

논문 2010-47SC-1-9

# 개선된 폴딩 스너버 망을 이용하여 소프트하게 역 복귀하는 의사 공진형 펄스 폭 컨버터

(The Soft Recovery Pulse Width Modulation Quasi Resonant Converter  
with Revised Folding Snubber Network)

정진국\*

(Jin Kuk Chung)

## 요약

순수한 수동소자들을 사용하여 영전류 영전압에서 소프트하게 스위칭 동작하는 펄스 폭 변조 의사 공진 컨버터를 소개한다. 사용된 수동 소자망은 폴딩 스너버망의 변형된 형태로 컨버터의 주 정류 다이오드의 역 복귀 전류를 제거시켜 주고 스위칭 소자 MOSFET를 소프트하게 스위칭 시킨다. 효율도 능동 스너버형과 비슷한 수준이고 회로 구성이 간단하여 구현하기 쉬우며 중 출력(수 KW이하) 정전압 공급원에 적합하다.

## Abstract

A new soft recovery pulse width modulation quasi resonant converter composed only passive devices snubber network is proposed. This passive devices snubber network is revised form of folding snubber network that suppressed the reverse recovery current of main rectify diode in PWM converter. It also makes the MOSFET switching devices operate in soft state. The efficient of the proposed converter is almost same level to that of the converter of active snubber type. The overall circuit is simple and easy to realized. Therefore, it is suitable to apply to middle range output power source.

**Keywords :** (soft recovery, quasi resonance, zero current switching, zero voltage switching.)

## I. 서론

스위칭 컨버터에서 능동 소자형 스위치와 정류용 전력 다이오드는 교대하면서 개방과 단락을 서로 교대하면서 동작한다. 즉 능동 소자형 스위치가 개방되었을 때, 정류용 다이오드는 도통 상태이고 스위치가 닫혔을 때 다이오드는 개방 상태이다. 그러나 문제점은 스위칭 천이 기간 동안에 발생된다. 도통 중인 다이오드가 순간적으로 개방상태로 바뀌는 과정에서 정류 다이오드에 역전압이 순간적으로 인가되므로 커다란 역 복귀 전류가 정류 다이오드에서 발생된다. 스위칭 컨버터에서 이

문제는 출력이 증가할수록 심각하다. 이 역 복귀 전류로 인해 정류 다이오드가 파괴되거나 동작범위가 크게 제한된다. 이 문제를 해결하기 위하여 스너버망을 추가시킨 소프트 스위칭 기법이 소개되었다<sup>[1]</sup>. 그 중 대표적인 것으로 능동소자로 스너버를 구현시키는 영전압 천이 펄스 폭 변조 컨버터(zero volt transition PWM converter)와 수동소자로 스너버를 구현한 수동 스너버형 펄스 폭 변조 컨버터(passive snubber PWM converter)는 널리 알려져 있다<sup>[2~3]</sup>. 수동 스너버형에서 보조 인덕턴스를 스위치에 병렬로 연결하여 의사 공진을 발생시켜 다이오드가 소프트하게 차단되도록 유도시킨다<sup>[4]</sup>. 또한 그 외에도 다양한 형태의 의사 공진형 컨버터가 소개되었으며 그들 중에 폴딩 스너버망을 이용한 의사공진 컨버터는 안정된 동작을 보여주었다<sup>[5~6]</sup>.

\*정회원, 대림대학 전자정보통신과  
(Dept. of Electronic, Information & Communication,  
Daelim University Collage)  
접수일자: 2009년6월15일, 수정완료일: 2009년12월28일

그러나 이것은 수동소자를 많이 소요하고 대출력에 적합하다. 따라서 보다 간단하면서 중 출력(KW이하)에 적합하고 수동소자만 사용한 의사 공진형 컨버터를 소개한다. 이것은 1차 폴딩 스너버망을 변형한 형태로서 다중 폴딩 스너버형 컨버터보다 출력 전력이 적은 대신 소자 수가 적고 간단하다.

## II. 수동소자만의 스너버로 소프트하게 스위칭 되는 의사 공진형 펄스 폭 컨버터

### 1. 구성도 및 기본 동작 원리

그림 1은 본 논문이 제안한 수동소자만의 스너버로 완전히 소프트하게 역복귀하는 의사 공진 펄스폭 변조 컨버터(Fully Soft Recovery Quasi Resonance PWM Converter)를 보여준다. 그림 1에서  $C_2$ ,  $D_{A3}$ 은 주 다이오드 D의 스너버 역할을 하여 주 다이오드 D를 영전위에서 도통시키며,  $C_1$ 과  $D_{A1}$ 은 주 스위치 M의 스너버로서 주 스위치를 영전위에서 차단 상태로 돌입시킨다. 또한 보조 다이오드  $D_{A2}$ 는 공진기간 중 보조 인덕터  $L_r$ 에 자기 에너지가 최대로 자화된 후 감자 상태로 들어갈 때 이 감자되는 자기 에너지를 방출시키는 게이트 역할을 한다. 개략적인 한 주기 동작은 아래와 같다.

그림 2는 주요소자인 다이오드 D와 스위치 M에 흐르는 전류와 양단 전압 값을 보여주는 그림이다. 스위치 M이 도통하면, 보조 인덕터  $L_r$ 에 흐르는 전류  $i_{Lr}$ 은 선형적으로 증가하고 주 다이오드 D의 전류  $i_D$ 는 역으로 선형적으로 감소되어 주 다이오드 D를 영전류에서 턴 오프 된다. 그 다음  $L_r$ ,  $C_1$ , 및  $C_2$ 는 공진상태로 동작하며 반주기 동안 공진한다. 이 반 주기 공진구간 중  $C_1$ 의 양단 전압  $V_{C1}$ 은 부의 전압으로 충전되어 추후 M이

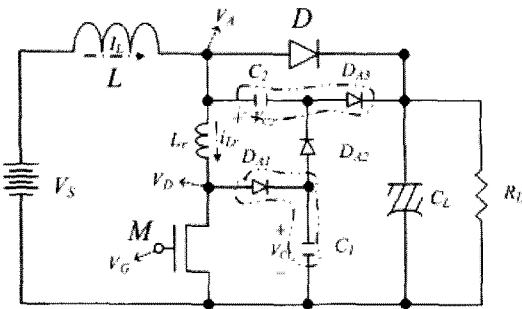


그림 1. 본 논문이 제안한 소프트하게 스위칭 하는 의사 공진 펄스 폭 컨버터

Fig. 1. The proposed quasi resonant converter that switch in soft state.

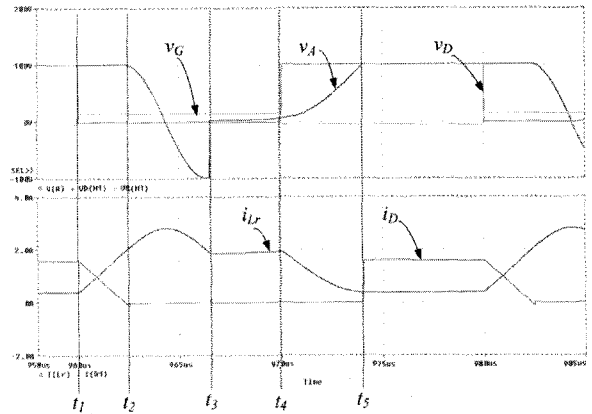


그림 2. 주다이오드 D와 스위치 M에 걸리는 전압과 전류의 이론적인 파형

Fig. 2. The theoretical waveform of voltage across the main diode, gate and auxiliary inductor.

차단될 때 영전압 상태에서 차단되는 조건을 자동적으로 생성시켜 준다. M이 차단상태로 바뀌면  $L_r$ 의 전류는  $D_{A1}$ 과  $C_1$ 을 통하여 방출된다.

그 기간 중 정전류 입력  $I_L$ 은  $C_2$ 와  $D_{A3}$ 을 통하여 부하  $C_L$ 로 흐르면서 반주기 공진 구간 중 충전되었던  $C_2$ 의 부의 전압을 방전시켜 주 다이오드 D를 영전위 상태에서 도통시킨다. 더 자세한 해석은 각 모드별 동작인 다음 장에서 고찰한다. 이상의 동작을 요약하면 보조 인덕터  $L_r$ 은 영전위와 영전류 상태에서 스위치 M을 턴 오프시키고 주 다이오드 D를 영전위와 영전류 상태에서 턴 오프 시킨다. 보조 다이오드  $D_{A1}$ 에 연결된  $C_1$ 은 영전위 상태에서 스위치 M을 턴 오프 시킨다. 커패시터  $C_2$ 와 다이오드  $D_{A3}$ 은 영전위와 영전류 상태에서 주 다이오드 D를 턴 언 시킨다.

### 2. 각 시간 구간 별 동작 모드

그림 3은 한주기 동안 스위칭 동작을 각 시간 구간별로 구분하여 모드 별 등가회로들을 보여준다.

#### (1) 모드 1 : 구간 ( $t_1 \sim t_2$ )

이 구간에서 회로의 등가회로는 그림 3(a)가 된다. 스위치 M이  $t_1$ 에 닫히면 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은 선형적으로 증가하여 상태 방정식은 아래와 같다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_O}{L_r}(t - t_1) \tag{1}$$

인덕터 전류  $i_{Lr}$ 이  $t_2$ 에서  $I_L$ 에 도달하면 상승은 멈추고 공진상태로 들어간다. 또한 주 다이오드의 전류  $i_D$ 는

아래와 같다.

$$i_D(t) = I_L - \frac{V_O}{L_r}(t - t_1) \quad (2)$$

(2) 모드 2 : 구간 ( $t_2 \sim t_3$ )

이 구간에서 회로의 등가회로는 그림 3(b)가 된다.

그림 3(b)에서 보듯이  $L_r$ 과  $C_{eq}$ 가 공진한다. 구간 초기에  $C_{eq}$ 는  $C_1$ 과  $C_2$ 의 직렬 캐패시터 값이다. 그러나  $C_1$ 이 방전되어  $V_{C1}$ 이 0V가 되면 다이오드  $D_{A1}$ 이 턴오프되고 공진전류 경로는  $L_r, D_{A1}, D_{A2}, C_2$ 가 된다. 그러므로  $C_{eq}$ 는  $C_2$ 로 되며 상태 방정식은 아래와 같다.

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_O}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_2) + I_L \quad (3)$$

$$v_D(t) = -V_O \times [1 - \cos \omega_0(t - t_2)] \quad (4)$$

이때에 특성 임피던스  $Z_0$ 와 공진 각주파수  $\omega_0$ 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{L_r \cdot C_{eq}^{-1}} & \omega_0 &= \sqrt{L_r \cdot C_{eq}^{-1}} \\ C_{eq} &= (C_1^{-1} + C_2^{-1})^{-1} : V_{C1} < D_{A1} \text{의 문턱전압} \\ &= C_2 & : V_{C1} > D_{A1} \text{의 문턱전압} \\ v_{C1}(t_{2+}) &= V_O, & v_{C2}(t_{2+}) &= 0, \end{aligned} \quad (5)$$

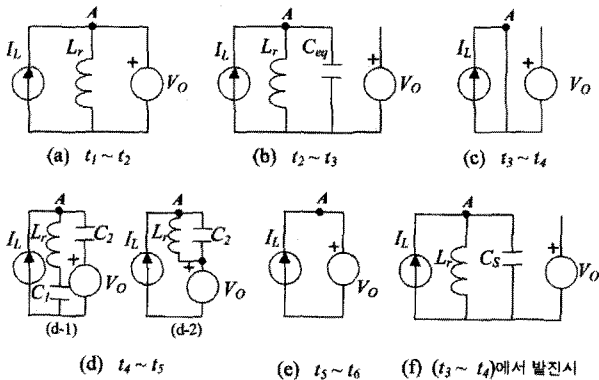


그림 3. 그림 1회로의 각 모드 별 등가회로  
Fig. 3. Equivalent circuit for each mode of fig. 1 circuit.

(3) 모드 3 : 구간 ( $t_3 \sim t_4$ )

이 구간에서 회로의 등가회로는 그림 3(c)가 된다. 정전류 구간이다.  $L_r$ 의 전류  $i_{L_r}$ 이  $I_L$ 로 되면  $I_L$ 은 정전류이므로  $L_r$  양단 전압은 0으로 되어  $D_{A1}$ 과  $D_{A2}$ 는 역 바이어스 상태로 되어 두 다이오드는 턴 오프 되고 공진은 멈춘다. 즉  $L_r$ 에 유기되는 전압 즉 노드 A의 전압

$V_A$ 는 0이고 주 다이오드 D는 완전하게 턴 오프 되며  $I_L = i_{L_r}$ 이 되어 스위치 M을 거쳐 소스로 들어간다. 출력 전력은 부하 캐패시터  $C_L$ 에서만 공급된다.

(4). 모드 4 : 구간 ( $t_4 \sim t_5$ )

이 구간에서 회로의 등가회로는 그림 3(d)로서 2개의 등가회로 (d-1)과 (d-2)를 가진다. 먼저 스위치 M이  $t_4$ 에서 턴 오프 되면, 전류  $i_{L_r}$ 은 다이오드  $D_{A1}$ 을 거쳐  $C_1$ 을 충전시키면  $C_1$  양단 전압  $V_{C1}$ 은 - 전압부터 급격히 출력 전압  $V_O$ 로 상승한다. 그때까지 등가회로는 (d-1)이 되며 상태 방정식은 아래와 같다.

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_O}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_4) + I_L \quad (6)$$

$$v_D(t) = -V_O \cos \omega_0(t - t_4) \quad (7)$$

여기서

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{L_r \cdot (C_1 + C_2)^{-1}} \\ \omega_0 &= [\sqrt{L_r \cdot (C_1 + C_2)^{-1}}]^{-1} \end{aligned}$$

이다.  $V_{C1} = V_O$ 로 되면 등가회로는 (d-2)로 된다. 반주기 공진 구간에 - 전압이었던  $V_{C2}$ 를 정전류  $I_L$ 이  $C_2$ 를 충전시켜 +전압으로 상승시킨다.  $t_5$ 에서  $V_{C2} = 0V$ 가 되면서 주 다이오드 D가 영전압 턴오프 상태로 들어간다. 이때 단자 전압  $V_A$ 는 선형적으로 상승하며 상태 방정식은 아래와 같다.

$$v_A(t) = \frac{V_O}{L_r}(t - t_4) - V_O \quad (8)$$

(5). 모드 5 : 구간( $t_5 \sim t_1$ )

이 구간에서 회로의 등가회로는 그림 3(e)가 된다.  $t_5$ 에서 캐패시터  $C_2$ 의 양단 전압이  $V_{C2} = 0V$ 되며 주 다이오드 D는 턴 오프 되면서 입력전류  $I_L$ 이 부하로 흐른다. 한 주기 동작이 끝났다.

### III. 실험 결과와 효율에 대한 검토

그림 4는 그림 1 컨버터의 실험 파형이다. 사용된 회로 정수는 다음과 같다.  $C_1 = 10nF, C_2 = 6.8nF, L = 10mH, L_r = 115\mu H, D_{A1} = D_{A2} = 1N4937, D = UF5406, R_L = 230\Omega, C_L = 100\mu F, M = IRF540, V_S = 30V, V_O = 60V$  이다. 그림 4

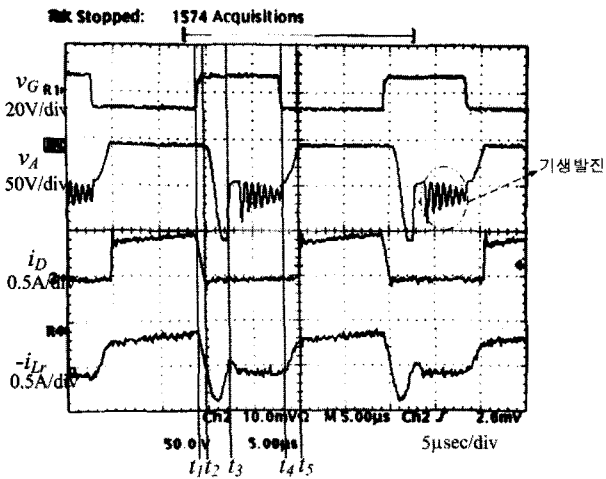


그림 4. 논문이 제안한 그림1 회로의 실험 파형  
Fig. 4. Experimental waveform of proposed fig.1 converter.

에서 보는 바와 같이 이론파형과 실험파형이 잘 일치함을 볼 수 있다. 그림에서 보는 바와 같이 주 다이오드 D의 오프 구간에서 기생 발진이 관찰되었다. 공진전류  $i_{Lr}$ 의 적은 변화에도 노드 전압  $V_A$ 의 큰 변화를 볼 수 있다. 이 기생발진은 나중에 더 고찰한다. 그림 5는 효율에 대한 특성을 보여준다. 입력전압에 대한 효율특성은 기존의 컨버터에 비하여 2%~3%정도의 효율이 향상되었으며 능동 스너버형인 ZVT PWM 컨버터와 비교하면 조금 모자란다. 전체적인 효율 특성은 출력 400W급의 출력을 갖는 능동 스너버형 컨버터와 비슷한 수준임을 볼 수 있다. 실험 과정에서 관찰된 기생 발진 현상에 대하여 분석한다. 그림 4에서 보는 바와 같이 주 다이오드가 턴 오프 기간 중 구간  $t_3 \sim t_4$ 에서 기생 발진 현상이 관찰되었다. 이에 대한 분석은 아래와 같다. 주 다이오드 D가 턴 오프된 이 구간에 다이오드  $D_{A1}$ 과  $D_{A2}$ 는 역 바이어스로 된 상태이다. 이 상태에서 이보조 다이오드의 접합 용량들이  $C_1$  및  $C_2$ 와 직렬과 병렬로 연결되어  $L_r$ 과 공진을 이룬다. 즉 역바이스 상태인 보조 다이오드의 접합 용량을 감안하면 등가회로는 그림 3(c)에서 그림 3(f)로 바뀐다. 다이오드의 접합 용량이 적어 공진 주파수는 수백 MHz가 된다.  $D_{A2}$ 의 접합용량이 적으므로  $i_{Lr}$ 의 매우 적은 변화에서도 주 다이오드 D의 양단 전압  $v_D$ 의 큰 변화를 그림4에서 볼 수 있다. 이때의 특성임피던스  $Z_0$ 와 각주파수  $\omega_0$ 는 다음과 같다.

$$Z_0 = \sqrt{L_r \cdot C_S^{-1}} \quad \omega_0 = \sqrt{L_r \cdot C_S^{-1}} \quad (9)$$

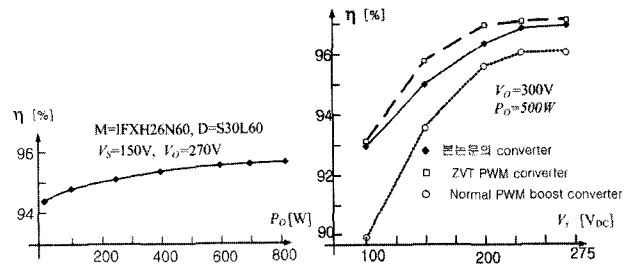


그림 5 (a). 출력 전력 대 효율의 특성      그림 5 (b). 입력전압 대 효율의 특성

그림 5. 그림 1 회로의 컨버터에 대한 효율 특성  
Fig. 5. The characteristic of efficiency for fig.1 converter.

여기서  $C_S = \{(C_{j(DA1)} + C_1)^{-1} + C_2^{-1} + C_{j(DA2)}^{-1}\}^{-1}$ 이며  $C_{j(DA1)}$ 과  $C_{j(DA2)}$ 는 다이오드  $D_{A1}$ 과  $D_{A2}$ 의 접합 용량이다.

그러나 이 기생 발진은 주 다이오드 D가 턴 오프된 기간 중 즉 입력력이 분리된 기간 중 입력 측인 단자 A에서 발생되므로 출력  $V_O$ 와 무관하다.

#### IV. 결 론

수동소자인 다이오드, 커패시터 및 인덕터만 사용된 스너버망으로 소프트하게 스위칭하는 개선된 형태의 수동 스너버형 펄스 폭 변조가 가능한 컨버터를 소개하였다. 주 다이오드의 소프트하게 턴 언, 턴오프시켜 역 복귀 전류 문제를 해결했고 주 스위치 소자 M도 수동 스너버망으로 소프트하게 턴 언, 턴오프시켜 스위칭 소자의 신뢰성을 높였다. 효율은 능동 스너버형 컨버터에 약간 모자라고 기존 컨버터 보다 평균 2%~3% 높다. 최대 가용 출력은 능동 스너버형 의사공진 펄스 폭 컨버터와 차이가 없으나 회로는 더 간단하여 쉽게 구현되며 경제적이다. 발견된 기생발진은 입력과 출력이 차단된 기간 중 입력 단에서 발생되어 출력에 아무런 영향을 못 미쳤다

#### 참 고 문 헌

- [1] K. H. Liu and F. C. Y. Lee, "Quasiresonant converters-Topologies and Characteristics," IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-2 Jan. 1987
- [2] G. Hua, C. S. Leu and F. C. Lee, "Zero Voltage-Transition PWM Converter" PESC 92, vol 1, pp55-61, 1992
- [3] M. M. Jovanovic, C. Zhou and P. Lio, "Evaluation of Active and passive Snubber

Techniques for Application on Power -Factor collection Boost Converter" 6th International Conference on Power Semiconductor and their Applications, Munich 1992.

- [4] He X., Williams B. W., Finney S. J., Green T. C. "Novel passive lossless soft clamped snubber for high frequency power converters" 24th Annual IEEE, PESC'93 Record., pp364-370, 1993
- [5] J. K. Chung, and G. H. Cho, "A new soft recovery PWM quai resonant converter with a folding snubber network" IEEE Transc. Industrial Electron.. vol. 49 no. 2, April 2002.
- [6] 정진국 "다중 폴딩 스너버망에 의한 새로운 퍼스 폭 변조 의사 공진형 컨버터" 전자공학회 TE. 37 권 3호 66쪽~ 72쪽. 2000년, 9월,

---

저 자 소 개



정진국(정회원)

1973년 한양대학교 전자공학과 학사 졸업.

1977년 한국과학원 전기 및 전자과 전자공학 석사 졸업.

2000년 한국과학 기술원 전기 및 전자과 전자공학 박사 졸업.

1977년~1985년 대우전자(주) 책임 연구원

1986년~1992년 대성반도체(주)

1993년~현재 대림대학 전자정보통신과

<주관심분야 : 반도체 회로설계, 혼성 후막 집적회로설계 및 공정, 전력전자.>