

공진특성을 이용한 DC - DC Converter에 관한 연구

노 채 규 김 성 철 배 진 호 신 동 삼
영 남 대 학 교 전 기 공 학 과 (주) 광 명 전기

A study on DC - DC Converter using characteristic of series resonance

Chae Gyun Ro Sung Chul Kim^o Jin Ho Bae Dong Sam Shin^{*}

Department. of Electrical Engineering University of Yeungnam ^{*}Kwang Myung Electrical Co., LTD.

This paper concerns a DC-DC converter using the characteristic of series resonance. Operation principle of the system described by the proposed equations is illustrated. Characteristics of steady state of the system which is essential to system design is evaluated for frequency and pulse width characteristic using dimensionless parameter. The proposed circuit based on constant voltage control uses the Pulse Width Modulation - Time Ratio Control method.

1. 서론

최근 가전, 민생기기를 비롯하여 방송, 통신기기, 제어기기 그리고 전자계산기, 정보관련기기, 신 에너지 이용기기 등의 전자용용기기 장치가 폭넓게 보급되고 대단히 다양화 되고 있다. 전자용용기기는 IC, LSI 등의 micro-Electronic 기술 보급에 따라 현저히 소형화 되고 있으나, 그 심장부인 전원장치부의 소형경량화, 저소음화, 고효율화 등의 실제적 요구를 충족시키기 위해 활발히 연구개발 되고 있다. (1)

전자기기용 전원기술은 거시적으로 볼 때 직류안정화 전원기술(DC-DC Converter 회로 기술과 제어 기술)이라 말할 수 있으며 이것도 장치전체의 실제적 요구에 부응하기 위하여 series regulator 방식에서 스위칭전원 방식으로 장치기술이 변환하고 있다. 고주파 스위칭용 전력반도체소자의 진보에 따라 지금은 스위칭전원의 고주파화에 관한 회로와 시스템의 평가가 요구되고 있다.

고주파 스위칭전원의 회로기술은 고주파 chopper 제어 방식과 고주파 인버터 제어 방식으로 대별할 수 있으며, 이것은 반

도체 Power Electronic 기술을 확대화하는 신기술의 하나로 부각되고 있다. 신형전력용 스위칭소자는 고주파영역에서 스위칭 동작이 가능 하므로 장치의 소형경량화, 고성능화 등을 달성할 수 있으며, 이들의 응용기술 연구가 요구된다. (2)(3) 본고는 이러한 배경을 기초로 하여, 개발된 신형반도체 스위칭소자 특히 자기소호형소자를 중심으로하여, LC공진형 고주파 인버터제어를 기본으로 한 PWM 방식 전력용 고주파 DC-DC 컨버터의 일반식을 제안하고, 제안회로의 동작원리 및 설계 전단계에서 요구되는 정상특성평가를 주파수 특성, 펄스폭 제어 특성 등에 관해 범용성이 있게 기술하고 있다.

2. 제안 직렬공진형 DC-DC Converter

그림 1은 자기소호형 소자를 사용한 회로구성을 나타내고 있으며 그림 2는 그림 1의 각부 동작파형을 나타내고 있다. 그림 1에서 스위칭 소자에 직렬 다이오드 D_1, D_2 는 역방향 전압을 분담시키기 위한 것으로 고효율 다이오드가 유효하다. 그림 1 회로의 기본 동작원리는 $t=0$ 에서 SW_1 이 turn on하면 $E-D_1-SW_1-L_1-C_2$ 의 폐회로와 $C_1-D_1-SW_1-L_1$ 의 폐회로가 형성되

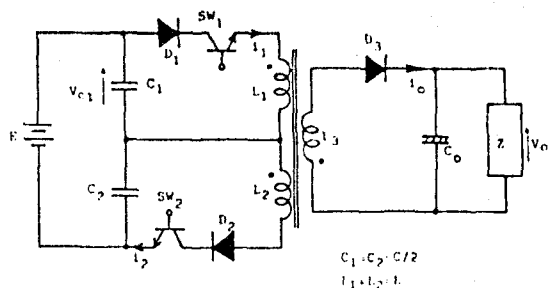


그림 1. 자기소호형소자를 사용한 회로구성

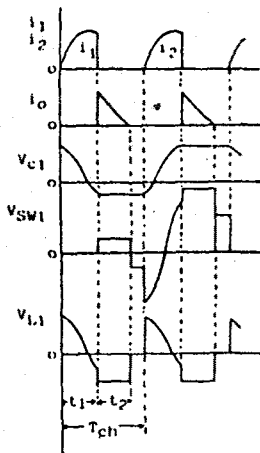


그림 2. 그림 1의 각부 동작파형

어 각각의 폐회로에는 공진전류가 흐른다. L_1, SW_1 에는 공진주파수 $\beta = 1/\sqrt{LC}$ 의 공진전류 i_1 이 흐른다. ($t=0 \sim t_1$). 이 사이에 flyback 다이오드 D_3 는 i_1 에 의한 2차속 reactor L_3 유기전압 V_{L3} 와 부하전압 V_o 의 합으로 역바이어스되어 cut off 상태로 된다.

이 합이 영으로 되기전 즉 $t=t_1$ 에서 SW_1 에 의해 i_1 을 강제로 cut off 한다. 이때 발생한 Ringing Chock 전압에 의해 D_3 를 강제로 turn on한다.

리액터 L_1 에 축적된 전자에너지 $1/2 L_1 (i_1(t))^2$ 이 L_3 에 전송되어 부하로 방출된다. 이 에너지가 소실될때까지 D_3 에는 부의 ($-V_o/L_3$)의 기울기로 펄스상 부하전류 i_o 가 흐른다. ($t=t_1 \sim t_1+t_2$). i_o 가 영이후 유지기간 $t_d(T_{on}-t_1-t_2)$ 가 경과한후 SW_2 가 turn on되어 같은 회로동작이 순차적으로 행하여진다.

그림 1의 회로에서 스위칭소자도 Thyristor를 사용할 경우는 부하전압 V_o 는 Thyristor의 trigger주파수를 가변하는 PWM-TRC방식의 제어가 가능하나, 출력전류 즉 전류의 리플이 크게되므로 초주파수의 제어범위를 제한하지 않으면 실용성이 없음을 알수있다. 이에대해 자기소호형 소자를 사용할시는 도통시간 t_1 을 제어하는 것에 의해 V_o 를 제어할수 있으므로 PWM-TRC제어로 회로를 안정되게 동작 시킬수 있다는 것이 특징이다.

그림 3은 필자가 제안하는 자기소호형 스위칭 고자를 사용한 PWM-TRC방식의 전력용 직렬 공진형 DC/DC 컨버터의 회로구

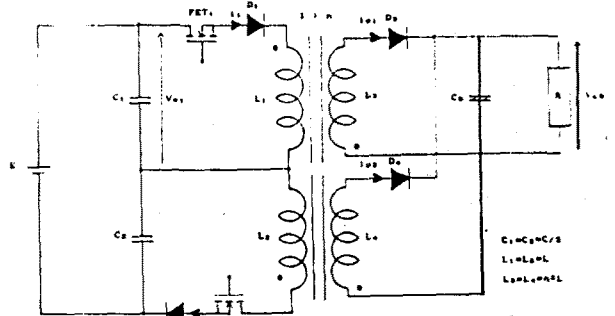


그림 3. 제안 DC/DC 컨버터 회로구성

성을 나타내고 있다.

이 회로의 동작설명과 특성해석을 위하여 다음과 같은 가정 을 한다.

- 1) 스위칭 소자들의 순방향 전압강하는 영으로 한다.
- 2) 리액터, 본연서, 배선의 손실은 무시한다.
- 3) 에너지 전송용 변성기는 완전결합 한다.
- 4) 평할 본연서 C_o 는 용량이 충분히 크다.

제안회로는 그림 1의 리액터 결합계를 2개로 분할하여 i_1, i_2 각각에 대응하는 부하전류에 각각 독립의 폐회로를 갖도록 구성 되어있다.

3. 동작상태 분류와 해석

그림 3의 제안회로는 SW_1, D_3, SW_2, D_4 의 on/off 상태에 의해 그림 4와 같이 3개의 동작상태로 나타난다.

* 1) 동작상태 I ($t_1 \sim t_2 + T_{ch}$)

에너지 축적모드와 에너지 방출모드가 동시에 존재하지 않는 유지모드가 존재 하므로 파형 개선의 효과는 없다.

* 2) 동작상태 II ($t_2 \sim T_{ch} + t_2$)

에너지 축적모드와 에너지 방출모드가 동시에 행하여 지고있고, 리액터 결합계를 분할 하므로 해서 i_1, i_2 의 초기치는 영 이되고 소자의 di/dt 는 적다. 그러나 i_{o1} 과 i_{o2} 가 동시에 흐르는 동작은 하지 않는다.

* 3) 동작상태 III ($t_1 + T_{ch} \sim t_1 + t_2 + 2T_{ch}$)

동작상태 III의 i_{o1}, i_{o2} 의 흐르는 시간보다 더욱 i_{o1}, i_{o2} 의 통류하는 시간 t_2 가 길게되고 i_{o1}, i_{o2} 가 동시에 흐르는 기간 이 존재하는 동작이다. 이때 출력전류 i_o 는 직류성분을 갖고 연속적으로 흐르기 때문에 출력전류 리플은 개선된다.

이 동작상태는 스위칭소자에는 항상 정의 전압이 인가 되는

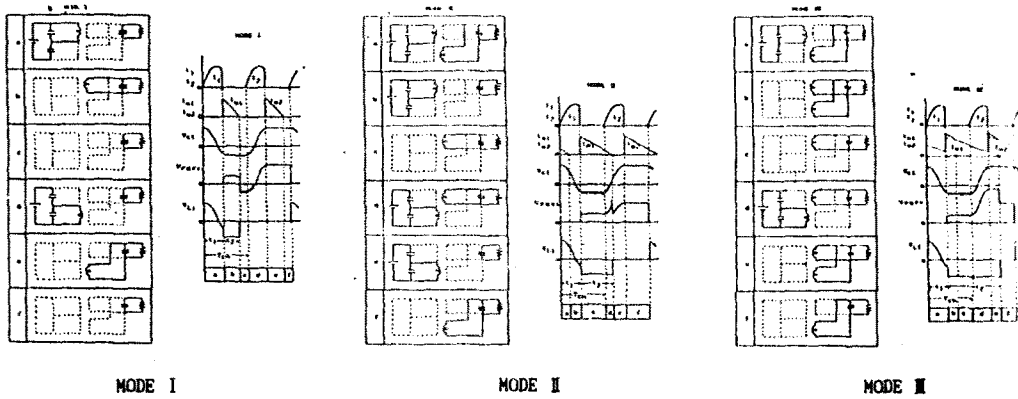


그림 4. 동작 등가회로와 동작파형

것이 주목할 점이다.

제안회로의 일반정상상태는 상술한 3개의 동작상태로부터 스위칭소자의 전류 i_1, i_2 부하측의 flyback다이오드전류 i_{o1}, i_{o2} 콘덴서 C_1 의 전압 V_{o1} 으로부터는 동일한 식으로 표현할 수 있으므로 표 1에서 보여주는 서브-모드에 의해 해를 구할 수 있다. 각 서브-모드에 대한 상태방정식은 다음과 같이 된다.

* 서브모드 a_1

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_{o1} \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L & 1/L \\ 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_{o1} \\ E \end{bmatrix}$$

* 서브모드 a_2

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_2 \\ E-V_{o1} \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L & 1/L \\ 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ E-V_{o1} \\ E \end{bmatrix}$$

* 서브모드 b_1

$$\frac{d}{dt} i_{o1} = -\frac{V_o}{n^2 L}$$

* 서브모드 b_2

$$\frac{d}{dt} i_{o2} = -\frac{V_o}{n^2 L}$$

서브모드를 갖는 단속 회로계를 초기조건의 연속성과 정상 주기 상태를 고려한 정상주기 해는 표 2와 같다.

4. 특성평가

특성평가의 범용성을 부여하기위해 표 3과 같이 무차원화 파라메타를 도입 하기로 한다.

그림 5는 $d_1=1.8$ 의 경우의 $\mu-\alpha$ 특성을 나타내고 있다. 그림에서 d_1, η' 가 일정할경우 초퍼주파수가 증가함에 따라 평균 출력전압은 상승된다. 또 부하저항 η' 가 커질수록 α 도 커

표 1. 서브-모드

	기 간	MODE I	MODE II	MODE III
submode a_1 에너지유출mode	$0 < t < t_1$	a	a, b	a
submode b_1 에너지양출mode	$t_1 < t < t_1+t_2$	b	c, d	b, c, d, e
submode a_2 에너지유출mode	$T_{on} < t < T_{off}$	d	d, e	d
submode b_2 에너지양출mode	$T_{off} < t < T_{off}+T_{sa}$	e	f, a	e, f, a, b

표 2. 정상주기해

submode a_1	$i_1(t) = \frac{E}{Z(1+\cos\beta t_1)} \sin\beta t$ $V_{o1}(t) = \frac{E}{1+\cos\beta t_1} \cos\beta t$
submode b_1	$i_{o1}(t) = \frac{E \sin\beta t_1}{n^2 Z(1+\cos\beta t_1)} - \frac{V_o}{n^2 L} (t-t_1)$
submode a_2	$i_2(t) = \frac{E}{Z(1+\cos\beta t_1)} \sin\beta(t-T_{on})$
submode b_2	$i_{o2}(t) = \frac{E \sin\beta t_1}{n^2 Z(1+\cos\beta t_1)} - \frac{V_o}{n^2 L} (t-T_{off}-t_2)$
$\beta = 1/\sqrt{LC} \quad Z = \sqrt{L/C}$	

표 3. 무차원화 파라메타

α	무차원화 평균출력전압	$\alpha = V_o/V_{in}$
μ	무차원화 주파수	$\mu = \omega \sqrt{LC}/\omega_{sa}$
η'	무차원화 부하저항	$\eta' = R/(n^2 \sqrt{LC})$
d_1	무차원화 에너지유출시간	$d_1 = t_1/\sqrt{LC}$
d_2	무차원화 에너지양출시간	$d_2 = t_2/\sqrt{LC}$

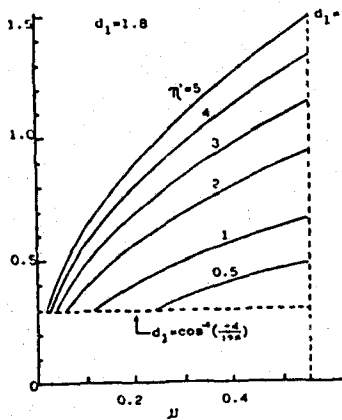


그림 5. μ - d_1 특성

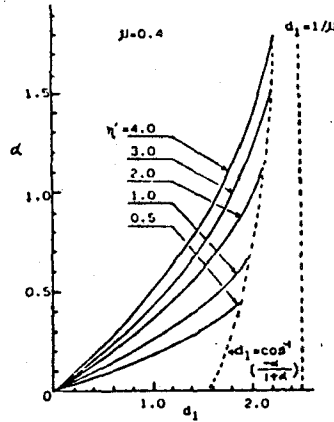
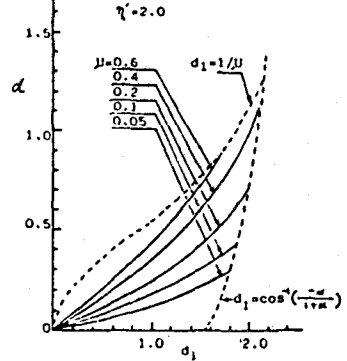


그림 6. d_1 - α 특성



지므로 부하변동에 대해 평균 출력전압 일정제어를 하기위해
초주파수 f_{ch} 를 제어하면 된다는 것을 의미한다.

그림 6(a)는 $\eta=0.4$ 의 경우 d_1 - α 특성을 나타내고 있다. 평균

출력전압 V_o 는 전부 부하저항 R에서 소비되고 있다면

$V_o/R=1/T_{oh} \int_0^{T_{oh}} i_o(t)dt$ 로부터 표 3의 무차원화 파라메타
를 도입하여

$$\alpha = \frac{\sqrt{\mu\eta}}{2} \frac{\text{sind}_1}{1+\cos d_1} \quad \text{로 된다.}$$

따라서 d_1 이 증가함에 따라 $\text{sind}_1/1+\cos d_1$ 은 단조증가 하기
때문에 α 도 단조증가하고 η 가 커질수록 α 는 증가함을 알수
있다. 또 일정 η 에서는 μ 가 클수록 α 는 커지고 있다.

이상의 사실로 부하변동에 대해 펄스폭을 가변시켜 평균
출력전압을 일정하게 할수 있다. 즉 일정 출력전압 제어를 위
해 부하저항이 증가하면 펄스폭 t_1 을 적게하는 방향으로 제
어하면 된다.

5. 실험결과

그림 3의 제안회로에 있어서 실험에 사용한 각 회로정수는
 $C=2\mu F, C_o=200\mu F, L=95\mu H, n=1$ 로 하였다. 그림 7은 그림 3의 제
안회로에서 PWM-TRC방식에 의한 정전압 제어회로 구성을 보여
주고 있다. 그림 8은 $t_1=18(\mu sec)$ 일 경우 주파수-출력전압특성
의 이론치와 실험치를 나타내고 있다. 거의 일치하므로 실험
결과는 이론의 정당성을 입증하고 있다.

6. 결 론

본 논문은 지기소호형소자를 사용한 전력용 직렬공진형
DC-DC 컨버터의 구체적인 회로를 제시 하였고 동작원리와 특
징에 대해 논하였다. 더우기 PWM-TRC제어방식을 사용한 제어

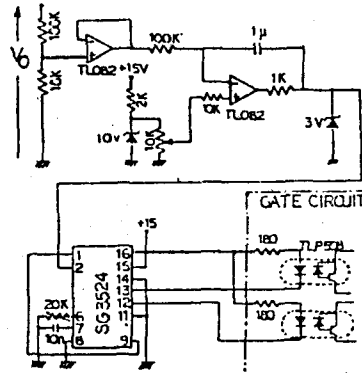


그림 7. PWM-TRC 제어회로 구성에

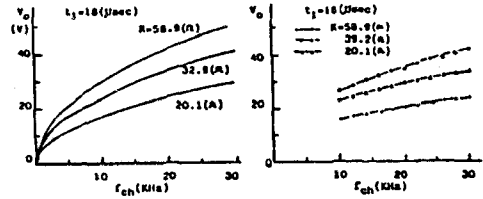


그림 8. 실험치와 이론치의 비교

계를 구성시켜 실험한 결과 이론의 정당성을 확인 하였다.

또 회로설계 전단계에 필요한 특성평가를 행하여 기본회로
설계자료를 제공 하였다.

참고문헌

1. 차인수 : 전력MOSFET를 이용한 고주파 공진형 DC-DC컨버터
의 설계와 해석, 89전기학의 학술대의 논문집
2. 김동희 : 쇼크인입트풀터 負荷時の A-SCR 高
波 인버터 制御 共振形 コンバータ と 特性解析
信學技報 Vol. 85, No.51.(1985)
3. Patrick W. CLARKE : Self - commutated Thyristor
DC to DC Converter, IEEE, Vol. MAG-6, No.1 March
1970. pp.10~15