

박형 자기소자를 이용한 공진형 하프 브리지 직류-직류 컨버터의 설계 및 손실 분석

고지명, 최병조

경북대학교 전자공학과

Implementation and Power Loss Analysis of Half Bridge Resonant DC DC Converter Using Low-Profile Magnetic Device

Jie-Myung Ko and Byungcho Choi

Kyungpook National University

Abstract – This paper presents theoretical and practical details about the design, implementation, and performance of a series resonant dc-to-dc converter using planar magnetics. Results of sinusoidal analysis are used to predict the voltage gain and conversion efficiency. The performance of a prototype converter is presented including the efficiency measurement and theoretical loss breakdown.

1. 서 론

최근 급속도로 발전하고 있는 전자기기의 소형, 경량화 추세에 따라 전원장치의 집적화 및 고효율화를 통한 소형화 기술의 수요가 증가하고 있다. 따라서 전자기기의 높이와 모양에 큰 영향을 주지 않는 전원회로의 설계 및 제작 기술이 필수적이다. 현재 사용되는 대부분의 전력 변환기 설계에 있어, 자성체로 된 코어에 여러 충의 권선을 감아 제작되는 자기소자로 인해 전원장치의 박형 설계를 어렵게 할 뿐만 아니라 전체 효율에도 영향을 미친다. 그리고 전원장치의 전력변환 효율은 회로의 내부 손실과 밀접한 관계가 있다. 손실증가는 전원장치의 발열량에 비례하기 때문에 방열설계에서 중요한 평가기준이 된다. 전원장치의 효율을 높이게 되면 장치의 신뢰성이 높아지고, 운전수명이 길어지며, 방열을 효율적으로 운용할 수 있기 때문에 제품의 외형을 소형화 시킬 수 있다. 본 논문에서는 박형 자기소자를 이용한 공진형 DC/DC 컨버터의 설계 및 손실분석을 다룬다. 전체회로 구성은 LC 공진탱크로 구성된 직렬 공진형 하프 브리지 컨버터를 채택하였고, 고주파 스위칭을 구현하였다. 또한 컨버터의 정현파 해석(Sinusoidal Analysis) 및 입력 임피던스 분석(Input Impedance Analysis)과 각 소자의 도통손실(Conduction Loss)을 분석하여 전체 컨버터의 전력 손실을 분석하였다. 이 분석을 통해 실제 실험실형 컨버터의 제작 없이도 설계자가 원하는 사양으로 컨버터의 전체 효율을 계산하여 예측함으로써 보다 편리하게 컨버터를 설계, 제작할 수 있게 하였다.

2. 본 론

2.1 직렬 공진형 하프 브리지 DC/DC 컨버터

그림 1은 본 논문에서 제작한 직렬 공진형 컨버터의 회로도로 하프 브리지 공진 인버터와 LC공진 탱크, 승압형 센터탭 변압기, 그리고 정류 회로로 구성되어 있다. LC 공진 탱크의 구성은 별도의 공진 커패시터의 추가 없이 공진 인버터의 전압 분배 커패시터를 이용하였다. 이를 통해 컨버터의 전력손실 감소와 보다 작은 크기의 컨버터 제작을 구현하였다.

2.1.1 공진형 컨버터의 정현파 해석

그림 2는 정현파 해석을 위한 전체 등가회로 모델이다

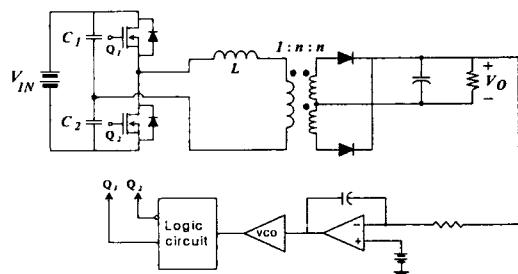


그림 1. 직렬 공진형 하프 브리지 DC/DC 컨버터

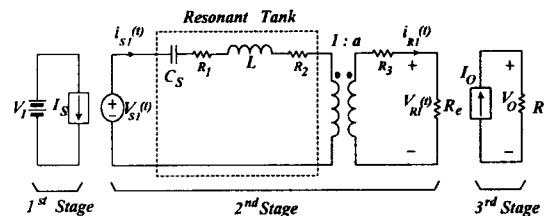


그림 2. 직렬 공진형 컨버터의 정현파 해석을 위한 등가회로

여기서 C_S 는 직렬 공진 커패시터이고, LC직렬 공진 탱크의 입력은 구형파의 기본파 성분만을 고려하였고, 부하는 출력단의 정류 다이오드와 필터 커패시터를 등가저항 R_e 로 표현하였다. 표 1은 정현파 해석의 등가회로에 관련된 변수와 전압, 전류원의 표현식이다. 공진형 컨버터의 전압 전달비는,

$$M = \frac{V_O}{V_{IN}} = \left(\frac{V_I}{V_{IN}} \right) \left(\frac{V_{S1}}{V_i} \right) \left(\frac{V_{R1}}{V_{S1}} \right) \left(\frac{I_{R1}}{V_{R1}} \right) \left(\frac{I_O}{I_{R1}} \right) \left(\frac{V_O}{I_O} \right) = 0.5 \left| \frac{1}{X + jY} \right|$$

이다. 여기서,

$$X = \frac{a^2(R_1 + R_2) + R_3 + R_e}{R_e}$$

$$Y = \frac{a^2 u L}{R_e} - \frac{a^2}{u C R_e}$$

로 정의되며, 이러한 전달 함수는 컨버터의 설계에 대한 정보를 포함하고 있다. LC 직렬 공진탱크의 L 과 C_S 는 각각 $3.68\mu H$ 과 $44nF$ 으로 설계되었다. 이를 토대로 직렬

표 1. 정현파 해석의 회로변수와 파라미터

	Expressions
First stage	$V_i = \frac{V_{IN}}{2}$, $I_i = \frac{2I_{S1}}{\pi} \cos \varphi_s$
Second stage	$v_{S_1}(t) = \frac{4V_i}{\pi} \sin \omega_s t$
	$i_{S_1}(t) = I_{S_1} \sin(\omega_s t - \varphi_s)$
	$v_{R_1}(t) = V_{R_1} \sin(\omega_s t - \varphi_R)$
	$i_{R_1}(t) = I_{R_1} \sin(\omega_s t - \varphi_R)$
Third stage	$R_e = \frac{8}{\pi^2} R$
	$I_o = \frac{2}{\pi} I_{R_1}$, $R = \frac{V_o}{I_o}$

공진형 컨버터의 전압 전달 특성을 PSpice로 시뮬레이션한 결과와 실험결과를 그림 3에 나타내었다. 전압 전달비가 최대인 공진점을 중심으로 스위칭 주파수가 증가하거나 감소함에 따라 전압 전달비는 낮아지고, 부하 저항이 커질수록 전압 전달비는 증가하는 것을 알 수 있다. 따라서 주파수를 제어함으로써 출력 전압을 일정하게 유지시킬 수 있다. 실험 결과 전압 전달곡선은 스위칭 손실과 변압기와 인덕터의 전도손실, 그리고 정류 다이오드의 전압 강하에 의해 시뮬레이션 결과보다 조금 낮게 측정 되었지만 거의 일치함을 알 수 있다.

공진 탱크의 입력 임피던스는 공진 커패시터 C_S 와 인덕터 L , 그리고 등가저항 R_e 로부터 구해질 수 있다. 그림 4는 스위칭 주파에 따른 입력 임피던스를 PSpice로 시뮬레이션한 결과와 실험결과이다. 스위칭 주파수가 커질수록 탱크에 흐르는 전류파형이 왜곡되어 정확한 정현파라 할 수 없다. 이로 인해 부하저항이 커질수록 다소 차이를 보이고 있지만 동작 범위에서 유사함을 알 수 있다. 공진주파수(f_r)는 주파수 관계식에 의해,

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_S L}} = 395.7 \text{ kHz} \quad (1)$$

식 (1)로 정의된다. LC 직렬공진의 특성상 공진주파수 보다 높은 구간에서 ZVS동작이 된다. 동작 스위칭 주파수는 입력전압 범위와 출력전압을 고려하여 Gain곡선의 1.6배에서 1.2배 되는, 즉 415kHz에서 455kHz되는 구간에서 결정한다. 스위칭 주파수가 높아지고 부하저항이 커질수록 입력 임피던스가 커짐을 알 수 있다.

2.2 컨버터의 전력손실

컨버터의 전체 손실은 크게 하프 브릿지 공진 인버터와 공진 탱크, 그리고 변압기 및 정류다이오드로 예상할 수 있다. 스위칭 전원장치 손실은 MOSFET과 다이오드에서 발생하는 스위칭 손실과 회로 내부의 전도손실, 변압기와 인덕터에서 발생하는 코어손실 그리고 커패시터의 내부저항에 의한 손실로 나눌 수 있다. 각 소자에 흐르는 전류는 정현파라 두고 계산되어지며, MOSFET의 소모 전력은 식 (2)와 같이 계산 되어진다. 스위치 전체에서 소모되는 전력 손실은 식 (3)과 같이 계산된다. 변압기와 인덕터에 사용된 코어의 손실을 측정하기 위해서 TDK사에서 제공된 코어의 자속밀도(Flux Density)에 따른 손실 그래프를 참조 하였다. 실험에 사용한 코어는 TDK사의 PC40RM8Z를 사용 했으며, 코어의 Ae(Cross-section area)와 Window area를 통해 Area-product를 계산하였다. 코어의 자속 밀도는 식 (4)에 의해서 계산된다. 계산된 자속 밀도와 Area-product를 이용해 코어 손실 그래프를 참조하면 변압기의 와 인덕터의 코어 손실을 구할 수 있다. 코어

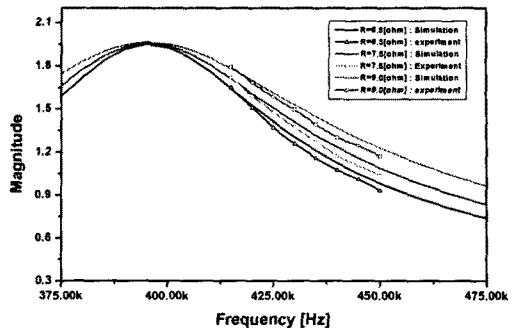


그림 3. 스위칭 주파수에 따른 전압 이득

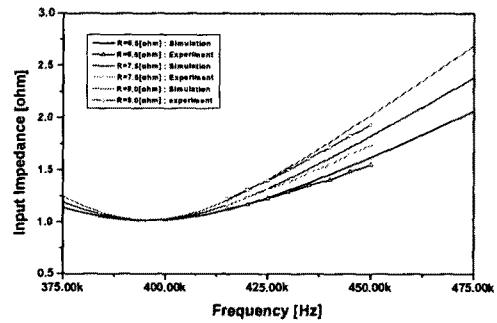


그림 4. 스위칭 주파수에 따른 입력 임피던스

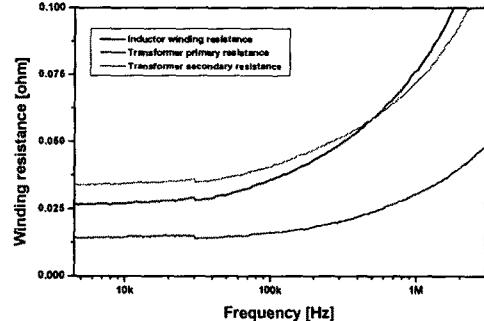


그림 5. 자기소자의 PCB권선 저항

$$P_{Q1} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{Q1}^2 \cdot R_{DS(ON)} dt = I_{Q1_rms}^2 \cdot R_{DS(ON)} = P_{Q2} \quad (2)$$

$$P_{loss} = 2 \cdot I_{Q1_rms} \cdot R_{DS(ON)} \quad (3)$$

$$B_M = \frac{V_{out} \times T_{on}}{N \times A_e} [T] \quad (4)$$

$$P_{D1_avg} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{D1} \cdot V_D dt = V_D \cdot I_{D_avg} \quad (5)$$

내부의 권선은 4[oz]의 동판을 사용하였고, 권선 수는 자속밀도와 스위칭 주파수를 고려하여 정한다. 그리고 권선의 표면효과(Skin effect)를 고려하여 전체 인덕터와 변압기에서 소비되는 전력손실을 계산하였다. 그림 5는 자기소자의 권선을 HP4194A로 측정한 주파수에 따른 표면효과(Skin effect) 그래프이다. 커패시터에서 소모되는 전력은 전류와 커패시터 내부저항을 측정함으로써 쉽게 계산되어진다. 정류 다이오드는 Forward voltage drop이 0.4 V인 Schottky 다이오드(IN5822)를 사용하였으며, 다이오드에서 소모되는 전력손실은 식 (5)와 같이 계산 되어진다.

2.3 효율 비교 분석

그림 8은 앞서 논의된 컨버터의 효율평가를 위해 표 2와 같은 설계사양으로 제작된 가로 57mm, 세로 48mm 높이 9.6mm의 30W급 공진형 DC/DC 컨버터회로의 실제 모습이다. 그림 6은 제작된 컨버터의 스위치 전압(V_{DS})과 텐크의 입력 전류(I_C) 파형이다. 변압기의 1차 측 전류와 스위치 전압의 위상 차이를 두어 공진 전류가음으로 흐를 때 스위치의 Body다이오드가 도통되어, 스위치 양단의 전압이 0V 이상으로 회복되기 전에 스위치가 on이 되는 영 전압 스위칭이 이루어진다. 표 3은 컨버터 전체의 전력손실을 세부적으로 계산한 결과를 살펴보면 것이다. 그림 7은 출력 전압을 15V로 일정하게 유지하면서 입력 전압이 18V, 20V, 24V에 따른 부하전류의 변화에 따른 효율을 실험에 의해 측정한 결과이다. 제작된 컨버터는 정격 입력전압이 20V일 때 83%~79%의 효율을 볼 수 있다. 최대 부하저항(Lode Current : 1.4A)에서 최대 입력 전압이 인가되었을 때 84%의 효율을 나타낸다. 이것은 설계된 동작범위 내에서 스위칭 주파수가 최대일 때 동작 조건이다. 하지만 스위칭 주파수가 너무 높아지면 스위칭 손실과 코어 손실 그리고 정류기 손실이 커져 효율이 조금 떨어지게 된다. 표 3에 의한 이론값과 실제 측정한 효율은 약 2%-3%정도 차이가 난다.

표 2. 컨버터의 설계사양

Input voltage	18~24V
Output voltage	15V
Output current	1.6A~2.4A
Switching frequency	415kHz ~ 455kHz

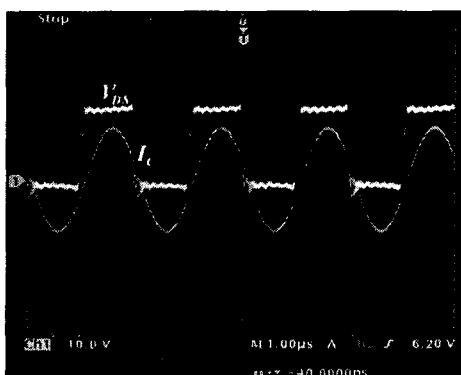


그림 6. 스위치 전압과 공진탱크의 전류파형

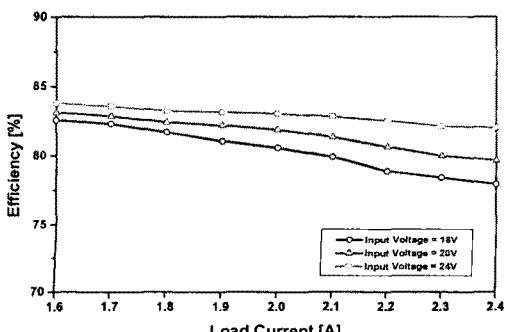


그림 7. 부하 저항에 따른 효율

표 3. 컨버터의 소자별 전력 손실

Component	Name	Value	Power loss [W]	Power loss efficiency [%]
MOSFET	IRF3415	$R_{DS(on)} : 42m\Omega$	0.828	2.349
Resonant capacitor	Film : $44nF$	$esr : 37m\Omega$	0.365	1.038
Resonant inductor	Core (PC40RM8Z)	Core loss : $0.2mW/mm^2$	0.486	1.62
	Winding turns : 4T	Winding resistance : $32m\Omega$	0.613	1.795
Power transformer	Core (PC40RM8Z)	Core loss : $0.4mW/mm^2$	0.972	2.765
	Primary : 1T	Winding resistance : $20m\Omega$	0.394	1.12
	Secondary : 2T	Winding resistance : $50m\Omega$	0.172	0.489
Rectifier diode	Schottky diode : IN5822	Forward voltage drop : 0.4V	0.8	2.276
Filter capacitor	MLCC : $100\mu F$	$esr : 15m\Omega$	0.8	0.369
Control IC	UC3861DW	Input : 15V, 30mA	0.45	1.5
		Total power loss	5.11	15.321

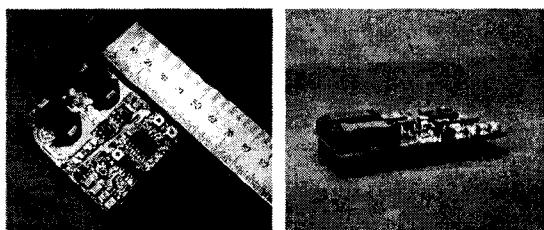


그림 8. 제작된 박형 공진형 컨버터

3. 결 론

본 논문에서는 30W급 직렬 공진형 DC/DC 컨버터의 각 소자에서 발생하는 전력 손실을 이론적으로 계산하였다. 정현파해석과 세안된 설계방법으로 실제 컨버터를 제작하였다. 이를 통해 이론적인 효율분석이 실제 제작된 컨버터의 효율과 유사함을 비교하였고, 제안된 설계방법의 타당성을 검증하였다. 이로써 표 3과 같이 각 소자별 효율 특성 도표화를 이용함으로써 컨버터 제작기술에 능숙하지 못한 설계자라도, 손쉽고 빠르게 효율 분석과 컨버터 제작에 이용될 수 있을 것이다.

이 논문은 대학 IT연구센터 육성지원사업의 연구결과로써 HY-SDR연 구센터의 연구비 지원으로 수행되었습니다.

[참 고 문 헌]

- [1] Marcin K. Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski "Resonant power converters", John Wiley & Sons, Inc, 1995
- [2] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 174-182, Apr. 1988
- [3] Robert W.Erickson, Dragan Maksimovic "Fundamentals of Power Electronics", Kluwer Academic Publication, 2001,2nd Edition.
- [4] J. Sebastian , J.A. Cobos, O. Garcia and J. Uceda, Small signal modelling of the half-bridge complementary control DC to DC converter", *IEEE International*, 16-19 Oct. 1995
- [5]. P. Vandelaer, "A Novel Approach for Minimizing High Frequency Transformer Copper Losses," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, on.3 July, 1988