

교번으로 영전압 스위칭 되는 포워드, 플라이백 다중공진형 컨버터의 제어기

(Alternately Zero Voltage Switched
Forward, Flyback Multi-Resonant Converter Controller)

김창선*

(Chang - Sun Kim)

요 약

고효율 고전력 밀도를 제공하는 공진형 컨버터에 있어서 스위치에 걸리는 전압 스트레스는 입력전압의 4~5배 정도여서, 높은 정격의 소자를 필요로 하기 때문에 전도손실을 증가시킨다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 제안했던 교번으로 동작하는 포워드 다중공진형 컨버터에 적용한 회로 형태를 다른 컨버터에 적용한 예를 제시하였다. 그리고 제안한 AT 포워드 다중공진형 컨버터의 루프 이득 특성을 알아보기 위해 HP4194A 네트워크 해석기를 이용해 실험적으로 측정된 결과에 대해 고찰하였다.

Abstract

In the resonant converters which can provide high efficiency and high power density, the resonant voltage stress is about 4-5 times the input voltage. It needs the power switch with high ratings. This is a reason why the conduction loss is increased. In this paper, it proposes the alternately zero voltage switched forward, flyback multi resonant converter topology for reducing the voltage stress using alternately zero voltage switching technique. And the proposed AT forward MRC is experimentally considered about the loop gain with HP4194A network analyzer.

Key Words : high power density, high efficiency, resonant voltage stress, alternately zero voltage switching technique, forward, flyback zero voltage switching multi resonant converter

1. 서 론

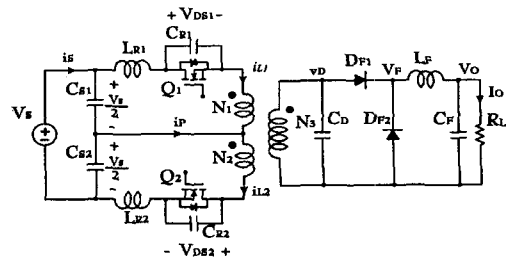
영전압 스위칭 다중공진형 컨버터(Zero Voltage Switching Multi Resonant Converter, ZVS MRC)는

* 주저자 : 목포대학교 전기공학과 조교수
Tel : 061-450-2465, Fax : 061-450-2469
E-mail : cskim@mokpo.ac.kr
접수일자 : 2002년 2월21일
1차심사 : 2002년 3월 4일, 2차심사 : 2002년 5월20일
3차심사 : 2002년 7월 8일
심사완료 : 2002년 7월19일

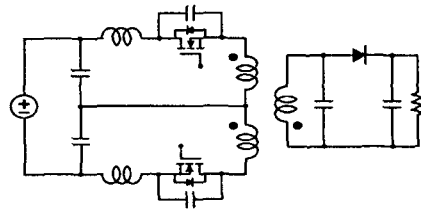
능동 스위치와 수동 스위치를 이용하여 다중공진 스위치(Multi Resonant Switch, MRS)를 구성하여 기생 성분들을 회로에 흡수해 영전압 스위칭을 가능하게 함으로써 스위칭 손실을 줄여 고주파 스위칭을 실현한다. 따라서 에너지 저장 소자들의 크기가 줄어들어 컨버터의 고전력밀도를 실현할 수가 있다[1]. 그러나 능동 스위치에 걸리는 공진 전압 스트레스는 입력 전압의 4-5배 정도로 전압정격이 높은 소자를 필요로 함으로써 결과적으로 전도 손실을 높여 효율을 떨어

교번으로 영전압 스위칭 되는 포워드, 플라이백 다중공진형 컨버터의 제어기

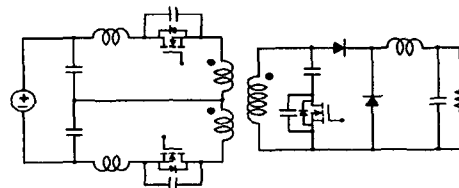
뜨리게 된다. 그림 1은 일반적인 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터인 포워드 컨버터와 플라이백 컨버터를 나타낸다. 다중공진 스위칭을 이용하여 영전압 스위칭과 변압기 2차측에 위치한 공진 커패시터는 변압기의 에너지 리셋을 자동으로 제공한다. 수 MHz 주파수에서 동작이 가능한 중소 용량의 컨버터이다. 이러한 컨버터에 있어서 효율을 높이기 위한 회로로 클램프 모드 방식이 있지만 제어회로가 복잡하다는 단점이 있다[2]. 따라서 교번으로 동작시켜 고주파에서 영전압 스위칭이 가능한 컨버터 토폴로지를 제안하였다.



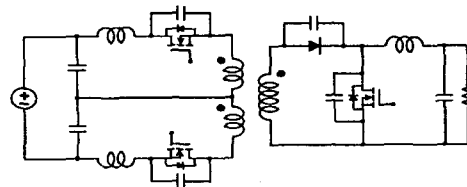
(a) AT Forward ZVS MRC



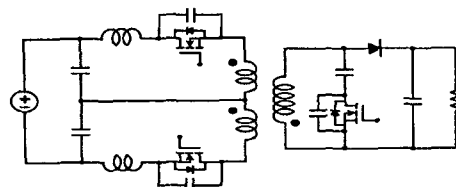
(b) AT Flyback ZVS MRC



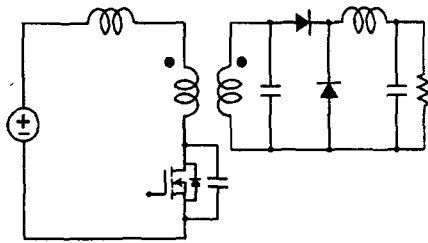
(c) AT PSC Forward ZVS MRC



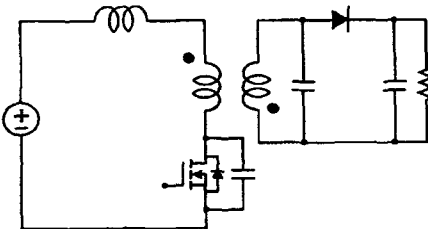
(d) CF AT Forward ZVS MRC



(e) AT PSC Flyback ZVS MRC



(a) Forward ZVS MRC



(b) Flyback ZVS MRC

그림 1. 일반적인 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터
Fig. 1. General Zero Voltage Switching Multi Resonant Converter

2. 교번으로 영전압 스위칭 되는 다중공진형 컨버터

그림 2는 교번으로 영전압 스위칭 되는 다중공진형 컨버터를 나타낸다. 이 컨버터들은 공진 전압 스트레스를 일으키는 전압을 입력 필터 커패시터를 이용하여 분압 함으로써 공진 전압 스트레스를 입력 전압의

그림 2. 교번으로 영전압 스위칭 되는 다중공진형 컨버터
Fig. 2. Alternately zero voltage switched multi resonant converter

2-3배로 줄여준다[3][4]. 그림 2(a)는 교번으로 영전압 스위칭 되는 포워드 다중공진형 컨버터(Alternately zero voltage switched forward multi resonant converter, AT forward ZVS MRC)이고 그림 2(b)는 교번으로 영전압 스위칭 되는 플라이백 다중공진형 컨버터(Alternately zero voltage switched flyback multi resonant converter, AT flyback ZVS MRC)이다. 이 컨버터 들은 가변 주파수 제어로 동작하며 일반적인 공진형 제어 IC를 이용해 기능을 추가할 제어 회로를 따로 구성할 필요가 없이 쉽게 설계가 가능하다. 그러나 가변 주파수 제어 방식으로 인해 최소 스위칭 주파수에서 전력밀도가 결정되는 단점을 갖고 있다.

이러한 단점을 극복하기 위해 일정한 주파수에서 동작시키면 전력밀도를 높이는 것이 가능해진다[5, 6]. 그림 2(c)는 스위칭 주파수가 일정하고 교번으로 동작하는 위상 변위 제어 포워드 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터(Alternately phase shift controlled zero voltage switched forward multi resonant converter, AT PSC forward ZVS MRC)이고, 그림 2(d)는 일정 주파수에서 교번으로 동작하는 포워드 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터(Constant frequency Alternately zero voltage switched forward multi resonant converter, CF AT forward ZVS MRC)이고, 그림 2(e)는 고정 주파수에서 교번으로 동작하는 위상 변위 제어 플라이백 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터(Alternately phase shift controlled zero voltage switched flyback multi resonant converter, AT PSC flyback ZVS MRC)를 나타낸다. 이 들 컨버터들은 마찬가지로 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터의 장점을 가지고 있으면서 또한 공진 전압 스트레스를 입력 전압의 2-3배로 줄여 주고, 일정한 주파수에서 스위칭 되기 때문에 전력 밀도를 높이는 것이 가능할 뿐만 아니라 변압기의 1차측과 2차측의 절연이 용이하다는 장점을 가지고 있다.

3. AT 포워드 MRC

3.1 AT 포워드 MRC의 동작 특성

교번으로 동작하는 포워드 다중 공진형 컨버터(Alternated Forward Zero Voltage Switching Multi-Resonant Converter : AT Forward ZVS MRC)를 그림 1에 나타내었다. 회로 형태에 있어서 변압기 1차측의 입력 전압은 두 개의 입력 필터 커패시터(C_{S1} , C_{S2})를 이용하여 양분되어 있다. 이 커패시터 전압원은 공진에 이용되는 전압원으로서 공진 전압 스트레스는 이 전압의 4배에서 5배 정도가 되고, 입력 전압과 비교하면 2배에서 3배 정도가 된다. 입력측에 구성된 두 개의 다중공진 스위치는 공진 인덕터(L_{R1} , L_{R2})와 공진 커패시터(C_{R1} , C_{R2}) 그리고 스위치(Q_1 , Q_2)로 구성이 된다. 이 두 개의 스위치는 교번으로 동작하기 때문에 변압기 2차측은 1차측 동작 주파수의 2배로 동작하게 된다. 따라서 변압기 2차측 커패시터(C_D)에 걸리는 전압의 주파수는 1차측의 2배가 된다. 반파 정류 회로를 구성하고 있는 다이오드(D_{F1} , D_{F2})는 C_D 에 걸리는 전압의 극성에 따라 온, 오프가 된다. 클램프 모드 다중 공진형 컨버터와 비교하면 전압 스트레스에 있어서 비슷한 특성을 나타내며, 제어회로에 있어서 교번으로 동작하는 스위치의 데드 타임(dead time)만을 조정하면 되기 때문에 일반적인 다중 공진형 컨버터와 유사하게 제어 회로를 간단하게 구성할 수 있다.

표 1. 설계 사양
Table 1. Design specifications

입력전압(V_s)	38[V]~58[V]
출력전압(V_o)	5[V]
출력전류(i_o)	10[A]
스위칭주파수(f_s)	500[kHz]~1[MHz]
최대동작주파수	2[MHz]
시비율(D)	0.45~0.48

여기서 T는 변압기를 나타내고 N_1 , N_2 는 변압기 1차측 권수를 나타내고, N_3 는 변압기 2차측 권수를 나타낸다. 제어회로는 2개의 출력을 낼 수 있는 공진형 컨버터 전용 제어 IC인 MC33067을 사용하였다. 그리고 표 1과 표 2는 각각 설계사양과 실험에 사용된 소자들을 나타낸다.

3.2 루프 이득 측정회로 구성

HP4194A 임피던스/이득 · 주파수 해석기는 임피

교번으로 영전압 스위칭 되는 포워드, 플라이백 다중공진형 컨버터의 제어기

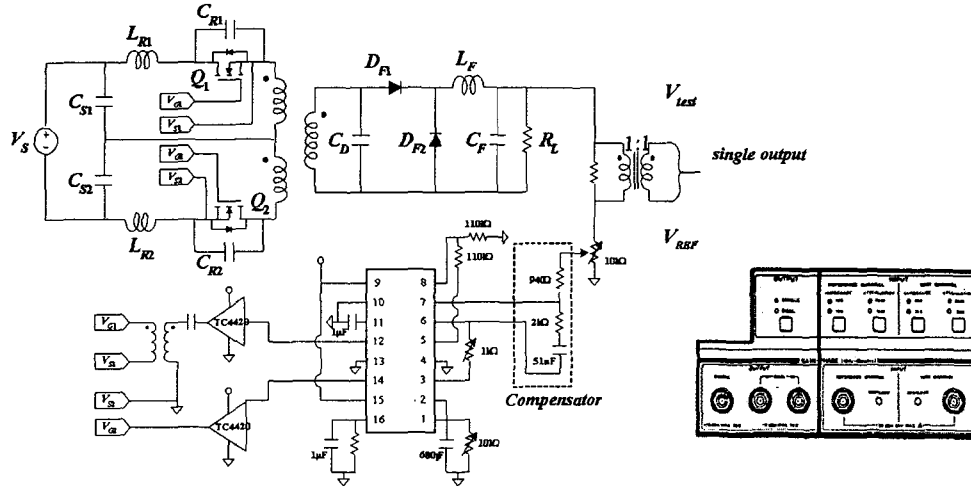


그림 3. 루프 이득 측정회로
Fig. 3. Loop gain measurement circuit diagram

던스 측정 및 네트워크 특성 측정 기능을 가지고 있으며, 네트워크 측정 시 10[Hz]~100[MHz]의 측정주파수 범위를 갖는다. HP4194[A]를 이용한 루프이득의 측정은 스위칭 전원의 제어회로의 루프에 소신호(single output)를 중첩시켜서 입력된 소신호의 크기(reference channel)와 루프를 순환하여 출력되는 소신호의 크기(test channel)의 비를 측정함으로써 이루어진다. 소신호의 입력은 HP4194[A]에 있는 이득·위상(gain-phase)부분의 출력(single output)을 이용하여, 소신호의 입력을 위해 사용되어진 변압기는 HP4194[A]의 출력을 컨버터 출력의 궤환 루프에 연결하기 위해 사용하였다. 변압기의 권선비는 1:1이고 포트 코어로 만들어졌다. 만일 소신호의 입력을 절연시키지 않고 측정할 경우 HP4194[A]의 신호의 출력단과 측정부분의 공통접지로 인하여 컨버터로부터 HP4194[A]의 출력부분으로 유입되어지는 전류에 의해 오차가 발생되어질 수 있다. 그러므로 컨버터의 입력 소신호의 절연이 필요하고, 변압기에 병렬로 연결한 저항은 궤환 루프에 큰 영향을 미치지 않도록 고려하여 50[Ω]으로 결정하였다. 실험에 사용되어진 AT 포워드 다중공진형 컨버터와 HP4194[A]를 연결한 측정회로는 그림 3과 같이 구성하였다.

표 2. 실험에 사용된 소자
Table 2. Devices for experiment

Circuit parameters		value
Primary switch(Q ₁ , Q ₂)		IRF640
T	Core	Mn-Zn ferrite core
	Turns ratio(N)	1.5
	N ₁ , N ₂	3Ts, USTC
	N ₃	2Ts, Cu foil
Leakage inductance		520[nH] (500kHz) 490[nH] (1MHz)
Resonant inductor(L _{R1} , L _{R2})		3[μH]
Resonant capacitor(C _{R1} , C _{R2})		5.7[nF]
Rectifiers(D _{F1} , D _{F2})		60CNQ035
Input filter cap.(C _{S1} , C _{S2})		22[μF]
Output filter cap.(C _F)		22[μF]
Output filter ind.(L _F)		24[μH]

3.3 보상회로의 구성

보상회로는 3 극점, 2 영점 형태의 보상회로를 구성하였다. 이 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 음으로 해서 고주파의 불필요한 성분을 제거 시킬 수 있다. 보상회로는 그림 4로 나타내었고, 각 소자의 값은 $R_1=47[k\Omega]$, $R_2=43[k\Omega]$, $R_3=10[\Omega]$, $C_1=380[pF]$, $C_2=2[pF]$, $C_3=470[pF]$ 이다

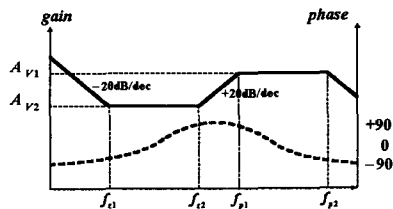
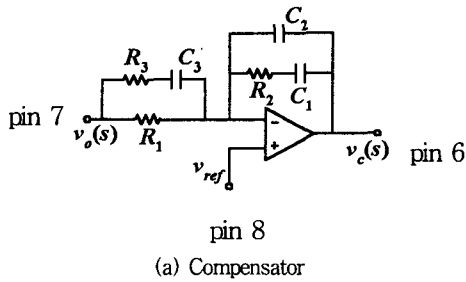


그림 4. 3 극점, 2 영점 보상기
Fig. 4. 3-pole, 2-zero compensator

그림 4(a)는 오차증폭기의 회로구성을 그림 4(b)는 이득-위상 곡선을 나타낸다. 이와 같은 3극점 2영점 보상회로 형태에서 전달함수는 식(2)와 같다.

$$\frac{v_c(s)}{v_o(s)} = \frac{(1+sC_1R_2)(1+sC_3(R_1+R_3))}{s(C_1+C_2)R_1(1+sC_3R_3)(1+s\frac{C_1C_2R_2}{C_1+C_2})} \quad (2)$$

그리고 각각의 영점과 극점은 다음과 같이 구해진다.

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_2} = 9.74[kHz] \quad (3)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_3 R_1} = 7.2[kHz] \quad (4)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_3 R_3} = 33.86[MHz] \quad (5)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 1.8[MHz] \quad (6)$$

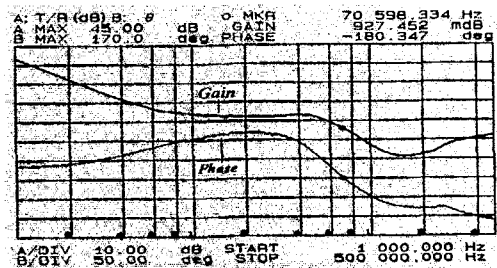
또 직류이득을 나타내면 다음과 같다.

$$A_{v1} = \frac{R_2}{R_1} = 0.914 \quad (7)$$

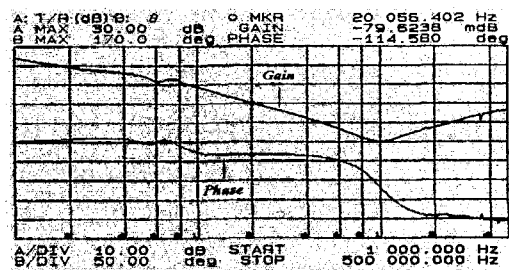
$$A_{v2} = \frac{R_2(R_1+R_3)}{R_1R_3} \approx \frac{R_2}{R_3} \approx 4300 \quad (8)$$

3.4 측정 결과

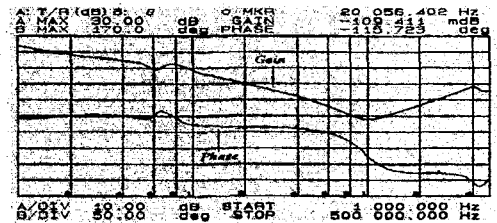
그림 4의 보상기를 이용해 측정된 그림 5, 그림 6과 그림 7은 입력전압 38[V], 48[V], 58[V]일 때 부하전류를 각각 1[A], 3[A], 5[A], 7[A]로 변화시키며 측정하였고 38[V]일 때는 컨버터의 입력력 특성으로 인해 부하전류 6[A]일 때 측정하였다.



(a) input 38[V]/ output 1[A]

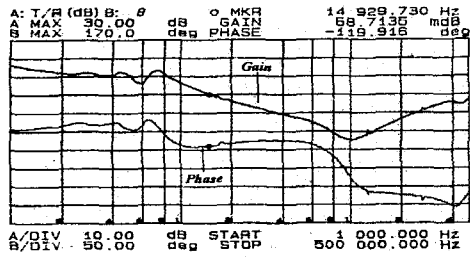


(b) input 38[V]/ output 3[A]



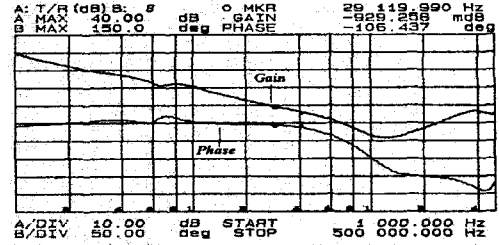
(c) input 38[V]/ output 5[A]

교번으로 영전압 스위칭 되는 파워, 플라이백 다중공진형 컨버터의 제어기



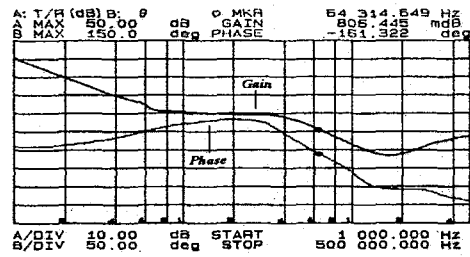
(d) input 38[V]/ output 6[A]

그림 5. 입력 38[V]일 때의 루프 이득
Fig. 5. Loop gain when input 38[V]

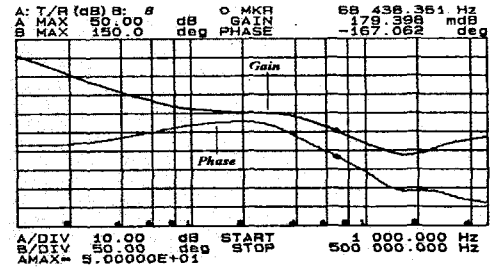


(d) input 48[V]/ output 7[A]

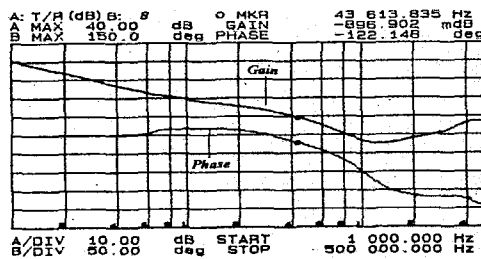
그림 6. 입력 48[V]일 때의 루프 이득
Fig. 6. Loop gain when input 48[V]



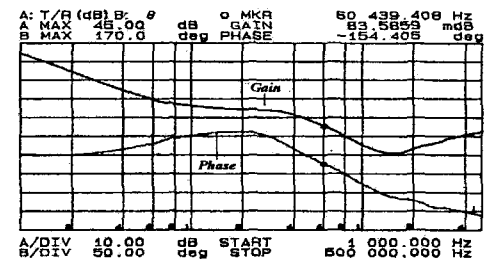
(a) input 48[V]/ output 1[A]



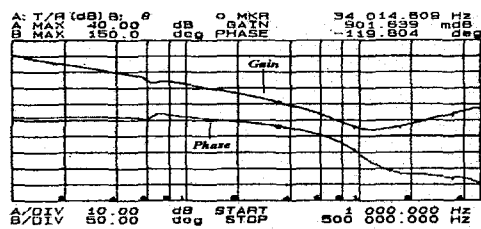
(a) input 58[V]/ output 1[A]



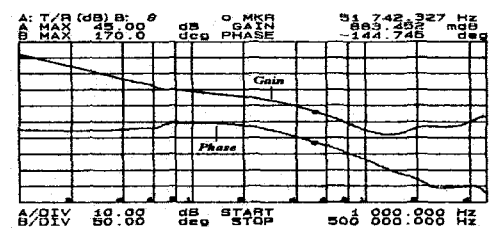
(b) input 48[V]/ output 3[A]



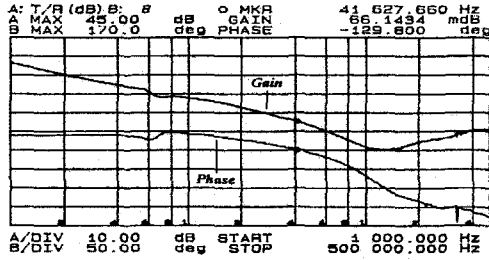
(b) input 58[V]/ output 3[A]



(c) input 48[V]/ output 5[A]



(c) input 58[V]/ output 5[A]



(d) input 58[V]/ output 7[A]

그림 7. 입력 58[V]일 때의 루프 이득
Fig. 7. Loop gain when input 58[V]

표 3은 측정결과를 나타낸다. 측정 결과로부터, 교차 주파수는 부하가 증가함에 따라 감소하고 있고 이득여유와 위상여유는 증가함을 보여준다. 이와 같은

표 3. 루프이득 측정 결과
Table 3. Loop gain measurement results

입력 전압	출력 전류	f_c [kHz]	phase margin	Gain margin
38[V]	1	70.59	0 deg	0.9275
	3	20.05	65.42 deg	19.54
	5	20.05	64.28 deg	21.33
	6	14.92	60.09 deg	24.26
48[V]	1	64.31	18.68 deg	2.59
	3	43.61	57.84 deg	11.38
	5	34.01	60.16 deg	12.75
	7	29.12	73.56 deg	15.33
58[V]	1	68.43	12.94 deg	2.21
	3	60.43	25.25 deg	5.04
	5	51.74	35.25 deg	6.92
	7	41.62	50.2 deg	11.19

3극점 2영점 보상회로를 적용한 경우에 비안정도를 나타내는 위상여유와 이득여유를 보면 전체적으로 안정된 영역에서 동작하고 있음을 알 수 있다.

4. 결 론

교번으로 영전압 스위칭 되는 여러 형태의 다중공진형 컨버터 토폴로지를 제안하였다. 이러한 컨버터들은 공진전압 스트레스가 공진을 일으키는 입력 전압과 관계가 있다는 것으로부터 착안 되었다. 따라서 각 컨버터들에 있어서 입력 전압은 2개의 필터 커패

조명 · 전기설비학의논문지 제16권 제5호, 2002년 9월

시터를 사용해서 나누어졌으며, 각 컨버터들은 입력 전압원과 입력 필터 커패시터로 동작한다. 그래서 각 컨버터들은 각 커패시터 전압원에 따라 2개의 다중공진 스위치로 구성된다. 이러한 스위치들은 교번으로 영전압 스위칭 되고 각각의 공진 전압 스트레스는 컨버터 입력전압의 4-5배에서 2-3배 정도로 줄어든다. 그리고 컨버터 변압기 2차측 공진 커패시터를 이용하여 일정 주파수에서 동작이 가능하기 때문에 전력 밀도를 높일 수 있다.

그리고 AT 포워드 다중공진형 컨버터의 안정성에 대해 실험적으로 루프 이득을 측정함으로써 제안된 컨버터 또한 안정된 영역에서 동작이 가능함을 확인하였다.

References

- (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, pp.321-325, 1993.9.
- (3) C. S. Kim, "The operational characteristics of the AT Forward Multi-Resonant Converter," KIEE, pp.114-123, Vol.12, No.3, August 1998.
- (4) C. S. Kim, "AT forward multi resonant converter modeling analysis," KIEE, pp.6-14, Vol.14, No.3, May 2000.
- (5) H. J. Kim, C. S. Kim, "Phase shift controlled Forward multi resonant converter," KIEE Vol.44, No.8, pp.1027-1035, 1995.8
- (6) Richard Farrington, Milan M. Jovanovic, Fred C. Lee, "Constant frequency zero voltage switched multi resonant converters: analysis, design and experimental results," IEEE PESC, pp.197-205, 1990.

본 논문은 2001학년도 목포대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음.

◇ 저자소개 ◇

김 창 선 (金昌宣)

1990년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1992년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 3월부터 현재까지 목포대학교 전기공학과. 조교수.