

Optocoupler 궤환이 있는 오프라인 전류모드제어 플라이백 변환기의 동특성 분석과 제어기 설계

정경수, 최병조
경북대학교 전자공학과

Dynamic Analysis and Control Design of Off-Line Current-Mode-Controlled Flyback Converters with Optocoupler Feedback

Kyeungsoo Jeong, Byungcho Choi
Kyungpook National University

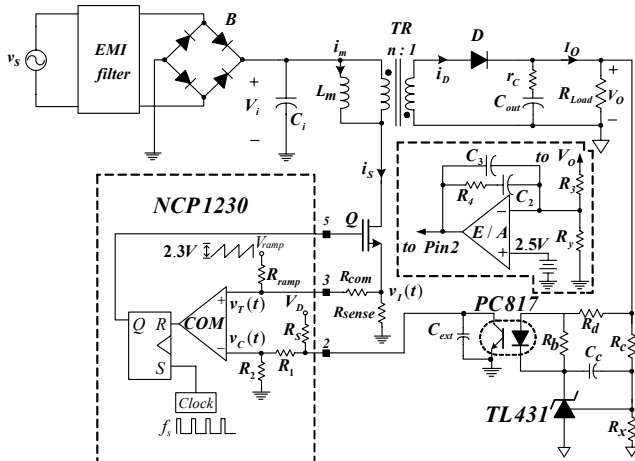
Abstract - 본 논문은 optocoupler를 사용하여 궤환단을 절연한 오프라인 플라이백 변환기의 설계와 해석에 중점적인 목적을 두었으며, 부가적으로 궤환단을 절연하지 않은 구조를 가지는 전류모드제어 플라이백 변환기와 optocoupler로 궤환단을 절연한 구조를 가지는 전류모드제어 플라이백 변환기의 상관관계를 분석하였다. 설계와 해석을 하기 위해 PSIM 시뮬레이터를 사용하여 PSIM 모델을 제시하였으며, 제시한 PSIM 모델은 110~220V 오프라인 전원을 입력하여 10W/5A의 출력을 가지는 50W 오프라인 전류모드 플라이백 변환기의 설계와 실험을 통하여 높은 정확성과 사용의 용이성을 확인하였다.

1. 서론

일반적으로 오프라인 전력변환장치의 경우 EMI문제와 안전문제로 인하여 전원단뿐만 아니라 궤환단 또한 절연을 요구한다[1]-[2]. 이러한 이유로 인하여 100W 이하의 직류-직류 변환기들 중에서도 최소의 구성요소로 설계, 제작이 가능하고 트랜스포머를 통해 전원단의 전기적인 절연을 제공하며 다중출력등의 장점을 지니는 플라이백 변환기가 산업계에서 많이 쓰이고 있다. 플라이백 변환기의 궤환단은 optocoupler와 TL431의 조합으로 구성을 하는데 이 방법은 저가로 궤환단의 절연문제를 해결한다는 점에 있어서 큰 장점을 지니 많이 사용되고 있다[3]. 그리고 전류모드제어의 이점 때문에 대부분 감지저항을 이용하여 피크전류모드제어 기법을 사용하는 전류모드제어 플라이백 변환기를 많이 사용한다. 비록 이러한 전류모드제어 플라이백 변환기에 대한 많은 논문과 연구가 있지만, 대부분은 궤환단을 절연하지 않은 비절연형의 설계와 해석에 초점을 맞추어서 해석하였다. 더군다나 산업계의 개발자가 손쉽게 사용할 수 있는 PSpice, PSIM [4]과 같은 상업적인 시뮬레이터를 이용한 설계, 해석은 많이 부족한 실정이다. 따라서 본 논문에서는 PSIM 시뮬레이터를 사용하여 optocoupler 궤환단을 가지는 50W 오프라인 전류모드제어 플라이백 변환기의 설계와 해석에 중점을 두었으며, 부가적으로 궤환단을 절연하지 않은 구조를 가지는 전류모드제어 플라이백 변환기와 optocoupler로 궤환단을 절연한 구조를 가지는 전류모드제어 플라이백 변환기의 상관관계를 분석하였다. 특히, 산업계에서 많이 사용하고 있는 PWM IC 내부구조를 가진 NCP1230과 [6] 같은 저가의 IC를 사용하여 설계, 해석을 하였기 때문에 산업계의 개발자가 쉽게 응용할 수 있게끔 하였다.

2. 본론

2.1 구조와 동작원리



<그림 1> 절연형, 비절연형 전류모드제어 플라이백 변환기의 구조

$v_s = 110 \sim 220 V_{ac}$, $V_o = 10 V$, $R_{Load} = 2 \Omega$, $C_i = 68 \mu F$, $L_m = 1.5 mH$,
 $T_p: 62:6 \text{ turns ratio on PQ2625}$, $Q: STP7NB80$, $D: MBR20100$,
 $f_s = 65 kHz$, $r_c = 0.04 \Omega$, $C_{out} = 911.4 \mu F$, $R_{ramp} = 18 k\Omega$, $R_{com} = 6.35 k\Omega$,
 $R_{sense} = 0.67 \Omega$, $R_s = 20 k\Omega$, $R_1 = 55 k\Omega$, $R_2 = 25 k\Omega$, $R_4 = 470 \Omega$,
 $R_b = 470 \Omega$, $C_{ext} = 1 nF$, $C_c = 0.1 \mu F$, $R_c = 2154 \Omega$, $R_x = 718 \Omega$,
 $R_3 = 763 \Omega$, $R_4 = 10 k\Omega$, $R_y = 253$, $C_2 = 21.54 nF$, $C_3 = 4.66 nF$.

그림 1은 PC817A optocoupler[5]와 TL431의 조합으로 궤환단을 구성한 절연형 전류모드제어 플라이백 변환기와 궤환단을 절연하지 않은 비절연형 전류모드제어 플라이백 변환기의 구조를 나타낸다. 동작원리는 피크 전류모드제어 기법에 따라서 on-time 동안 스위치 Q를 거쳐 흐르는 전류 i_s 를 제어에 이용하는 것이다. i_s 는 감지저항 R_{sense} 를 통해 전압 $v_r(t)$ 로 바뀌게 되고 이 전압이 NCP1230 내부의 R_{com} 을 통해 PWM 회로로 입력되어 제어전압 $v_c(t)$ 와 비교되어 진다.

절연형 플라이백 변환기의 구조는 다음과 같다. C_{ext} , C_c , R_c , R_d 와 TL431의 내부 연산증폭기는 전류모드제어 경우 일반적으로 사용하는 2극점 1영점의 보상기를 구성한다[3]. 이때 C_{ext} 는 PC817의 출력단에 병렬로 존재하는 C_j (junction capacitance)와 더하여 저서 보상기 극점을 형성하게 되는 역할을 한다. 일반적으로 C_j 가 작아서 이로 인한 효과가 10kHz 이상의 높은 주파수에서 나타나므로 제어에 끼치는 영향이 작다. 그러나 C_j 가 크다면 고려해주어야 한다. R_x 는 출력전압 regulation을 위해 필요하며 R_b 는 TL431의 초기 구동을 위해 존재하는 것이다. R_x , R_b 는 전체 소신호 모델에는 영향을 주지 않는다. 비절연형의 플라이백 변환기의 구조는 PC817A와 TL431 구성회로를 제외하고는 절연형과 동일하며 보상기는 절연형과 같은 2극점 1영점 구조이다. 그림 1안의 절선안에 보상을 하나 하나의 연산증폭기와 C_2 , C_3 , R_3 , R_4 로 구성되어 나타내었고, R_y 는 소신호 모델에는 영향을 주지 않고 출력전압 regulation을 위해 필요한 저항이다. 사용된 연산증폭기는 출력전압 regulation을 위해서 높은 게인 이득을 가져야 하므로 실제 실험시에는 우수한 연산증폭기를 내장하고 있는 UC3825의 연산증폭기를 사용하였다.

그리고 한 가지 주목할 것은 NCP1230 내부에 존재하는 고정 저항들 (R_{ramp} , R_s , R_1 , R_2)로서 제어기 설계가 추가적으로 내부저항으로 인한 소신호 모델을 고려해주어야 정확한 해석을 할 수 있다는 것이다. 앞으로 언급하지는 않았으나, 전원단의 설계는 플라이백 변환기의 동작원리에 따라서 이론적으로 분석하고 PSIM 시뮬레이터를 통해 확인한 결과를 바탕으로 트랜스포머, 스위치, 다이오드 등을 선정하였다.

2.2 제어기 설계와 해석

제어기를 설계하기 위해서는 첫 번째로 전류루프만 연결된 제어대 출력 전달함수에 관한 정보를 먼저 알아야 한다. 제어대 출력 전달함수가 정해지면 전류루프를 설계하고 그 다음 전압루프를 설계한다. 그리고 절연형과 비절연형은 동일한 설계사양을 가지므로 전원단의 설계, 구조는 같으며 전류루프 설계 또한 동일하다. 단지, 전압루프 설계시 2극점 1영점 보상기에 대한 표현식만 차이가 난다.

2.2.1 전류루프만 연결된 제어대 출력 전달함수

전류루프만 연결된 제어대 출력 전달함수 $G_{vci}(s) = \hat{v}_o(s) / \hat{v}_c(s)$ 로서 식 (1)과 같이 소신호 모델로부터 유도될 수 있다. K_{vc} 는 저주파수 이득이며, ω_p 는 소신호 모델로부터 유도된 저주파수이나 전류루프 설계시 꼭 알아야 하는 정보는 아니므로 언급하지 않는다. 이때 ω_{rhp} , ω_{esr} , ω_n 은 전압루프 설계시 필요한 정보로서 각각 식 (2), (3), (4)와 같으며 Q_p 는 damping ratio로서 식 (5)와 같이 표현된다 [8].

$$G_{vci}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = K_{vc} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{rhp}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_p \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (1)$$

$$\omega_{rhp} \approx \frac{(1-D)^2}{D} \frac{R}{L_m/n^2} \quad (2) \quad \omega_{csr} = \frac{1}{r_c C} \quad (3) \quad \omega_n = \frac{\omega_s}{2} = \frac{2\pi f_s}{2} \quad (4)$$

$$Q_p = \frac{1}{\pi(m_c D' - 0.5)} \quad \text{with } m_c = 1 + \frac{S_c}{S_n} \quad (5)$$

식(5)의 $D' = 1 - D$ 로서 D 는 duty ratio를 뜻하며 본 논문에선 0.25의 값을 가진다. 그리고 S_c 는 외부래프전원의 기율기, S_n 은 $S_n = (V_s/L_m)R_i$ 로서 on-time 동안 감지된 전류의 기율기를 뜻한다. 그리고 R_i 는 current sense network gain 으로 표현된다.

2.2.2 전류루프의 설계

전류루프를 설계하는데 가장 최적의 방법은 식 (1)의 분모에 있는 2차함수의 damping을 충분히 주는 것이다. 이렇게 하기 위해서 $0.5 < Q_p < 1.5$ 가 되게끔 설계한다[8]. 그리고 설계시에 R_{sense} 에서 소모되는 ohmic loss를 최소화하고 NCP1230의 3번 단자에서 입력될 수 있는 전압이 최대 1V라는 것을 고려한다. 이제 식(5)와 $R_{com} \cdot R_{sense}, R_{ramp}$ 를 고려하고 설계하면 그림 1에 표시된 것과 같이 정해진다. 이때, $Q_p = 0.6, R_i = 0.5, R_{sense} = 0.67$, 유효한 외부래프전원은 0.6V, ohmic loss는 17mW가 되며 NCP1230의 3번 단자가 받아들일 수 있는 전압 범위 (0.7V<1V)도 만족하게 된다[6]. 이때 NCP1230은 2.3V의 외부래프전원을 내장하고 있어 R_{com} 저항을 조절하면 원하는 외부래프전원의 기율기를 얻을 수가 있다. R_i 설계시 한가지 주의 할것은 NCP1230 내외부저항 $R_{com}, R_{sense}, R_{ramp}$ 때문에 R_i 와 R_{sense} 의 값이 같지 않다는 것이다.

2.2.3 전압루프의 설계

전압루프의 설계는 식(1)에서 표현된 $G_{vci}(s) = \hat{v}_o(s)/\hat{v}_c(s)$ 전달함수의 영점과 극점에 관한 정보를 바탕으로 하여 2극점 1영점 보상을 다음과 같은 순서에 따라서 진행한다. 그리고 식 (6)에 보상기의 전달함수를 표현하였다.

- 전원단 ω_o 주파수의 0.5~0.8배 위치에 ω_{zc} 를 놓는다.

$$(\omega_o \approx (1-D)/\sqrt{(L_m/n^2)C_{out}})$$

- 식 (2), (3), (4)에서 주어진 $\omega_{csr}, \omega_{rhp}, \omega_s/2$ 중에서 가장 작은 값을 가지는 주파수에 ω_{pc} 를 놓는다.

- 저주파수 이득 K_v 를 조절하여 페루프 성능과 상대 안정도를 적절히 조절 한다.

그리고 설계를 위해 케환단을 구성하는 $F_v(s) = \hat{v}_c(s)/\hat{v}_o(s)$ 전달함수를 유도하면 절연형의 경우 식(7)과 같으며, 비절연형의 경우 식(8)과 같다. 이때 저주파수 이득 K_v 는 NCP1230의 내부저항 R_s, R_1, R_2 로 인한 효과를 같이 고려하여 표현한 것이다.

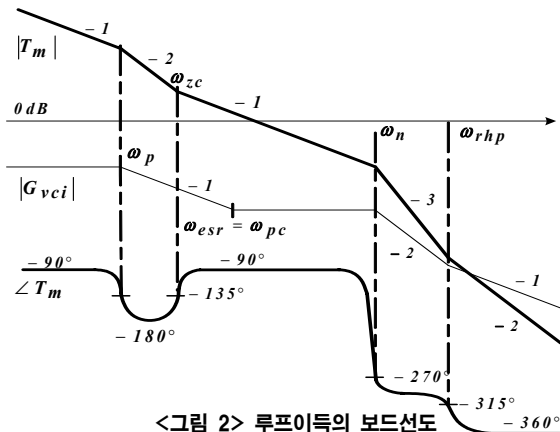
$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = \frac{K_v (1 + s/\omega_{zc})}{s (1 + s/\omega_{pc})} \quad (6)$$

$$\omega_{pc} = \frac{1}{(C_j + C_{ext})(R_s/(R_1 + R_2))}, \quad \omega_{zc} = \frac{1}{C_r R_c} \quad (7)$$

$$K_v = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{C_r R_c} CTR \frac{(R_s/(R_1 + R_2))}{R_D} \quad (8)$$

$$K_v = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{R_3(C_2 + C_3)}, \quad \omega_{zc} = \frac{1}{R_4 C_2}, \quad \omega_{pc} = \frac{1}{R_4 C_2 + C_3}$$

식(7)의 CTR은 optocoupler의 입출력 전류 전달비로서 R_u 에 흐르는 전류가 optocoupler의 입력 전류를 결정하므로 PC817A의 정보를 참조하여 CTR을 예측하여야 한다. 하지만 optocoupler가 가지고 있는 비선형성 때문에 CTR은 많은 차이를 보이게 된다. 그리고 C_j 또한 전류값에 따라 변하므로 정확한 값을 찾기가 어렵다. 그래서 CTR과 C_j 는 PSIM 시뮬레이션을 이용하여 그 값을 찾는다.



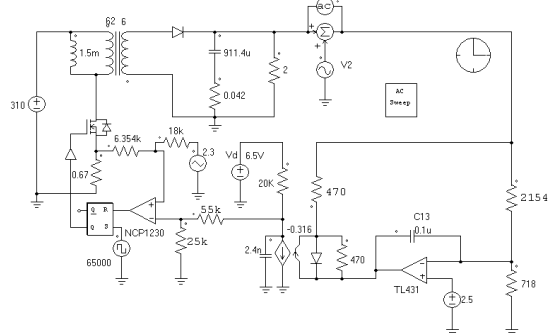
<그림 2> 루프이득의 보드선도

설계결과는 $\omega_{zc} = 4642.7r/s$, $\omega_{csr} = \omega_{pc} = 26124.1r/s$, $K_v = 15,625$ 로 되었으며, 루프이득 $T_m(s) = G_{vci}(s)F_v(s)$ 로서 근사적인 보드선도를 그림 2에 나타내었다. 이때 '-1'표시는 -20dB/dec 를 나타내며 절연형과 비절연형의 설계를 같게 하였으므로 같은 극점과 영점의 배치를 가진다. 또한, 근사적으로 예상되는 f_c (crossover frequency)가 -90도인 대역에 걸쳐 있으므로 위상여유가 우수할 것이라고 판단할 수 있다.

2.3 PSIM 모델

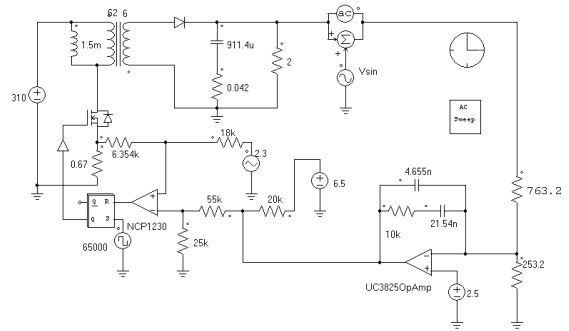
그림 3과 4는 각각 절연형, 비절연형 오프라인 전류모드제어 플라이백 변환기의 PSIM 모델로서 루프이득에 대한 주파수 응답을 측정하기 위해 나타내었다. 이 모델은 PSIM 시간영역 모델에 'ac sweep' 기능을 추가한 것으로서 그림 1에서 나타낸 전체 구조와 거의 비슷하여 손쉽게 이용가능하다는 장점을 가진다[4]. 또한 측정방법이 실제 실험시의 측정시 사용하는 원리와 같아서 실험결과와 비슷한 시뮬레이션 결과를 가진다는 장점이 있다. 결국 'ac sweep' 기능의 추가여부에 따라서 시간영역 분석과 주파수응답 분석이 가능하기 때문에 효과적인 모델이라고 할 수 있다. 또한 시스템의 소신호 모델을 모르더라도 주파수응답 분석이 가능하다는 장점이 있으나 정확한 해석과 설계를 위해서는 소신호 모델을 분석하는 작업이 필요하다.

Current-Mode Controlled Flyback Converter with Optocoupler Feedback



<그림 3> 절연형 전류모드제어 플라이백 변환기의 PSIM 모델

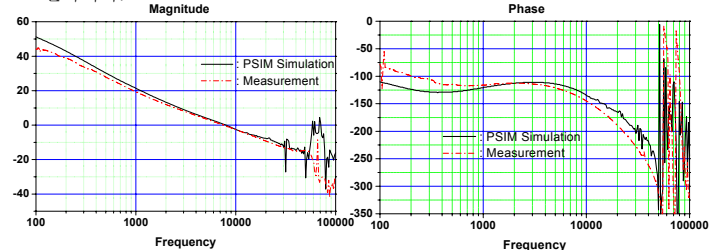
Non-isolated Flyback Converter with Current-Mode Control



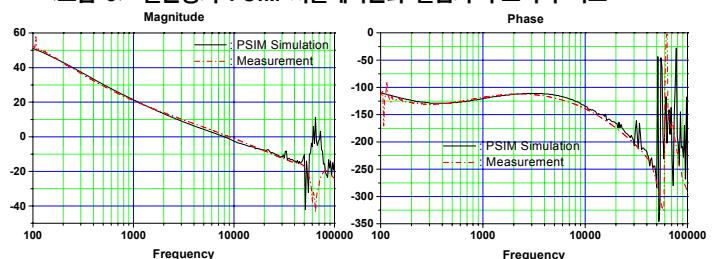
<그림 4> 비절연형 전류모드제어 플라이백 변환기의 PSIM 모델

2.4 PSIM 모델의 검증

그림 5와 6은 각각 절연형, 비절연형의 시뮬레이션 결과와 실험의 비교 결과이다.



<그림 5> 절연형의 PSIM 시뮬레이션과 실험의 루프이득 비교



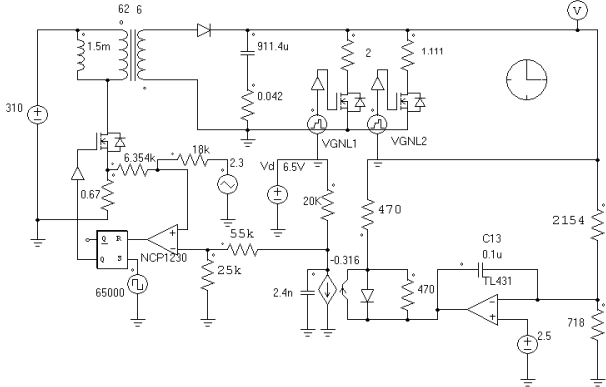
<그림 6> 비절연형의 PSIM 시뮬레이션과 실험의 루프이득 비교

절연형, 비절연형 실험자료의 120Hz 대역에서 나타나는 잡음은 오프라인 전원을 사용하기 때문이며, 스위칭 주파수의 절반인 37.5kHz에서 나타나는 잡음은 전류모드제어의 샘플링 효과로 인하여 나타나는 현상이다. PSIM 시뮬레이션 결과는 이러한 실제 측정시에 나올 수 있는 샘플링 효과를 그대로 반영하고 있음을 알 수가 있다.

그리고 비절연형의 경우에는 거의 일치하나, 절연형의 경우에는 약간의 오차가 발생하였음을 볼 수가 있다. 100Hz 부근에서 오차가 나는 것은 TL431이 저가이기 때문에 내장된 연산증폭기의 게우프 이득이 높지 않아서이다. 그래서 위상 또한 100Hz 부근에서 -90도보다 좀 더 높게 시작하고 있는 것이다. f_c 는 절연형의 경우에는 PSIM 시뮬레이션은 8kHz이고 실험결과는 7.5kHz가 된다. 비절연형의 경우, f_c 는 PSIM 시뮬레이션은 8kHz이고 실험결과는 8.9kHz에 위치한다. 그리고 절연형의 위상여유는 PSIM 시뮬레이션이 55도이며 실험 결과는 48도를 가진다. 비절연형의 위상여유는 PSIM 시뮬레이션은 55도이며 실험결과는 약50도를 가진다. 이를 통해서 페루프 성능이 우수할 것이라 예측 할 수가 있다. 결과적으로 제시된 PSIM 모델을 이용하여 루프이득을 시뮬레이션한 결과와 실제 제작된 변환기의 실험 결과가 동일하며 이것으로부터 제시된 PSIM모델이 정확함을 알 수가 있다. 그리고 PSIM 시뮬레이션을 통해서 절연형 전류모드제어 플라이백 변환기의 CTR과 C_f 의 값을 알 수 있으며 CTR=0.316, C_f =1.4nF이 된다.

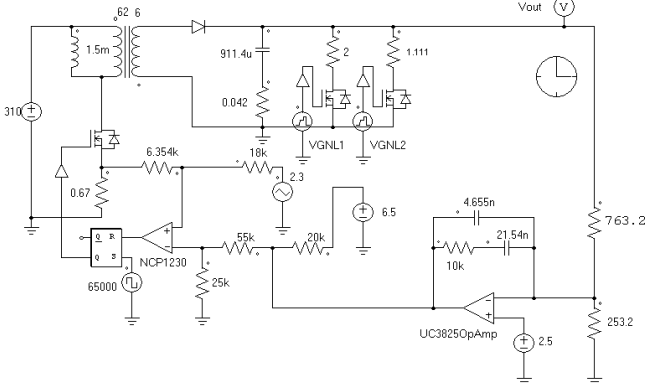
그림 7과 8은 각각 절연형 비절연형의 출력전압 계단부하응답을 시뮬레이션 하기 위하여 PSIM 시간영역 모델을 2Ω에서 1.111Ω으로 4ms마다 바꾸어가도록 수정한 것이다.

Current-Mode Controlled Flyback Converter with Optocoupler Feedback



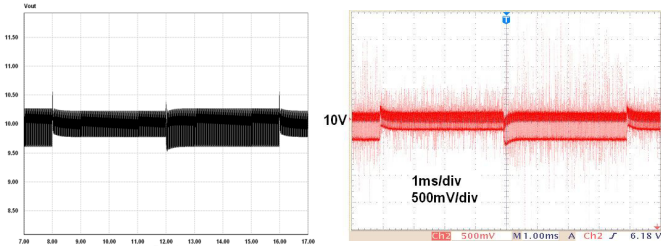
<그림 7> 절연형의 출력전압 계단부하응답을 위한 PSIM 모델

Current-Mode Controlled Flyback Converter

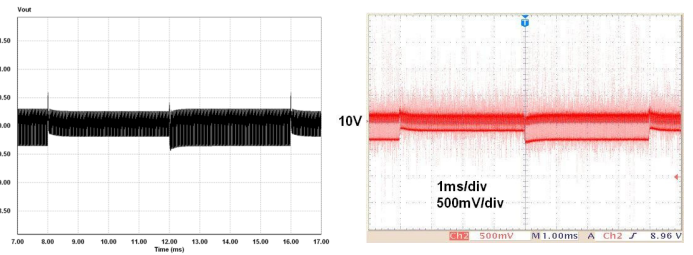


<그림 8> 비절연형의 출력전압 계단부하응답을 위한 PSIM 모델

여기서 볼 수 있는 것과 같이 제시된 PSIM 모델은 다양한 해석을 가능하게 해주는 장점이 있다.



<그림 9> 절연형의 PSIM 시뮬레이션과 실험의 계단부하응답 비교



<그림 10> 비절연형의 PSIM 시뮬레이션과 실험의 계단부하응답 비교

그림 9 와 그림 10은 각각 절연형과 비절연형의 PSIM 시뮬레이션과 실험자료를 비교하여 보여준다. 이때 실험은 전자부하를 이용하여 5A에서 9A로 4A의 변화를 4ms마다 주어서 실험하였다. 절연형과 비절연형의 설계가 같기 때문에 그림에서 보는 것과 같이 PSIM 시뮬레이션과 실험의 결과는 동일하다. 계단부하응답에서 출력전압의 최대값은 변환기의 출력저항 최대값과 비례관계가 있기 때문에 그림에서 보는 것처럼 출력전압의 최대값이 작으므로 변환기의 출력저항 특성은 우수하다. 정착시간 또한 변환기의 출력저항과 관계가 있어서 출력저항의 전달함수 극점들 중에서 정착시간을 결정하는 우세극점인 ω_{zc} 가 전체 변환기의 시간응답을 결정짓는 특징이 있다. ω_{zc} 에 의해 결정되는 이론적인 정착시간은 $3/\omega_{zc}$ 로서 0.65ms가 되며, 이 값은 절연형, 비절연형의 PSIM 시뮬레이션과 실험결과가 거의 일치한다. 결국 루프이득의 분석에서 예측한 것과 같이 우수한 페루프 특성을 가진다는 것을 출력전압의 계단부하응답을 통해 확인할 수가 있었다.

3. 결 론

제시된 PSIM 시간영역 모델을 이용하여 optocoupler 계환단을 가진 플라이백 변환기의 설계와 시간영역응답, 주파수응답, 계단부하응답을 해석할 수가 있었고 아울러서 비절연형의 설계와 해석을 통해서 optocoupler의 유무에 따른 차이를 비교, 분석할 수가 있었다. 또한 제시된 PSIM 모델은 높은 정확성과 간편성을 가진다는 것을 실험결과와 비교하여 확인할 수가 있었다.

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

[참 고 문 헌]

- [1] B. Mammono, "Isolating the control loop", in *Proc. Unitrode Sem.*, 1997, pp. C-21-C2-15.
- [2] R. Kollman and J. Betten, "Closing the loop with a popular shunt regulator", *Power Electron. Technol. Mag.*, pp. 30-36, Sep 2003.
- [3] R. Ridley, "Designing with the TL431", *Switch PowerMag.*, vol. 5, no. 2, pp. 20-26, 2004.
- [4] PSIM User's Guide, Powersim Inc., Version 7.0, March, 2006.
- [5] PC817A Optocoupler data sheet, Sharp Corporation, 2007.
- [6] "NCP1230 Literature Pack", ON Semiconductor, 2001.
- [7] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch part I: Continuous conduction mode", in *Proc. VPEC Sem.*, Blacksburg, VA, Sep. 1989, pp. 1-9
- [8] R. B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control", in *Proc. Power Conversion Intelligence Motion Conf.*, Long Beach, CA, Oct. 1989, pp.455-464.
- [9] Y. Panov and M. Jovanovic, "Small-signal analysis and control design of isolated power supplies with optocoupled feedback", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 823-832, July 2005.
- [10] W. Kleebechampee and C. Bunlaksanusorn, "Modeling and control design of a current-mode controlled feedback converter with optocoupler feedback", *PEDS 2005*. Jan. 2006, pp. 787-792.