

SPICE를 이용한 Forward DC-DC 컨버터 해석

(An Analysis of Forward DC-DC Converter Using SPICE Program)

金熙峻*, 安泰榮**, 李榮善***

(Hee Jun Kim, Tae Young Ahn, and Young Sun Lee)

要 約

본 논문에서는 전기전자분야의 일반회로 해석 및 모의실험용으로 널리 사용되고 있는 SPICE 프로그램을 DC-DC 컨버터에 적용하였다.

다양한 전자장비들의 스위칭전원 장치로써 폭 넓게 쓰이고 있는 Forward형 컨버터를 선택 하였으며, 회로동작에 있어서 각 부분의 파형, 변압기의 Reset과 에너지 전달과정을 SPICE를 이용한 모의 실험으로써 정상동작됨을 확인하였다. 또한 제어회로를 포함하는 컨버터의 출력전압이 스위치의 시비율을 조절로인해 과도상태에서 정상상태에 이르면서 안정화되는 과정을 확인하였다.

SPICE 프로그램을 이용한 모의실험과 실제회로의 실험을 서로 비교함으로써 본 논문에서 해석한 모의실험의 유용함을 보였다.

Abstract

In this paper, SPICE program which is widely used in analysis of general circuit on electronic and electrical field has been applied to DC-DC converter. We have selected Forward type which is widely used as SMPS(Switched Mode Power Supply) of various electronic equipments, and have confirmed the waveforms of circuit operation, transfer of energy and resetting in transformer. And the procedure which the output voltage of converter, including the control circuit, has been stabilized from the transient state to the steady state by controlling the duty ratio of switch is presented.

We have compared SPICE simulation with experiment and have verified the validity of SPICE simulation.

I. 서 론

안정된 전원을 필요로 하는 전자장비들이 급속히 확산되면서 직류안정화 전원장치는 더욱 중요한 위치를 차지하고 있다. 이러한 안정화 전원장치는 크게 선형 제어 방식과 스위칭 제어 방식이 있는데 최근의 전자장비들이 소형, 경량화됨에 따라 스위칭 방식의 전원이 널리 사용되고 있다.^{[1][2]}

*正會員, 漢陽大學校 電氣工學科
(Dept. of Electronical Eng., Hanyang Univ.)

**正會員, 漢陽大學校 電氣工學科 電力研究所
(Dept. of Electronical Eng., Hanyang Univ.)

***正會員, 韓國通信
(Korea Telecom.)

接受日字: 1991年 1月 10日

스위치 모드 직류 안정화 전원 장치 (switched mode power supply)는 그림 1과 같이 크게 두가지 부분으로 나뉘어지는데 먼저 입력전압을 고주파 스위칭 과정을 거쳐 직류 전압으로 변화시키는 DC-DC 컨버터 부분과 안정된 출력전압을 얻기위해 스위칭 상태를 제어하는 제어부분으로 구성된다. PWM 방식으로 제어되는 제어 부분은 다시 출력 전압을 기준 전압과 비교하여 오차 전압을 발생하는 오차증폭기와 전압의 변화를 스위칭 시비율 변화로 변화시켜주는 펄스폭 변조 부분으로 나뉜다.^[3]

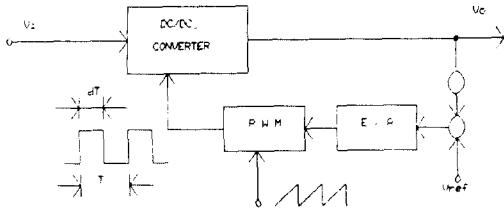


그림 1. 스위치모드 직류 안정화 전원장치 시스템
Fig. 1. Switched mode power supply system.

전력 변화의 모체가 되는 DC-DC 컨버터는 입출력 전압의 차이와 절연의 유무에 따라 기본적으로 Buck, Boost, Flyback, Forward형 등으로 나뉜다.^[4,5]

한편 1970년대 캘리포니아 대학으로부터 반도체 집적회로 해석을 위해 개발된 시뮬레이션 프로그램인 SPICE(simulation program with integrated circuit emphasis)는 전기전자분야의 일반회로해석에 유용하게 사용할 수 있어 대학 및 산업분야에서 널리 이용되고 있다.^{[6][7][8][9]}

특히 전력전자분야에서 SPICE의 적용 해석은 모델링과 계산시간의 제한에도 불구하고 활발하게 연구되어 왔는데, 주로 POWER MOSFET, SCR, GTO 등의 능동스위치 소자에 대한 특성해석과 전력변환 장치의 모델링에 의한 단편적인 해석에 응용되었다.

최근에 DC-DC 컨버터에 대한 SPICE 이용 회로해석은 출력전압 안정도 판별 및 직류전압 변환비 등의 응용에 비교적 적합하다는 것을 증명하였으나, 전력 스위치, 변압기, 에너지 리세트 회로들이 모델링과정에서 생략되거나 축소됨으로써 스위칭 과정의 파형변화, 스노버 회로, 정류과정 등 자세한 특성 변화의 관측에 어려움이 있었다.^{[10][11][12][13]}

본 논문에서는 DC-DC 컨버터 회로방식 중 입력과 출력 사이에 변압기를 첨가시켜 입출력 간의

절연 및 권선비에 의한 출력 전압 조정이 가능하고 다출력이 용이하며 중소용량에 적합한 Forward 컨버터에 제어회로까지를 포함하여 SPICE를 적용, 해석하는 과정을 보였고, 회로동작중 파형의 변화 및 변압기에서 이루어지는 에너지 전달, 리세트 과정을 실제 파형과 비교한 결과 일치함으로써 SPICE를 이용한 해석결과의 유용함을 보였다. 이러한 방법은 특별한 모델링 방법이나 수치해석에 의존하지 않고 실제 설계시 사용된 정수를 직접 사용하여 얻어진 결과로 주파수 및 시간영역 해석이나, 시스템의 계단 응답, 소신호 모델링 안정도 판정등으로 쉽게 확대될 수 있다.

II. Forward DC-DC 컨버터와 모델링

그림 2에 forward DC-DC 컨버터가 나타나 있다.

우선 컨버터 회로의 동작 상태를 살펴보면 1차측의 스위칭 소자인 MOSFET는 PWM방식으로 Gate 신호를 ON 및 OFF의 시간비율 즉 시비율로 제어되는데 시비율의 결과로 원하는 출력전압 V_o 를 얻을 수 있다. 따라서 Forward DC-DC 컨버터는 스위치의 ON 및 OFF 상태에 따라 각각의 등가회로를 나타낼 수 있으며 상태평균화법을 이용해 컨버터의 특정식을 얻을 수 있다.^[14]

먼저 스위치가 ON 상태가 되면 변압기의 2차측에 에너지가 전달됨과 동시에 2차측 정류다이오드 D_1 이 ON되고 출력에 에너지를 전달한다. 이 때 환류다이오드(freewheeling diode) D_2 는 역전압에 의하여 OFF 되고 N_r 의 권선의 다이오드 D_3 역시 OFF 된다.

다음 스위치가 OFF 되고 N_p 권선에 축적되어 있던 자화인덕턴스 에너지는 N_r 과 D_3 로 이루어진 리세트회로로 방출되며 이 때의 스위치 양단에 전압 V_{as} 는 입력전압이 된다. 또한 2차측 정류다이오드 D_1 은 역전압에 의해 OFF 되고 L_r 와 C_r 에 축적되어 있던 에너지는 환류다이오드 D_2 를 통해 방출되어 순환전류가 흐른다.

그림 2의 Forward DC-DC 컨버터를 SPICE 로 모델링하기 위한 기본 회로도가 그림 3에 나와 있다. 좀 더 정확한 모델링을 하기위해 그림 2에서와는 달리 그림 3의 기본 회로도에서는 실제회로가 동작할 때 나타나는 각 소자들의 내부저항을 고려했으며 그림 2의 MOSFET는 컴퓨터 해석 시간을 단축하기 위해 이상적인 스위치와 RC 직렬 스노버 회로로 대체했다.

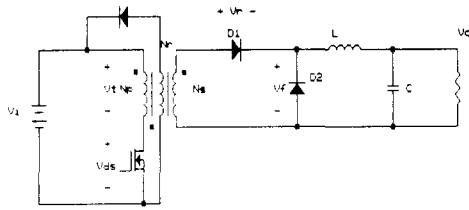


그림 2. Forward DC-DC 컨버터
Fig. 2. Forward DC-DC converter.

그림 3의 기본회로에 대한 SPICE 프로그램은 부록에 나타나 있다. 우선 그림 3의 기본회로와 프로그램의 타당성과 정상특성을 살펴보기 위해 Forward 컨버터를 제작 실험하고 실험에 사용된 각 소자의 정수를 이용해 프로그램의 변수로 넣어 시뮬레이션을 행하였다. 이 때 실험에 사용된 컨버터의 사양은 다음과 같다.

- 입력전압 : 40V
- 부하저항 : 4 Ω
- 변압기의 권선비 (Ns/Np): 0.58
- 시비율 : 0.33
- 스위칭 주파수 : 33 KHz

그림 4에 실험에 사용된 Forward 컨버터와 SPICE 모델의 시뮬레이션에 의해 얻어진 파형이 나타나 있다. 그림의 우측이 SPICE의 파형이며 이 때의 파형을 실제와 같이 스위치의 시비율에 따라 나타나는 출력전압이 과도현상을 보이기 때문에 정상상태에 들어섰을 때를 기준으로 실험파형과 비교했다.

그림 4(a), (b)에서 보는바와 같이 변압기의 1차와 2차 및 리세트 다이오드에서는 스위치의 ON과 OFF 리세트 시간이 명확히 구분되며 따라서 리세트 회로가 원활히 동작된다는 것을 알 수 있고 컨버터 스위치의 양단간 전압은 입력전압의 2배에서 유지됨을 알 수 있다. 그림 4(a), (c)로부터 1차측에서 2차측으로 변압기의 권선비에 의해 에너지가 전달된다는 것을 알 수 있으며 그림 4(e), (f)로부터 D1과 D2로 이루어진 정류회로가 2차측 변압기 양단전압에 의해 스위치됨을 알 수 있다.

컨버터의 정상상태 특성을 살펴보기 위해 위와 같은 방법의 시뮬레이션에서 일정한 입력전압과 부하저항에 대해 컨버터 스위치의 시비율을 변화 시킴으로써 출력전압을 실험과 비교해 보았다.

그림 5에 나타난 것이 시비율의 변화에 대한 컨버

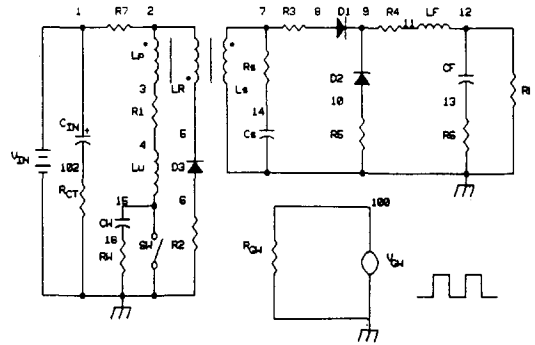


그림 3. Forward DC-DC 컨버터의 SPICE 모델링을 위한 기본회로도
Fig. 3. Basic circuit diagram of forward DC-DC converter for SPICE modeling.

터의 출력전압에 있어서 3 가지 방법을 비교한 것이다. 먼저 컨버터의 내부등가 저항을 고려한 출력전압 식은 다음과 같다.

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{D V_i}{1 + Z_o/R_L} \quad (1)$$

여기서 D는 시비율이며 Z_o는 평균화된 컨버터의 내부등가 저항이다.

식(1)에 의한 정상상태 특성곡선은 그림5에서 실선으로 표시되었고 실험과 SPICE에 의한 결과치를 각각 기호로써 표시하였다.

그림 5로 부터 SPICE 결과가 단순히 평균화된 컨버터의 내부 등가저항에 의한 이론치의 결과보다 실제 실험에 의한 결과에 더욱 접근 한다는 것을 알 수 있다.

Forward 컨버터의 정상상태에 있어서 입출력 전압 특성식은 다음과 같다.

$$V_o = \frac{V_i}{n} D - I_o \{ r_1 D + r_2 (1-D) \} \quad (2)$$

- 여기서
 - n: 변압기의 권선비
 - D: 시비율
 - I_o: 출력전류
 - r₁: 컨버터가 ON 상태일 때 내부 등가 저항
 - r₂: 컨버터가 OFF 상태일 때 내부 등가 저항
- 이다.

그림 6에 컨버터의 부하특성을 보여준다. 출력전압이 제어되지 않기 때문에 부하전류가 증가할수록 출력전압이 감소하는 부하 특성을 보이고 있음을 알

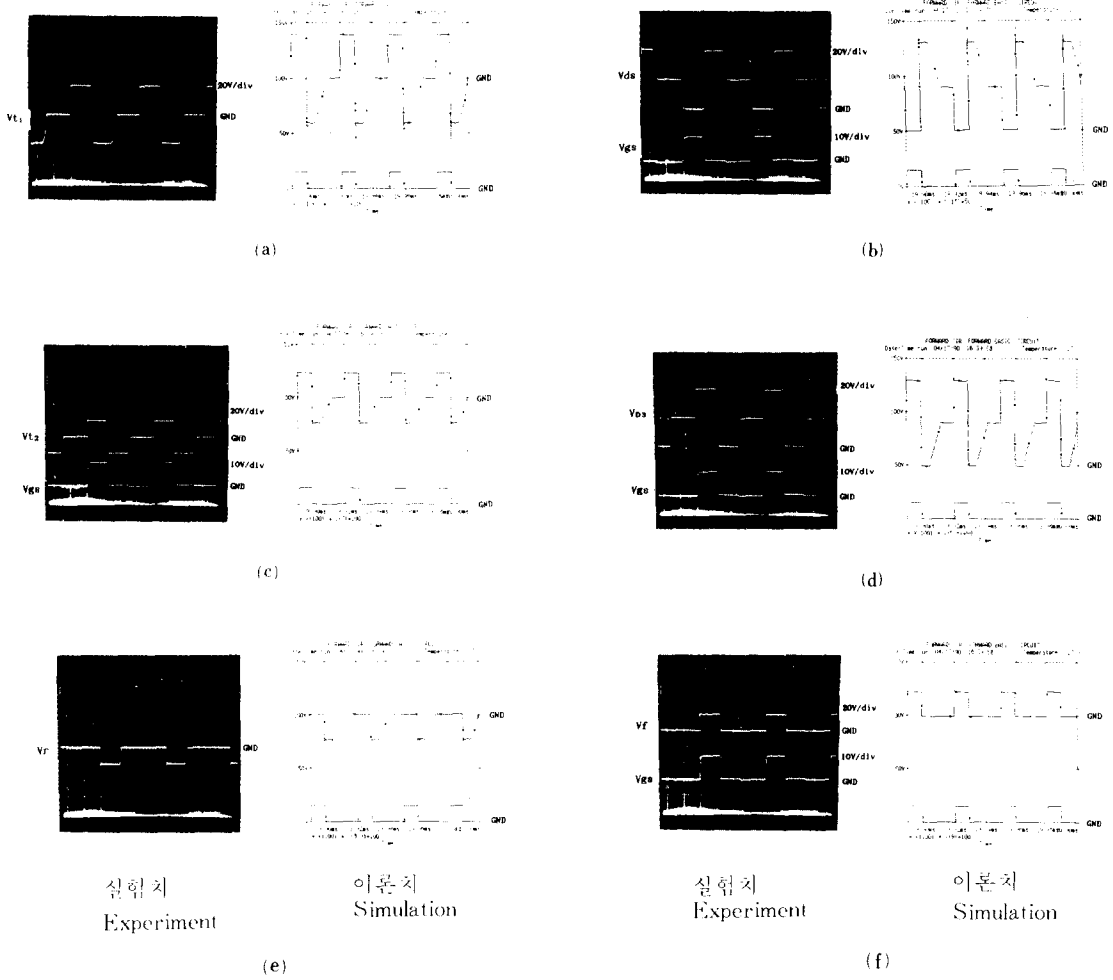


그림 4. Forward DC-DC 컨버터의 파형
 Fig. 4. Waveforms of forward DC-DC converter.

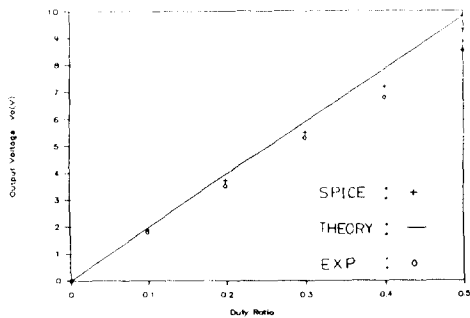


그림 5. 시비율변화에 대한 컨버터의 출력전압
 Fig. 5. Output voltage of converter for duty ratio variation.

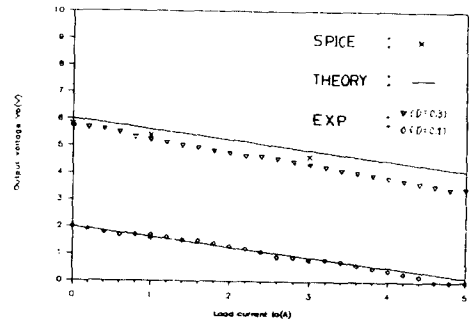


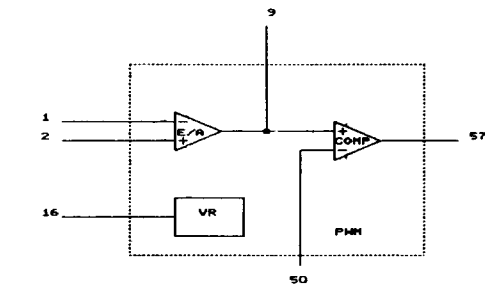
그림 6. 컨버터의 부하특성(개루프)
 Fig. 6. Load characteristics. (open loop)

수 있으며 SPICE로 얻은 결과와 실험결과를 비교할 때 거의 일치함을 보여준다.

III. 제어 회로

실제의 DC-DC 컨버터는 원하는 출력전압을 어떤 외란의 변화에 대해서도 항상 일정하게 유지시켜야 하기 때문에 폐환 시스템을 구성하여 출력전압을 제어한다. 일반적인 컨버터의 제어방법으로는 PWM 방식이 사용되고 있으며 시스템의 신뢰도를 높이며 소형화를 위해 전용의 PWM IC를 사용하기도 한다. 그림 7에 컨버터의 제어 시스템에 사용하는 일반적인 제어회로를 SPICE 시뮬레이션을 위해 모델링 했다.

그림 7(a)는 PWM 제어회로의 블럭도이고 그림 7(b)는 블럭도에 대한 실제 모델회로를 보여준다. 이러한 모델회로는 크게 오차 증폭기와 비교기로 구성되는데 외부의 컨버터와 Node로써 쉽게 연결하여 폐환



(a)

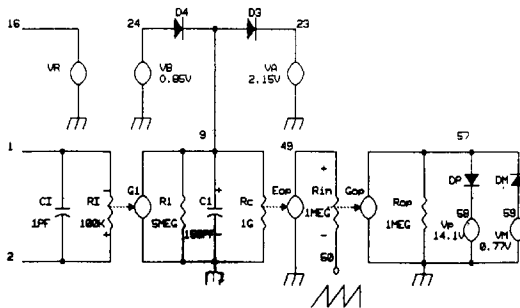


그림10은 PWM 제어기에서 중요한 부분인 삼각파와 오차증폭기의 출력전압과 비교하는 비교기의 입출력 파형의 결과를 나타낸다. 비교된 파형을 구형파로 나타내는데 이 구형파의 폭은 실제 컨버터의 출력전압에 의해 제어된다.

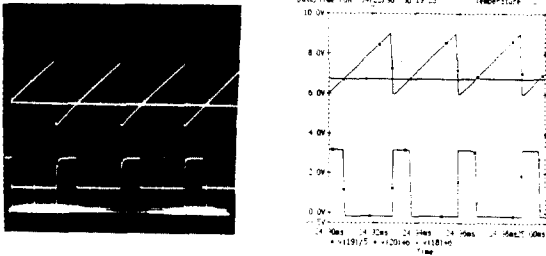


그림10. 비교기의 출력파형
Fig. 10. Output waveforms of comparator.

IV. Forward DC-DC 컨버터 시스템

Forward DC-DC 컨버터의 과도응답에 대한 모델링을 하기 위해서는 컨버터의 ON 및 OFF 상태에서의 상태방정식을 상태평균화법을 적용하여 평균치에 대한 하나의 평균화된 방정식을 구한 후 입력전압이나 부하에 대한 미소변동을 고려하여 원하는 전달함수를 구하는 것이 일반적인 방법이다. 이와 같은 방법으로 Forward 컨버터에 대한 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$G_c(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D(s)} = \frac{G_{co} \cdot (1 - S/W_L)}{P(s)} \quad (3)$$

$$G_f(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_{fo}}{P(s)} \quad (4)$$

$$G_r(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R(s)} = \frac{G_{ro} \cdot (1 + S/W_r)}{P(s)} \quad (5)$$

여기서

$$P(s) = 1 + 2\delta S/W_o + S^2/W_o^2$$

$$W_o^2 = \frac{R + r^*}{RLC}$$

$$\delta = \frac{L + r^*CR}{2W_oRLC} \quad (6)$$

$$G_{co} = \frac{V_o}{D} \cdot \frac{1 + r_2/R}{1 + r^*/R}$$

$$W_c = \infty$$

$$G_{fo} = \frac{DR}{n(R + r^*)}$$

$$G_{ro} = \frac{r^*V_o}{R^2(1 + r^*/R)}$$

$$r^* = r_1D + r_2D'$$

$$W_r = \frac{L}{r^*}$$

이다.

스텝 입력전압에 대한 출력전압의 과도응답을 구하기 위해서 식(4)로부터 다음과 같은 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} &= \frac{G_f(s)}{P(s) + K \cdot G_{co} \cdot (1 - S/W_c)} \\ &= \frac{G_{fo} \cdot W_o^2}{(S + \beta)^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

$$\beta = 2\delta W_o - \frac{K \cdot G_{co} \cdot W_o^2}{W_c}$$

$$\omega = \{W_o^2 \cdot (1 + K \cdot G_{co}) - \beta^2\}^{1/2} \quad (8)$$

식(7)을 라플라스 역변환해서 스텝 입력전압 $\Delta V_i(t)$ 에 대한 출력전압 $\Delta V_o(t)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\Delta V_o(t) = A \cdot \{1 - \exp(-\beta t) \cdot (\cos \omega t - \frac{\beta}{\omega} \cdot \sin \omega t)\} \quad (9)$$

여기서 A는 정상상태에서의 출력전압값이다.

다음은 부하변동 ΔR 에 대한 ΔV 를 구하고 이것을 라플라스 역변환하면 다음과 같이 됨을 알 수 있다.

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R(s)} = \frac{G_{ro} \cdot (1 + S/W_r)}{P(s) + K \cdot G_{co} \cdot (1 - S/W_c)} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_o(t) &= A \cdot \{1 - \exp(-\beta t) \cdot (\cos \omega t - \frac{\beta}{\omega} \cdot \sin \omega t) \\ &\quad + A \cdot \exp(-\beta t) \cdot \sin \omega t\} \end{aligned} \quad (11)$$

일반적으로 Forward DC-DC 컨버터가 궤환 시스템을 갖추고 궤환 이득이 K일때 출력전압식은 다음과 같다.¹⁵⁾

$$V_o = \frac{V_i(D_p - KV_p) - I_{on}\{r_2 + (r_1 - r_2)(D_p - KV_p)\}}{n + I_{on}K(r_1 - r_2) - KV_i} \quad (12)$$

여기서 V_p 는 출력전류가 불연속전류내에 있을 때의 출력전압이고 다음과 같이 표현된다.

$$V_p = \frac{R D_p V_i}{\{R + r_1 D_p + r_2 (1 - D_p)\} n} \quad (13)$$

그림11에 Forward DC-DC- 버어터의 출력전압을 제어하기 위한 제어회로와 MOSFET를 구동시키기 위한 게이트구동 회로까지 포함한 전체시스템이 나타나 있다.

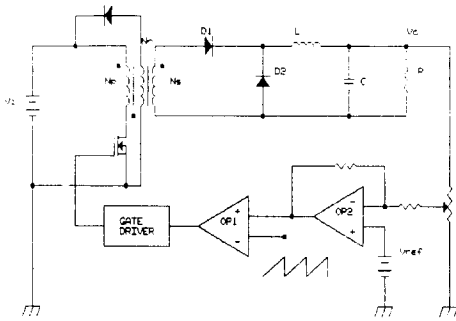


그림11. Forward DC-DC 컨버터터 시스템
Fig. 11. Forward DC-DC converter system.

그림12에는 그림11에 대한 컨버터터 시스템의 SPICE 모델링회로를 보여주고 있으며 이에 대한 프로그램은 부록에 나타나있다. 그림12에서 알 수 있듯이 Forward DC-DC 컨버터터부분은 그림3에서, 제어회로는 그림 7의 부회로를 이용하였으며 케환시스템이 되도록 전압원으로 각 Node에 연결하였다.

우선, 이와같은 컨버터터 시스템이 케환되고 있는지 알아보기 위해 과도상태를 관찰하였다.

그림13에 컨버터터 시스템에서 Open loop 상태와 Closed loop 상태를 비교하였다. 그림13(a)는 일정한 입력전압, 부하, 시비율에서 컨버터터 출력전압의 과도상태를 보여주고 있으며, 그림13(b)는 일정한 입력전압과 부하에서 출력전압이 5V 되게 오차증폭기의 기준전압을 조정후 보여준 컨버터터의 과도상태이다. 그림으로부터 Open loop 상태보다 Closed loop 상태에서의 출력전압 수렴속도가 훨씬 빠르다는 것을 알 수 있고 특히 출력전압은 예측대로 5V로 수렴하고 있다. 각각의 SPICE 과형위에 실험과형과 비교할 수 있도록 배열하였으며 SPICE 과형이 실험과형과 비교적 잘 접근하고 있다.

그림14에서 Forward DC-DC 컨버터터 시스템의 부하특성이 나타나 있다. 그림에서 실선은 식(3)과(4),(5)로부터 얻은 결과의 이론치이며 각각의 점들로 실험치와 SPICE의 결과치를 비교하였다. 이 실험으

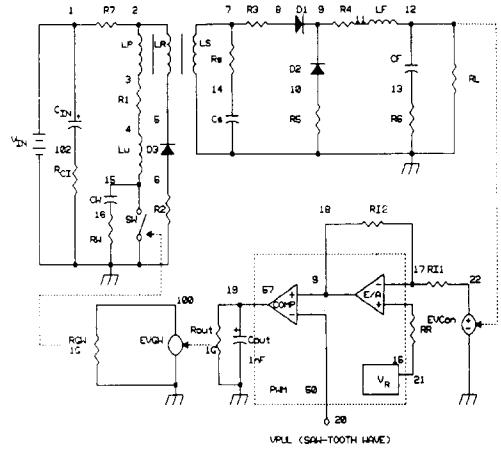


그림12. Forward DC-DC 컨버터터 시스템에 대한 SPICE 모델링 회로
Fig. 12. SPICE modeling circuit for Forward DC-DC converter system.

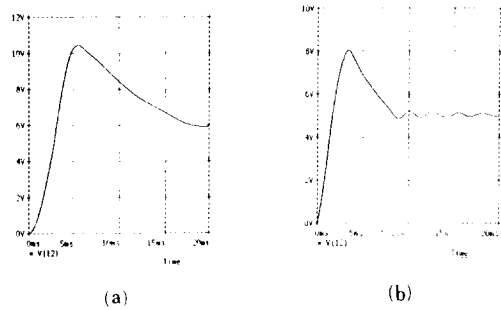
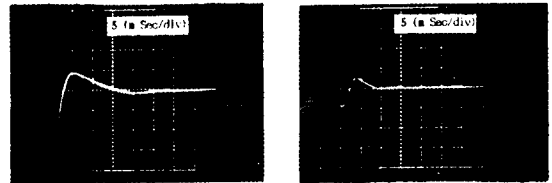


그림13. 컨버터터의 과도응답 특성
Fig. 13. Transient response of converter.

로부터 이론식에 의한 출력전압 안정도는 1.67%, 실험치는 2(%), SPICE의 결과는 3.3%이다. 실험결과를 기준으로 했을 때 SPICE의 결과는 이론식에 의한 오차보다 다소 높은 수치이지만 실험치의 오차를 고려한다면 비교적 정확하다는 것을 알 수 있다. SPICE를 이용해서 부하전류 I_o가 급변하는 동안 제어회로에서 시비율을 보상해줌으로써 컨버터터의 출력전압 V_o가 과도응답을 보인뒤 다시 정상상태

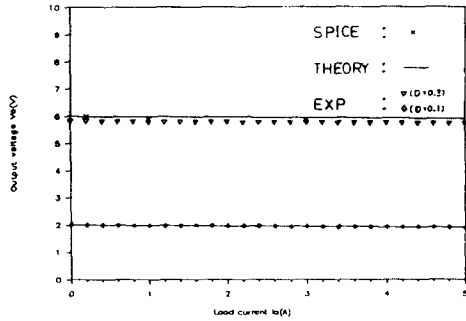


그림 14. 컨버터의 부하특성 (폐루프)
Fig. 14. Load characteristics. (closed loop)

로 출력전압을 유지하고있는 것이 그림15에 나타나 있다. SPICE의 프로그램을 출력전압 V_o 가 초기과도 상태를 지나 충분히 정상상태에 들어섰다고 예측된 시간 약 30ms,에서 부하전류를 2A에서 0.5A로 되게하였다.

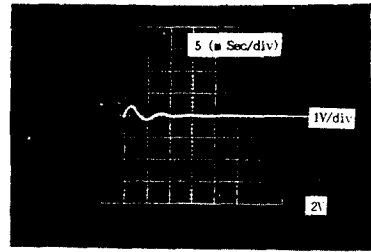
그림15(a)는 SPICE의 부하변동과 같은 양을 변동시켜 얻은 출력전압의 실험파형이며 그림15(b), (c), (d)는 SPICE의 결과이다. 그림15(b)는 부하변동 시점에서 과도응답된 정상상태로 들어선다는 것을 보여주고 있으며, 그림15(c)는 그 때의 출력전류의 변화를 나타낸다. 그림15(d)는 부하변동시를 전후한 시비율의 변화를 관측할 수 있도록 시간축을 확대한 그림이다.

그림으로부터 실험파형보다 SPICE의 정상상태 도달시간이 늦고, 진폭주기가 빠른것은 제어시스템의 모델링 과정에서 고려하지 못했던 각 소자의 기생요소 때문인 것으로 생각되며 좀더 정확한 결과를 얻기 위해서는 소자의 기생요소를 나타내는 부수적인 회로의 첨가와 시뮬레이션 시간의 증가를 감수해야 한다.

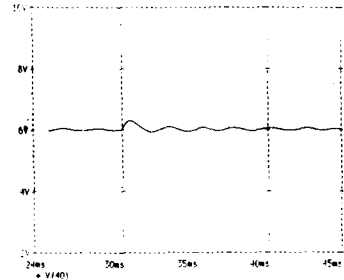
V. 결 론

본 논문에서는 전기전자 분야에서 일반회로 해석 및 모의실험용으로 널리 사용되고 있는 SPICE 프로그램을 DC-DC 컨버터에 적용하였다.

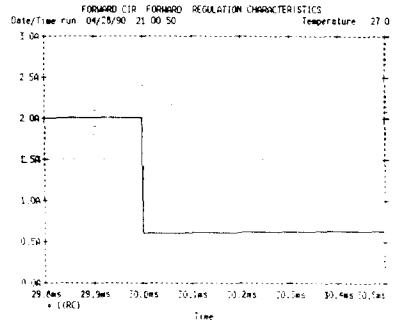
기존의 DC-DC 컨버터에 대한 SPICE 적용해석은 기본적으로 스위치 부근에 상태평균화법을 적용한 근사모델이었으나, 본 논문에서는 DC-DC컨버터중 직류안정화 전원장치로 가장 널리 사용되고 있는 Forward DC-DC 컨버터를 선택하여 실제 설계 및 제작에 사용되는 전력변환 소자와 변압기, PWM IC를 동작에 영향을 미치지 않는 최소범위 내에서 모델링을 한 후, 회로 동작중에 발생하는 파형의 변



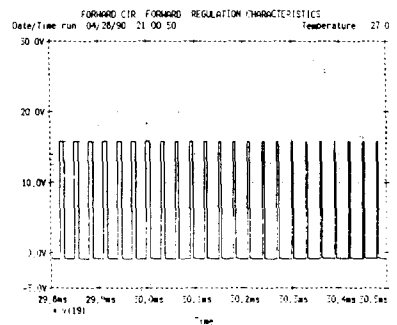
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 15. 부하변동시의 과도응답
(a) 실험파형 (b) SPICE파형
(c) 출력전류 (d) PWM 제어파형

Fig. 15. Transient response for load variation.
(a) waveform of experiment,
(b) waveform of SPICE simulation,
(c) output current,
(d) PWM control waveform.

화 및 변압기에서 이루어지는 에너지 전달, 리세트 과정을 SPICE를 이용한 모의실험으로 보여줌으로써 콘버터가 정상 동작됨을 알 수 있었다. 한편 콘버터에 제어회로를 포함시켜 스위치의 시비율을 제어함으로써 출력전압을 안정화시키는 과정을 콘버터의 과도상태로부터 알 수 있었다.

또한 SPICE 모의실험과 실제회로의 실험을 서로 비교함으로써 본 논문에서 해석한 회로 모의실험의 유용함을 보였다.

부 록

```

FORWARD.CIR FORWARD BASIC CIRCUIT

VGW 100 0 PULSE(0 15 0 100N 100N 9U 30U)
RGW 100 0 1G

VIN 1 0 40
CIN 1 102 1000UF IC=40V
RC1 102 0 1M

D1 8 9 DIODE
D2 10 9 DIODE
D3 6 5 DIODE

R1 3 4 1M
R2 6 0 1M
R3 7 8 1M
R4 9 11 1M
R5 10 0 1M
R6 13 0 1M
R7 1 2 1M

LP 2 3 0.976MH
LR 5 2 0.976MH
LS 7 0 0.332MH
RS 7 14 160
CS 14 0 0.01UF
KP-R LP LR 0.999
KP-S LP LS 0.999
KR-S LR LS 0.999

LF 11 12 1.5MH
CF1 12 13 1000UF
CF2 12 13 1000UF
RL 12 0 4

LW 4 15 5NH
SW 15 0 100 0 SMOD
CW 15 16 500PF
RW 16 0 100

.MODEL DIODE D
.MODEL SHOD VSWITCH
.TRAN 1N 20M
.PROBE
.END
    
```

프로그램 1. Forward DC-DC 콘버터
Program 1. Forward DC-DC converter.

```

OP AMP.CIR ERROR AMP MODEL

RI 2 1 100K
R1 9 0 5MEG
RC 9 0 1G
VA 23 0 2.1V
VB 24 0 0.9V
CI 2 1 1PF
C1 9 0 159PF
G1 0 9 2 1 1
VR 16 9 4.37V
D3 9 23 DIODE
D4 24 9 DIODE
RS 4 1 5K
RF 9 1 30K
RR 2 16 0.01P
VO 4 0 5V

*RIJ 49 50 1MEG
*BOP 49 0 9 0
*PUL 50 0 PULSE(0 1 3 0 28U 1U 500N 30U)
*GOP 0 57 49 50
*ROP 57 0 1MEG
*DP 57 58 DIODE
*DM 59 57 DIODE
*VP 58 0 14.1V
*VH 59 0 0.77V

.MODEL DIODE D
DC VR 0 10 0.5
.PROBE
.END
    
```

프로그램 2. PWM 제어회로
Program 2. PWM controller.

```

FORWARD.CIR FORWARD CLOSED LOOP CIRCUIT

EVGW 100 0 19 0 1
RGW 100 0 1MEG

VIN 1 0 40
CIN 1 102 1000UF IC=40V
RC1 102 0 1M

D1 8 9 DIODE
D2 10 9 DIODE
D3 6 5 DIODE

R1 3 4 1M
R2 6 0 1M
R3 7 8 1M
R4 9 11 1M
R5 10 0 1M
R6 13 0 1M
R7 1 2 1M

LP 2 3 0.976MH
LR 5 2 0.976MH
LS 7 0 0.332MH
RS 7 14 160
CS 14 0 0.01UF
KP-R LP LR 0.999
KP-S LP LS 0.999
KR-S LR LS 0.999

LF 11 12 1.5MH
CF1 12 13 1000UF
CF2 12 13 1000UF
RL 12 0 5

LW 4 15 5NH
SW 15 0 100 0 SMOD
CW 15 16 500PF
RW 16 0 100

.SUBCKT PWM 1 9 57 50 16
RI 2 1 1K
R1 9 0 5MEG
RC 9 0 1G
VA 23 0 2V
VB 24 0 1V
CI 2 1 1PF
C1 9 0 159PF
G1 0 9 2 1 1
D3 9 23 DIODE
D4 24 9 DIODE
RR 2 16 0.01P
RIN 49 50 1MEG
EOP 49 0 9 0 1
GOP 0 57 49 50 1
ROP 57 0 1MEG
DP 57 58 DIODE
DM 59 57 DIODE
VP 58 0 15V
VH 59 0 0.8V
.MODEL DIODE D
.ENDS PWM
XIC 17 18 19 20 21 PWM
EVCON 22 0 12 0 1
RI1 22 17 5K
RI2 17 18 10K
ROUT 19 0 1G
COUT 19 0 1NF
VPUL 20 0 PULSE(0 3 0 28U 1U 100N 30U)
VREF 21 0 3.58V

.MODEL DIODE D
.MODEL SHOD VSWITCH
.TRAN 1N 20M UIC
.IC V(19)=0
.PROBE
.END
    
```

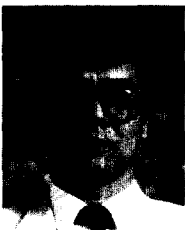
프로그램 3. Forward DC-DC 콘버터 시스템
(폐루프)
Program 3. Forward DC-DC converter system.
(closed loop)

参 考 文 献

[1] 김희준, "DC-DC 콘버터의 소형화와 안정성" 대한전자공학회논문지, pp. 528-533, 1988.
[2] H.J. Kim and K. Harada: "A high frequency switching and circuit configuration," *JTC-CAS '87 proceeding* pp. 35-39, July 1987.
[3] K. Harada: "State of the art in DC-DC converter," *IEEE Intelec '83*, pp. 35-42, Oct. 1983.

- [4] P.R.K. Chetty: "Switch-mode power supply design," *TAB Books Inc.* 1st Edition, 1986.
- [5] "Unitrode switching regulated power supply design seminar manual," Unitrode Corporation, 1988.
- [6] SPICE2: A Computer program to simulate semulate semiconductor crruits by Laurence W. Nagel, *Electronics research Laboratory*, 9 May 1975
- [7] "Pspice" MicroSim co. January 1986.
- [8] SPICE: A guide to circuit simulation and analysis using PSPICE Prentice Hall 1988.
- [9] Wlaler Banzhaf, "Computer-Aided circuit Analysis Using PSPICE," Prentice Hall, 1989.
- [10] Vincent G. Bello: "Using the SPICE2 cad package for easy simulation of switching regulators in both continuous and discontinuous conduction modes," *Powercon 8* pp. H3-H14 April 27-30, 1980.
- [11] Vincent Bello "Computer program adds SPICE to switching regurated analysis," *Electronic Design* March 5, pp. 89-95, 1981.
- [12] Joachim Kunze "Computer-aided analysis of regulated switched power supplies with unified Baseband Models for continuous and discontinuous conduction Mode," *Pocceeding of Powercon* pp. 331-338.
- [13] Fred C.Y. Lee, Yuan Yu "Computer-Aided analysis and simulation of switched DC-DC converters," *IEEE Transactions on industry applications*," no. 5 vol. 1A-15, pp. 511-520, 1979.
- [14] R.D. Middlebrook and S. CUK: "A general unified approach to modeling switching converter power stage," *IEEE PESC '76 Record*, pp. 18-34, June 1976.
- [15] 김희준외, "1MHz 공진형 DC/DC 컨버터," 추계학술발표 논문집, pp. 74-77, 1988.

 著 者 紹 介



金 熙 峻 (正會員)

1954年 11月 16日生. 1976年 한양대학교 전자공학과 졸업. 1978年 동 대학원 전자공학과 졸업 (석사). 1986年 일본 구주대학 전자공학과 졸업 (공학박). 현재 한양대 공대 전기공학과 조교수.



李 榮 善 (正會員)

1960年 2月 15日生. 1988年 서울산업대 전기공학과 졸업. 1991年 한양대 산업대학원 졸업(석사). 현재 한국통신 반포전화국 근무. 주 관심분야는 SMPS, 모델링 및 회로해석 등임.



安 泰 榮 (正會員)

1960年 3月 25日生. 1984年 한양대학교 전기공학과 졸업. 1990年 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 현재 한양대 전기공학과 전력전자제어 연구실 연구원. 주 관심분야는 고주파 직류-직류전

력변환, 공진형 DC-DC 컨버터, 모델링, 회로해석 등임.