함수 제어 기법을 이용한 Buck 컨버터 제어

(Control of the Buck Converter Using the Function Control Law)

이성백* · 원영진** · 김태웅***
(Sung-Bak Lee · Yong-Jin Won · Tai-Woong Kim)

Abstract

In order to achieve the zero voltage regulation of the output voltage, the function control law will be used. In the previous function control law, only the proportional controller is used and the stability of the closed loop system was not analyzed. In this paper, for the realization of the control law, a new method to retrieve the low frequency component of the inductor voltage is proposed and analyzed. The large signal closed loop characteristics are also analyzed to ensure the stable operation of the system disturbances. By using the function control law in the control system, the effect of the disturbance of the supply voltage is reduced in 93.3% for the direct duty ratio method. Also, in the effect of the disturbance of the load current, the output voltage has a long recovery-time and is changed proportionally in the direct duty ratio method, but has stable in the function control law. Finally, the analysis shows that the disturbance of the output voltage being due to the supply voltage variation can be eliminated completely and the closed loop output voltage is insensitive to the disturbance of the load current. Therefore, it is proved that by using the function control law, the switching power supply with zero-voltage regulation output voltage can be realized.

1. 서 론

일정한 출력 전압을 갖는 스위칭 모드 전압원에 대해서 공급 전압이나 부하의 전류에 변동이 있는 과도 상태나 혹은 안정 상태에서도 출력 전압의 변동이 최대한 작아야 한다. 스위칭 모드 전압원이 안정 상태에서도 출력 전압의 변동률이 영에 근접한 값을 갖으려면 출력 전압이 전원 전압과 부하 전류에 독립적일 때 얻어진다. 그리하여 전원 전압과 부하 전류가 안정 상태와 과도 상태에서도 출력 전압에 영향을 끼치지 않을 것이다.

가장 흔히 사용하는 제어방법은 직접 시비율 제어이며[1, 2], 이 방법에서 출력 전압은 궤환되어 기준 전압과 비교되고 에러 증폭기의 출력은 시비율을

*정회원 : 광운대 전자공학과 교수
**정회원 : 부천전문대 전자과 조교수
***정회원 : 광운대 전자공학과 박사과정
접수일자 : 1997. 5. 9

제어하는데 사용된다. 그러나 이 제어 방법으로는 전원 전압과 부하전류의 변동에 따른 영향을 제거할 수 없다. 왜냐하면 출력 전압이 변한 후에도 에러 정정작업이 시작될 수 있기 때문이다.

또한, 흔히 사용되는 다른 제어 방법은 전류 보정 제어[6~8]인데, 여기서 인덕터 전류는 출력 전압과 함께 궤환된다. 에러 증폭기의 출력은 스위치가 턴-오프되었을 때 결정되는 인덕터 전류에 대한 제어 명령으로 사용된다. 적절한 회로 디자인에 의해 전류 보정 제어가 전원 전압의 간섭을 제거 할 수 있다. 그러나 이것은 부하 전류에서의 간섭은 제거 할 수 없다. 출력 전압의 전압 변동률이 영에 근접한 값을 얻기 위해서 이미 제시된 함수 제어 기법을 사용한다. 그러나 이 기법은 어떤 회로 변수를 보상하기 위한 방법이 아직 정립되어 있지 않고, 이것은 그 시스템의 전원 전압과 부하 전류의 변화가 적을 때에만 안정적으로 동작한다. 그 시스템은 전원 전압과 부하전류의 변동률이 클 경우에는 불안정하다.

본 논문에서는 Buck 컨버터에 대한 함수 제어 기법을 유도하고 출력 전압의 전압 변동률이 영에 가까운 값을 보여준다. 함수 제어 기법을 도입하기 위해서 필수적인 인덕터에서 발생하는 전압의 저주파 성분을 보상하기 위한 새로운 방법을 제안하고 분석하였다. 구현된 시스템이 안정적으로 동작함을 증명하기 위해서 전원 전압과 부하 전류의 변동에 따른 영향에 대해서 대신호 폐루프 특성을 분석하였다.

2. 함수 제어 기법

2.1 함수 제어 기법

스위칭 정류기는 두 개의 필수적인 부분으로 이루어져 있다. 스위칭 컨버터와 제어회로로 주로 구성되어지며 그림 1에 스위칭 컨버터의 일반적인 블록도를 나타내었다.

스위칭 컨버터의 출력 전압은 전원전압 v_s, 시비률 α, 스위칭 컨버터의 매개 변수의 조합 x와 독립적이다. 즉,

$$v_o = f(v_s, x, \alpha) \tag{1}$$

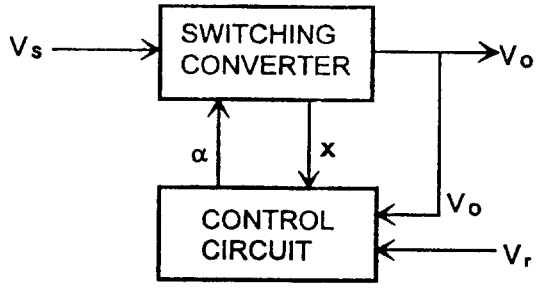


그림 1. 스위칭 컨버터의 일반적인 블록도
Fig. 1. Generalized block diagram for the switching converter

제어회로의 출력은 시비율 α이고, 이것은 궤환되는 신호와는 독립적이다. 즉,

$$\alpha = g(y, v_o, V_r) \tag{2}$$

여기서 V_r은 기준전압이고, y는 스위칭 컨버터의 회로 변수들의 조합을 나타낸다. y의 구성성분들은 궤환신호들이고 결정되어져야 한다. 식 (1)과 (2)에서 V_r을 제외한 모든 변수들은 시변양의 평균치이다. 수학적으로 임의의 제어규칙에서 제안된 시비율 α는 그림 1과 같이 식 (2)의 형식으로 표현할 수 있다. 예를 들면 PI 제어기로 시비율을 직접 제어하는 경우에는 단지 출력 전압만이 궤환된다.

식 (1)과 (2)를 조합함으로써 폐루프 출력 전압 v_o는 수학적으로 분석되며 전원전압과 부하 전류에서의 변동이 출력 전압에 영향을 미침을 알 수 있다. 즉, 전압 변동률이 영이 되기 위해서 궤환되는 신호들이 폐루프 출력 전압이 전원전압이 부하전류와 독립적으로 발생하고 단지 기준 전압에 의해서만 결정되어지도록 적절히 선택되어야 한다.

그런데 제어회로에서의 입력과 출력사이의 상관관계와 원하는 성능을 위한 궤환 신호들의 선택에 대한 충분한 정보를 전력단에 미리 제공한다. 즉, 식 (1)의 시비율 α를 다른 기호 α_p로 할당하여 v_s, x와 v_o의 항목으로 표시한다면 이것은 더욱 분명히 알 수 있다. 즉,

$$\alpha_p = h(v_s, x, v_o) \tag{3}$$

식 (3)은 v_s, x와 v_o에 의해 정의되는 동작점에서 스위칭 컨버터가 필요로 하는 시비율을 정의한다.

이것의 제어회로는 이 시비율을 만들기 위해서 구

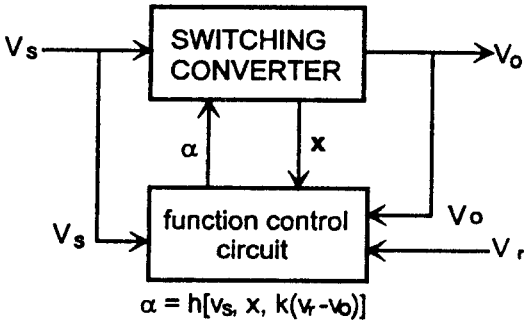


그림 2. 함수 제어를 이용한 새로운 방법의 블록도
Fig. 2. Block diagram for the new strategy of function control

성이 되고 제어회로의 입력과 출력 사이의 관계식은 식 (4)와 같이 된다.

$$\alpha_c = h[v_s, x, K(V_r - v_o)] \tag{4}$$

식 (4)는 제어규칙을 정의한 것이다. 여기서, α_c는 제어회로에서 만들어진 시비율을 나타내며, K는 에러 증폭기의 계수이다. $(V_r - v_o)$는 부궤환을 나타낸다. 스위칭 정류기의 폐루프 특성은 식 (3)과 (4)로부터 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$h(v_s, x, v_o) = h[v_s, x, K(V_r - v_o)] \tag{5}$$

위 식으로부터 출력 전압은 다음과 같이 된다.

$$v_o = K(V_r - v_o)$$

$$v_o = \frac{K}{K+1} V_r \tag{6}$$

제어회로에서 만들어진 시비율은 궤환되는 신호들의 수치 함수로 직접 나타낼 수 있기 때문에 이러한 종류의 제어 기법을 함수 제어 기법이라 한다. 그림 2에 이러한 제어 방법의 블록도를 나타내었다.

2.2 함수 제어기법을 이용한 Buck 컨버터 제어

주어진 전력단의 토폴로지에 대해 함수 제어 기법의 제어 함수를 구성하기 위해서는 세 단계가 있다.

(a) 평균 시변 출력 전압 v_o를 시비율 α, 전원전압 v_s와 몇몇 다른 회로 변수들 x로 식 (1)과 같이 표현된다.

(b) 얻어진 방정식을 다시 정리하면 시비율 α가

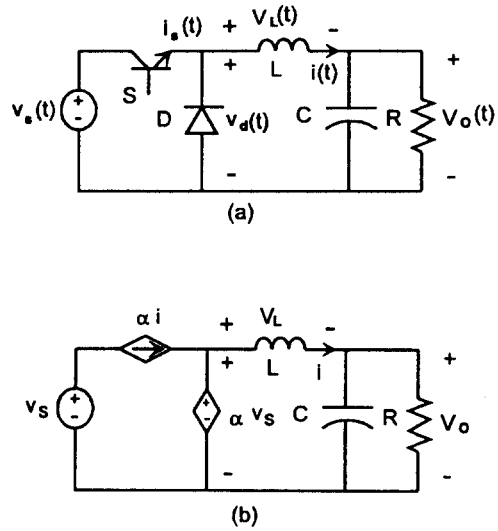


그림 3. (a) Bcuk 컨버터 토폴러지
(b) 저주파 등가 회로
Fig. 3. (a) Buck converter topology
(b) Equivalent circuit in low frequency

v_s, v_o와 x로 식 (3)과 같이 표현되도록 한다.

(c) (b)단계에서 얻은 방정식에서 v_o대신 $K(V_r - v_o)$를 대입하여 제어 규칙, 즉 식 (4)를 얻는다. 이 함수로 제어하면 폐루프 출력 전압은 전원전압이나 부하 전류의 변동으로부터 영향을 받지 않는다.

그림 3(a)의 Buck 컨버터를 분석하며 이 회로의 저주파 등가 회로를 그림 3(b)에 나타내었다.
키르히호프의 전압법칙으로부터, 다음과 같은 방정식을 유도할 수 있다.

$$v_o = (1-\alpha)v_s - L\frac{di}{dt} \tag{7}$$

함수 제어 방법에 의한 제어 함수를 유도하기 위한 두 번째 단계는 식 (7)로부터 시비율 α에 대한 표현식을 얻는 것이다.

$$\alpha = \frac{v_o + L\frac{di}{dt}}{v_s} \tag{8}$$

제어회로의 입력과 출력은 식 (8)에서 v_o대신 $K(V_r - v_o)$를 대입함으로써 얻어진다.

$$\alpha=\frac{K(V_r-v_o)+L\frac{di}{dt}}{v_s} \quad (9)$$

식 (8)과 (9)로부터 폐루프 출력 전압은 다음과 같이 얻어진다.

$$v_o=\frac{K}{K+1}V_r \quad (10)$$

식 (10)과 식 (6)은 같다.

일정한 출력 전압을 원하는 응용회로에서는 기준전압 V_r은 일정하다. 따라서 식 (10)은 제어법칙 (9)에 의하여 폐루프 평균 출력 전압은 기준전압에 비례적으로 인가되어짐을 보인다. 이 결과는 폐루프의 평균출력 전압이 전원전압과 부하전류에 변동이 생길 때에도 거의 변하지 않음을 의미하며. 따라서 출력 전압의 변동률이 영(zero)으로 된다. 제어규칙에 관한 식 (9)은 비선형적이다. 시비율은 인덕터의 평균전압과 에러 증 기의 출력의 합에 비례하고 전원전압에 반비례한다. 표1에서 보는바와 같이 본래 비선형의 Buck 컨버터와 조합에 의한 비선형 제어 함수가 조합을 이룬 시스템은 선형 폐루프 시스템이 된다. 즉, 폐루프 평균출력 전압은 기준전압에만 비례한다. 전원전압이 변할 때 시비율은 즉시 반응하게 될 것이고 이것은 전원 전압의 변동의 영향을 상쇄시킬 정도의 증가분만큼 변할 것이다. 따라서 출력 전압은 변하지 않고 유지된다.

인덕터의 평균전압의 궤환신호는 부하전류의 변동의 영향을 줄이는데 사용된다. 인덕터에서 발생하는 전압은 인덕터에 흐르는 전류의 변화율에 비례하고, 이 전류는 부하전류와 커패시터 전류의 합과 같다. 부하전류가 변하고자 할 때 혹은 부하 전류가 실제로 변화되기 전에서 조차, 제어 회로의 보상 작용이 이루어진다. 발생된 시비율은 충분히 정확하여 저주파수에 대한 평균출력 전압은 변하지 않는다.

그림4에 함수 제어 기법을 사용한 Buck 컨버터의 블록도를 나타내었다. 인덕터 전압의 변동 성분은 보상되어지고 이것은 제어 규칙(9)를 만족하기 위해서, 제어기의 출력에 더해진다. 위의 분석에서 주목할 점은 단지 평균값만으로 분석이 가능하므로 신호 변동이 작다는 가정은 필요없으며 따라서 위의 분석은 큰 신호변화에 대해서도 유효하다.

2.3 인덕터 전압의 저주파 성분의 보상방법

인덕터 전압의 저주파 성분의 궤환값은 함수 제어 기법을 사용하여 제어하는데 필요하다. 여기서 인덕터 전압은 저주파 성분과 한 스위칭 주기동안 평균값이 영인 스위칭 주파수 성분의 합으로 표현된다. 이 논문에서는 저주파 성분을 보상할 수 있고, 스위칭 주파수 성분을 억압할 수 있는 회로를 제안하고 분석한다. 그림 4에 회로 전체의 함수 제어 기법에 대한 블록도를 나타내었다.

연속적인 도통 모드에서 Buck 컨버터의 인덕터 순간 전압은 다음과 같다.

$$v_L(t)=k(t)v_s-v_o \quad (11)$$

여기서, k(t)는 스위칭 함수이고 다음과 같이 정의된다

$$k(t)=\begin{cases}1 \text{ when S is on}\\ 0 \text{ when Sis off}\end{cases} \quad (12)$$

스위칭 함수 k(t)는 저주파 성분 α와 스위칭 주파수의 고조파들로 구성된다. 즉,

$$k(t)=\alpha+k_1\sin(\omega_s t+\phi_1)+\sum_{n=2}^{\infty}k_n\sin(n\omega_s t+\phi_n) \quad (13)$$

여기서, α는 스위치의 시비율이고 $\omega_s=2\pi f_s$, f_s는 스위칭 주파수이고,

$$k=\frac{2}{\pi m}\,|\sin n\alpha\pi|$$

$\phi=\frac{\pi}{2}-\pi\alpha n$, n=1, 2,…이다.

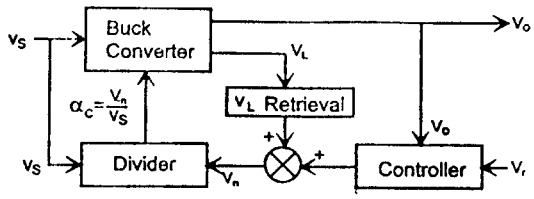


그림 4. 함수 제어의 블록도
Fig. 4. Block diagram of function control

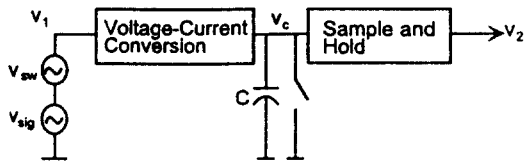


그림 5. 인덕터 전압에서의 저주파 성분의 복원 회로
Fig. 5. Circuit to retrieve the low frequency component of the inductor voltage

컨버터의 출력단 필터의 임계 주파수가 스위칭 주파수보다 훨씬 낮기 때문에 스위칭 주파수보다 큰 주파수 성분은 무시되어 질 수 있고 인덕터 전압은 식 (14)와 같이 된다.

$$v_L(t)=\alpha v_s+k_1 v_s \sin(\omega_s t+\pi 2-\phi_1) \tag{14}$$

전원전압 v_s가 저주파라 하면 한 스위칭 주기동안 변화가 없기 때문에 식 (14)는 식 (15)와 같이 된다.

$$v_L(t)=\alpha v_s-v_o+A\sin(\omega_s t+\pi 2-\phi_1) \tag{15}$$

여기서, $A=k_1\times v_2$는 한 스위칭 주기동안 변하지 않는다. 식 (15)은 인덕터 전압 $v_L(t)$가 크기가 변하는 저주파 성분과 일정한 크기를 갖고 한 스위칭 시간동안 평균치가 영인 스위칭 주파수 성분으로 구성됨을 보여 준다. 인덕터 전압의 저주파 성분은 그림 5의 회로에 의해 보상한다.

이 회로의 입력 v_1이 두 성분, 고주파 성분 v_{sw}와 저주파수 신호 성분 v_{sig}으로 이루어져 있다고 가정하자. 즉,

$$\begin{aligned} v_1 &= A_1\sin\omega t+A_2\sin(\omega_s t+\phi) \\ &= s_{sig}+v_{sw} \end{aligned} \tag{16}$$

여기서, ω는 신호 주파수이고 ω_s는 스위칭 주파수이다. 입력 전압 v_1은 비례전류로 변환되고 v_2는 스위칭 주기마다 커패시터의 전압을 샘플링한 값이다. 이 커패시터는 샘플링 후에 다시 초기화되어 앞의 한 주기동안의 정보를 유지하지 않는다. 샘플링 기간동안 고주파 성분 v_{sw}의 평균값은 영이기 때문에 출력 v_2는 단지 입력 신호 V_{sig}의 저주파 성분의 정보만을 포함하게 된다. 그림 6은 그림 5의 전형적인 파형을 보여준다. 여기서, 고주파 성분의 크기 A_2=20[V]이고 신호 성분의 크기 A_1=1[V]이고 이것은 A_2에 단지 5%에 불과하다. 스위칭 주파수는 50[kHz]이고 신호 주파수는 5[kHz]이다. 그림 6에서 입력 신호는 고주파수 잡음으로부터 복구되어 질 수 있음을 알 수 있다. 주목할 점은 한 스위칭 기간동안, 출력 전압 v_2의 기본주파수 성분은 매우 작다. 스위칭 주기 T_s=10[㎲]에서 이론적인 시간 지연 $H(s)=e^{-sT_s}$는 그림 5의 회로에 대한 변동 성분의 입력과 출력과의 관계는 근사적으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H(s)=\frac{V_2(s)}{V_{sig}(s)}=e^{-sT_s} \tag{17}$$

시간 영역에서 식 (17)은 출력 전압 v_2가 신호 전압 v_{sig}보다 한 스위칭 주기 T_s만큼 지연됨을 나타낸다. 즉

$$v_2(t)=v_{sig}(t-T_s) \tag{18}$$

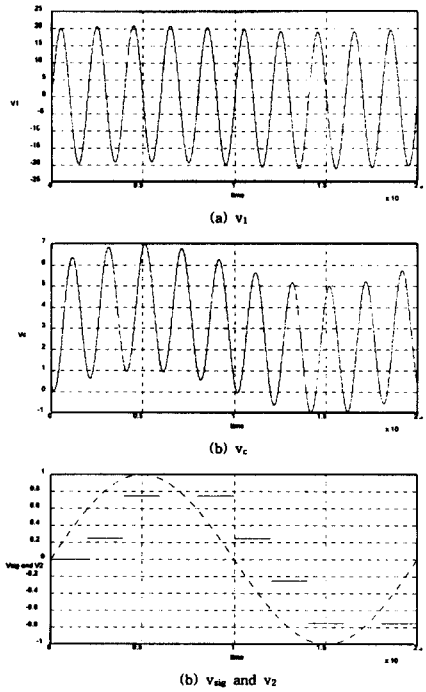


그림 6. 그림 5의 전형적인 파형 (a)v_1 (b) v_c (c) v_{sig} and v_2
Fig. 6. Typical waveforms of Fig.5 (a)v_1 (b) v_c (c) v_{sig} and v_2

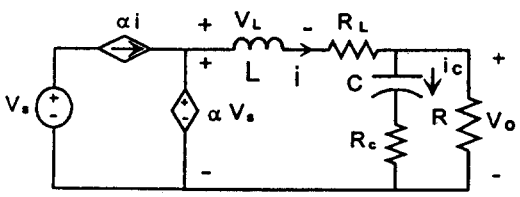


그림 7. Buck 컨버터의 등가회로
Fig. 7. Equivalent circuit of Buck converter

스위칭 주파수보다 큰 주파수 성분에 대해서 이 성분들은 한 주기동안 평균 전압이 영이기 때문에 위의 결론식은 바뀌지 않는다. 그림 5의 회로는 함수 제어 기법에서 인덕터 전압을 보상하기 위해서 사용될 수 있다.

2.4 안정도 해석

함수 제어 기법에 의해 제어되는 Buck 컨버터의 안정성과 전원 전압과 부하 전류의 변동의 영향을 분석한다. 그림 7에서 보인 Buck 컨버터의 등가회로에서 일반적으로 사용하는 저주파 대신호를 기초로 하여 인덕터 결선 저항 RL와 필터 커패시터의 등가 직렬 저항 RC를 포함하여 분석한다.

앞서 논한 바와 같이 보상된 인덕터 전압의 저주파 성분은 한 스위칭 주기 T_s동안 실제의 것보다 지연되어서 식 (19)와 같이 된다.

$$v'_L = v_L(t-T_s) \tag{19}$$

여기서, v'_L은 보상된 인덕터 전압이다.

함수 제어에서의 시비율은 식 (20)과 같이 된다.

$$\alpha_c = \frac{v'_L + K(V_r - v_o) - K_d\frac{dv_o}{dt}}{v_s} \tag{20}$$

식 (20)에서 비례기와 미분기는 시비율 함수를 구성하기 위하여 사용된다. 식(20)에서 K_d는 미분기의 시상수이다. dv_o/dt는 출력 전압을 직접 미분하기보다는 Buck 컨버터의 필터 커패시터 전류를 측정함으로써 쉽게 얻을 수 있다. 그래서 v_o에서의 잡음 효과는 제거된다. 식 (20)과 전력단의 관계식 (8)로부터 폐루프의 출력 전압은 식(21)과 같이 된다.

$$v_L + v_o = v_L(t-T_s) + K(V_r - v_o) - K_d\frac{dv_o}{dt} \tag{21}$$

페루프의 안정상태에서 출력 전압은 식 (22)와 같이 된다.

$$V_o = \frac{K}{K+1}V_r \tag{22}$$

평균 출력 전압은 $v_o = V_o + \tilde{v}_o$과 같고 인덕터 전압은 $v_L = V_L + \tilde{v}_L$와 같다. 여기서 대문자는 안정 상태 값을 나타내고, 변수 위에 "~"가 붙은 것은 동적 상태의 값을 나타낸다. 동적 상태에서의 신호 변동이 작을 때에는 성립되지 않는다. 식 (17)로부터 동적 상태에서의 방정식은 식 (23)과 같이 된다.

$$\tilde{v}_L + \tilde{v}_o = \tilde{v}_L(t-T_s) + K\tilde{v}_o - K_d\frac{d\tilde{v}_o}{dt} \tag{23}$$

식 (23)은 시간 지연을 포함한 선형 미분 방정식이다. 이것의 라플라스 변화하면 식 (24)와 같다.

$$V_L(s) + V_o(s) = e^{-sT_s}V_L(s) - KV_o(s) - sK_dV_o(s) \tag{24}$$

여기서 모든 초기치는 영으로 한다.

저주파수라 가정했으므로 는 근사적으로 식 e^{-sT_s} (25)과 같이 쓸 수 있고,

$$e^{-sT_s} = 1 - sT_s \tag{25}$$

$V_o(s)$와 $V_L(s)$의 관계는 그림 7로부터 식 (26)과 같이 된다.

$$V_L(s) = \left(\frac{s^2LC}{1+sR_cC} + \frac{sL}{R} + \frac{sR_LC}{1+sR_cC} + \frac{R_L}{R}\right)V_o(s) \tag{26}$$

식 (26)과 (25)를 식 (24)에 대입하면 폐루프 동적출력 전압은 식 (27)과 같이 유도된다.

$$(b_0s^3 + b_1s^2 + b_2s + b_3)V(s) = 0 \tag{27}$$

여기서 계수들은 다음과 같다.

$$b_0=T_sLC(1+\frac{R_c}{R})$$

$$b_1=\frac{T_sL}{R}+T_sR_cC+\frac{T_sR_LR_cC}{R}+T_dR_cC$$

$$b_2=K_d+\frac{T_sR_L}{R}+(K+1)R_cC$$

$$b_3=K+1 \quad (28)$$

이 시스템의 동작은 고유의 저주파수에 의해 정해지며 각각 다른 K_d에 대한 근 궤적을 비교함으로써 이득 K_d가 적절한 값일 때 함수 제어 기법에 의해 제어되는 시스템은 안정하다는 것을 알 수 있다.

또한, 전원 전압과 부하 전류의 변동의 영향을 고려하면, 전원전압 v_s가 그 시스템의 폐루프 특성 방정식(27)에 포함되지 않기 때문에 그 출력 전압은 전원 전압과 독립적이다.

부하 저항 R의 효과를 고려하면 식 (28)로부터 스위칭 주기 T_s가 영이라 할 때 이것은 인덕터 전압의 저주파 성분을 보상하는데 지연이 없다는 것을 의미하고 그 계수들 b_0, b_1, b_2, b_3은 부하저항 R의 값에 독립적이다. 그러므로 인덕터 전압을 보상하는데 필요한 시간 지연 때문에 부하 저항의 효과는 완벽하게 제거될 수 없다. 그러나 그림 8에서 보듯이 다음의 분석에서 이것의 효과를 무시할 만한 것이다.

그림 8는 부하 저항 R이 K=10와 K_d=0.05에서 5[Ω]에서 45[Ω]까지 변할때 이에 따른 계수들 b_0, b_1, b_2,의 변화를 나타내었고 이때 b_3은 부하 저항에 독립적이다. 먼저 b_0(4×10^{-12}의 차수)은 b_1(6.6×10^{-6}의 차수)보다 훨씬 작다. 이 시스템의 특성방정식(27)의 좌변의 첫 번째 항은 관심의 대상이 되는 주파수성분이 5[kHz]보다 클 때에만 의미가 있다. 즉, 식 (27)의 나머지 세 항이 저주파수 범위에서 폐루프 시스템의 특성을 결정한다. 둘째로 부하 저항 R이 매우 크게 변할 때, b_0, b_1, b_2의 상대적인 변화는 $\frac{\Delta b_2}{b_2}=2.6[\%]$, $\frac{\Delta b_1}{b_1}=0.013[\%]$, $\frac{\Delta b_2}{b_2}=0.0004[\%]$이다.

b_1과 b_1의 변화율은 매우 작아서 b_0이 그 시스템에 미치는 영향은 매우 작고 폐루프 출력 전압은 부하 저항 값의 변화에 둔감해 진다. 이 관계는 실험결과인 사진 2으로 부터 알 수 있다.

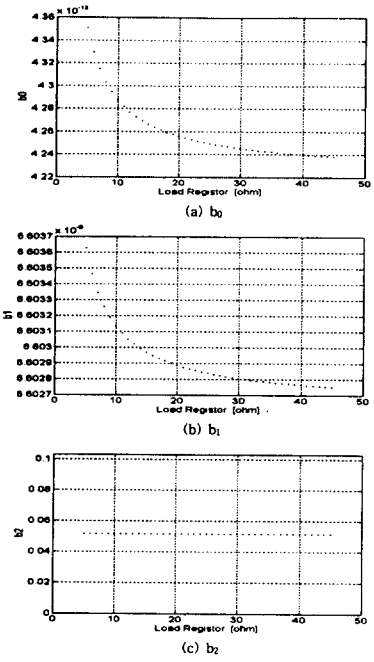


그림 8. 식 (28)의 계수들에 대한 부하저항 R_L의 효과
(a) b_1 (b) b_2 (c) b_3
Fig. 8. Effect of the load resistor R_L, on coefficient of equation (28) (a) b_1 (b) b_2 (c) b_3

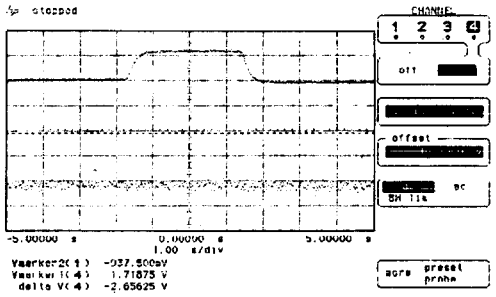
3. 실험 결과 및 고찰

Buck 컨버터를 제어하는 실험 장치는 그림 4에 보인 블록도에 따라 마이크로 프로세서 (Intel 80c196)를 이용하여 구현하였다. 함수 제어 기법을 사용하여 Buck 컨버터의 전원 전압과 부하 가변에 따른 출력 전압에서의 변동을 제거하였다. 사진 1과 사진 2에 실험 결과를 나타내었다.

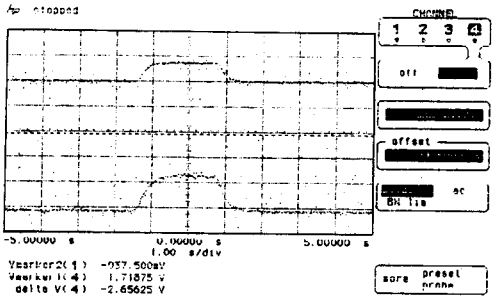
부하 저항이 12[Ω]일 때, 전원 전압이 20[V]와 32[V]사이의 큰 폭으로 변할 때, 사진 1(a)에 함수 제어 기법을 사용한 Buck 컨버터의 출력 전압을 나타내었다. 무의미한 전원 전압의 급격한 변화에 대한 동적인 변화량은 20[mA]이내임을 분명히 볼 수 있다. 기존의 시비율 제어에 의한 출력 전압을 사진 1(b)에 나타내었다. 전원전압의 변동에 따른 출력 전

압의 변화량은 300[mV]이다. 따라서 함수 제어에 의해서 입력 전압 변동 영향이 개선되어짐을 알 수 있다. 사진 2에는 전원 전압이 20[V]일 때 출력 전압에 대한 부하 변동의 영향을 나타내었다. 부하 전류가 1[A]와 2[A]사이에서 짧은 시간 동안에 급격히 변할 때 즉, 부하 저항이 12[Ω]에서 6[Ω]사이에서 단계적으로 변할 때 그 효과를 분명히 알 수 있도록 사진 2(b)에서와 같이 4회에 걸쳐 변화시켜 보았다. 그 결과 함수 제어에 의한 출력 전압의 응답은 사진 2(a)에서 볼 수 있듯이 부하 가변의 관계없이 일정하게 나타난다.(10.9[V]) 기존의 시비율 제어에 의한 출력 전압의 응답은 사진 2(b)에서 보듯이 긴 회복 시간(250[ms])과 부하 변동에 따라 출력 전압이 변함을 볼 수 있다.

그러므로 위의 결과로부터 함수 제어 기법에 의해

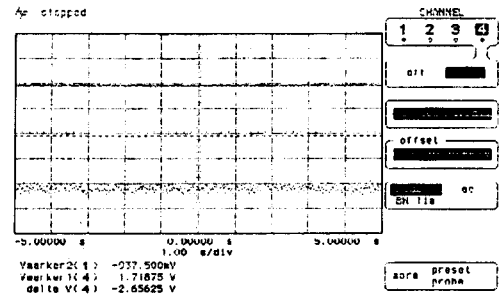


(a)

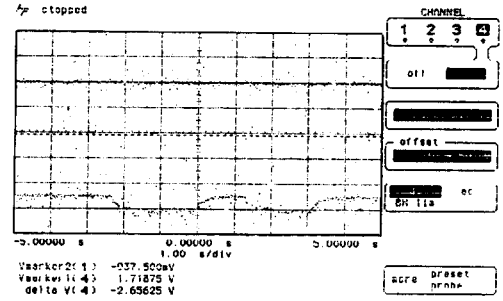


(b)

사진 1. 전원전압의 영향
(a) 함수 제어 : 전원전압(上), 출력전압(下)
(b) 직접 시비율 제어 : 전원전압(上), 출력전압(下)
Photo. 1. Effect of the supply voltage
(a) function control : supply voltage(upper), output voltage(lower)
(b) direct duty ratio control : supply voltage (upper), output voltage(lower)



(a)



(b)

사진 2. 순간적인 부하 전류의 영향
(a) 함수 제어 : 전원전압(上), 부하전류파형(下)
(b) 직접시비율제어 : 전원전압(上), 부하전류파형(下)
Photo. 2. Effect of the load current step
(a) function control : supply voltage(upper), load current waveform(lower)
(b) direct duty ratio control : supply voltage (upper), load current waveform(lower)

많은 개선이 이루어짐을 알 수 있는데 전원 전압이나 부하 변동이 있을 때에도 함수 제어 기법에 의해 폐루프 시스템의 출력 전압은 민감하지 않음을 보여주며 따라서, 과도 상태에서 출력 전압의 변동률이 영에 근접하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 제어 규칙에 포함된 비선형 소자인 인덕터에서 발생하는 전압을 선형화 시키기 위하여 인덕터에서 발생하는 전압의 저주파 성분을 보상하

고 고주파 성분을 억압하는 방법을 제안하였다. 비선형 함수 제어 기법은 Buck 컨버터를 선형 폐루프 시스템으로 전환시킴으로써 폐루프 시스템의 동적인 분석을 매우 쉽게 할 수 있었다. 폐루프 시스템의 대신호 변화 특성을 분석하였고 전원 전압과 부하 변동에 따른 영향 또한 비교·분석하였다. 폐루프 시스템의 안정성은 본 논문에서 사용한 분석을 기초로 하여 제어기의 파라미터들을 안정적으로 동작하는 범위의 값으로 선택함으로써 얻을 수 있었다. 이를 실험하기 위하여 마이크로프로세서(80C196KC, Intel)와 전력용 스위칭소자(IRFP450)를 이용하여 Buck컨버터를 구성하였다.

그 결과 전원 전압의 변동에 따른 영향은 일정한 부하 저항(12[Ω])에서 전원 전압이 20[V]와 32[V]사이에서 큰 폭으로 변할 때 기존의 직접 시비율 방법보다 280[mV] 감소됨을 확인하였다. 또한 부하 변동에 따른 영향은 일정한 전원 전압(20[V])에서 부하 전류가 1[A]와 2[A]사이에서 순간적으로 변할 때 긴회복시간(250[ms])과 부하변동에 따른 출력전압이 비례적으로 변하는 직접 시비율 제어 방법에 비하여 함수제어 기법을 사용함으로써 안정한 출력 전압(10.9[V])을 얻을 수 있었다.

이 분석 결과 출력전압은 입력 전원 전압의 변동에 따른 영향을 거의 받지 않음을 확인하였고 폐루프 시스템의 출력 전압은 부하 변동에 따른 영향에도 민감하지 않음을 보였다. 따라서, 본 논문에서는 함수 제어 기법을 이용하여 출력전압의 전압 변동을 이 영에 근접된 스위칭 전압원을 구성할 수 있음을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, Power Electronics: Converter Applications and Design Newyork: John Wiley, 1989.

[2] M. H Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices and Application Englewood Cliff, NJ: Prentice Hall, 1988.

[3] A. Caspel, G. Ferrante, D. O'Sullivan and A. Weinberg, "Application of injected current model for the dynamic analysis of switching regulators with new concept of LC^3 modulator," IEEE PESC Record, pp. 135-147, 1978.

[4] R. Redl and N. O. Sokal, "Current-mode control, five different types with the three absic classes of power converters: Small-signal AC and large signal DC characterization, stabillity requirments and implementation of practical circuits," IEEE PESC Record, pp. 771-785, 1985.

[5] R. D. Middlebrook, "Topics in multi-loop regulators and current mode programming," IEEE PESC Record, pp. 716-785, 1985.

[6] Y. F. Liu, P. C. Sen and S. P. Huang, "Function control-A novel strategy to achieve improved performance of the DC-to-DC switching regulators," REcord of IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, pp. 971-976, 1991.

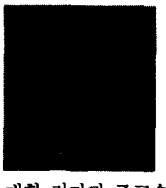
[7] D. M Sable, R. B. Ridley and B. H. Cho, "Comparison of performance of single-loop and current-injection control for PWM converters and operate in both continuous and discontinuous modes of operation," IEEE Trans. Power ELectron., Vol. 7, No. 1, pp. 136-142, Jan. 1992.

[8] K. H. Liu, F. C. Lee, "Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter Circuits", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, No. 86CH2310-2, pp. 58-70, 1986.

◇著 者 紹 介◇

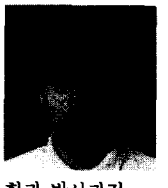
이 성 백(李成栢)

1940년 12월 27일생. 65년 한양대학교 전기공학과 졸. 87년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸(박사). 현재 광운대학교 전자공학과 교수.



원 영 진(元榮鎭)

1960년 3월 9일생. 84년 광운대학교 전자공학과 졸. 88년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(석사). 94년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(박사). 현재 부천전문대학 전자과 조교수.



김 태 웅(金泰雄)

1964년 3월 13일생. 88년 광운대학교 전자공학과 졸. 90년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸. 95년 (주)이디엔지니어링 5년 재직. 94년~현재 광운대학교 전자공학과 박사과정.