

TFLM에 적용한 직병렬 공진형 DC/DC 컨버터의 출력전압 제어에 관한 연구

황계호[†] · 이영식* · 진진용* · 방덕제* · 김호종* · 신병철* · 강도현** · 김종무**

[†]*주신성이엔지 기술연구소, **한국전기연구원 메카트로닉스그룹

A Study on the Output Voltage Control of Series-Parallel Resonant type DC/DC Converter for Transverse Flux Linear Motor

Gye Ho Hwang[†], Yeung Sik Lee*, Jin Yong Jeon*, Deok Je Bang*, Ho Jong Kim*,
Byoung Chol Shin*, Do Hyun Kang**, and Jong Moo Kim**

[†]*Institute of Technology Shinsung ENG co.LTD., **KERI

ABSTRACT

In this paper, with loosely coupled transformer series-parallel resonant type DC/DC converter is analyzed and adopted to the power source of a TFLM(Transverse Flux Linear Motor). To get more efficient operating mode of the series-parallel resonant type DC/DC converter, theoretical analysis using normalized parameters are accepted. The analysis includes a specially made ferrite transformer with two separately wound half cores in order to evaluate analytically and experimentally the changes in magnetizing the leakage fluxes and inductances caused by the distance between the halves. The proposed converter must be operated in switching Pattern III among the three switching patterns for the Zero Voltage Switching operation. According to Pulse Frequency Modulation(PFM) control method, the output voltage of the proposed circuit can be controlled. The results of the theoretical development are compared with practical measurements from a prototype system.

Key Words : PFM(Pulse Frequency Modulation) Control, Normalized Parameter, Series-Parallel Resonant, DC-DC Converter, Non-contact Power Supply, TFLM(Transverse Flux Linear Motor)

1. 서 론

반도체 및 LCD 제조 장비의 필수 모듈중의 하나인 Wafer Stocker 및 LCD Stocker내에 이송용 로봇 구동에 적용되는 서보모터의 전원장치는 클린룸내에서 고청정도 레벨을 유지하면서 안정적인 전원을 공급하여야 한다. 기존의 서보모터용 전원장치는 Stocker 내부에서 이송용 로봇에 전원을 공급하기 위해 긴 Power Cable을 끌고 다니거나 Power Rail의 접촉식 브러쉬를 통해 전원을 공급해 왔다.

LCD의 대용량화에 따라 Stocker 내부가 길어지고, 로봇의 이송거리도 길어지게 되면서 Power Cable의

진동과 브러쉬의 접촉에 따른 Particle 발생이 클린룸내의 청정레벨 유지의 큰 걸림돌이 되고 있다. 고청정레벨 유지와 안정적인 전원공급을 위해 비접촉식 변압기를 적용한 전원 장치가 개발되고 있다[1-6]. 또한, 로봇 이송용 서보모터의 직선운동 전환시 발생하는 소음, 진동, Backlash 및 Position Error에 의한 주기적인 유지보수를 줄이고 동력 전달 효율을 높일 수 있는 선형전동기의 개발의 필요성이 대두되고 있다. 선형전동기를 적용한 이송시스템의 고성능화, 고출력화를 실현하기 위해 대형, 중하중, 장거리 이송에 적합한 영구자석형 횡자속 선형전동기의 개발이 이루어지고 있다 [7,8].

본 연구는 횡자속 선형전동기(이하 TFLM : Transverse Flux Linear Motor로 칭함)를 부하로 하는 비접

[†]E-mail : hgyeho@shinsung.co.kr

축식 전원공급 장치의 주요한 전력변환부인 직 · 병렬 공진형 DC/DC 컨버터(Series-Parallel Resonant type DC/DC Converter)의 이론적 수치해석을 바탕으로 시뮬레이션을 수행하고, 실험을 통해 출력전압 제어 특성 시험을 행하였다.

2. 직 · 병렬 공진형 DC/DC 컨버터

2.1. 횡자속 선형 전동기(TFLM)

Fig. 1은 1상의 코일을 표현한 직류형 선형 전동기의 구조를 보여주고 있다. 직류형 선형 전동기는 회전형 직류전동기를 잘라서 펼친 형태로 Fig. 1에서 보듯이 Iron 고정자 양측에 영구자석이 붙어 있으며, 상하로는 같은 방향, 이웃하는 것과는 반대방향으로 나열되어 있고, 이동자 안에는 세 개의 여러 상의 코일이 서로 겹침을 피해 일정한 간격을 두고 놓여져 있는 구조를 갖는다[7,8].

또, 선형 전동기는 전동기 자속방향에 따라 종축형과 횡축형(횡자속형)으로 나눌 수 있는데 자속의 이동 방향과 전동기의 이동방향이 같은 경우 종축형 선형 전동기라고 하고, 자속방향이 전동기의 이동방향과 횡

방향인 경우 횡자속형 선형 전동기라 한다[7,8].

Fig. 2은 횡자속 선형전동기의 구조를 보여주고 있다. Fig. 2에서 보듯이 횡자속 선형 전동기의 원리는 기본적으로 릴럭턴스 전동기와 같으며, 권 선 전류에 의한 기자력이 $\Theta[AT]$ 일 때, 자속 ϕ 가 발생하여 자기저항이 최소화되는 방향으로, 즉 고정자와 이동자의 치가 일치할 때까지 힘을 발생시키게 된다. 이 때, 자속 ϕ 의 진행 방향과 전동기의 이동방향 V 와 수직으로, 즉 횡방향(전류의 방향과 전동기의 진행방향이 같음)이 된다. 횡자속형 전동기의 장점 및 특징은 자기회로와 전기회로가 분리되어 있기 때문에 단위 체적당 높은 출력과 높은 효율을 얻을 수 있다는 것이다[7,8].

따라서, 고 청정도를 유지해야 하는 반도체 생산 설비내에서 TFLM을 구동하기 위해 기존 전원장치인 Power Cable, Power Rail에서 발생하는 파티클 발생을 현저히 줄일 수 있는 비접촉 전원 공급장치를 적용하였다. 이 비접촉 전원 공급장치는 부하가 유도성 성분을 가지는 전동기인 TFLM이므로 기동 및 주행, 정지 시, 발생하는 전압의 변동 때문에 일정하게 출력전압을 유지해야 한다. 이렇게 출력전압을 일정하게 유지하기 위해서는 비접촉 전원 공급장치인 직 · 병렬 공진형 DC/DC 컨버터에서 출력 전압을 제어하여야 한다.

일반적으로 DC/DC 컨버터의 출력전압을 제어하는 방법으로는 Pulse Width Modulation(이하 PWM로 칭함) 제어방법과 Pulse Frequency Modulation(이하 PFM로 칭함) 제어방법, Phase Shift(이하 PS로 칭함) 제어방법이 있다. 이 중에서, 본 논문에서는 PFM 제어 방법을 사용하여 출력전압을 제어하였다.

비접촉 전원 공급장치는 세부적으로 3상 입력정류부, 공진형 컨버터부, 1차 권선인 Power Track부, Inductive Coupler부, 고속전과정류부, 부하부로 나눌 수 있다.

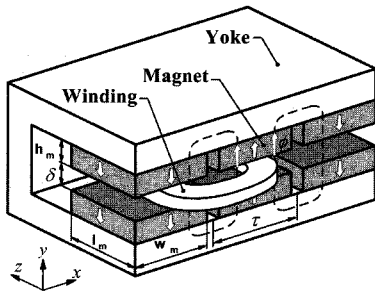


Fig. 1. Structure of DC type Linear motor.

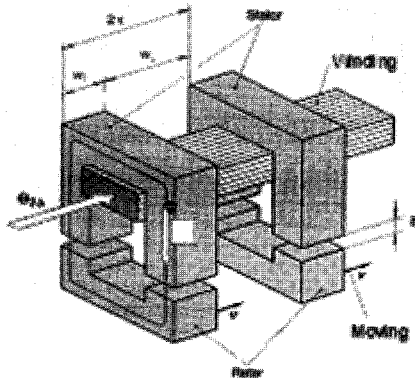


Fig. 2. Structure of TFLM.

2.2. 회로 해석

Fig. 3는 풀 브릿지 형태를 갖는 부하직렬 공진형 DC/DC 컨버터의 공진부에 부하와 병렬로 커패시터(C_2)를 삽입한 직 · 병렬 공진형 DC/DC 컨버터를 보여주고 있다. Fig. 3에서 보는 바와 같이 직렬 공진형 컨버터는 부하전류의 경로에 직렬로 공진회로가 구성되므로 순환전류가 존재하지 않고 부하전류에 비례하는 공진전류가 흐르는 장점을 갖지만, 출력전류가 감소하면 고조파의 필터링이 감소되는 단점을 가지며, 특히, 경부하 및 무부하에서 주파수 변화에 따른 입력력 전압개입특성이 줄어들지 않아 제어가 불가능한 단점을 가진다. 병렬 공진형 컨버터는 무부하에 이르기까지 제어 가능한 장점을 가지며 병렬 공진형 커패시터는 전

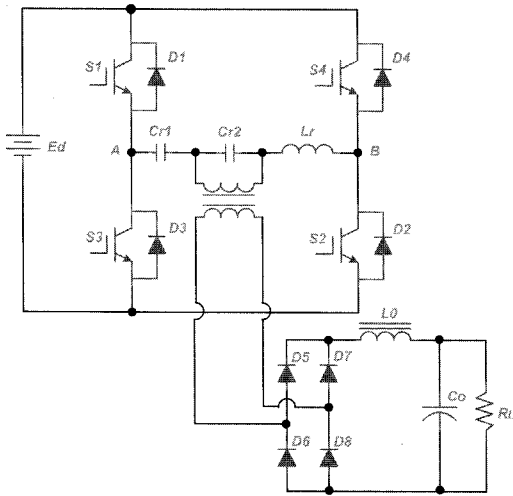


Fig. 3. The series-parallel resonant type DC/DC converter.

압원으로 동작한다. 그러나 부하변동에 영향을 받지 않는 동작을 얻기 위해서는 병렬 커패시터가 상당히 커야 한다. 이로 인해 순환전류가 상당히 커지는 단점이 있다.

이러한 문제를 해결하기 위한 회로구성은 그림 3과 같다. 여기서, E_d 은 전원이고, $S_1 \sim S_4$ 는 자기소호기능을 가진 스위칭 소자로 MOSFET, IGBT, Power SIT 등이 적용 가능하고, C_{r1} , C_{r2} 및 L_r 은 공진형 커패시터와 인덕터이며, L_p , C_o 는 평활용 리액터 및 커패시터이다. 그리고 $D_1 \sim D_4$ 는 회생용으로 사용되는 역병렬다이오드이고, $D_5 \sim D_8$ 은 브리지로 구성된 정류용 다이오드로 역회복 시간이 빠른 고속 다이오드를 사용한다.

회로의 동작원리는 정(+)의 반주기에서 S_1 , S_2 가 온될 경우, 공진전류는 정(+), 전원측(E_d)에서 부하로 에너지가 공급된다. 또한, 일정시간 후 직·병렬 공진회로에 의해 다시 전원측(E_d)으로 에너지가 환원되는 루프가 형성된다.

이상은 정(+)의 반주기에 관해서만 서술하였고, 다음 반주기는 S_3 , S_4 가 턴·온될 경우이며, 이것은 S_1 , S_2 가 턴·온 되는 경우와 같은 상태가 된다.

Fig. 4은 스위칭 주파수에 따른 스위칭 소자($S_1 \sim S_4$)의 구동신호 스위칭 패턴(I, II, III)과 이에 따른 스위칭 소자 구동 신호($S_1 \sim S_4$)와 공진전류(i_{Lr})의 파형을 정성적으로 나타내고 있다. 여기서 스위칭 소자(S_1 , S_2)와 스위칭 소자(S_3 , S_4)는 데드타임을 갖고, 상보적으로 구동하며, 구동신호의 듀티비는 항상 50%이고, 스위칭 주파수(f_{sw})와 공진 주파수(f_r)의 비에 의해, 첫째, 스위칭 주파수가 공진 주파수보다 낮은 경우 스위치의 초

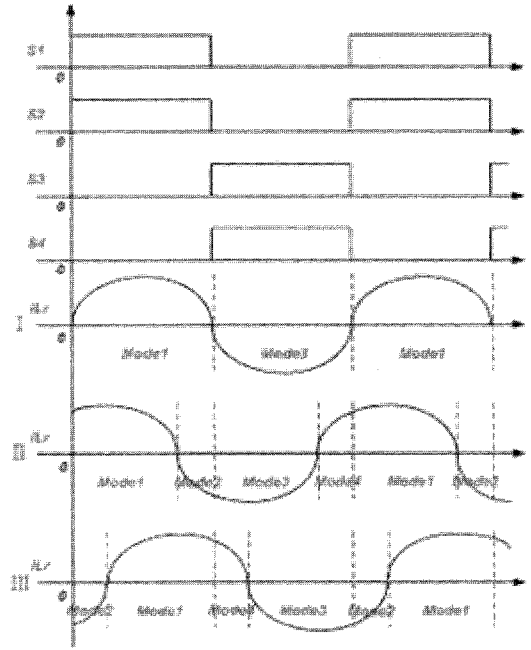


Fig. 4. Switching patterns.

기전류가 정(+)이 되어 스위치 전압보다 위상이 앞서는 용량성(패턴II)으로 동작된다. 반대로, 둘째, 스위칭 주파수가 공진 주파수보다 높은 경우는 스위치의 초기 전류가 부(-)가 되어 스위치 전압보다 위상이 뒤지는 유도성(패턴III)으로 동작된다. 셋째, 공진주파수와 스위칭 주파수가 같은 경우는 저항성(패턴I) 동작으로 스위치의 온, 오프시 손실이 영이 되는 동작양식으로 분류된다.

여기서, 스위칭 소자를 ON할 경우, 저항성 부하와 유도성 부하 패턴인 패턴 I, 패턴 III은 Zero Voltage Switching(이하 ZVS로 칭함) 기능을 하지만, 용량성 부하 패턴인 패턴 II은 ZVS 기능을 하지 못하고, 스위칭 양단에 전압, 전류가 인가되어 있는 상황에서 스위칭 소자를 ON하게 되어 스위칭 소자에 스트레스를 가하여 스위칭 소자 손손의 우려가 발생한다. 따라서, 본 논문에서는 스위칭 패턴 II은 피하고 있으며, 또한, 패턴 I은 저항 부하에서는 별 문제없이 공진 주파수를 추종하여 제어될 수 있지만 유도성 부하인 Crane에서는 공진 주파수와 동일한 제어가 어려므로 패턴 I도 본 논문에서 피하고 있는 스위칭 패턴이다.

따라서, 스위칭 패턴 III으로 동작하는 것이 부하의 변화에 따라 출력전압 제어가 용이한 스위칭 패턴임을 알 수 있다.

연구대상회로의 해석을 위해서 구동신호패턴에 따라

Table 1. Operating mode for each patterns

	Resonant part								Rectifier part				Applied states of each pattern		
	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	I	II	III
mode1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1
mode2	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1
mode3	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1
mode4	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1

*1 : ON, 0 : OFF 임.

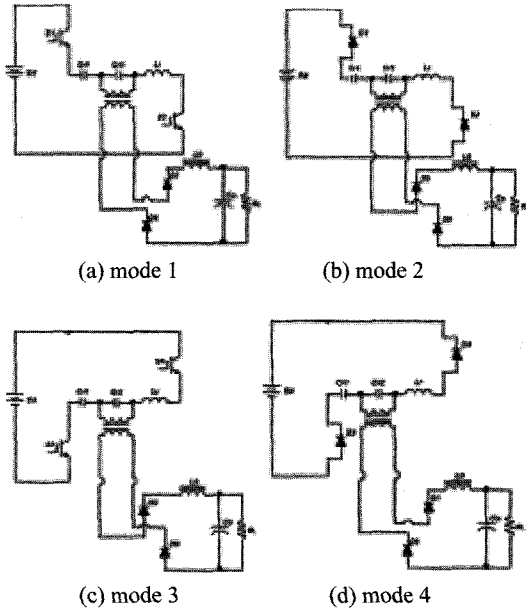


Fig. 5. Operating modes.

스위칭 소자(S₁~S₄), 다이오드(D₁~D₄)의 온·오프 동작에 의해 한 주기에 4개의 모드가 형성된다. 또, 각 패턴에 따른 동작모드의 적용상태를 Table 1에 보여주고 있다.

Fig. 5는 구동 신호 패턴에 따른 각 모드에 대한 동작 모드를 나타내고 있다.

Fig. 5의 동작모드에 따른 각 모드별 회로 상태 방정식을 회로 해석의 범용성 즉, 정량화를 부여하기 위해 Table 2에 나타난 무차원화 파라미터를 도입하였다. Table 2를 이용한 각각의 모드별 무차원화 상태 방정식을 나타낼 수 있다. 그 모드중 모드 1의 무차원화 상태 방정식은 다음 식(1)과 같다.

$$\frac{dX^*}{dz} = A^* \cdot X^* + B^* \cdot U^* \tag{1}$$

여기서 $X^* = [i_{Lr}^*(z) \ i_{Lo}^*(z) \ V_{cr1}^*(z) \ V_{cr2}^*(z) \ V_{co}^*(z)]^T$, $U^* = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ 이고, A*, B*는 다음과 같다.

$$A^* = 4\pi/\mu \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/a_1 & -1/a_1 \\ 1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/4b_1 & -1/4b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & -1/4\lambda b_0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} 4\pi \\ \mu \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

Table 2. Normalized parameters

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	$E_s = E_d$	$v^*(z) = v(t)/E_s$
Current	$I_s = E_s/Z_s$	$I^*(z) = i(t)/I_s$
Power	$P_s = E_s I_s$	$P^*(z) = p(t)/P_s$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L_s C_s}$	$\lambda = R/Z_s$
Inductance	$L_s = L_r$	$a_1 = L_o/L_s$
Capacitance	$C_s = C_{r1}$	$b_0 = C_o/C_s$ $b_1 = C_{r2}/C_s$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
Time	$T_s = 1/f_{sw}$	$z = t/T_s$

<Remarks>

- f_r : Resonant Frequency of Converter
- f_{sw} : Switching Frequency of Converter
- T_{sw} : Operating Period of Converter

각 모드에 존재하는 방정식은 고차로 되고, 스위칭 소자(S₁~S₄)의 온·오프 상태는 예측할 수는 있지만, D₁~D₄의 온·오프 상태는 예측하는 것이 불가능하므로 수치해석시 공진전류의 방향에 따라 모드를 판정하게 되며, 컴퓨터를 이용하여 수치해석을 행하였다.

2.3. 특성 평가

Fig. 6는 a₁=100, b₀=100, b₁=1.0인 경우, 무차원화 부하 제어변수(λ)를 파라미터로 하여 무차원화 주파수(μ)에 대한 출력전압 특성을 보여주고 있다. 즉, 부하 가변과 스위칭 패턴 I에서 스위칭 패턴 III을 지나 가변될 때의 출력전압 특성을 보여주고 있으며, 주파수 제어변수(μ)를 패턴 I에서만 최대 출력 전압이 되고, 나머지 스위칭 패턴II, 스위칭 패턴III에서는 출력전압이 감소함을 알 수 있다. 또, 무차원화 부하 제어변수(λ)를 점점 증가시킬 경우, 출력전압은 점점 증가하는 특성을 알 수 있다. 이것은 스위칭 패턴을 변화 시키면 출력전

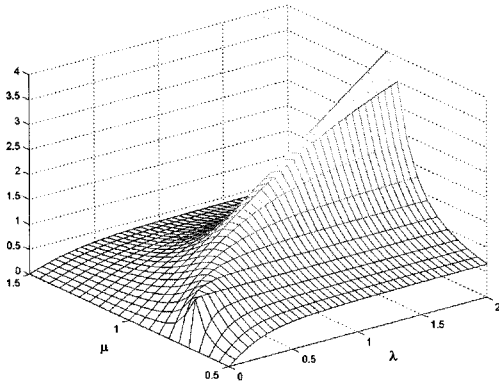


Fig. 6. Output voltage characteristic ($b_1=1.0$).

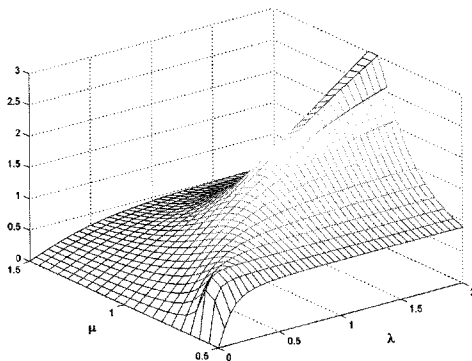


Fig. 7. Output voltage characteristic ($b_1=0.5$).

압의 제어가 가능함을 알 수 있다.

Fig. 7는 $a_1=100$, $b_0=100$, $b_1=0.5$ 인 경우, 무차원화 부하 제어변수(λ)를 파라미터로 하여 무차원화 주파수(μ)에 대한 출력전압 특성을 보여주고 있다. 그림 6과 경향이 비슷하나, 무차원화 공진 커패시터의 비를 가변하면 출력전압에 영향을 미치는 특성을 알 수 있다. 즉, 무차원화 공진 커패시터의 비(b_1)를 점점 작게 하면 출력전압이 감소하는 특성을 얻을 수 있다. 이 특성은 공진 커패시터 선정 시 필요한 특성이다.

Fig. 8는 $a_1=100$, $b_0=100$, $b_1=0.14$ 인 경우, 무차원화 주파수(μ)를 파라미터로 하여 무차원화 부하 제어변수(λ)에 대한 출력전압 특성을 보여주고 있다. 즉, 부하 가변과 스위칭 패턴 I에서 스위칭 패턴 III을 지나 가변될 때의 출력전압 특성을 평면상으로 보여주고 있으며, 그림 8에서 보듯이 출력제어를 하기 위한 좋은 주파수 영역은 공진주파수보다 높은 영역인 스위칭 패턴 III, 즉, 무차원화 주파수(μ)가 최대점보다 큰 영역이다.

Fig. 9는 $a_1=100$, $b_0=100$, $b_1=0.07$ 인 경우, 무차원화 주파수(μ)를 파라미터로 하여 무차원화 부하 제어변수

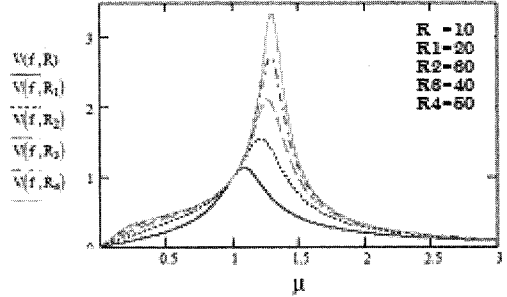


Fig. 8. Output voltage characteristic ($b_1=0.14$).

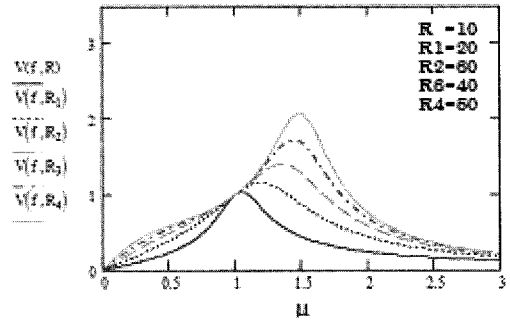


Fig. 9. Output voltage characteristic ($b_1=0.07$).

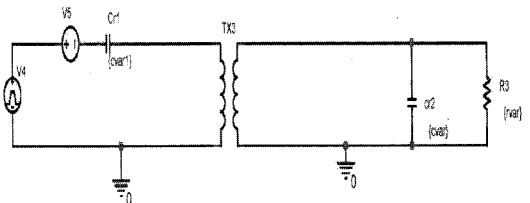


Fig. 10. Simulation circuit of series-parallel resonant type DC/DC converter

(λ)에 대한 출력전압 특성을 보여주고 있다. 무차원화 공진커패시터의 비가 작아지면, 공진 주파수가 부하의 변동에 의해 크게 가변을 하고, 출력전압이 낮게 나타나는 단점이 있지만, 출력전압 제어를 하기 위한 곡선이 Fig. 8에 비해 양호한 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1. 시뮬레이션

Fig. 10는 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용하여 연구대상회로인 직·병렬 공진형 DC/DC 컨버터의 시뮬레이션 회로를 보여주고 있다. Fig. 10에서 보듯이 특성평가에 의한 특성치를 가지고 실험전 소자 선정에 유용하게 사용될 수 있도록 시뮬레이션을 행하였다.

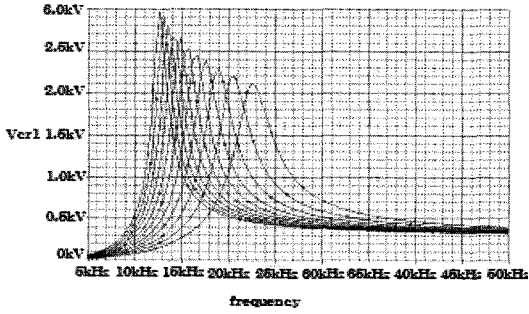


Fig. 11. Resonant voltage characteristic.

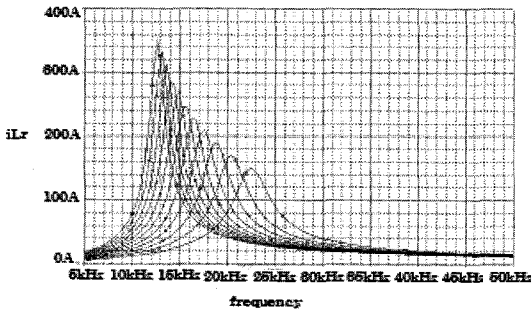


Fig. 12. Resonant current characteristic.

Fig. 11은 $a_1=100, b_0=100$ 인 경우, 스위칭 주파수(f_{sw})를 파라미터로 하여 공진 커패시터의 비(b_1)에 대한 공진전압 특성을 보여 주고 있다. 그림 11에서 보듯이 공진 커패시터의 비(b_1)를 크게 가변을 하면 스위칭 주파수가 낮아지면서 공진전압이 커지는 특성을 알 수 있다.

Fig. 12은 $a_1=100, b_0=100$ 인 경우, 스위칭 주파수(f_{sw})를 파라미터로 하여 공진 커패시터의 비(b_1)에 대한 공진전류 특성을 보여 주고 있다. 그림 12에서 보듯이 공진 커패시터의 비(b_1)를 크게 가변을 하게 되면, 스위칭 주파수가 낮아지면서 공진전류가 커지는 특성을 알 수 있다. 위의 특성 Fig. 12는 스위칭 소자를 선정하는데 필요하다.

3.2. 실험

Fig. 13은 실험에 사용된 비접촉 전원공급장치를 보여주고 있다. 본 장치는 크게 1차측 전원 공급장치와 2차측 전원 공급장치, Inductive Coupler 장치로 나눌 수 있다. 세부적으로는 3상 입력정류부, 공진형 컨버터부, Power Track부, Inductive Coupler부, 고속전파 정류부, 부하부로 구성되어 있다.

Fig. 14은 TFLM을 적용한 실험부하로 사용되어진 Crane을 보여주고 있다. 1차측 전원 공급장치는 사진 외부에 셋팅되고, Crane에는 Inductive Coupler 장치와

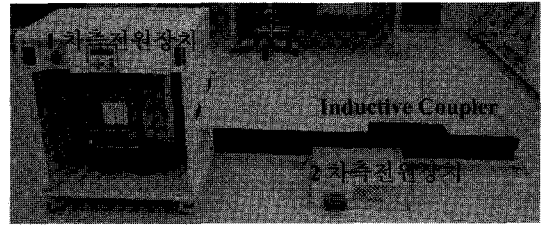


Fig. 13. Experimental equipment.

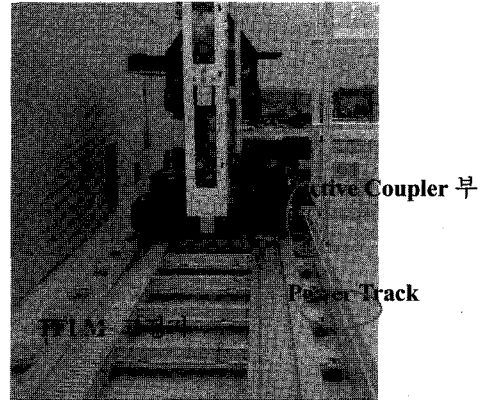


Fig. 14. Experimental load(TFLM).

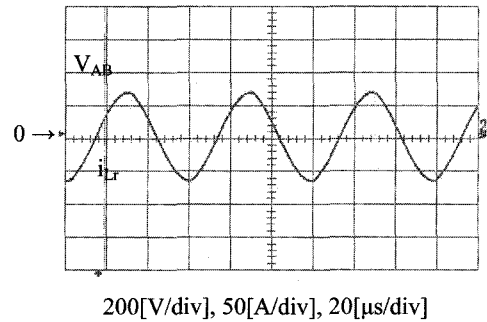


Fig. 15. Experimental waveforms of V_{AB} and i_{Lr} for steady state.

2차측 전원공급장치가 셋팅되어 있다. 유도성 부하를 갖는 Crane은 TFLM을 적용해서 실험을 행하였다.

Fig. 15는 실험을 통해 실측한 안전압(V_{AB}), 공진전류(i_{Lr})의 정상상태 실험 파형을 보여주고 있다.

실험조건은 비접촉전원 공급장치인 Fig. 13과 TFLM을 적용한 부하(Crane)인 Fig. 14를 사용하였으며, 제어기법은 PFM 제어기법을 사용하였다. 안전한 스위칭 패턴은 스위칭 패턴 III을 이용하였고, 스위칭 주파수는 17 kHz이다.

Fig. 16는 실험을 통해 실측한 안전압(V_{AB}), 출력전

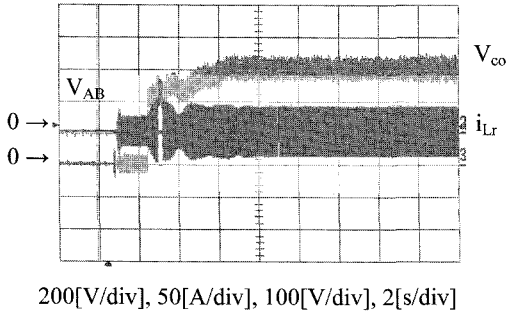


Fig. 16. Experimental waveforms of V_{AB} , i_{Lr} and V_{co} for transit state.

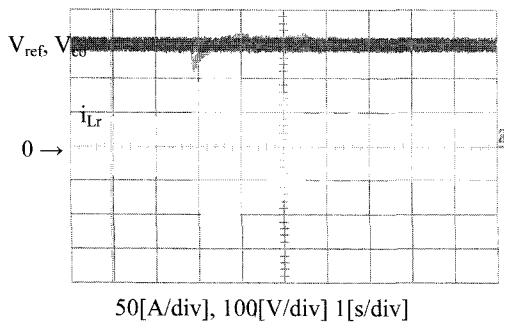


Fig. 17. Experimental waveforms of i_{Lr} , V_{co} and V_{ref} for Crane operation state.

압(V_{co}), 공진전류(i_{Lr})의 기동과도 실험파형을 보여주고 있다. Fig. 16에서 보듯이 비접촉 전원공급장치를 기동시킬 경우, 압전압(V_{AB})과 공진전류(i_{Lr})가 안정하게 동작되며, 또 출력전압이 300[V]를 양호하게 추종하는 것을 알 수 있다.

Fig. 17은 정상상태에서 부하를 가변(기동, 등속, 감속)할 경우의 공진전류(i_{Lr})와 출력전압(V_{co}), 출력기준 전압(V_{ref})의 실험파형을 보여주고 있다. Fig. 17에서 보듯이, 부하(λ) 변동에 대하여도 가속시(기동시) 300[V]인 V_{ref} 를 잘 추종하고, 감속시 오버슈트가 발생하지 않게 출력전압이 잘 추종하는 것을 알 수 있다.

따라서, 스위칭 주파수의 가변에 따라 출력전압이 제어됨을 알 수 있고, 유도성 부하 패턴인 스위칭 패턴 III으로 동작시켜야 비접촉 전원공급장치가 안정하게 운전됨을 알 수 있었다.

4. 결 론

본 논문은 풀 브릿지 형태를 갖는 부하직렬 공진형 DC/DC 컨버터의 공진부에 부하와 병렬로 공진 커패시터(C_{r2})를 삽입한 직·병렬 공진형 DC/DC 컨버터를 연

구대상회로로 하여 회로의 동작모드 및 회로해석을 행하였다. 회로의 특성해석을 범용성있게 하기 위해, 무차원화 파라미터를 도입하여 여러 특성평가를 실시하였다. 또한 제안회로의 특성평가를 기초로 하여, TFLM을 적용한 부하(Crane)를 구동하여 실험을 행한 실험결과와 이론해석의 경향이 일치하므로 회로해석의 정당성을 입증하였다. 또한, 비접촉 전원 공급장치의 출력전압 제어 방법으로 PFM 제어방법을 사용하였고, 스위칭 패턴은 유도성 동작인 패턴III의 주파수 영역에서 동작하여 안정된 운전이 됨을 알 수 있었다.

향후, 고 청정도 환경에서 구동되는 TFLM용 전원으로 비접촉 전원 공급장치가 적용 가능할 것으로 생각된다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부(에너지관리공단)가 지원하는 에너지·자원 기술개발 사업비로 수행 중이며, 이에 감사 드립니다.

참고문헌

1. Abel, E. and Third, S. M., "Contactless Power Transfer-An exercise in topology", IEEE Transactions of Magnetics, Vol.Mag-20(5), pp.1813-1815, 1984.
2. Yungtaek Jang and Milan M. Jovanovic, "A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.50(3), 2003.
3. Bimal, K. Bose., "Recent Advances in Power Electronics", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.7(1), pp.1-11, 1992.
4. Wojciech A. Tabisz and Fred. C. Lee, "DC Analysis and design of Zero Voltage Switched Multi-resonant Converter", PESC'89 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.243-251, 1989.
5. Hwang, G. H., Nam, S. S. Bae, S. J. Oh, S. H. and Ro, C. G. "A characteristic analysis of the resonant tank type DC-DC converter using ZVS", The International Conference on Electrical Engineering 2002, Vol.II, pp.754-759, 2002.
6. Hwang, G.-H., Kim, J.-H., Nam, S.-S., Kim, D.-H., Jung, D.-Y. and Oh, S.-H., "A characteristic analysis of resonant voltage resultant type DC/DC converter" Trans. KIEE, Vol.49B(1), pp.40-47, 2000.
7. 방덕제, 김호중, 강도현, "황자속 선형전동기 추진 모듈 개발", 한국반도체 및 디스플레이 장비학회, 춘계 학술대회 논문집, pp.138-146, 2004.
8. 강도현, 방덕제, 김종무, 정연호, "Ropeless 승강기용 영구자석여자 황자속 선형전동기 설계에 관한 연구", 대한전기학회 논문지, Vol.49B(3), 2000.