

AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 안정화를 위한 최적 보상회로

오용승\*, 김창선†, 김희준\*  
 \*한양대학교, †목포대학교

The Optimized Compensator for the Stability of AT Forward MRC

Yong-Seung Oh\*, Chang-Sun Kim†, Hee-jun Kim\*  
 \*HanYang University, †Mokpo National University

**Abstract** - The AT Forward MRC is studied on the stability. The compensator is composed of the error amp with 3 poles and 2 zeros. This is optimized through the experiment. The converter loop gain is measured using HP4194A. We are initiated by the thinking of how to make the stabilization from the experimental results of loop gain curves. The loop gain, low frequency gain and gain margin are more improved through the experimental considerations.

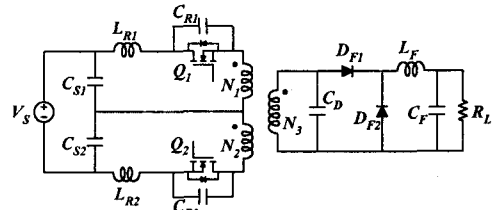


그림 1 AT 포워드 다중공진형 컨버터

1. 서 론

DC-DC 컨버터는 페루프를 형성하고 있으며, 출력전압의 안정화와 과도특성과 관련하여 안정성이 확보되는 제어특성이 요구되기 때문에 부계환 제어루프의 안정성 설계가 필요하다. 케환루프의 안정성 설계는 통상 오차 증폭기에 극·영점 보상을 통하여 얻어질 수 있다. 보상된 AT 포워드 다중공진형 컨버터의 정격은 입력전압 48V, 출력 5V/50W로 하였고, 최대 동작 주파수는 2MHz이며, 입력전압 58V에서 측정된 최대 전압스트레스는 입력전압의 2.9배인 170V, 최대 효율은 81.66%이다. 안정도에 있어서는 실제적으로 임피던스/이득 위상 분석기 HP4194A를 사용하여 기준에 보상되어진 회로를 토대로 안정성에 대해 분석하고 그 결과를 바탕으로, 3-pole, 2-zero 형태의 최적 보상회로를 구성하였다.

2. 본 론

2.1 AT 포워드 다중공진형 컨버터의 특성

실험에 사용되어진 AT 포워드 영전압 스위칭 다중공진 컨버터(AT Forward Zero Voltage Switching Multi-Resonant Converter)는 두 개의 스위치가 교번으로 동작하며 데드타임을 갖는다. 그림 1은 AT 포워드 다중공진형 컨버터를 나타낸다. 구성되어진 컨버터의 설계사양 및 사용되어진 소자들의 값과 종류를 표 1과 2에 정리하여 나타내었다.

표 1 AT Forward ZVS MRC

입력전압( $V_i$ )	38V~58V
출력전압( $V_o$ )	5V
출력전류( $i_o$ )	10A
스위칭주파수( $f_s$ )	500KHz~1MHz
최대동작주파수	2MHz
시비율(D)	0.45~0.48

여기서 T는 변압기를 나타내고  $N_1$ ,  $N_2$ 는 변압기 1차 측 권수,  $N_3$ 는 2차측 권수를 나타낸다. 제어회로는 공진형 컨버터 제어 IC인 MC33067를 사용하였다.

표 2 실험에 사용된 소자

Circuit parameter	Component value	
Primary switch ( $Q_1, Q_2$ )	IRF640	
Core	Mn-Zn ferrite core	
	Turns ratio(N)	1.5
	$N_1, N_2$	3 Ts, USTC
	$N_3$	2 Ts, Cu foil
Leakage inductance	520 nH (500KHz) 490 nH (1MHz)	
Resonant inductor ( $L_{R1}, L_{R2}$ )	3 $\mu$ H	
Resonant capacitor ( $C_{R1}, C_{R2}$ )	5.7 nF	
Rectifiers ( $D_{F1}, D_{F2}$ )	60CNQ035	
Input filter cap. ( $C_{S1}, C_{S2}$ )	22 $\mu$ F	
Output filter cap. ( $C_F$ )	22 $\mu$ F	
Output filter ind. ( $L_F$ )	24 $\mu$ H	

2.2 보상회로의 구성

기준에 적용되어진 오차증폭기의 구성은 1-pole, 1-zero 형태이고, 본 논문에서는 3-pole, 2-zero 형태로 새로이 구성하였다. 3-pole, 2-zero 형태는 2개의 영점  $f_{z1}$ ,  $f_{z2}$ 가 인접해 있어 phase boost의 특징이 나타나고 있으며 이 특징으로 인하여 루프이득의 위상여유를 크게 해 줄 수 있다. 또한 세 번째 극점  $f_{p2}$ 을 둠으로써 고주파의 불필요한 성분들을 대폭 감쇠시킬 수 있다. 1-pole, 1-zero 형태와 3-pole, 2-zero 형태의 오차증폭기 구성을 그림 2와 그림 3에 나타내었다.

1-pole, 1-zero의 오차증폭기 구성에서 각 소자의 값들은  $R_1=940\Omega$ ,  $R_2=2K\Omega$ ,  $C_1=51nF$ 이고, 3-pole, 2-zero의 오차증폭기에서는  $R_1=47K\Omega$ ,  $R_2=43K\Omega$ ,  $R_3=10\Omega$ ,  $C_1=380pF$ ,  $C_2=2pF$ ,  $C_3=470pF$ 이다.

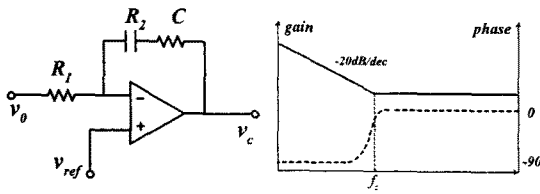


그림 2 1-pole, 1-zero 형태

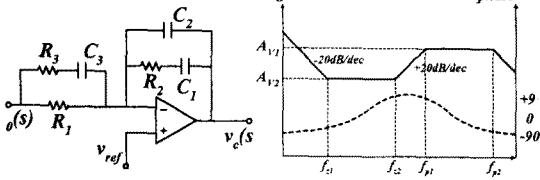


그림 3 3-pole, 2-zero 형태

그림에서 왼쪽은 오차증폭기의 회로구성을 오른쪽은 이득-위상곡선을 나타내었다. 그림 3의 3-pole, 2-zero 형태에서 전달함수는

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{(1+sC_1R_2)(1+sC_3(R_1+R_2))}{s(C_1+C_2)R_1(1+sC_3R_3)(1+s\frac{C_1C_2R_2}{C_1+C_2})} \quad (1)$$

이고, 각각의 영점과 극점은 다음과 같이 구해진다.

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_2} \quad (2)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_3 (R_1 + R_2)} \approx \frac{1}{2\pi C_3 R_1} \quad (3)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_3 R_3} \quad (4)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi C_1 C_2 R_2} \approx \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad (5)$$

또 직류이득을 나타내면 다음과 같다.

$$A_{v1} = \frac{R_2}{R_1}, \quad A_{v2} = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \approx \frac{R_2}{R_3} \quad (6)$$

### 3 측정결과 및 고찰

측정은 입력전압 38V, 48V, 58V일 때 부하전류를 각각 1A, 3A, 5A, 7A로 변화시키며 측정하였다. 38V 일때는 부하전류 6A일 때 측정하였다. 표 3은 기존의 오차증폭기가 1-pole, 1-zero 형태일 때 측정결과이다. 3-pole, 2-zero 형태일 때 측정결과는 표 4에 정리하고, 측정되어진 이득-위상곡선은 그림 4에서부터 15까지이다.

표 3 1-pole, 1-zero 형태일 때 측정결과

$V_i(V)$	$I_o(A)$	$f_c$ (kHz)	phase margin	Gain margin
38	1	7.84	90 deg	14 dB
	5	10.87	46 deg	9.7dB (-151° 일때)
	6.2	0.29	100 deg	8dB (-83° 일때)
48	1	11.95	93 deg	13 dB
	5	11.4	74 deg	16 dB
	9.5	16.26	88 deg	12dB (-126° 일때)
58	1	59.82	80 deg	20.35 dB
	5	12.83	75 deg	23 dB
	11.5	14.79	58 deg	34 dB

표 3 3-pole, 2-zero 형태일 때 측정결과

$V_i(V)$	$I_o(A)$	$f_c$ (kHz)	위상여유 (dB)	이득여유 (dB)	그림
38	1	70.59	0	0.9275	4
	3	20.05	65.42	19.54	5
	5	20.05	64.28	21.33	6
	6	14.92	60.09	24.26	7
48	1	64.31	18.68	2.59	8
	3	43.61	57.84	11.38	9
	5	34.01	60.16	12.75	10
	7	29.12	73.56	15.33	11
58	1	68.43	12.94	2.21	12
	3	60.43	25.25	5.04	13
	5	51.74	35.25	6.92	14
	7	41.62	50.2	11.19	15

측정된 결과에서 보듯이 부하전류가 증가함에 따라 교차주파수 ( $f_c$ :cross over frequency)도 감소하고 있음을 볼 수 있다. 비안정도를 나타내는 위상여유와 이득여유를 보면 위상여유의 경우 1-pole, 1-zero 형태에 비하여 전체적으로 안정된 영역에서 동작하고 있고, 부하전류가 증가함에 따라 위상여유가 증가한다. 그림 7, 그림 11과 그림 15에서 볼 수 있듯이 부하전류가 7A일 때는 모두 안정된 위상여유를 가지고 있다. 이득여유에 있어서도 부하의 증가에 따라서 이득여유 또한 증가하고 있음을 알 수 있다.

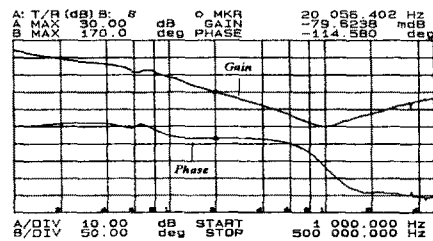


그림 4  $V_i=38V, I_o=1A$

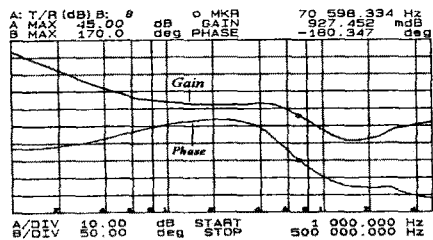


그림 5  $V_i=38V, I_o=3A$

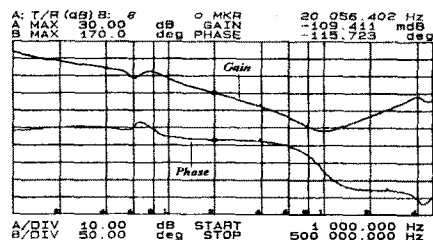


그림 6  $V_i=38V, I_o=5A$

그림 12  $V_i=58V, I_o=1A$

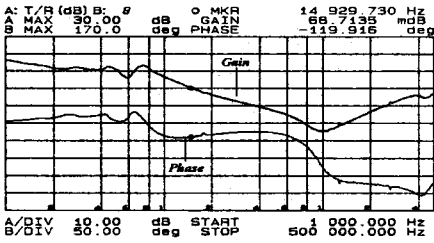


그림 7  $V_i=38V, I_o=6A$

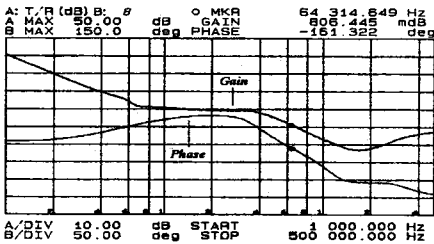


그림 8  $V_i=48V, I_o=1A$

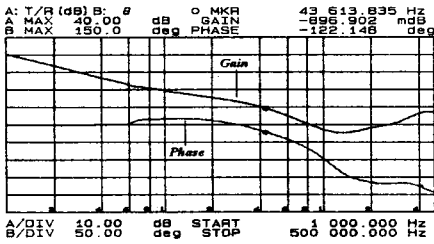


그림 9  $V_i=48V, I_o=3A$

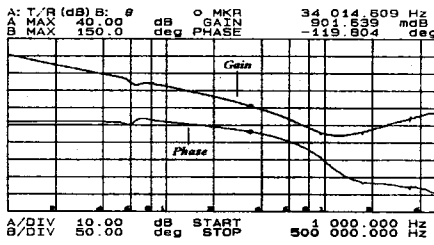


그림 10  $V_i=48V, I_o=5A$

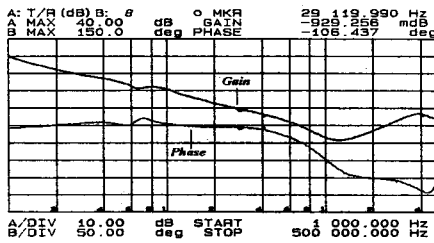


그림 11  $V_i=48V, I_o=7A$

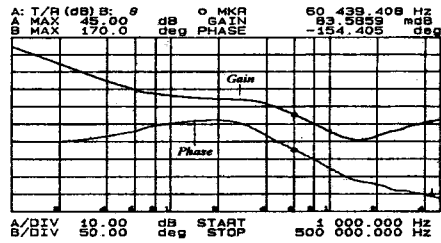
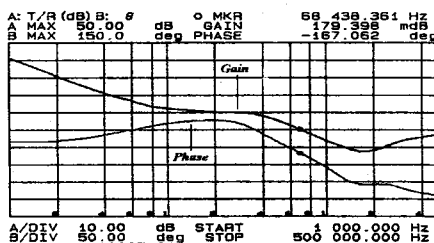


그림 13  $V_i=58V, I_o=3A$

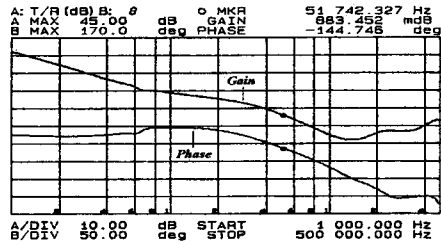


그림 14  $V_i=58V, I_o=5A$

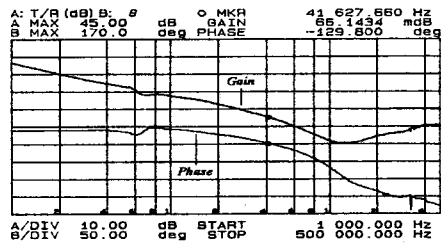


그림 15  $V_i=58V, I_o=7A$

### 3. 결 론

AT 포워드 다중공진형 컨버터의 안정성에 관한 실험적 고찰을 수행하여 보상을 하였다. 1-pole, 1-zero 보상회로의 실험적 결과를 기초로 하여 보다 개선된 3-pole, 2-zero 형태의 보상회로를 구성하였고, HP4194A 네트워크 해석기를 통하여 안정도에 대한 결과를 이득-위상곡선으로서 나타내었다. 측정결과 컨버터의 비안정도를 나타내는 위상여유와 이득여유가 기존의 형태보다 안정된 범위 내에서 형성되고 있음을 볼 수 있고, 이득여유 또한 개선되었음을 알 수 있다.

### (참 고 문 헌)

- [1] W. A. Tabisz, F. C. Lee, "Zero voltage switching multi-resonant technique - A novel approach to improved performance of high frequency quasi-resonant converters", IEEE PESC, pp.9-17, 1988.
- [2] H. J. Kim, C. S. Kim, S. H. Lee, I. H. Lee., "A development of the 2MHz clamp mode forward ZVS MRC on board power module for telecommunication application", IEEE INTELEC, pp321-325, Sep., 1993.
- [3] 김창선, "AT 포워드 다중공진형 컨버터의 동작원리", 한국조명전기설비학회 논문지, Vol.12, No.3, pp114-123, 1998. 8.
- [4] 김창선, AT 포워드 다중공진형 컨버터의 모델링 해석, 한국조명전기설비학회 논문지, Vol.14, No3, pp6-14, May 2000