 인덕터  $L$ 에 흐르는 초기 전류를 적절히 제어함으로 해서 전원 전압의 두 배 이하로 낮출 수 있으며 주파수의 증가로 리플을 줄일 수 있다.

### 3. 공진형 직류 링크 인버터 모델

#### 3.1 모드 1

그림3 (b)에서  $t_1$ 까지의 시간을 말하면 공진 주기가 끝나는 순간에서 영전압이 될 수 있도록 하기 위해  $L$ 이 충전되도록 전류를 증가하는 구간이며 이 영전압 상태에서 인버터단의 스위칭이 이루어진다.

$t=t_1$ 에서 인덕턴스  $L$ 에 흐르는 전류는 만일 부하전류  $I_x$ 가 흐르지 않는다고 간주하면

$$i_{ct1} \approx \frac{V_s}{L} T_1 \quad (1)$$

단,  $T_1$ 은  $t_1 - t_0$ 이다.

여기에서 일반적으로 공진 주파수에 비해 기본 주파수가 매우 작으므로, 한 공진 주기에서의 부하전류  $I_x$ 는 일정하다고 가정할 수 있다. 따라서 부하전류  $I_x$ 를 고려하면  $t_1$ 에서의 인덕터 초기치 전류는 다음과 같이 주어진다.

$$i_{rt1} = i_{ct1} + I_x \quad (2)$$

#### 3.2 모드 2

그림3(b)에서  $t_1$ 부터  $t_2$ 까지의 구간이며 이 구간은  $L_r$ 과  $C_r$ 가 공진하는 모드이다. 그림3 (a)의 등가회로를 이용하여 모드 2의 회로 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$V = L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int idt + Ri \quad (3)$$

여기에서

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\omega = \sqrt{\alpha^2 - \omega_r^2}$$
 이라면

$\alpha^2 < \omega_r^2$  일 때 인덕터 전류  $i_L$ 은

$$i_L = I_x + \{B_1 \cos \omega t + B_2 \sin \omega t\} \quad (4)$$

의 형태로 나타낼 수 있다. 여기에서 초기전류를 이용하여  $B_1$ 과  $B_2$ 를 구하면 인덕터 전류는 다음과 같이 구해진다.

$$i_L(t) = I_x + e^{-\alpha t} \{ (i_{ct1}) \cos \omega t + \frac{2V_s - R(i_{rt1})}{2L\omega} \sin \omega t \} \quad (5)$$

또한 콘덴서 전압은 다음과 같이 주어진다.

$$V_C(t) = V_s - i_L(t)R - L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$= (V_s - RI_x) + e^{-\alpha t} [\cos \omega t \{ -R(i_{ct1}) + \frac{R}{2}(i_{ct1}) - V_s + \frac{R}{2}(i_{rt1} + I_x) \} + \sin \omega t \{ -R \frac{2V_s - R(i_{rt1} + I_x)}{2L\omega} + Lae^{-\alpha t} \frac{2V_s - R(i_{rt1} + I_x)}{2L\omega} + \omega L(i_{rt1} + I_x) \}]$$

$$= (V_s - RI_x) + e^{-\alpha t} [(I_x R - V_s) \cos \omega t + \left\{ \frac{-R}{2\omega L} \left( V_s - \frac{R}{2}(i_{rt1} + I_x) \right) + \omega L(i_{ct1}) \right\} \sin \omega t] \quad (6)$$

일반적으로 인덕터 저항  $R$ 은 매우 적으므로 여기에서  $R \ll \omega L$ 로 간주할 수 있다. 이와 같은 가

정하에서 식(5)와 식(6)은 다음과 같이 간략화 된다.

$$\begin{aligned} i_L(t) &= I_x + e^{-\alpha t} \cdot i_{ct1} \cdot \cos \omega t \\ &\quad + e^{-\alpha t} \frac{V_s}{\omega L} \sin \omega t \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} V_c(t) &= V_s - V_s \cdot e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega t \\ &\quad + e^{-\alpha t} \cdot \omega L i_{ct1} \cdot \sin \omega t \end{aligned} \quad (8)$$

여기에서 알 수 있는 것은 콘덴서 전압  $V_c$ 가 영전압으로 돌아갈 수 있는가는 부하전류  $I_x$ 와는 관계가 없으며 초기전류  $i_{ct1}$ 에 의해 직접적으로 영향을 받는 것을 알 수 있다.

#### 4. 제어방식

공진형 인버터의 출력제어를 위하여 현재까지는 주로 선형 델타 변조기법 또는 전류 제어기를 이용한 순시제어 방식등의 한정된 제어기법만이 사용되고 있다.

그림5는 선형 델타 변조의 블럭도로써  $V_R$ 은 기준전압이고,  $V_0$ 는 출력이며, 그 출력을 적분한  $V_F$  피드백 신호가 있다. 출력에서  $V_0$ 를 감지하여 적분기를 통하여 적분한 뒤에 기준치와 비교하고, 그 차를 계산하여 스위칭을 결정한다. 공진형 컨버터의 샘플링, 훌더 시간  $f_c$ 는 공진 주파수의 시간과 같다. 그러나 이 방식은 경사 과하(Slope Overload) 문제가 스위칭 주파수에 직접적으로 영향을 미치는 등의 단점이 있다.

또한 고조파 분석 결과, 같은 주파수에서 선형 델타 변조방식은 다른 변조방식에 비해서 고조파 왜곡율 면에서 불리한 것으로 알려져 있다.

전류 제어기를 사용하는 방식은 기준전류와 출력전류의 순시치를 비교하여 제어하는 방식으로 고성능의 제어 시스템에 있어서 부하전류 순시치를 제어할 수 있어 응답속도가 빠르다는 등의 장

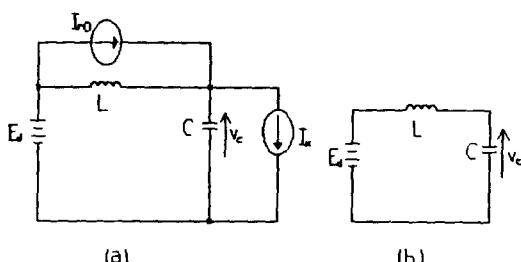


그림 4 공진 직류 링크의 동가회로  
Fig. 4 Equivalent circuit of resonant DC link

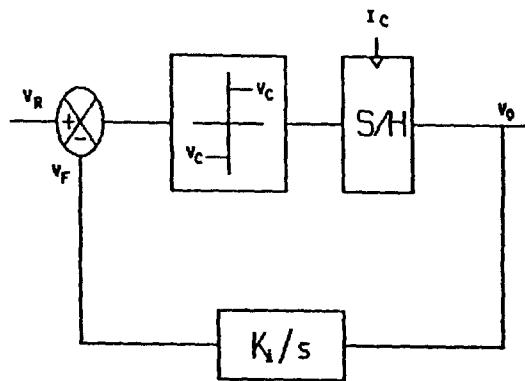


그림 5 선형 델타 변조기의 블럭도

Fig. 5 Block diagram of linear delta modulation

점은 있으나 노이즈 문제에 대한 고응답성, 제어의 복잡성 등의 단점이 있다.

따라서 본 논문에서는 지금까지 많이 이용되는 여러가지의 인버터 변조방식을 공진형에서도 적용될 수 있도록 하여, 이때의 여러가지 특성을 기준의 직류 입력 PWM인버터의 특성과 비교 고찰하고자 한다.

#### 5. PWM 변조방식을 이용한 공진형 직류 링크 인버터의 고주파 분석

그림6은 단일 펄스 인버터 변조방식을 이용한 공진형 인버터의 출력파형을 나타낸다. 그림7은 이때의 공진형 인버터 출력파형의 특성을 PWM인

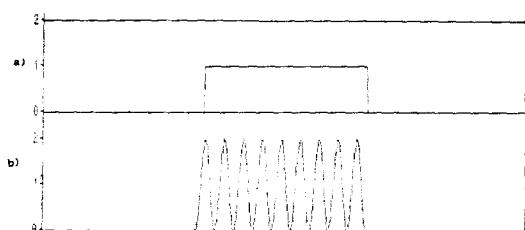


그림 6 단일 펄스 변조방식을 이용한 공진형 인버터

(a) 종래 인버터의 변조

(b) 공진형 인버터의 변조

Fig. 6 Single pulse modulated resonant dc link inverter

(a) Modulation with conventional inverter  
ter

(b) Modulation with resonant inverter

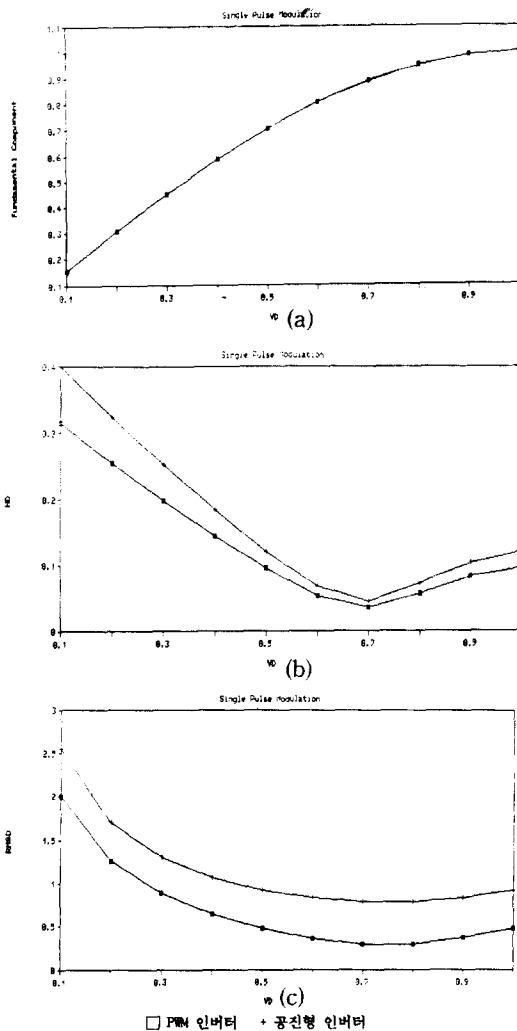


그림 7 단일 펄스 변조방식을 이용한 공진형 인버터의 출력특성  
(공진 주파수/출력 주파수=360)  
(a) 기본파 성분의 크기  
(b) 고조파 왜형률  
(c) 유효 왜형률

Fig. 7 Output characteristics of the single pulse modulated resonant dc link inverter ( $f_r/f_o = 360$ )  
(a) Magnitude of a fundamental component  
(b) Harmonic distortion  
(c) RMS harmonic distortion

인버터의 출력 특성파형과 비교하여 보여주고 있다.

그림7(a)는 출력파형의 기본파 성분을 나타내는 것으로 공진형 인버터와 PWM인버터의 두 가지

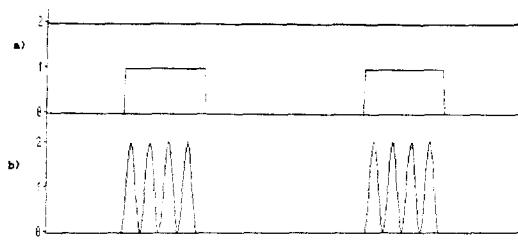


그림 8 다중 펄스 변조 방식을 이용한 공진형 인버터

(a) 종래 인버터에서의 변조  
(b) 공진 인버터에서의 변조

Fig. 8 Multi-pulse modulated resonant dc link inverter  
(a) Modulation with conventional inverter  
(b) Modulation with resonant inverter

경우 모두가  $VD$ 가 변화시의 일부의 구간을 제외하고는 거의 모든 부분에서 일치하고 있음을 알 수 있다. 여기에서 입출력 크기  $VD$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$VD = \text{펄스폭}/\text{최대 펄스폭} \quad (9)$$

일반적으로 성능지표로서 1차 필터를 감안한 고조파 왜형률과 필터를 고려하지 않는 유효 왜형률이 많이 이용되는데 여기에서는 두 가지의 경우 모두에 대해서 고찰하고자 한다.

그림7(b)는 고조파 왜형률을 보여주고 있다. 여기에서 고조파 왜형률  $HD$ 는 다음과 같이 정의 한다.

$$HD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ \frac{f(n)}{n} \right]^2} \quad (10)$$

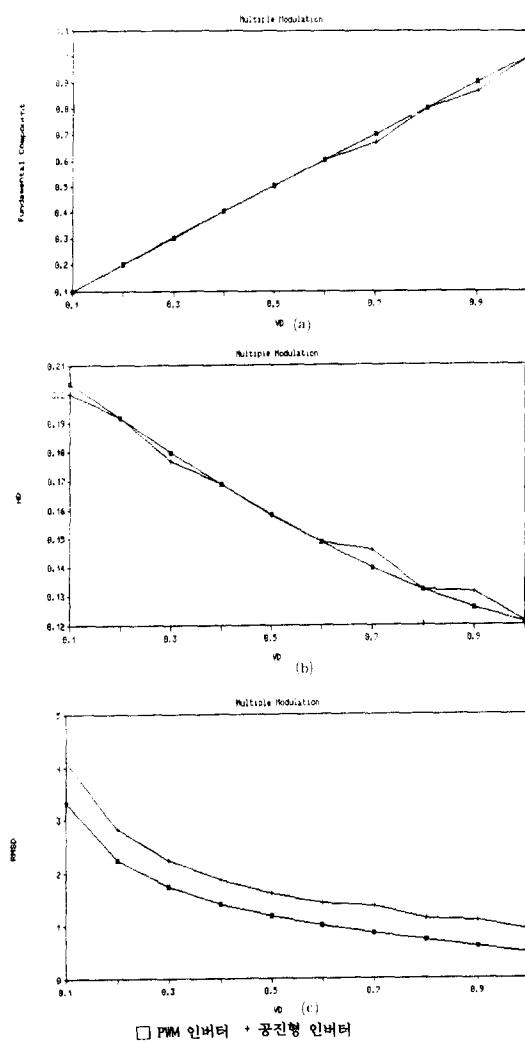
단,  $n$ =고조파 치수

그림7(b)에서 알 수 있는 것은 전  $VD$ 의 크기에 대하여 공진형 인버터 출력의 고조파 왜형률이 PWM 인버터 출력의 왜형률에 비하여 높으나 그 차이는 0.7부근에서 최소가 됨을 알 수 있다.

그림7(c)는 유효 왜형률(RMSD)을 나타내는데 모든 출력의 범위에서 공진형 인버터의 유효 왜형률이 거의 일정한 크기로 PWM 인버터의 것보다 크게됨을 알 수 있다. 여기에서 유효 왜형률은 다음과 같이 정의한다.

$$RMSD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ f(n) \right]^2} \quad (11)$$

그림8은 다중 펄스 변조방식을 이용한 공진형 인버터의 출력파형이고 그림9는 이 때의 출력파형

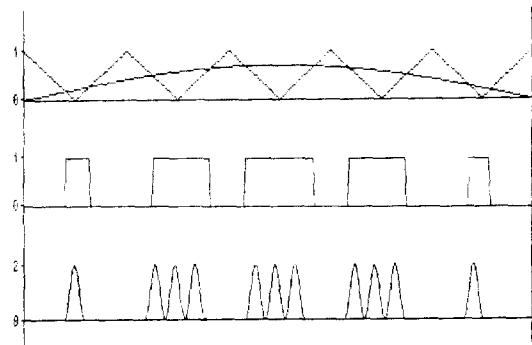


**그림 9** 다중 펄스 변조 방식을 이용한 공진형 인버터의 출력 특성  
 (공진 주파수/출력 주파수 = 360)  
 (a) 기본파 성분의 크기  
 (b) 고조파 왜형률  
 (c) 유효 왜형률

**Fig. 9** Output characteristics of the multi-pulse modulated resonant dc link inverter( $f_r/f_o = 360$ )  
 (a) Magnitude of a fundamental component  
 (b) Harmonic distortion  
 (c) RMS harmonic distortion

의 특성을 나타낸다.

기본파 성분의 크기는  $VD$ 가 0.6일 때 까지는 공



**그림 10** 정현파 변조방식을 이용한 공진형 인버터  
**Fig. 10** Sinusoidally modulated resonant dc link inverter

진형 인버터와 PWM인버터의 경우가 거의 일치하나  $VD$ 가 0.6이상일때는 상당한 차이가 있음을 그림9(a)에서 알 수 있다. 그림9(b)에서는 단일 펄스 변조방식 경우와는 달리 공진형 인버터의 고조파 왜형률이 PWM인버터의 왜형률과 거의 같거나 오히려 낮은 구간도 있음을 보여주고 있다. 그러나 유효 왜형률은 단일 펄스 방식의 경우와 비슷하게 공진형 인버터 출력파형의 유효 왜형률이 PWM 인버터의 것보다 크게됨을 알 수 있다.

그림10은 정현파 변조방식을 이용한 공진형 인버터의 출력 파형을 나타낸다. 여기에서 공진형 주파수는  $L$ 과  $C$ 의 값을 조정함으로 해서 가변 시킬 수 있으며 또한 캐리어 주파수도 원하는 대로 가변 시킬 수 있으며, 출력단의 스위치는 영전압의 지점에서만 스위칭하게 함으로해서 공진형 컨버터의 장점인 저손실 운전을 할 수 있도록 한다.

표1과 2는 기존의 PWM인버터의 정현파 변조시의 출력파형의 저주파 고조파성분을 나타내며, 표1은 공진 주파수  $f_r$ 가 출력 주파수  $f_o$ 의 120배인 경우, 표2는 공진 주파수  $f_r$ 가 출력 주파수  $f_o$ 의 360배인 경우를 보여준다. 여기에서 알 수 있는 것은 정현파 변조방식을 이용한 공진형 인버터의 고조파 성분이 정현파 변조방식을 이용한 기존의 PWM 인버터의 고조파 성분보다 조금 큼을 알 수 있다. 여기에서  $VD$ 는 비교파형인 삼각파의 피크치와 기준파형의 피크치를 나타내며 다음과 같이 정의한다.

$$VD = \frac{\text{기준파형의 피크값}}{\text{삼각파의 피크값}} \quad (12)$$

그림11은 정현파 변조방식을 이용한 공진형 인

**표 1** 정현파 변조 방식을 이용한 공진형 인버터 출력파형의 저주파 고조파성분  
(공진 주파수/출력 주파수=120)

**Table 1** Low order harmonic components of multi-pulse modulated resonant inverters ( $f_r/f_o=120$ )

VD	3th		5th		7th	
	PWM	Resonant	PWM	Resonant	PWM	Resonant
.20000	.00088	.00000	.00112	.04649	.00137	.04606
.40000	.00049	.01850	.00117	.00622	.00237	.01806
.60000	.00165	.00541	.00033	.03184	.00299	.02971
.80000	.00088	.03768	.00127	.00353	.00974	.04421
1.00000	.00240	.01535	.00233	.04149	.02778	.00193
1.20000	.05223	.01535	.03447	.04149	.02725	.00193
1.40000	.10533	.11459	.07088	.09664	.02565	.02399
1.60000	.16232	.11459	.11127	.09664	.02233	.02399
1.80000	.22264	.24501	.15173	.19664	.01191	.00646
2.00000	.28751	.29719	.19072	.23148	.00806	.02390

**표 2** 정현파 변조 방식을 이용한 공진형 인버터 출력파형의 저주파 고조파성분  
(공진 주파수/출력 주파수=360)

**Table 2** Low order harmonic components of multi-pulse modulated resonant inverters ( $f_r/f_o=360$ )

VD	3th		5th		7th	
	PWM	Resonant	PWM	Resonant	PWM	Resonant
.20000	.00088	.00020	.00112	.01136	.00137	.01126
.40000	.00049	.00516	.00117	.00206	.00237	.00198
.60000	.00165	.00812	.00033	.00733	.00299	.00448
.80000	.00088	.00062	.00127	.00448	.00974	.02912
1.00000	.00240	.00000	.00233	.00512	.02778	.02037
1.20000	.05223	.05771	.03447	.04404	.02725	.04032
1.40000	.10533	.10796	.07088	.06622	.02565	.01745
1.60000	.16232	.15845	.11127	.10167	.02233	.01183
1.80000	.22264	.21910	.15173	.14890	.01191	.01601
2.00000	.28751	.28870	.19072	.18875	.00806	.01100

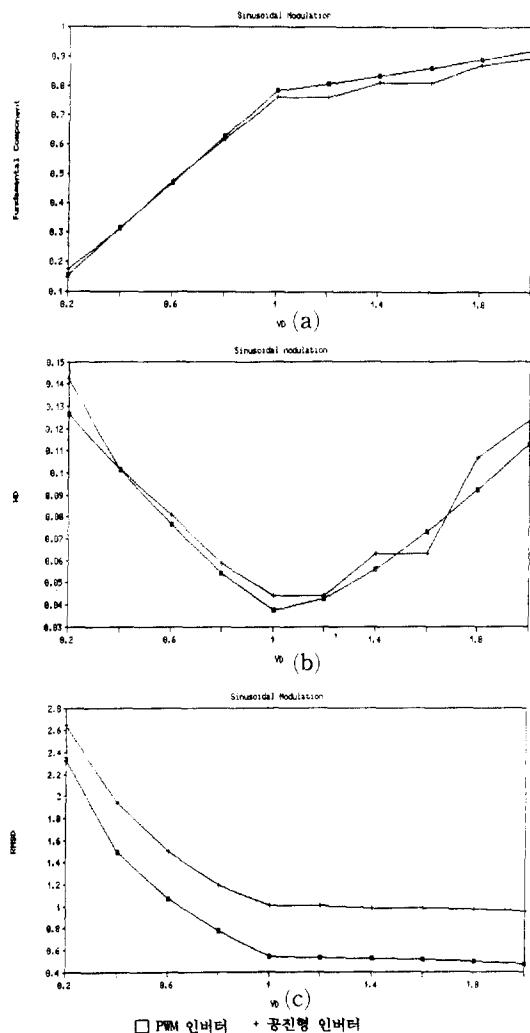
버터의 출력파형 특성을 나타낸다. 그림11(a)는 공진 주파수가 상대적으로 낮은 경우의 기본파 성분의 크기를 보여주는데 PWM 인버터 출력파형의 경우는 기준파형이 크기가 변함에 따라 거의 비례적으로 출력파형의 기본파 성분이 증가함을 알 수 있으나 공진형 인버터의 출력은 기준파의 크기와의 차이가 상대적으로 큼을 알 수 있다. 그러나 공진 주파수가 증가함에 따라 이의 차이는 점차 줄어듬을 그림12(a)에서 볼 수 있다.

그림11의 (b)는 공진 주파수가 상대적으로 낮은 경우의 고조파 왜형률을 나타내는데 부분적인 구간을 제외하고 전구간의 기준파형의 크기에 걸쳐

서 공진형 인버터의 고조파 왜형률이 PWM 경우보다 큼을 알 수 있다. 그러나 공진 주파수가 증가하면 그 차이가 많이 줄어들어 두개의 경우가 모두 비슷해짐을 그림12(b)를 통하여 알 수 있다.

그림11(c)는 공진 주파수가 낮은 경우, 그림12(c)는 공진 주파수가 높은 경우의 유효 왜형률을 나타내는데 양쪽의 경우 모두 전구간의 기준파형에 걸쳐서 공진형 인버터의 유효 왜형률이 PWM 인버터의 것보다 항상 큼을 알 수 있다.

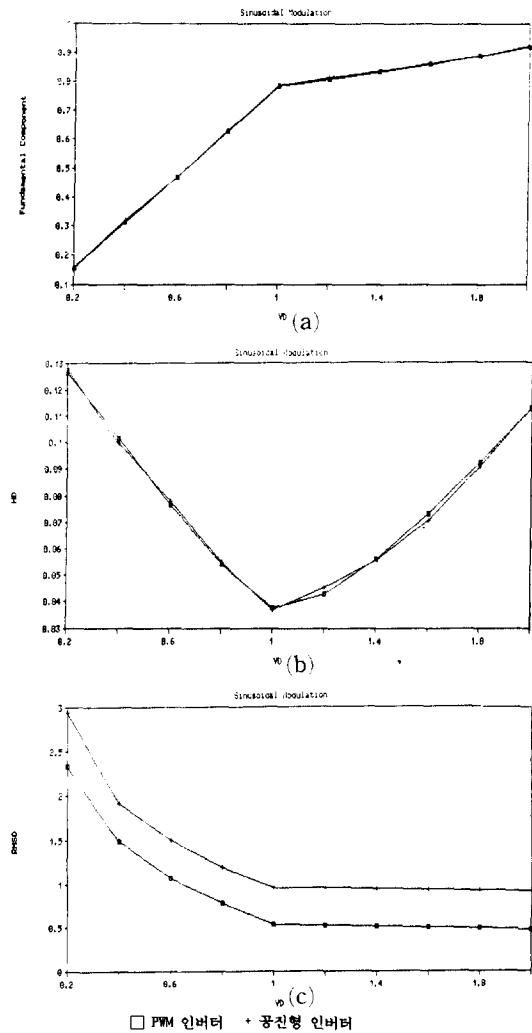
이상의 파형 분석 결과를 보면 공진형 인버터의 경우도 기존의 PWM 변조방식을 이용하면 PWM



**그림 11** 정현파 변조방식을 이용한 공진형 인버터의 출력 특성  
(공진 주파수/출력주파수=120)  
(a) 기본파 성분의 크기  
(b) 고조파 왜형률  
(c) 유효 왜형률

**Fig. 11** Output characteristics of the sinusoidally modulated resonant dc link inverter( $f_r/f_o = 120$ )  
(a) Magnitude of a fundamental component  
(b) Harmonic distortion  
(c) RMS harmonic distortion

인버터의 출력과 유사한 특성을 얻을 수 있어 선형 멜타 변조방식 또는 순시전류 제어방식과 같은



**그림 12** 정현파 변조방식을 이용한 공진형 인버터의 출력 특성  
(공진 주파수/출력주파수=360)  
(a) 기본파 성분의 크기  
(b) 고조파 왜형률  
(c) 유효 왜형률

**Fig. 12** Output characteristics of the sinusoidally modulated resonant dc link inverter( $f_r/f_o = 360$ )  
(a) Magnitude of a fundamental component  
(b) Harmonic distortion  
(c) RMS harmonic distortion

한정된 페루프 제어방식외에도 필요에 따라 다양한 변조방식을 이용할 수 있음을 알 수 있다. 또

한 이러한 특성을 이용하여 폐루프 제어는 물론 개루프 제어도 가능함을 보여준다.

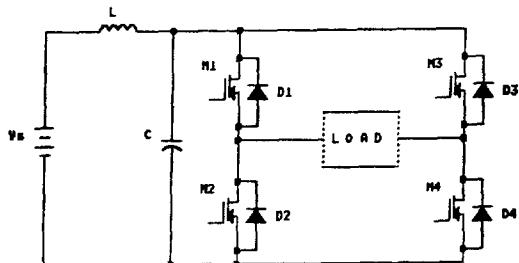


그림 13 공진형 인버터의 실험회로

Fig. 13 Implementation circuit of resonant dc link inverter  $V_s$ (전원 전압) : 12V  $C$ (공진 캐패시터) :  $0.215\mu F$   $L$ (공진 인덕턴스) :  $410\mu H$  Load :  $R202\Omega$  and  $L$   $1.5H$

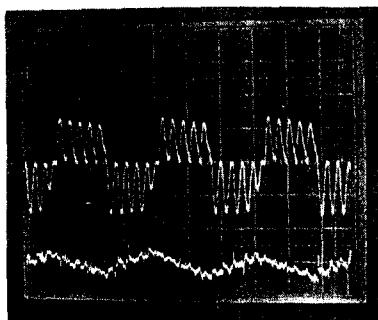


그림 14 공진을 이용한 단일 펄스 변조방식의 부하전압(상)과 부하전류(하)

Fig. 14 Load voltage (upper), current (lower) of resonant dc link inverter using single pulse modulation technique

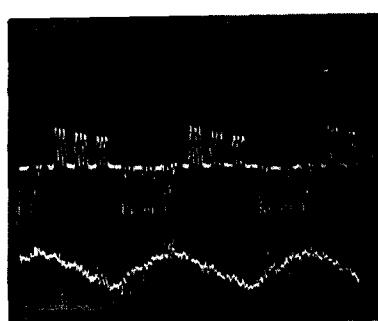


그림 15 공진을 이용한 다중 펄스 변조방식의 부하전압(상)과 부하전류(하)

Fig. 15 Load voltage(upper), current(lower) of resonant dc link inverter using multi-pulse modulation technique

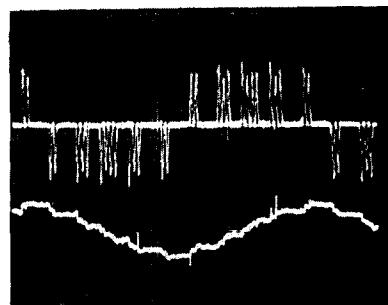


그림 16 공진을 이용한 정현파 변조방식의 부하전압(상)과 부하전류(하)

Fig. 16 Load voltage (upper), current(lower) of resonant dc link inverter using sinusoidal modulation technique

## 6. 실 험

그림 13은 실제 실험에 사용된 단상 공진형 직류 링크 인버터 회로를 나타내는데, 실제의 실험에 있어서는 단상 브리지 회로를 이용하였으며, 저항과 인덕턴스 회로로 구성된 부하를 사용하였다. 제어를 위하여서는 V-40마이크로 프로세서를 이용하였다.

그림 14, 15, 16은 각각 단일 펄스 변조방식, 다중 펄스 변조방식, 정현파 변조방식을 이용한 공진형 직류 링크 인버터 출력의 전압, 전류파형을 보여준다.

## 7. 결 론

공진형 인버터는 기존의 직류 입력 PWM 인버터에 비하여 손실을 줄일 수 있는 장점등으로 인하여 큰 기대를 모으고 있다. 그러나 변조방법으로는 멜타 변조기법 또는 순시전류 비교 제어기법 등의 한정된 변조방식이 사용되어 왔다. 이는 기존의 PWM 인버터의 경우는 여러가지의 다양한 변조기법을 갖는데 비하여 공진형 인버터의 단점으로 지적될 수 있다.

본 논문에서는 PWM인버터에서 사용되는 정현파 변조기법을 비롯한 다양한 변조기법을, 공진형 직류 링크 인버터에 적용될 수 있도록 하였으며 고조파 해석을 통하여 공진형 직류 링크 인버터의 특성을 확인하였다.

또한 공진형 인버터의 출력제어에 있어 멜타 변조기법과 같은 한정된 변조기법외에도 기존의 인

버터 변조방식등의 다양한 제어방식을 이용할 수 있음을 보임으로 해서 공진형 컨버터의 실제 응용에 기여할 것으로 기대된다.

### 참 고 문 헌

- [1] D.M. Divan, "The Resonant DC Link Converter-A New Concept in Static Power Conversion," IEEE IAS Rec, pp. 648~656, 1986.
- [2] J.S. Lai and B.K. Bose, "An Improved Resonant DC Link Inverter for Induction Motor Drive," IEEE IAS Rec, pp. 742~748, 1988.
- [3] M. Kheraluwala and D.M. Divan, "Delta Modulation Strategies for Resonant DC link Inverter," IEEE-PESC Rec, pp. 271~278, June. 1987.
- [4] L. Malesani, P. Tenti, D.M. Divan, V. Toigo, "A synchronized resonant DC link converter for soft-switched PWM," IEEE IAS Rec. pp. 1037~1044, Oct. 1989.
- [5] D.M. Divan, G. Venkataraman and R.W. De Donker, "Design methodologices for soft switched inverters," IEEE IAS Rec. pp. 785~766, Oct. 1988.
- [6] D.M. Divan, G.L. Skibinski, "Zero switching loss inverters for high power application," IEEE IAS Rec. pp. 628~639, Oct. 1987.
- [7] H.W. Van der Broeck, H. Ch. Skudelny and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on 0 voltage space vector," IEEE IAS Rec. pp. 242~251, Oct. 1986.
- [8] K.S. Rajashekara, Hoang Le-Hue, Refaat Mahfoudhi, Lousi A. Dessaint, "Resonant DC link inverter-fed AC Machines Control," IEEE IAS Rec. pp. 491~496, 1987.

### 저 자 소 개



**김윤호(金倫鎬)**

1949년 6월 20일생. 1974년 서울 대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업 (공박). 현재 중앙대 공대 전기공학과 부교수. 당학회 편집위원.



**이병순(李炳順)**

1962년 11월 19일생 1988년 중앙 대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 현재 효성중공업 기전 사업부 근무.



**윤병도(尹炳道)**

1932년 3월 2일생. 1955년 서울 대 공대 전기공학과 졸업. 1969~71년 부산대 공대 전기공학과 조교수. 현재 중앙대 공대 전기공학과 교수(공박). 1989~90년 당학회 부회장 역임. 당학회 평의원.