

인버터의 직류링크 전압 검출 및 제환을 위한 절연앰프 회로

김경서[†]

Isolation Amplifier Circuits for Sensing and Feedback of the Inverter DC-Link Voltage

Kyung-Seo Kim[†]

Abstract

This study proposes an isolation amplifier circuit for the sensing and feedback of inverter DC-link voltage, which is inevitable for the precise control of inverter output voltage. The isolation amplifier consists of a pulse-width modulator and a pulse transformer with dual secondary windings. The accuracy of the proposed circuit depends on the precise matching of filter parameters in dual secondary circuits. The influences of parameter inaccuracy on the amplifier performances are analyzed. A modified circuit is proposed to reduce the dependency on filter parameters. The validity of the proposed method is verified through simulation and experiment.

Key words: Isolation amplifier, DC-link voltage, Voltage sensing, Voltage feedback

1. 서 론

전동기 구동을 위한 전압형 인버터나 전원장치를 구성하는 데에 있어서 직류 링크 전압을 검출하여 제어기로 제환할 필요가 자주 발생한다. 직류링크 전압이 최대치 이상으로 상승하는 과전압의 경우 이를 억제하기 위한 과전압 보호 동작, 또는 인버터 출력 교류 전압의 크기를 정밀하게 제어하기 위한 전압제어 등이 이에 해당한다. 대부분의 산업용 PWM 인버터는 출력 교류전압을 제어하기 위한 방식으로 오픈 루프 제어를 이용하고 있다. 이 경우 전압제어기에서 발생되어 PWM 전압 제어기에 입력되는 PWM 변조지수에 따라 인버터 출력 전압의 크기가 정해진다. 인버터의 직류링크 전압이 항상 일정한 값을 유지할 경우에는 변조지수와 인버터 출력 전압이 비례하므로 변조지수를 조정하여 출력 교류전압을 원하는 값으로 정밀하게 제어할 수 있다. 그러나 전원전압의 변동, 직류링크 커패시터의 용량이 충분치 않아 발생하는 전압 리플 등에 의하여 직류링크 전압이 변동하게 되며, 이 경우에 인버터 출력전압의 크기는 기준전압의 크기와 다르게 된다. 직접벡터제어나 센서리

스 벡터제어와 같이 전동기에 인가되는 교류전압 값을 정확히 알아야 하는 경우에는 이러한 전압오차가 제어 성능에 크게 영향을 미칠 수 있다.

인버터 출력전압을 제환하여 전압제어를 하게 되면 인버터 직류링크에 전압 리플이 있어도 인버터 출력 교류전압을 정밀하게 제어할 수 있다. 그러나 이 경우 3상 교류 전압을 검출하여 제환하기 위한 절연앰프를 필요로 한다. 교류 전압 신호를 전달하기 위한 절연앰프는 가격이 높고, 삼상 교류를 측정하기 위하여 3개의 절연앰프가 요구된다. 이에 비하여 직류링크 전압을 검출하는 방식은 교류전압 검출 방식에 비하여 경제적이고 회로 구성이 간단하다는 장점을 가진다. 직류링크 전압을 검출하는 방식에서는 인버터의 출력 교류전압을 직접 측정하여 제어하는 대신에 직류링크의 전압의 변동분 만큼 PWM 변조지수를 보정하여 변동분을 상쇄시킨다. 이렇게 함으로써 인버터의 출력전압이 기준 전압과 같아지도록 제어할 수 있다. 이 경우 직류링크 전압의 검출 정밀도가 인버터 출력 전압의 제어 정밀도에 직접 영향을 미치므로 직류링크 전압을 검출하여 제환하기 위한 정밀한 절연앰프가 필요하다.

전력변환 회로에서 신호 제환 시 안전과 잡음 문제 때문에 여러 가지의 절연앰프 방식이 사용된다.^{[1][2]} 대표적인 방식 중의 하나가 시그마-델타 방식의 절연앰프이다.^{[3][4]} 직류 전압을 A/D 컨버터로 디지털 값으로 변환하고, 이를 시리얼 링크를 통하여 2차측으로 전달하고,

Paper number: TKPE-2014-19-6-6

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kskim@smu.ac.kr, Dept. of Energy Grid, Sangmyung University

Tel: +82-2-781-7577 Fax: +82-2-2287-0097

Manuscript received Aug. 18, 2014; accepted Oct. 7, 2014

의하여 결정된다. 따라서 절연앰프의 신호 대역폭은 R_{cl} , R_{dl} , C_{f1} 값에 의하여 결정된다.

Q_1 이 온 되면 2차 권선의 전압 V_{s1} 이 1차 권선 최대 전압 V_{cc} 와 같게 되고, R_{cl} 을 통하여 C_{f1} 이 충전되면서 궤환 전압 V_{fb} 가 상승한다. Q_1 이 오프 되면 2차 측 권선에 역전압이 인가되고, 역저지 다이오드 D_1 때문에 1차 측 권선으로 부터의 에너지 전달은 중단되고, 부하저항 R_{dl} 을 통한 커패시터의 방전만 지속된다. R_{dl} 을 통한 커패시터 방전은 항상 일어나므로 Q_1 이 온 되었을 때 C_{f1} 의 충전 전류는 R_{cl} 을 통한 충전전류와 R_{dl} 을 통한 방전 전류의 차이 값이 된다.

Q_1 의 온/오프 듀티 비를 조절하여 커패시터 충전전류의 평균값을 가변시키면 커패시터 전압 V_{fb} 가 기준 전압 V_{ref} 에 추종되도록 할 수 있다. 2차 측의 두 회로, 즉 궤환 회로와 출력 회로가 동일한 파라미터 값을 가지도록 하면 궤환 전압 V_{fb} 와 출력전압 V_{out} 가 같아진다. 따라서 PWM 제어에 의하여 궤환 전압 V_{fb} 가 기준 전압 V_{ref} 와 일치되도록 제어하면 출력전압 V_{out} 도 기준 전압 V_{ref} 와 같아지게 된다.

그림 1(b)는 절연앰프 각 부분의 전압 파형을 보여주고 있다. 스위치 Q_1 이 온 되는 동안 2차 측 다이오드를 통하여 필터 커패시터가 충전되고, Q_1 이 오프되면 커패시터 전압이 감소하는 것을 볼 수 있다.

2.2 앰프 출력신호의 전압 리플 및 신호 대역폭

직류링크 전압을 검출하여 궤환하는 경우 검출신호의 크기가 정확해야 하는 것은 물론 검출 신호에 포함된 리플 성분도 작아야 한다. 또한 검출신호의 대역폭도 충분히 확보되어야 한다.

펄스 변압기의 권선비가 n 인 경우 펄스변압기 1차측에 인가되는 전압의 피크 값이 V_{cc} 이면 Q_1 이 온되어 2차측 궤환 권선에 유기되는 전압의 피크 값은 nV_{cc} 이다. Q_1 의 온 듀티가 $D(on)$ 이고 커패시터 평균전압이 V_{fb} 로 유지된다고 가정하면 다음과 같이 커패시터의 전압 리플을 근사적으로 구할 수 있다. 여기서 T_s 는 스위치 Q_1 의 스위칭 주기이다.

Q_1 이 온되는 시간 동안의 커패시터 전압 변화는

$$\begin{aligned} \Delta V_c(on) &= \frac{1}{C_{f1}} I_c \Delta T(on) \\ &= \frac{1}{C_{f1}} \left[\frac{nV_{cc} - V_{fb}}{R_{cl}} - \frac{V_{fb}}{R_{dl}} \right] D(on) T_s \end{aligned} \quad (1)$$

이다. 위 식에서 커패시터에 축적되는 전하량은 R_{cl} 을 통한 충전성분과 R_{dl} 을 통한 방전성분의 차이이다.

Q_1 오프 시간 동안에는 R_{dl} 을 통한 방전만 일어나게 되며, 이 구간의 커패시터 전압 변화는 다음과 같다.

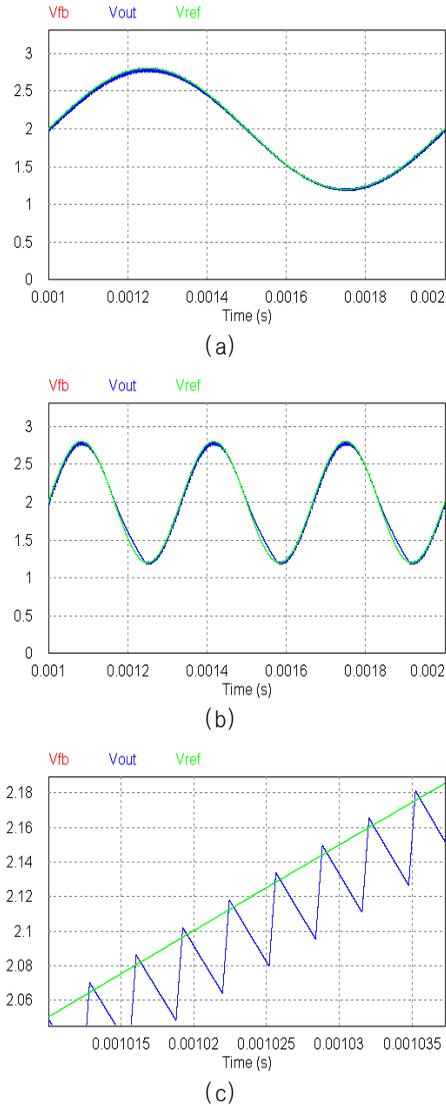


Fig. 2. Signal waveforms of amplifier circuit (simulation) (a) with 1[kHz] AC signal (b) with 3[kHz] AC signal (c) Ripple components.

$$\begin{aligned} \Delta V_c(off) &= \frac{1}{C_{f1}} I_c \Delta T(off) \\ &= \frac{1}{C_{f1}} \frac{V_{fb}}{R_{dl}} (1 - D(on)) T_s \end{aligned} \quad (2)$$

식(1)과 식(2)에 의하여 리플 전압의 크기는 커패시터 전압, 스위칭 주파수, 저항과 커패시터 값에 의하여 결정된다는 것을 알 수 있다. 전원전압 V_{cc} 와 스위칭 주기 T_s 가 정해지면 리플전압의 크기는 R_{cl} , R_{dl} , C_{f1} 의 값에 반비례한다. R_{cl} , R_{dl} , C_{f1} 의 값을 크게 하면 리플의 크기는 줄어드는 반면에 R-C 시정수의 증가로 신호의 대역폭은 감소하게 된다. 따라서 전압 리플과 신호 대역폭을 고려하여 파라미터 선정이 필요하다. 스위치 Q_1 이 온되는 구간에서는 R_{cl} 을 통하여 커패시터 C_{f1} 가 충전

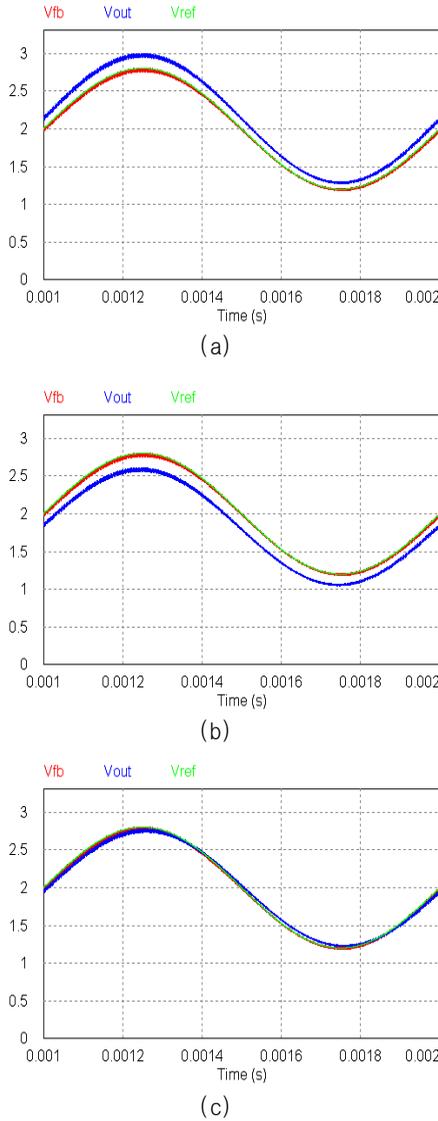


Fig. 3. Effect of parameter mismatch in amplifier circuit (simulation) (a) with $R_{c2} = 0.9 R_{c1}$ (b) with $R_{d2} = 0.9 R_{d1}$ (c) with $C_{f2} = 1.1 C_{f1}$.

되며, 동시에 R_{d1} 을 통하여 방전된다. 따라서 Q_1 은 구간에서 필터 커패시터의 시정수는

$$\tau(on) = R_{C1} // R_{D1} * C_{F1} = \frac{R_{C1} R_{D1}}{(R_{C1} + R_{D1})} C_{F1} \quad (3)$$

이며, 스위치 Q_1 이 오프 되는 구간에서는 R_{d1} 을 통한 방전만 일어나므로 이때의 시정수는 다음과 같다.

$$\tau(off) = R_{D1} C_{F1} \quad (4)$$

엠프 회로의 개략적인 파라미터 값을 계산하면 보면 다음과 같다. 펄스 변압기의 권선비는 1:1:1로 하고, 1차 측 전압 V_{cc} 를 12[V]로 하였다. 이때 2차측 권선에 전달

되는 전압의 최대값 nV_{cc} 는 약 11.5[V] 이다. 스위치 Q_1 의 스위칭 주파수는 300[kHz]로 하였다. 인버터 DC 링크 전압이 정격일 때 V_{out} 이 2[V]가 되도록 하고, V_{out} 의 리플 크기를 V_{out} 정격의 2[%] 이내로 할 경우 리플 전압 ΔV_c 의 크기는 0.04[V]가 된다. $D(on) = 0.1$ 로 설정하면 식(2)로부터 $R_{d1} C_{f1}$ 은 $149 * 10^{-6}$ 이 되며, $C_{f1} = 0.03 [\mu F]$ 로 선정하면 $R_{d1} \approx 5 [k\Omega]$ 이 된다. 이 경우 식(1)로부터 $R_{c1} \approx 2.4 [k\Omega]$ 이 얻어진다.

앞에서 구해진 파라미터를 이용하여 그림 1의 회로를 구성하고 시뮬레이션 수행하였다. 2[V]의 직류 전압에 0.8[V] 교류 전압을 더하여 기준 신호 V_{ref} 를 만들고 엠프의 출력신호 V_{out} 가 V_{ref} 를 추종하는 가를 관찰하였다. 교류전압의 크기는 직류전압의 40[%]에 해당한다. 그림 2(a)는 V_{ref} 의 교류성분 주파수를 1[kHz]로 설정한 경우이다. V_{out} 과 V_{fb} 이 일치하고, V_{out} 이 V_{ref} 를 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다. 그림 2(b)는 교류성분의 주파수를 3[kHz]로 증가시킨 경우로, V_{out} 이 V_{ref} 를 제대로 추종하지 못하고 있다. 앞의 파라미터를 사용한 경우의 엠프의 주파수 대역은 약 2[kHz] 정도이다. 그림 2(c)는 그림 2(a)의 파형을 확대한 것이다. V_{out} 과 V_{fb} 이 거의 일치하고 있으며, 리플 전압의 크기는 약 0.05[V]로 계산값 보다는 조금 크게 발생하고 있다.

3. 파라미터 오차의 영향 및 회로 개선

3.1 필터회로의 파라미터 오차에 따른 정밀도 변화

엠프회로의 정밀도를 높이기 위해서는 펄스변압기 2차 측의 두 회로, 즉, 제환회로와 출력회로가 전기적으로 동일한 특성을 유지하여야 한다. 변압기 2차 권선이 동일하더라도 제환회로와 출력회로의 필터회로를 구하는 저항과 커패시터의 값들이 서로 일치하지 않으면 두 회로 간의 전압파형 불일치는 피할 수 없다. 소자 값의 불일치에 따른 영향을 알아보기 위하여 시뮬레이션을 행하였다. 2장에서와 같이 2[V] 직류에 1[kHz] 교류를 합성하여 기준전압 V_{ref} 로 하였다.

제환회로와 출력회로 파라미터가 동일한 경우에는 그림 2(a)와 같이 두 2차 회로의 전압 파형 V_{fb} 와 V_{out} 가 동일하다. 그림 3(a)-(c)는 두 회로의 파라미터 값이 상이한 경우에 대한 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 3(a)는 충전저항 R_{c1} 과 R_{c2} 간에 10[%] 오차가 있을 경우로, 저항값 오차에 의하여 V_{out} 이 V_{fb} 에 비하여 수[%] 정도 커진 것을 알 수 있다. 그림 3(b)는 방전저항 R_{d1} 과 R_{d2} 간에 10[%] 오차가 있는 경우로 그림 3(a)의 경우와 비슷하게 V_{ref} 와 V_{out} 사이에 전압 오차가 발생함을 알 수 있다. 그림 3(c)는 필터 커패시터 C_{f1} 과 C_{f2} 간에 10[%] 오차가 생긴 경우로 V_{ref} 와 V_{out} 간에 크기 오차와 위상 지연이 있지만 저항의 경우에 비하여 작은 값이다.

TABLE I
GAIN AND PHASE DIFFERENCES DUE TO
PARAMETER MISMATCH

Parameter mismatch	Gain difference	Phase difference [rad]
$R_{c2} = 0.9 R_{c1}$	1.04	0.02
$R_{d2} = 0.9 R_{d1}$	0.97	0.01
$C_{f2} = 1.1 C_{f1}$	0.99	-0.03
$f = 1 [kHz], \omega = 2\pi f [rad/sec]$		

그림 1(a)의 변압기 2차 측 전압을 각각 V_{tr1} , V_{tr2} 라 하면, V_{fb} 와 V_{out} 는 다음과 같다.

$$V_{fb} = \frac{R_{D1}}{R_{C1} + R_{D1} + j\omega C_{F1} R_{C1} R_{D1}} V_{tr1} \quad (5)$$

$$V_{out} = \frac{R_{D2}}{R_{C2} + R_{D2} + j\omega C_{F2} R_{C2} R_{D2}} V_{tr2} \quad (6)$$

$V_{tr1} = V_{tr2}$ 인 경우 출력전압 V_{out} 과 케환전압 V_{fb} 와의 관계는 다음과 같다.

$$\frac{V_{out}}{V_{fb}} = \frac{R_{D2}}{R_{D1}} \frac{R_{C1} + R_{D1} + j\omega C_{F1} R_{C1} R_{D1}}{R_{C2} + R_{D2} + j\omega C_{F2} R_{C2} R_{D2}} \quad (7)$$

2.2절의 파라미터를 식(7)에 대입하고, 파라미터 오차에 대한 케환 전압과 출력 전압의 오차를 구하면 표 1과 같다.

이상의 결과로 2차측 회로의 파라미터 오차가 앰프 정밀도에 크게 영향을 미치는 것을 알 수 있고, 따라서 전압 측정 정밀도를 높게 하려면 파라미터의 정밀도를 높이거나 파라미터 오차의 영향이 적도록 회로를 개선할 필요가 있다.

3.2 파라미터 오차의 영향 저감을 위한 회로 개선

그림 1의 회로의 R_{c1} 과 R_{d2} 는 커패시터 충전을 위한 충전저항으로 두 저항을 펄스변압기의 1차 측으로 옮겨도 같은 기능을 수행할 수 있다. 저항들을 1차 측으로 옮기면 두 저항은 등가적으로 병렬이므로 이를 하나의 저항으로 합칠 수 있다. 두 충전저항이 하나로 합쳐질 경우 R_{c1} 과 R_{d2} 간의 오차에 의해 발생하는 앰프 출력 전압의 오차 성분을 없앨 수 있다. 그림 4는 그림 1의 회로에서 'FILTER' 부분의 개선 내용을 나타낸 것이다. 변압기 1차 측에 삽입된 저항 값은 $R_p = R_{c1}/2$ 이다.

그림 5는 개선된 회로에 대하여 그림 3의 경우와 같은 파라미터 오차가 있을 경우의 특성을 알아본 결과이다. 그림 3에서와 같은 V_{ref} 신호를 인가하고 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 3의 경우와는 다르게 충전 저항 오차가 존재하지 않으므로 나머지 파라미터의 오차에

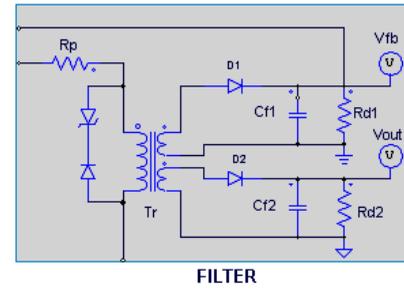


Fig. 4. Modified filter circuit.

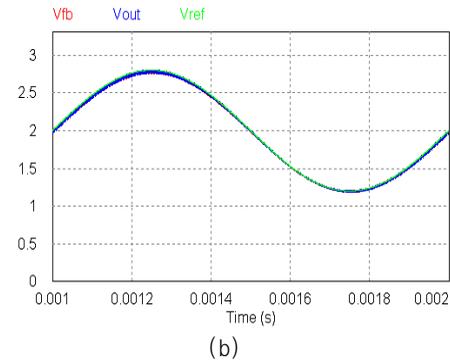
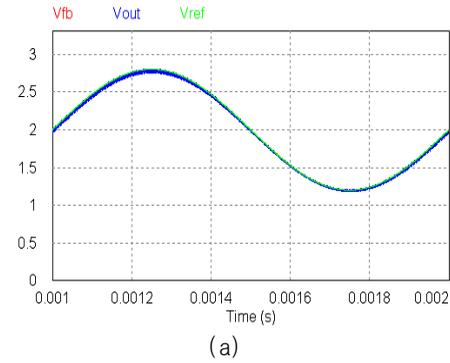


Fig. 5. Effect of parameter mismatch in modified amplifier circuit (simulation) (a) with $R_{d2} = 0.9 R_{d1}$ (b) with $C_{f2} = 1.1 C_{f1}$.

대한 영향만을 알아보았다. 그림 5(a)의 경우는 방전저항 R_{d1} 과 R_{d2} 간에 10[%] 값 차이가 있는 경우로 그림 3(b)와 비교하여 보면, 방전저항 차이에 의한 전압오차가 크게 줄어든 것을 알 수 있다. 충전저항을 1차 측으로 옮김으로써 충전저항 R_{c1}, R_{d2} 의 오차 영향이 제거됨과 동시에 방전저항 R_{d1} 과 R_{d2} 의 오차에 의한 영향도 거의 제거된 것을 알 수 있다. 그림 5(b)는 커패시터 오차에 의한 영향을 나타낸 것으로, 그림 3(c)와 비교하면 개선된 회로에서 커패시터 오차에 의한 영향도 미미한 것을 알 수 있다.

개선된 회로에서는 변압기 2차 측이 다이오드 D_1 , D_2 를 통하여 필터 커패시터에 직접 연결되므로 변압기 2차측 전압이 동일하다면 필터 커패시터 C_{f1} 과 C_{f2} 의 진

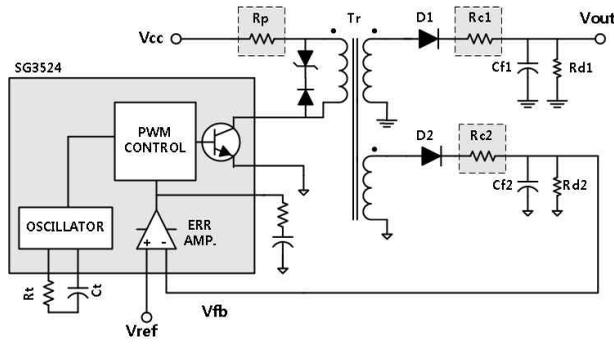
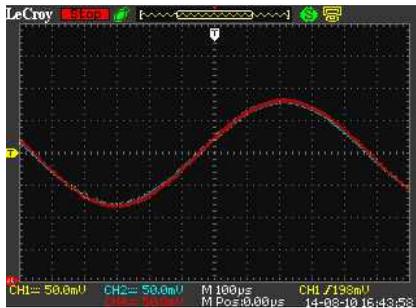
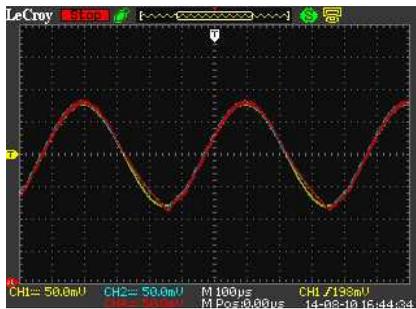


Fig. 6. Isolation amplifier circuit for experiment.



(a)



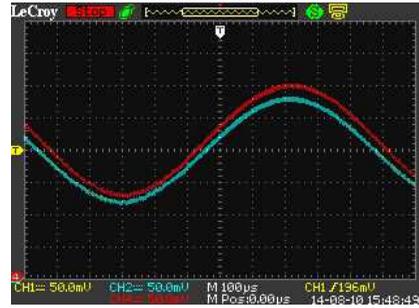
(b)



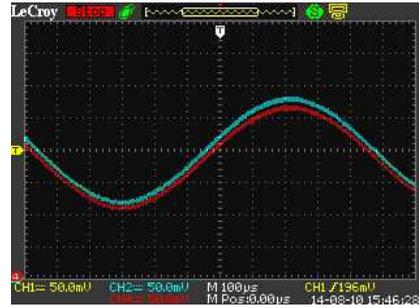
(c)

Fig. 7. Signal waveforms of amplifier circuit (experiment, yel.: V_{ref} , blue : V_{fb} , red : V_{out}) (a) with 1[kHz] AC signal (b) with 2[kHz] AC signal (c) Ripple components.

압도 같아지므로 파라미터의 오차에 의한 영향이 그림 1의 회로에 비하여 작아지게 된다.



(a)



(b)



(c)

Fig. 8. Effect of parameter mismatch in amplifier circuit (experiment, yel.: V_{ref} , blue : V_{fb} , red : V_{out}) (a) with $R_{2} = 0.9 R_{1}$ (b) with $R_{2} = 0.9 R_{1}$ (c) with $C_{2} = 1.1 C_{1}$.

4. 실험 결과

제안된 회로의 성능을 검증하기 위하여 펄스변압기와 PWM IC로 구성된 절연앰프를 제작하였다. 회로 구성은 그림 6과 같고, DC-DC 컨버터 제어에 흔히 사용되는 PWM IC인 SG3524를 제어기로 사용하였다.[8] SC3524 출력 트랜지스터로 직접 펄스변압기를 구동하도록 하여 회로가 단순해지도록 하였다. 펄스변압기는 Murata 사의 78602/9C로 2개의 2차 권선을 가지고 있으며 권선비가 1:1이다. 클럭을 600[kHz]로 설정하여 컨버터 스위칭이 300[kHz]가 되도록 하였다. 사용된 파라미터 값은 시뮬레이션 경우보다 조금 크게 설정하여 리플 크기가 2[%] 정도가 되도록 하였다. 기준전압 V_{ref}

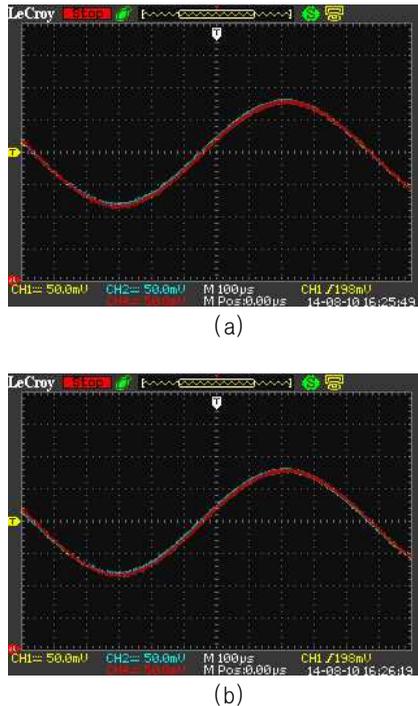


Fig. 9. Effect of parameter mismatch in modified amplifier circuit (experiment, yellow: V_{ref} , blue: V_{fb} , red: V_{out}) (a) with $R_{d2} = 0.9 R_{d1}$ (b) with $C_{f2} = 1.1 C_{f1}$.

는 신호 발생기를 사용하여 교류와 직류가 중첩된 신호를 만들어 사용하였으며, 기준신호의 직류성분 값을 2[V]로 하고 교류전압의 크기는 직류전압의 40[%]가 되도록 하였다.

그림 7(a)는 기준신호의 교류성분 주파수를 1[kHz]로 설정한 경우이다. 출력신호와 궤환신호가 모두 기준신호를 잘 추종하고 있다. 그림 7(b)는 기준신호의 교류성분 주파수를 2[kHz]로 설정한 경우로 출력신호가 기준신호를 추종하지 못하고 있고, 이로 부터 제작된 앰프회로의 대역폭이 2[kHz] 이하인 것을 알 수 있다. 교류성분의 주파수를 가변시켜 측정한 결과 앰프회로의 대역폭은 약 1.5[kHz] 정도였다. 그림 7(c)는 그림 7(a) 파형을 확대한 것으로 리플의 크기가 0.4[V], 즉 0.2[%] 정도인 것을 알 수 있다.

필터 회로의 파라미터 오차에 대하여 2장에서 제시된 절연앰프 회로와 3장에서 제시된 개선된 절연앰프 회로에 대한 비교 실험 결과를 그림 8과 그림 9에 나타내었다. 그림 8(a)는 충전저항 R_{d2} 가 R_{d1} 보다 10[%] 작은 경우이고, 그림 8(b)는 방전저항 R_{d2} 가 R_{d1} 보다 10[%] 작은 경우이다. 궤환전압 파형은 기준신호 파형을 잘 추종하지만과 출력신호 파형은 기준신호 파형과 크게 벗어난 것을 볼 수 있다. 그림 8(c)는 필터 커패시터 C_{f2} 가 C_{f1} 보다 10[%] 큰 경우의 파형이다. 출력신호 파형이 기준신호 파형에 대하여 크기 오차와 위상 지연이 발생한 것을 볼 수 있다.

그림 9는 그림 8과 같은 조건의 파라미터 오차가 발생한 경우 개선된 앰프회로에서의 신호 오차를 측정할 것이다. 그림 6의 회로에서 충전저항 R_{d1} 과 R_{d2} 를 없애고 대신에 1차 측에 R_p 를 삽입하여 개선된 앰프회로 구성하였다. 그림 9(a)는 방전저항 오차가 10[%] 존재하는 경우로 그림 8(b)와 비교하면 개선된 앰프회로에서는 방전저항 오차의 영향이 미미한 것을 알 수 있다. 그림 9(b)는 필터 커패시터 오차가 10[%]인 경우이다. 그림 8(c)와 비교하면 커패시터 오차에 의한 영향도 거의 없음을 알 수 있다.

5. 결론

본 연구에서는 인버터의 직류링크 전압을 측정하여 궤환하기 위한 절연앰프 회로를 제안하였다. 펄스변압기와 DC-DC 컨버터 제어용 PWM IC를 사용하여 절연앰프회로를 구성하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 검증하였다. 2차 회로의 파라미터 오차의 영향을 알아보았고, 이를 보완하기 위한 개선된 앰프회로를 제시하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 파라미터 오차가 크게 존재하는 경우에도 개선된 앰프회로의 경우 파라미터 오차가 기준신호와 출력신호 간의 오차에 미치는 영향이 크게 개선되는 것을 확인하였다.

본 연구는 2013학년도 상명대학교 교내연구비를 지원받아 수행하였습니다.

References

- [1] R. Mammano, "Isolating the control loop," *Proc. Unitrode Semin.*, 1997.
- [2] R. Young, "Feedback isolation augments power-supply safety and performance," *EDN Access*, June 1997.
- [3] A. Mertens and D. Eckardt, "Voltage and current sensing in power electronic converters using sigma-delta A/D conversion," *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, Vol. 34, No 5, pp. 1139-1146, Sep. 1998.
- [4] HCPL-7800A/HCPL-7800 Isolation Amplifier Data Sheet, Agilent, Feb. 2005.
- [5] Vishay Semiconductors, "Optoelectronic feedback control techniques for linear and switch mode power supplies," *Application Note 55*, Oct. 2011.
- [6] R. Lenk, *Practical Design of Power Supplies*. Wiley Interscience, 1998, pp. 168-170.
- [7] B. Irving and M. Jovanovic, "Analysis and design optimization of magnetic-feedback control using amplitude modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No 2, pp. 426-433, Feb. 2009.

- [8] SC3524 Regulating Pulse-Width Modulators Data Sheet, Texas Instruments, 2003.



김경서(金庚緒)

1957년 12월 5일생. 1982년 서울대 전기공학
학과 졸업. 1984년 동 대학원 졸업(석사).
1990년 동 대학원 졸업(공학박). 1984년~
2004년 LG산전 연구소 책임연구원. 2005년
~2013년 LS산전 연구소 연구위원. 2013년
~현재 상명대 에너지그리드학과 조교수. 당 학회 협력부회장.