

論文99-36S-4-11

절연형 DC-DC 컨버터의 설계자동화 도구 구현

(An Development of Design Automation Tool for isolated DC-DC Converters)

金周一*, 金鍾兌**

(Ju-Il Kim and Jong-Tae Kim)

요 약

본 논문에서는 절연형 DC-DC 컨버터의 설계자동화 도구를 제시한다. 절연형 DC-DC 컨버터는 입력과 출력 측의 분리에 의한 회로 보호, 다중출력으로의 확장, 승압 및 강압의 용이성 등의 장점을 가지고 있다. 설계자동화의 과정은 여러 단계로 나눌 수 있다. 토폴로지 선택, 전압 및 전류용량이 적절한 스위치 소자 선택, 인덕턴스와 캐패시턴스의 값 결정, 그리고 변압기 설계의 순서로 컨버터 회로의 자동합성이 진행된다. C 언어를 이용하여 자동화 도구를 구현하였고 SMPS 데이터 북으로부터 얻은 실제 회로의 사양을 가지고 다양한 컨버터 회로를 합성함으로써 검증하였다.

Abstract

This paper presents a design automation tool for isolated DC-DC converters. Isolated DC-DC converters have many advantages: isolation between the input and output provides the circuit protection, multiple outputs at different voltage levels can be obtained, and step-up/step-down voltages can be easy with transformer coupling. Design automation procedures consist of several steps. They are the selection of converter topology, the selection of switching devices, the calculation for the value of inductances and capacitances, and the design of transformers. We programed the tool in C and verified it with many practical examples from data books.

I. 서 론

TV나 냉장고 등의 가전제품에서부터 첨단 통신 기기 및 컴퓨터 등의 모든 전자 기기들은 각기 다른 용량과 성능을 가진 전원공급장치가 필요하다. 전원공급

장치는 크게 리니어 전원공급장치와 스위치모드 전원공급장치(switched mode power supplies, SMPS)로 나눌 수 있다.^[1] 리니어 전원공급장치는 입력 측과 출력 측 사이에 저항성분을 삽입하고 그 값을 조정하여 출력전압을 일정하게 유지시키는 전원공급장치로서 저항성분의 전력소비에 의해 출력을 일정하게 유지시키므로 효율이 떨어지는 단점이 있다. 그러나 SMPS는 전기적 스위치를 이용하여 시비율(Duty cycle)을 변화시킴으로써 출력을 일정하게 유지시키는 방식으로, 스위치의 턴온/턴오프시의 스위칭 손실이 존재하지만 리니어 전원공급장치에 비해 손실이 작으므로 효율이 높고 소형, 경량화 할 수 있는 장점을 가진 전원공급장치이다.

* 正會員, 三星電子

(Samsung Electronics)

** 正會員, 成均館大學校 電氣電子 및 컴퓨터 工學部

(Sungkyunkwan University School of Electrical and Computer Engineering)

※ 본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력 공학공동연구소 주관으로 수행되었음

接受日字:1998年3月13日, 수정완료일:1998年12月8日

SMPS의 핵심은 반도체 소자를 스위치로 사용하여

직류 입력 전압을 일단 구형과 형태의 전압으로 변환한 후 직류 출력 전압을 얻는 DC-DC 컨버터이다. DC-DC 컨버터는 변압기를 사용하여 입력과 출력 사이에 절연이 되는지의 여부에 따라 비절연형과 절연형 컨버터로 구분할 수 있는데, 비절연형 컨버터는 단일 트랜지스터의 전류정격의 한계 때문에 출력이 작으며 전형적으로 수십 W 정도이다. 고전력에 대해서는 절연형 DC-DC 컨버터가 요구되는데 고주파 변압기가 삽입되어 있다는 점을 제외하고는 비절연형 컨버터와 기본 특성은 동일하다. 절연형 DC-DC 컨버터는 변압기를 이용하여 입력과 출력 측을 분리함으로써 회로를 보호하고, 다출력 확장이 용이하고, 승압 및 강압이 쉽다는 장점이 있다. 절연형 DC-DC 컨버터는 Flyback, Forward, Push-Pull, Half-bridge, Full-bridge의 5가지의 기본적인 토폴로지를 가지고 있다. 그림 1은 트랜스포머 절연형 DC-DC 컨버터의 구성을 보여준다.

현재까지의 SMPS의 설계는 단순히 설계자가 회로를 설계하고 결과를 검증하는 단계에서 주로 SPICE와 같은 컴퓨터 시뮬레이션 프로그램이 사용하는 정도였다. 그러나, 본 연구에서는 설계사양으로부터 적절한 토폴로지와 반도체 소자 및 인덕턴스, 캐패시턴스의 값을 자동으로 결정하여 그에 따른 설계 결과를 제시하는 자동화 도구를 제시한다.

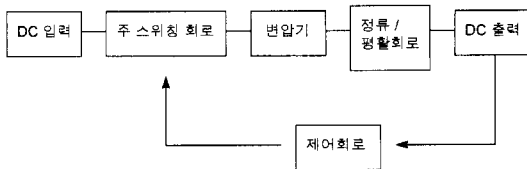


그림 1. 절연형 DC-DC 컨버터의 구성도

Fig. 1. Isolated DC-DC converter.

II. 관련연구

SMPS의 핵심은 DC-DC 컨버터이다. 1960년 이래로 반도체소자를 이용한 컨버터회로가 실용화되기 시작한 이후로 Buck, Boost, Buck-Boost의 기본적인 컨버터들로부터 Flyback, Forward, Push-Pull, Half-bridge, Full-bridge 등의 절연형 컨버터들 그리고 공진형 컨버터에 이르기까지 다양한 종류의 컨버터가 개발되고 설계되었다. SMPS분야의 연구는 새로운

토폴로지의 모델링과 분석에 초점이 맞추어져왔다. 1970년에 Middlebrook이 SMPS의 모델링과 분석^[2]을 체계적으로 시작한 이래로 모델링과 분석분야는 많은 연구가 이루어져 왔다. 대표적인 것으로는 상태공간법과 회로 평균화 기법의 장점을 결합한 상태공간평균화법(state-space and the averaging methods)^[3], SCAP(Switching Converter Analysis Program)^[4], SCAP으로부터 개선되고 발전한 SCAMP(Switching Converter Analysis and Measurement Program)등이다. 하지만 SMPS의 비선형 특성 때문에 컴퓨터를 이용한 회로의 설계가 필수적이다. 컴퓨터를 이용하여 회로를 분석하는 대표적인 방법은 SPICE를 이용하는 것으로 Bello^[5] 등에 의하여 연구되었고 많이 쓰여지는 방법이다. 컴퓨터를 이용한 설계는 시뮬레이션을 위하여 SPICE를 이용하는 정도의 단계에 머물러 있다.^[6] 이 연구의 목적인 SMPS의 핵심인 DC-DC 컨버터회로의 설계자동화를 위한 연구는 시도되지 않았다.

III. 절연형 DC-DC 컨버터의 자동합성

DC-DC 컨버터 회로 설계를 위한 자동합성은 설계사양으로부터 적절한 토폴로지와 반도체 소자 및 인덕턴스, 캐패시턴스의 값을 자동으로 결정하여 그에 따른 설계결과를 제시하는 것을 의미한다. 이렇게 함으로써 초보자도 설계가 가능하고, 비용절감과 경쟁력 강화를 위해 요구되는 설계기간 단축, 용이한 설계변경, 오류가 없는 정확한 설계에 도움이 된다. 그림 2는 본 연구에서 제안된 설계자동화 도구의 개요도이다.

설계자동화의 과정은 여러 단계로 나눌 수 있다. 먼저, 설계자가 입력한 회로의 설계사양으로부터 절연형 컨버터 토폴로지와 전압 및 전류용량이 적절한 MOSFET과 다이오드를 선택한다. 다음으로, 인덕턴스와 캐패시턴스의 값을 결정한다. Forward, Half-bridge, Full-bridge에서는 항상 연속모드로 동작하게 하고, Flyback에서는 항상 불연속모드로 동작하게 하는 값으로 결정한다. 마지막으로, 설계자가 입력한 코어의 설계사양으로부터 변압기의 1차측과 2차측의 인덕턴스 값들을 계산하여 각각의 회로의 구성요소들을 결정한다. 결정된 구성 요소들로부터 PSPICE의 입력 파일을 만든 뒤 PSPICE로 시뮬레이션을 수행하여 결과 파형을 보여주는 형태로 자동화를 시도하였다. 제

어방식은 널리 쓰이는 펄스폭 변조방식이라고 가정하였다.

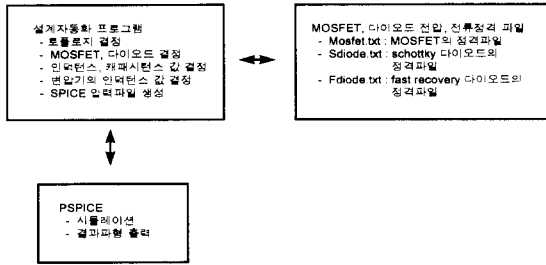


그림 2. 컨버터 자동합성도구 개요
Fig. 2. Overview of design automation tool for converters

1. 토폴로지 선택

토폴로지의 선택은 부하에 전달되는 전력의 크기, 적절한 반도체 소자의 존재 유무, 가격에 의해 결정된다.^[7] Flyback, Forward는 주로 부하전력이 150W 이하의 소전력용으로 사용되고, Push-Pull, Half-bridge는 100~500W의 중전력용으로, Full-bridge는 400W 이상의 대전력용으로 사용된다. Flyback은 가격이 저렴하나 전류의 리플이 크다는 단점을 가지고 있고, Forward는 자기포화 현상을 막기 위해 reset회로가 부가적으로 필요하다는 단점이 있으며, Push-Pull은 flux imbalance라는 치명적인 문제점을 가지고 있다. Full-bridge는 스위칭 소자가 4개가 필요하므로 고가격이라는 단점이 있다. 실제 구현한 알고리즘에서는 Flyback, Forward, Half-bridge, Full-bridge 컨버터를 대상으로 하였다.

설계기준을 사용자로부터 입력받아 적절한 토폴로지를 선택하는 알고리즘을 구현하였다. 그림 3은 구현된 알고리즘의 순서도를 보여주고 있다. 먼저, 입력받은 설계기준으로부터 최대 출력전력을 계산하여 적절한 토폴로지를 임시로 결정하였으며, 이들로부터 필요한 소자의 전압, 전류용량을 계산하고 소자들의 용량이 들어있는 데이터 파일로부터 적절한 소자를 결정하게 하였다. 적절한 소자가 없을 경우에는 다른 토폴로지에 대해서 같은 동작을 반복 수행하게 하였다. 부하전력이 중복되는 구간은 효율이 높고 가격이 낮은 것을 먼저 고려하게 함으로써 효율과 가격도 고려 할 수 있게 하였다. 프로그램에서 최종 결정된 토폴로지를 사용자에게 추천하여 주고, 선택 가능한 다른 토폴로지

들도 제시하여 주었다.

2. 반도체 소자의 선택

각각의 토폴로지에마다 반도체 소자에 걸리는 전압과 전류가 다르므로 각각의 토폴로지에 알맞은 MOSFET과 다이오드를 선택하여야 한다.

실제적인 회로에서의 변압기의 누설인덕턴스로 인한 전압 스파이크를 고려하기 위해 계산된 MOSFET의 전압용량 값에 1.5배의 여유를 두어서 선택하게 하였다. 불연속모드로 동작하는 Flyback 컨버터는 부하에 따라 출력전압이 변하므로 가장 큰 출력전압을 고려하여 반도체 소자들을 결정하였다. 다이오드의 선택시 역회복 특성이 좋은 schottky 다이오드를 먼저 고려하였으며, 역방향 전압이 큰 경우에는 fast recovery 다이오드를 선택하게 하였다. 표 1은 본 연구에서 사용한 반도체 소자의 전압과 전류 계산식을 보여준다.^[8]

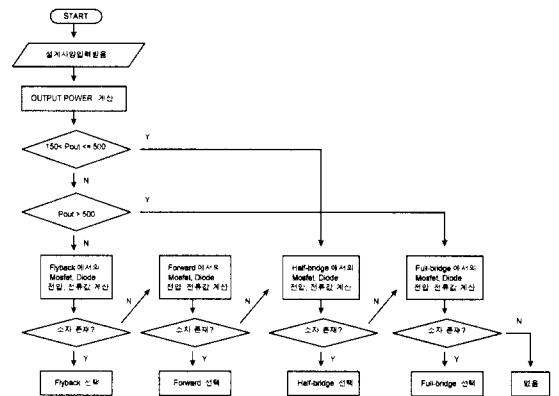


그림 3. 토폴로지 선택 알고리즘
Fig. 3. Topology selection algorithm

3. 인덕턴스와 캐패시턴스의 값 결정

절연형 컨버터의 다른 토폴로지는 달리 Flyback 컨버터는 변압기에 축적된 에너지가 완전히 부하 측으로 방출되어야 하므로 불연속 모드로 동작할 때 안정하게 동작한다.^[8] 그러므로, Forward, Half-bridge, Full-bridge는 어떠한 시비율에도 연속모드로 동작하도록 하는 인덕턴스와 캐패시턴스의 값들로 결정하였으며, 마찬가지로 Flyback에서는 어떠한 시비율에도 불연속모드로 동작하게 하는 값들로 결정하였다. 표 2는 본 연구에서 사용한 인덕터와 캐패시터 값을 결정하는 수식이다.^[11]

표 1. MOSFET과 다이오드의 전압 및 전류 계산식

Table 1. V/I equations for MOSFET and rectifiers

토폴로지	MOSFET		다이오드	
	V _d	I _d	V _R	I _F
Flyback	V _{in} +(N _p /N _s)V _{out}	5.5P _{out} /V _{in}	10V _{out}	I _{out}
Forward	2 V _{in}	2.8P _{out} /V _{in}	3V _{out}	I _{out}
Half-bridge	V _{in}	2.8P _{out} /V _{in}	2V _{out}	I _{out}
Full-bridge	V _{in}	1.4P _{out} /V _{in}	2V _{out}	I _{out}

표 2. 인덕터와 캐패시터의 값을 결정하는 수식

Table 2. Equations for choosing inductor and capacitor values

토폴로지	인덕턴스	캐패시턴스
Flyback	$\frac{1}{2} RT (1-D)^2$	$\frac{V_o D_2^2 T^2}{2L\Delta V_o} \left(1 - \frac{D_2}{2}\right)^2$
Forward	$\frac{V_o (1-D) T}{2 I_{o, min}}$	$\frac{V_o T^2}{\Delta V_o 8L} (1-D)$
Half-bridge	$\frac{V_o (1-D) T}{2 I_{o, min}}$	$\frac{V_o T^2}{\Delta V_o 8L} (1-D)$
Full-bridge	$\frac{V_o (1-D) T}{2 I_{o, min}}$	$\frac{V_o T^2}{\Delta V_o 8L} (1-D)$

* D : T_{ON}/T

D₂ : 스위치가 오프된 뒤, 환류 다이오드가 도통하는 구간의 시비율

4. 변압기의 설계

DC-DC 컨버터에서는 주스위칭 회로부와 구동회로에 각각 변압기가 필요하다. 다음은 변압기의 1차 측의 턴수를 계산하는 수식이다.

$$N_p = \frac{V_p}{K \times B_m \times A_c \times f}$$

여기에서 V_p는 변압기의 1차 측에 걸리는 전압이고, B_m은 변압기가 동작하는 최대 자속밀도를 나타내며, A_c는 코어의 실효 단면적을 나타낸다. 그리고 Forward 컨버터의 경우 K값은 2이고 Half-bridge, Full-bridge, Flyback의 경우에는 K값을 4로 하였다.

[9] B_m은 선택된 코어의 100℃에서의 포화자속밀도의 0.5배의 값으로 결정하는 것이 바람직하다.[8] 여기서 계산된 1차 측의 턴수를 가지고 0.4의 초기 시비율과 각각의 토폴로지에 맞는 입출력전압의 관계식으로부터 2차 측의 턴수를 계산하고 1턴의 권선당 인덕

턴스의 양으로부터 변압기의 1차 측과 2차 측의 인덕턴스값을 계산하였다.

변압기의 모델링에 관하여는 PSPICE에 있는 K_linear라는 소자를 써서 구현하였다. K_linear는 상호인덕터(mutual inductor)를 위한 소자이며, 0보다는 크고 1보다는 작은 결합계수를 가지고 2개 이상의 인덕터를 결합시킬 수 있다.

5. 다중출력단

출력단중 가장 큰 출력전력을 가지는 출력단의 턴수를 먼저 결정한 다음, 이로부터 나머지 출력단의 턴수를 비례식으로 구한다.[8] 기존 PSPICE(Version 7.1)에 있는 K_linear소자는 출력단의 개수가 제한되어 있어 이를 수정하여 다수의 다중출력단의 시뮬레이션도 가능하도록 하였다. 반도체 소자의 결정 및 인덕터나 캐패시터의 값의 결정은 단일출력단의 경우와 같게 하였다.

6. 프로그램 작성

C 언어를 이용하여 프로그램을 구현함으로써 다중출력단 절연형 DC-DC 컨버터의 설계를 자동화하였다. 프로그램 수행시 3개의 파일을 참조하는데 이들은 MOSFET, schottky 다이오드, fast recovery 다이오드의 전압, 전류용량이 있는 데이터 파일들로 각각 mosfet.txt, sdiode.txt, fdiode.txt이다. 프로그램 구현시 반도체 소자의 전압강하 및 인덕터와 캐패시터의 등가직렬 저항의 효과를 고려하지 않았다. 변압기의 설계시 결합계수를 이상적인 1로 하였고, 턴수도 실수값으로 처리하였으며, 손실도 고려하지 않았다.

7. 프로그램 실행과정

이 절에서는 설계사양이 다음과 같이 주어질 때 합성프로그램의 실행과정을 보여준다.

설계사양

- 스위칭 주파수 : 33 KHz
- 입력전압 : 50 V
- 출력전압 : 10 V
- 출력전류 : 1 ~ 2 A
- 출력전압리플 : 500 mV
- 코어의 실효단면적 : 0.42 Cm²
- 코어의 포화자속밀도 : 400 mT
- 1턴의 권선당 인덕턴스 : 10000 nH/N²

다음은 프로그램 실행 시 나타나는 화면을 보여주고

있다.

This program is for transformer isolated DC-DC converter.

Swiching frequency(Khz) : 33

Enter number of output : 1

Input voltage(V): 50

1th output voltage(V) : 10

1th minimum output current(A) : 1

1th maximum output current(A) : 2

1th output volage ripple(mV) : 500

We want to recommend Flyback.

What topology do you want?(1. Flyback 2.

Forward 3. Half-bridge 4. Full-bridge) : 1

In Flyback

Next is for drive transformer.

Select suitable core given frequency.

Enter window area(Ac, square of Cm) : 0.42

Enter maximum saturation flux density(Bsat, mT) : 400

Enter inductance per turn(Al, nH/(square of N) : 10000

Flyback is selected.

설계자동화 프로그램에서 자동으로 만든 SPICE 입력파일은 다음과 같다.

This is for flyback converter.

V_V1 1 0 DC 50.000000

V_V2 4 0 PULSE 0 15 0 0 0 12.121212us
30.303030us

L_LP 1 2 303.030304uH

M_M1 2 3 0 0 IRF621

Kn_K1 L_LP L_LS1 1

L_LS1 0 5 18.939394uH

C_C1 6 0 85.227272uF IC=7.000000

R_R1 6 0 5.000000

D_D1 5 6 D1N3881

R_R11 G 4 1n

L_LD1 G 0 1830.105479uH

L_LD2 3 0 1830.105479uH

Kn_K2 L_LD1 L_LD2 1

.options ABSTOL=1nA

.options CHGTOL=0.01nc

.options ITL1=1000

.options ITL4=100

.options PIVTOL=10e-15

.options RELTOL=0.01

.options VNTOL=1mV

.lib nom.lib

.op

.tran 10n 10m

.probe

.end

파일의 끝 부분에 있는 .options라는 명령어들은 스위칭 소자가 존재하는 회로의 시뮬레이션시 종종 발생하는 convergence error를 방지하기 위해 삽입하였다.

IV. 시뮬레이션 결과

1. 단일출력단에서의 결과

구현된 프로그램을 확인전자의 SMPS 데이터북의 사양을 적용하여 합성을 시도하였다. 데이터북에 있는 환경과 같게 만들기 위해 스위칭 주파수를 Flyback과 Forward는 125KHz로 하였고, Half-bridge는 60KHz로 하였다. 입력전압은 100V로 고정시켰으며, 출력전압 리플은 출력전압의 1%로 하였다. 또한, 초기 시비율은 0.4로 고정시켰다. 변압기의 코어는 125KHz에서 200KHz까지는 TDK사의 H5AEI22으로 하였고, 60KHz에서 100KHz까지는 TDK사의 H5C2EI22으로 하였다.

표 3은 데이터북에 나와있는 토폴로지와 프로그램에서 자동선택된 토폴로지를 명시하고 있으며, 각각의 PSPICE 시뮬레이션시 출력전압을 나타내고 있다. 표에서 나타난 바와 같이 프로그램에서 구한 토폴로지는 데이터북에 있는 토폴로지와 10개중 8개가 일치하였다. 2개의 예에서는 다른 토폴로지를 선택하고 있으나, 효율과 가격이 더 나은 토폴로지를 선택하고 있으며, 출력전압은 오히려 설계사양에 더욱 근접한 값을 얻을 수 있었다.

2. 다중출력단에서의 결과

2개의 출력과 3개의 출력을 가지는 컨버터의 경우에 대해 확인전자와 [주]디에치엠의 데이터북의 사양들을 이용하여 컨버터 자동합성을 하였다. 입력전압은 100V로 고정시켰으며, 각 출력단의 전압리플은 출력전압의 1%로 처리하였다. 스위칭 주파수는 100KHz로 하였으며, 초기 시비율은 0.4로 하였다. 변압기의

코어는 TDK사의 H5AEI22으로 하였다. 2개와 3개의 출력단을 가지는 합성된 컨버터의 시뮬레이션 결과는 각각 표4, 표5와 같다. 자동선택된 토폴로지 비교는 데이터북에 토폴로지가 명시되어 있지 않아서 비교할

수 없었다. Flyback 컨버터는 의도와는 다르게 연속 모드로 오동작을 하였다. Flyback을 제외한 나머지 세 개의 토폴로지에 관해서는 각각의 출력단에 대하여 양호한 출력전압을 얻을 수 있었다.

표 3. 시뮬레이션 결과(단일출력단)

Table 3. Simulation results (single output)

설계사양	출력전력	데이터북	프로그램	프로그램에서 구한 값들	
Vo=5V Io=10A	50W	flyback 4.52V	flyback 4.52V	Lp = 128uH Ls = 0.5uH C1 = 1125uF	
Vo=12V Io=4.2A	50.4W	flyback 11.1V	flyback 11.1V	Lp = 126.98uH Ls = 2.86uH C1 = 196.88uF	
Vo=24V Io=2.5A	60W	flyback 23.7V	flyback 23.7V	Lp = 106.67uH Ls = 9.6uH C1 = 58.59uF	
Vo=5V Io=15A	75W	forward 4.37V	forward 4.37V	Np = 23.23 Ns = 2.9 L1 = 1.33uH	Lp = Lr = 128 uH Ls = 25.29uH C1 = 600uF
Vo=12V Io=6.5A	78W	forward 11V	flyback 11.3V	Lp = 82.05uH Ls = 1.85uH C1 = 304.69uF	
Vo=24V Io=3.5A	84W	forward 22.4V	flyback 22.8V	Lp = 76.19uH Ls = 6.86uH C1 = 82.03uF	
Vo=48V Io=1.6A	76.8W	forward 45.9V	forward 45.9V	Np = 23.23 Ns = 27.88 L1 = 120uH	Lp = Lr = 1618.73uH Ls = 2330.98uH C1 = 6.67uF
Vo=5V Io=60A	300W	half bridge 4.2V	half bridge 4.2V	Np = 24.8 Ns = 3.1 L1 = 0.35uH	Lp = 6151.19uH Ls1 = Ls2 = 96.11uH C1 = 2500uF
Vo=12V Io=25A	300W	half bridge 11.1V	half bridge 11.1V	Np = 24.8 Ns = 7.44 L1 = 2uH	Lp = 6151.19uH Ls1 = Ls2 = 553.60uH C1 = 434.03uF
Vo=48V Io=6.5A	312W	half bridge 45.2V	half bridge 45.2V	Np = 24.8 Ns = 29.76 L1 = 30.77uH	Lp = 6151.19uH Ls1 = Ls2 = 8857.71uH C1 = 28.21uF

표 4. 시뮬레이션 결과 (2 출력단)
Table 4. Simulation results (two outputs)

설계사양		최대 출력 전력	자동선택된 토폴로지	출력전압		프로그램에서 구한 값
첫째단	둘째단			첫째단	둘째단	
$V_o=10V$ $I_o=1\sim 2A$	$V_o=5V$ $I_o=1\sim 2A$	30W	forward	9.4V	4.5V	$N_p = 29.04$ $L_p = L_r = 2529.27\mu H$ $N_s(0) = 7.26$ $L_{s1} = 158.08\mu H$ $N_s(1) = 3.63$ $L_{s2} = 39.52\mu H$ $L_1 = 50\mu H$ $C_1 = 25\mu F$ $L_2 = 25\mu H$ $C_2 = 50\mu F$
$V_o=10V$ $I_o=3\sim 4A$	$V_o=5V$ $I_o=3\sim 4A$	60W	forward	9.1V	4.3V	$N_p = 29.04$ $L_p = L_r = 2529.27\mu H$ $N_s(0) = 7.26$ $L_{s1} = 158.08\mu H$ $N_s(1) = 3.63$ $L_{s2} = 39.52\mu H$ $L_1 = 16.67\mu H$ $C_1 = 75\mu F$ $L_2 = 8.33\mu H$ $C_2 = 150\mu F$
$V_o=50V$ $I_o=1\sim 2A$	$V_o=25V$ $I_o=1\sim 2A$	150W	forward	47.5V	23.4V	$N_p = 29.04$ $L_p = L_r = 2529.27\mu H$ $N_s(0) = 36.3$ $L_{s1} = 3951.98\mu H$ $N_s(1) = 18.15$ $L_{s2} = 988\mu H$ $L_1 = 250\mu H$ $C_1 = 5\mu F$ $L_2 = 125\mu H$ $C_2 = 10\mu F$
$V_o=50V$ $I_o=3\sim 4A$	$V_o=25V$ $I_o=3\sim 4A$	300W	half bridge	47.0V	23.0V	$N_p = 14.52$ $L_p = 632.32\mu H$ $N_s(0) = 18.15$ $L_{s1} = L_{s2} = 988\mu H$ $N_s(1) = 9.07$ $L_{s3} = L_{s4} = 247\mu H$ $L_1 = 41.67\mu H$ $C_1 = 7.5\mu F$ $L_2 = 20.83\mu H$ $C_2 = 15\mu F$
$V_o=100V$ $I_o=1\sim 2A$	$V_o=50V$ $I_o=1\sim 2A$	300W	half bridge	94.5V	47.9V	$N_p = 14.52$ $L_p = 632.32\mu H$ $N_s(0) = 36.3$ $L_{s1} = L_{s2} = 3951.98\mu H$ $N_s(1) = 18.15$ $L_{s3} = L_{s4} = 988\mu H$ $L_1 = 250\mu H$ $C_1 = 1.25\mu F$ $L_2 = 125\mu H$ $C_2 = 2.5\mu F$
$V_o=100V$ $I_o=3\sim 4A$	$V_o=50V$ $I_o=3\sim 4A$	600W	full bridge	94.8V	47V	$N_p = 14.52$ $L_p = 632.32\mu H$ $N_s(0) = 18.15$ $L_{s1} = L_{s2} = 988\mu H$ $N_s(1) = 9.07$ $L_{s3} = L_{s4} = 247\mu H$ $L_1 = 83.33\mu H$ $C_1 = 3.75\mu F$ $L_2 = 41.67\mu H$ $C_2 = 7.5\mu F$
$V_o=200V$ $I_o=1\sim 2A$	$V_o=100V$ $I_o=1\sim 2A$	600W	full bridge	190V	94.7V	$N_p = 14.52$ $L_p = 632.32\mu H$ $N_s(0) = 36.3$ $L_{s1} = L_{s2} = 3952\mu H$ $N_s(1) = 18.15$ $L_{s3} = L_{s4} = 988\mu H$ $L_1 = 500\mu H$ $C_1 = 0.63\mu F$ $L_2 = 250\mu H$ $C_2 = 1.25\mu F$

표 5. 시뮬레이션 결과 (3 출력단)
Table 5. Simulation results (three outputs)

설계사양			최대 출력 전력	자동선택된 토폴로지	출력전압(V)			프로그램에서 구한 값
첫째단	둘째단	셋째단			첫째단	둘째단	셋째단	
V=20V I=1-2A	V=10V I=1-2A	V=5V I=1-2A	70W	forward	18.2	9.1	4.35	Np = 29.04 Lp = Lr = 2529.27uH Ns(0) = 14.52 Ls1 = 632.32uH Ns(1) = 7.26 Ls2 = 158.08uH Ns(2) = 3.63 Ls3 = 39.52uH L1 = 100uH C1 = 12.5uF L2 = 50uH C2 = 25uF L3 = 25uH C3 = 50uF
V=20V I=3-4A	V=10V I=3-4A	V=5V I=3-4A	140W	forward	18.6	9.25	4.4	Np = 29.04 Lp = Lr = 2529.27uH Ns(0) = 14.52 Ls1 = 632.32uH Ns(1) = 7.26 Ls2 = 158.08uH Ns(2) = 3.63 Ls3 = 39.52uH L1 = 33.33uH C1 = 37.5uF L2 = 16.67uH C2 = 75uF L3 = 8.33uH C3 = 150uF
V=50V I=1-2A	V=25V I=1-2A	V=10V I=1-2A	170W	half bridge	47.2	23.2	9.2	Np = 14.52 Lp = 632.32uH Ns(0) = 18.15 Ls1 = Ls2 = 988uH Ns(1) = 9.07 Ls3 = Ls4 = 247uH Ns(2) = 3.63 Ls5 = Ls6 = 39.52uH L1 = 125uH C1 = 2.5uF L2 = 62.5uH C2 = 5uF L3 = 25uH C3 = 12.5uF
V=50V I=3-4A	V=25V I=3-4A	V=10V I=3-4A	340W	half bridge	48.0	23.6	9.3	Np = 14.52 Lp = 632.32uH Ns(0) = 18.15 Ls1 = Ls2 = 988uH Ns(1) = 9.07 Ls3 = Ls4 = 247uH Ns(2) = 3.63 Ls5 = Ls6 = 39.52uH L1 = 41.67uH C1 = 7.5uF L2 = 20.83uH C2 = 15uF L3 = 8.33uH C3 = 37.5uF
V=100V I=1-2A	V=50V I=1-2A	V=25V I=1-2A	350W	half bridge	96.8	47.9	23.6	Np = 14.52 Lp = 632.32uH Ns(0) = 36.3 Ls1 = Ls2 = 3951.98uH Ns(1) = 18.15 Ls3 = Ls4 = 988uH Ns(2) = 9.07 Ls5 = Ls6 = 247uH L1 = 250uH C1 = 1.25uF L2 = 125uH C2 = 2.5uF L3 = 62.5uH C3 = 5uF
V=100V I=3-4A	V=50V I=3-4A	V=25V I=3-4A	700W	full bridge	96.6	47.9	23.5	Np = 14.52 Lp = 632.32uH Ns(0) = 18.15 Ls1 = Ls2 = 988uH Ns(1) = 9.07 Ls3 = Ls4 = 247uH Ns(2) = 4.54 Ls5 = Ls6 = 61.75uH L1 = 83.33uH C1 = 3.75uF L2 = 41.67uH C2 = 7.5uF L3 = 20.83uH C3 = 15uF
V=200V I=1-2A	V=100V I=1-2A	V=50V I=1-2A	700W	full bridge	195	96.7	48.1	Np = 14.52 Lp = 632.32uH Ns(0) = 36.3 Ls1 = Ls2 = 3951.98uH Ns(1) = 18.15 Ls3 = Ls4 = 988uH Ns(2) = 9.07 Ls5 = Ls6 = 247uH L1 = 500uH C1 = 0.625uF L2 = 250uH C2 = 1.25uF L3 = 125uH C3 = 2.5uF

V. 결 론

현재까지의 SMPS 설계는 단순히 설계자가 회로를 설계하고 결과를 검증하는 단계에서 주로 SPICE와 같은 컴퓨터 시뮬레이션 프로그램이 사용되었다. 그러나 다양한 용도의 SMPS들을 신뢰성과 효율을 높이고 신속하게 설계할 수 있기 위해서는 설계 자동화에 대한 연구가 필요하다. 이 연구에서는 SMPS회로의 핵심인 DC-DC 컨버터회로를 설계사양으로부터 적절한 토폴로지와 반도체 소자 및 인덕턴스, 캐패시턴스의 값을 자동으로 결정하여 그에 따른 설계결과를 제시하여 줄 수 있는 설계자동화 도구를 연구하고 제시하였다. 이 연구를 통하여 연구되어진 설계자동화 도구는 설계기간 단축, 용이한 설계변경, 오류가 없는 정확한 설계에 도움이 될 것이다. 향후 연구로는 Flyback 컨버터의 합성오류 문제개선과 제어회로에 대한 설계자동화를 시도할 것이며, 또한 실제적인 회로의 동작과 같은 환경이 될 수 있도록 실제적인 요소들을 고려하는 연구가 진행될 것이다.

참 고 문 헌

[1] 김희준, 스위치모드 파워서플라이, 성안당, 1993
 [2] R. D. Middlebrook and S. Cuk, Advances in Switched-Mode Power Conversion, Vols. 1, 2, and 3, Teslaco, Pasadena, CA, 1983.

[3] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1976 Record, pp. 18-34.
 [4] F. Barzegar, S. Cuk, and R. D. Middlebrook, "Using Small Computers to Model and Measure Magnitude and Phase of Regular Transfer Functions and Loop Gain," Powercon 8, The English International Solid-State Power Electronics Conference, Dallas, TX, April 1981.
 [5] V. G. Bello, "Computer-Aided Analysis of Switching Regulators Using SPICE2," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1980 Record, 80CH1529-7, pp. 3-11.
 [6] Yim-Shu Lee, Computer-Aided Analysis and Design of Switched Mode Power Supplies, Marcel Dekker, Inc., 1993
 [7] Marty Brown, Practical Switching Power Supply Design, Motorola, 1990.
 [8] Marty Brown, Power Supply Cookbook, Motorola, 1994.
 [9] George Chryssis, High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design, 2nd Edition, McGraw-Hill, 1989.

저 자 소 개



金 周 一(正會員)
 1996년 성균관대학교전기공학과졸업(공학사). 1998년 성균관대학교 대학원 전기공학과. 공학석사. 1998년 1월 ~ 현재 삼성전자 재직. 주관 심분야는 회로 및 시스템설계

金 鍾 兌(正會員) 第 35卷 C編 第 3號 參照