

# 일정한 주파수로 제어되는 쿼지 공진형 PWM 컨버터

정규범\* 정회원

## Quasi-Resonant PWM Converter Controlled by Constant Frequency

Gyubum Joung\* Regular Member

### 요 약

본 연구에서는 컨버터를 일정한 주파수로 제어할 수 있는 쿼지 공진형 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터의 스위치는 쿼지 공진형 컨버터와 유사하게 고주파에서 고효율로 동작할 수 있도록 소프트 스위칭 특성을 갖는다. 또한, 쿼지 공진형 컨버터는 출력전압의 제어를 위해 컨버터의 스위칭 주파수를 변동시키는 데 비하여 제안된 컨버터는 일정한 주파수로 PWM 제어가 가능하다. 따라서 필터 설계 및 EMI 필터설계의 최적화가 가능하다. 본 연구에서는 컨버터의 스위치 모드를 해석하여 컨버터의 동작원리를 기술하고, 컨버터의 스위치가 소프트 스위칭 조건을 만족하여 고주파에서도 동작할 수 있음을 보였다. 또한, DC-DC 컨버터에 대하여 100 kHz의 스위칭 주파수로 동작시켜 컨버터가 일정한 주파수로 PWM 제어되는 특성을 비롯한 컨버터의 특성을 시뮬레이션과 실험으로 증명하였다.

**Key Words** : quasi-resonant PWM converter; quasi-resonant converter; soft frequency operation; high frequency converter; high efficiency.

### ABSTRACT

In this paper, a quasi-resonant PWM converter, which is controlled by constant frequency, has been suggested. As quasi-resonant converter, the switches of the suggested converter has soft switching characteristics, which can operate to high frequency with high efficiency. Comparing with varied controlled frequency of quasi-resonant converter for controlling output voltage, the suggested converter has advantages which optimize filter and EMI filter design at constant switching frequency. The converter has been analyzed by switch mode analysis which verified soft switching operation. Also, the PWM operation and characteristics of the converter are verified by simulation and experiment of 100 kHz DC-DC converter.

## I. 서 론

위성의 전력계 서브시스템은 발생된 전력을 제어하고, 분배하고, 저장하여 위성의 각 서브시스템과 탑재체가 정해진 기능을 하도록 전기 에너지를 공급하는 역할을 한다[1]. 인공 위성 중 전원장치는 부하의 필요에 따라 태양전지의 전력을 조절하는 SAR(Solar Array Regulator)와 전기 에너지를 충전하여 식(Eclipse)등 필요시 사용할 수 있도록 에너지를 저장하는 배터리부가 있다. 또한, 배터리의 출력을 이용하여 위성의 서브시스템과 탑재체에 직류전원을 공급하는 DC-DC 컨버터가 있다[1-2].

위성에서 DC-DC 컨버터는 무게 및 부피를 최소화하고 고효율로 설계하는 것이 매우 중요하다[1]. 컨버터의 무게 및

부피를 줄이려면 컨버터의 스위칭 주파수를 고주파로 동작시키는 것이 매우 중요하다[1-2]. 또한, 고주파 스위칭에도 고효율로 동작하기 위해서는 컨버터 스위치의 스위칭 손실을 최소화 할 수 있는 설계가 매우 중요하다. 이를 위해서 많은 공진형 컨버터가 제시되었고[3-4], 쿼지 공진형 컨버터(Quasi-Resonant Converter)는 DC-DC 컨버터에 많은 연구와 적용이 이루어지고 있다[4]. 쿼지 공진형 컨버터는 출력전압을 제어하기 위하여 컨버터의 스위칭 주파수를 제어해 주는 것이 필요하다[3-4]. 그런데, 컨버터의 스위칭 주파수를 변동하면, 컨버터의 필터인 커패시터와 인덕터의 설계를 저주파에 맞추어 설계해야 되므로 부하의 변동이 큰 경우 필터의 크기가 커지는 단점이 있다.

또한, 쿼지 공진형 컨버터의 장점인 스위칭 손실을 최소화

\* 본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원이 지원하는 경제협력관산업 육성사업의 연구비 지원으로 수행되었습니다.

\*우석대학교 에너지전기공학과 전력전자연구실

접수일자 : 2017년 4월 27일, 수정완료일자 : 2017년 6월 24일, 최종 게재확정일자 : 2017년 6월 26일

하고, 단점인 컨버터의 주파수 변동을 일정하게 하는 컨버터도 활발히 연구되고 있지만 온·오프 가능한 스위치 수가 2개로 증가하는 단점이 있다.[5-9]

본 연구에서는 쿼지 공진형 컨버터를 개선하고 스위칭되는 컨버터의 스위치도 1 개만으로 가능한 일정한 주파수로 제어할 수 있는 쿼지 공진형 PWM 컨버터를 제안하였고, 컨버터의 스위치 모드를 해석하고 동작원리를 해석하여 컨버터가 일정한 주파수로 PWM 제어됨을 보였다. 또한, 컨버터의 스위칭 특성을 해석하여 컨버터의 스위치가 소프트 스위칭 조건을 만족하여 고주파에서도 동작할 수 있음을 보였다.

또한, 입력이 28 VDC 배터리 전압이고 출력이 15 VDC인 DC-DC 컨버터에 대하여 100 kHz의 스위칭 주파수로 동작시켜 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 컨버터가 일정한 주파수로 PWM 제어될 수 있음을 보였다.

## II. 제안된 방식의 컨버터 구성 및 해석

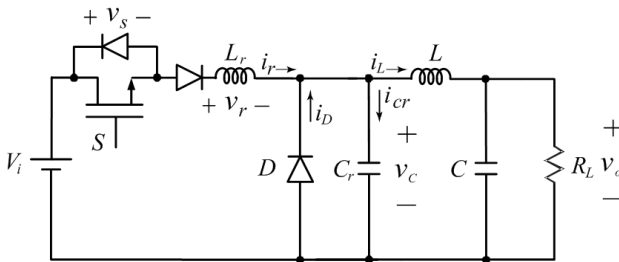


그림 1. 쿼지공진형 컨버터

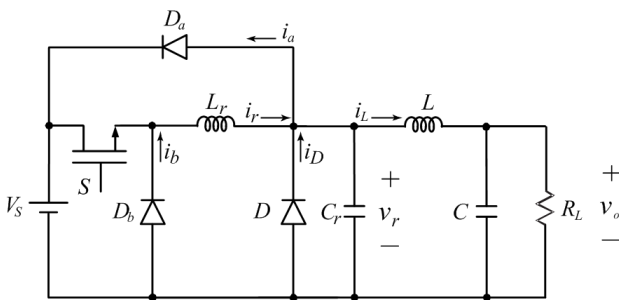


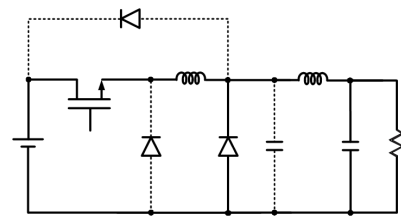
그림 2. 쿼지 PWM 공진형 컨버터

그림 1은 기존의 쿼지공진형 컨버터를 나타낸다. 그림 1에서 공진 커패시터의 전압  $v_c$ 은 공진현상으로 인하여 전압이 부하에 따라 변동되며, 공진전압  $v_c$ 의 평균값이 출력전압이 되므로 출력전압은 주파수를 변동하여 제어해야 한다. 그런데 주파수를 변동시켜 출력전압을 제어하면 부하가 적을 때 컨버터가 저주파로 동작되며 인덕터  $L$ 과 커패시터  $C$ 는 큰 값을 가질 수 있다[1-2]. 또한, 컨버터의 스위칭으로 인한 노이즈 성분이 스위칭 주파수의 변동에 따라 변화하여 EMI (Electro Magnetic Interference) 필터의 설계가 복잡해지는 단점이 있다.

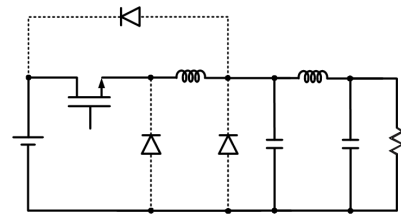
그림 2는 기존의 쿼지 공진형 컨버터가 부하의 변동에 따라 주파수가 변동되는 단점을 제거하기 위하여 공진커패시터  $v_r$ 의 전압이 기존의 PWM 컨버터와 유사하게 동작하는 쿼지 공진형 PWM 컨버터를 나타낸다.

### 1. 쿼지 공진형 PWM 컨버터의 동작원리

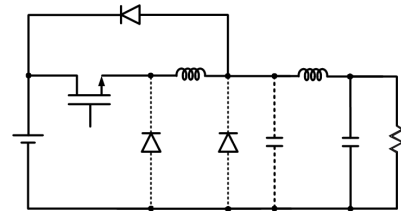
쿼지공진형 컨버터의 동작모드는 스위치  $S$ 의 온 오프에 따라 한 주기 당 그림 3과 같이 네 개의 동작모드가 존재한다.



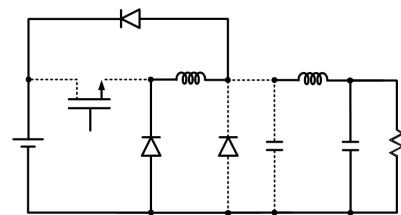
(a) 모드 1



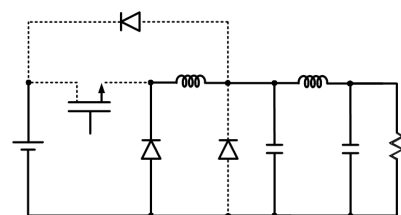
(b) 모드 2



(c) 모드 3



(d) 모드 4



(e) 모드 5

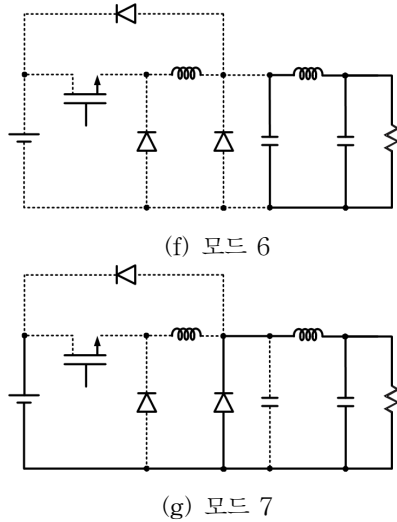


그림 3. 컨버터의 동작모드

또한, 동작모드에 따른 컨버터 각 부의 파형은 그림 4와 같다. 한 주기 동작에 따른 컨버터 모드를 설명하면 다음과 같다. 그림 2에서 인덕터  $L$ 의 전류는 일정하여  $I_L$ 이며 출력 전압  $v_o$ 도 일정한  $V_o$ 로 가정한다.

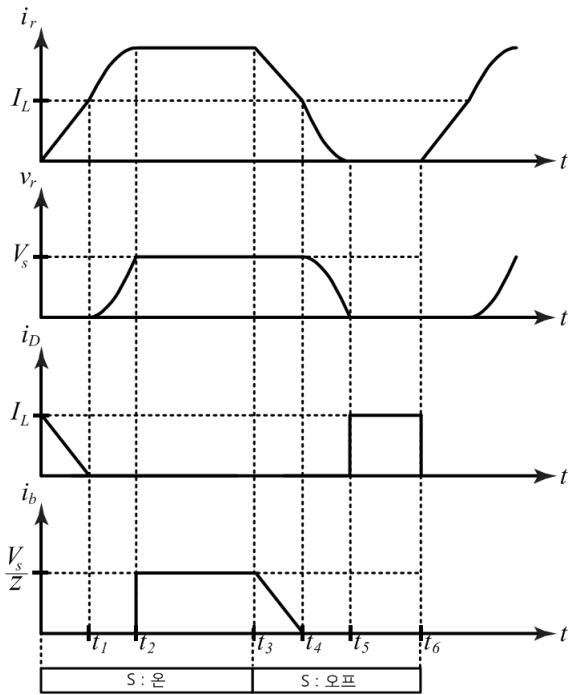


그림 4. 컨버터 각 부의 파형

모드 1 (  $0 \leq t < t_1$  )

그림 3의 모드 4에서 스위치 S를 켜면 컨버터의 동작모드는 그림 3(a)와 같이 모드 1이 시작된다. 모드 1에서 공진인덕터  $L_r$ 에는 입력전압  $V_s$ 가 걸리므로 공진전류  $i_r$ 은 다음과 같다.

$$i_r(t) = \frac{V_s}{L_r}t \tag{1}$$

식 (1)에서 공진전류  $i_r$ 이 인덕터 전류  $I_L$ 과 같아지는  $t = t_1$ 에서 모드 1이 종료된다.

모드2 (  $t_1 \leq t < t_2$  )

모드1에서 인덕터 전류  $i_r$ 이 인덕터 전류  $I_L$ 과 같아지면 다이오드 D가 오프되며 그림 3(b)와 같이 인덕터  $L_r$ 과 커패시터  $C_r$ 은 공진회로를 구성한다. 이때 커패시터  $C_r$ 의 전압  $v_r$ 과 인덕터 전류  $i_r$ 은 다음과 같다.

$$v_r(t) = V_s \{ 1 - \cos[\omega_r(t-t_1)] \} \tag{2}$$

$$i_r(t) = I_L + \frac{V_s}{Z} \sin[\omega_r(t-t_1)] \tag{3}$$

여기서 공진임피던스  $Z = \sqrt{L_r/C_r}$ 이며, 공진 각주파수  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 이다.

모드2는 식 (2)의 전압이 입력전압  $V_s$ 와 같아지면 종료된다.

모드3 (  $t_2 \leq t < t_3$  )

모드2에서 공진 커패시터  $C_r$ 의 전압이 입력전압  $V_s$ 와 같아지면 그림 2의 추가된 다이오드  $D_a$ 가 온되어 그림 3(c)와 같이 모드3이 시작된다. 그림 3(c)에서 다이오드  $D_a$ 가 켜지므로 커패시터 전압  $v_r$ 은 입력전압과 같아지며, 인덕터 전류  $i_r$ 은 일정한 값을 유지한다. 즉,

$$v_r(t) = V_s \tag{4}$$

$$i_r = I_L + \frac{V_s}{Z} \tag{5}$$

모드4 (  $t_3 \leq t < t_4$  )

모드3에서 스위치 S를 오프하면 그림 3(d)와 같이 모드 4가 시작된다. 모드4에서 공진인덕터 전류  $i_r$ 은 다이오드 D1를 통하여 흐르며, 공진전류  $i_r$ 과 인덕터 전류  $I_L$ 의 전류 차이가 다이오드  $D_a$ 를 통하여 흐른다. 이때 공진 인덕터에 입력전압이 역으로 걸리므로 인덕터 전류  $i_r$ 과 다이오드  $D_a$ 의 전류  $i_a$ 는 다음과 같다.

$$i_r = I_L + \frac{V_s}{Z} - \frac{V_s}{L}(t-t_3) \tag{6}$$

$$i_a = \frac{V_s}{Z} - \frac{V_s}{L}(t-t_3) \quad (7)$$

모드4는 다이오드  $D_a$ 의 전류가 0이 될 때까지 지속된다.

모드5 ( $t_4 \leq t < t_5$ )

모드4에서 다이오드  $D_a$ 의 전류가 0이 되면 다이오드  $D_a$ 는 영전류에서 오프되며, 공진 커패시터 전압  $v_r$ 이  $V_s$ 이므로 그림 3(e)와 같이 공진회로를 형성한다. 그림 3(e)에서 전압  $v_r$ 과 공진전류  $i_r$ 은 각각 다음과 같다.

$$v_r(t) = V_s \cos[\omega_r(t-t_4)] \quad (8)$$

$$i_r(t) = i_b(t) = I_L - \frac{V_s}{Z} \sin[\omega_r(t-t_4)] \quad (9)$$

모드5는 전류  $i_r$ 이 0이 될 때까지 지속된다.

모드6 ( $t_5 \leq t < t_6$ )

모드5에서 공진전류  $i_r$ 이 0이 되면 다이오드  $D_b$ 은 오프되며 그림 3(f)와 같이 다이오드 D가 온 된다.

## 2. 컨버터의 스위칭 특성

그림 2와 회로에 대한 컨버터 해석에서 MOSFET S와 다이오드 D, 보조 다이오드  $D_a$ ,  $D_b$ 의 스위칭 특성은 표 1과 같이 정리된다.

표 1. 컨버터 스위치의 스위칭 특성

스위치	스위칭 특성
MOSFET S	영전류 턴 온
다이오드 D	영전압 턴 온, 영전압 턴오프
다이오드 $D_a$	영전압 턴 온, 영전류 턴오프
다이오드 $D_b$	영전류 턴오프

DC-DC 컨버터에서 스위치의 스위칭 손실 중 다이오드의 턴 오프 시 하드 스위칭(Hard Switching)으로 인해 역회복 시간(Reverse Recovery Time)으로 인한 것이 매우 큰 역할을 하는 데 표. 1에서 주 다이오드인 다이오드 D는 영전압에서 온·오프되며, 보조다이오드  $D_a$ 과  $D_b$ 도 영전류에서 턴 오프 된다. 제안된 컨버터는 다이오드의 역회복 시간으로 인한 손실과 노이즈를 저감할 수 있어서 컨버터를 고주파로 스위칭 할 수 있는 특성을 갖는다. 이는 컨버터의 인덕터 및 커패시터의 용량을 줄일 수 있어서 컨버터의 부피 및 무게를 줄일 수 있는 특성을 갖는다.

## III. 시뮬레이션 및 실험결과

제안된 방식이 실험을 위하여 15 V, 2.5 A급의 컨버터 시스템을 제작하였고, 그림 2의 전력회로에 대하여 시뮬레이션과 실험에 사용한 각 소자의 값은 표 2와 같다. 표 2에서 입력전압의 28 V 배터리 전압이며, 컨버터의 스위칭 주파수는 100 kHz의 일정한 주파수로 출력전압을 PWM 제어하였다.

그림 5는 PLECS 소프트웨어를 사용하여 컨버터의 스위치 S의 온·오프에 따른 인덕터 전류  $i_r$ ,  $i_L$ 과 공진전압  $v_r$ 을 나타낸다. 공진전압  $v_r$ 의 파형은 그림 2에서 보느바와 같이 주 다이오드 D의 전압인데 일정한 기울기를 갖는다. 이는 다이오드 D의 온 오프가 영전압 스위칭 조건을 만족함을 보인다. 즉, 그림 5에서 각 전류와 전압의 파형은 모드 해석 결과인 그림 4의 파형과 일치한다.

그림 6는 스위치 S의 온, 오프에 따른 필터의 전류  $i_L$ 과 공진전압  $v_r$ 를 나타낸 것이다. 그림 6에서 스위칭 손실에 큰 영향을 주는 주 다이오드 D의 전압  $v_r$ 은 커패시터  $C_r$ 에 의해 일정한 기울기를 갖고 온, 오프 되므로 영전압 스위칭됨을 알 수 있다.

표 2. 컨버터 전력회로 주요소자 값

입력전압	22 ~ 32 V
출력전압	12 V
부하전류	1.25 A
$L_r$	2 $\mu$ H
$C_r$	100 nF
S	IRFP150
D, $D_a$ , $D_b$	FE6D
$L$	5 $\mu$ H
$C_o$	440 $\mu$ F
$R$	9.6 $\Omega$

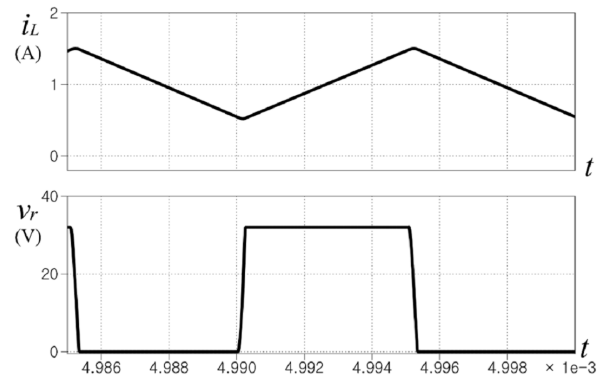


그림 5. 스위치 S의 온·오프에 따른 전류  $i_r$ ,  $i_L$  및 전압  $v_r$ 의 파형

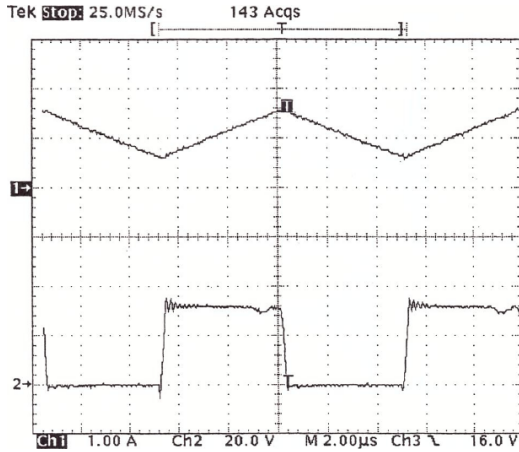


그림 6. 스위치 S의 온·오프에 따른 전류  $i_L$ , 전압  $v_r$ 의 파형

#### IV. 결론

본 연구에서는 쿼지 공진형 컨버터를 개선하여 컨버터를 일정한 주파수로 제어할 수 있는 쿼지 공진형 PWM 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 부하의 변동에 대하여 스위칭 주파수가 변하는 쿼지 공진형 컨버터의 단점을 보완한 것으로 컨버터의 주파수가 일정하여 PWM 제어가 가능하다. 컨버터의 스위치 모드를 해석하여 컨버터의 동작원리를 해석하여 컨버터의 스위치가 소프트 스위칭 조건을 만족하여 고주파에서도 동작할 수 있음을 보였다.

또한, 입력이 28 V 배터리 전압에 대하여 출력이 12 VDC, 1.25 A인 DC-DC 컨버터에 대하여 100 kHz의 스위칭 주파수로 동작시켜 제안된 컨버터가 일정한 주파수로 PWM 제어될 수 있음을 시뮬레이션과 실험으로 증명하였다.

#### 참고 문헌

[1] 임철우, 강경화, 신구환, 강경인, 정규범, "Matlab을 이용한 과학기술위성 3호 태양전력조절기 설계", 한국항공우주학회 학술발표회 논문집, 2007, pp. 1710-1773.

[2] 정규범, 이상욱, 최완식, "다목적위성 1 호 태양전지 모델링 및 궤도해석", 한국항공우주학회지 제31권, 1호, pp. 67-72.

[3] K. Liu and F. Lee, "Zero Voltage Switching Technique in DC/DC Converters," IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1986, pp. 58-70.

[4] A. Verma and D. Upadhyay, "ZCS Quise Resonant Converter Fed Resistive Load Experimental Investations", Internal Journal of Research and Innovations in Science and Technology, 2014, pp. 69-73.

[5] G. Hua, C. Leu, and F. Lee, "Novel Zero Voltage Transition PWM Converter", IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1992, pp. 55-61.

[6] G. Hua, E. Yang, Y. Jiang, F. Lee, "Novel Zero Curent Transition PWM Converter", IEEE Power Electronics

Specialist Conference, 1992, pp. 538-544.

[7] G. Joung, "New Soft Switched PWM Converter", IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1996, pp. 63-58.

[8] Akbar Rahimi and Mohammad Reza MohammadiDong Cao, Fang Z. Peng, "Zero-Voltage-Transition Synchronous DC - DC Converters with Coupled Inductors", Journal of Power Electronics, 2016, No. 1, pp. 74-83.

[9] Ires Iskender and Nace Genc, "Design and analysis of a novel zero-voltage-transition interleaved boost converter for renewable power applications," International Journal of Electronics 2010, Vol. 97, pp. 1051-1070.

#### 저자

정 규 범(Gyubum Joung)

정희원



- 1984년 2월 : 아주대학교 전자공학과 공학사
- 1986년 2월 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 공학석사
- 1990년 2월 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 공학박사
- 1993년 3월 ~ 1995년 2월 : 한국항공우주연구원 선임연구원
- 1995년 3월 ~ 현재 : 우석대학교 에너지전기공학과 교수
- <관심분야> : 위성 전력계 서브시스템, 위성전원장치, 에너지저장장치, 고효율 고신뢰성 컨버터, 전력변환장치 등