

가중치 전압 모드 제어를 적용한 PC 전원용 다중출력 파워드 컨버터

李敬柱, 金聖民, 李得耆, 鄭鍾鎭, 金興根

Multiple Output Forward Converter for PC Power Supply with Weighted Voltage Mode Control

Kyung-Joo Lee, Sung-Min Kim, Deuk-Kee Lee, Jong-Jin Jung, Heung-Geun Kim

요약

본 논문에서는 직류 특성과 절전 모드에서 비절전 모드 변환과 같은 부하 변동 시의 동특성을 동시에 개선할 수 있는 가중치 전압 제어를 적용한 PC 전원용 다중출력 파워드 컨버터를 설계하였다. 기생성분을 포함한 전력회로를 모델링하고 소신호 해석하였으며, 가중치 결정 방법과 전압 보상회로 설계 방법을 제시하였다. SABER 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 방법이 PC전원의 직류 특성과 동특성을 향상시킴을 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, the multiple output forward converter for PC power supply with weighted voltage mode control which improves the characteristics of DC and transient responses is analyzed and designed. The power stage model of this converter including all the major parasitic components is derived and the small signal model is also derived. Determination of the weighting factors and a design procedure for the loop compensation are presented. Finally, the proposed controller is verified through the simulation of three output forward converter with SABER, and the experiment.

Key Words : Power supply, Multiple output converter, Weighted voltage mode control, Small signal analysis

1. 서론

다중출력이 필요한 경우 중요한 하나의 출력만을 케환 제어하는 마스터-슬레이브 제어 방식의 파워드나 플라이백 컨버터를 많이 사용한다. 그러나 이 방법은 케환 제어하는 출력에서는 매우 좋은 특성을 보이지만, 그렇지 않는 출력들은 원하는 값을 정확하게 얻을 수 없거나 부하의 변동에 따른 동특성이 나빠진다^[1]. 그러므로 출력 전압의 중요도가 비슷한 다중 출력 컨버터가 사용되는 전원공급 장치에서는 적용이 어렵다.

특히, 개인용 컴퓨터에서는 전원 공급장치의 출력 사양이 저전압, 대전류이고 출력 전류의 변동폭이 큰 특이한 형태이고, 내부 클럭의 속도와 CPU, RAM 등의 부품의 기술과 성능이 발전함에 따라 신호나 전원의 민감도가 커지게 되어 각각의 전원 공급 출력들에 우수한 특성이 요구되고 있지만, 실제 마스터-슬레이

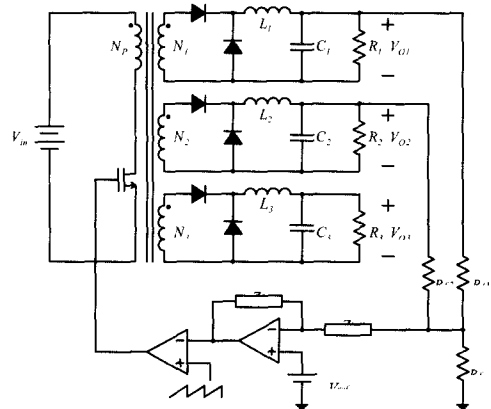


그림 1 가중치 전압 모드 제어법을 사용한 다중출력 파워드 컨버터
Fig. 1 The multiple output forward converter with weighted voltage mode control

브 제어 방식을 채용하고 있는 전원공급 장치에서는 이의 발전속도에 따라가지 못하고 있는 실정이다.

이미, 복수의 출력을 궤환 제어할 수 있는 가중치 전압 모드 제어법이 부분적으로 사용되고 있지만,^{[2],[3]} 이는 수식적으로 증명된 방법이 아닌 경험적인 시행착오를 통한 설계이다.^[4]

본 논문에서는 전원 공급 장치의 직류특성과 부하 변동시의 동특성을 동시에 개선 할 수 있는 가중치 전압 제어법을 채용하여 개인용 컴퓨터에 적용할 수 있는 전원 공급 장치의 설계를 제안하였다.

먼저 각 소자들의 주요한 기생성분들을 고려한 등가 회로를 구성하여 각 구간별로 출력특성을 살펴보고 이를 수식으로 정리하여 가중치를 결정하는 방법을 유도하였다. 그리고 이 회로를 소신호 해석을 통하여 특성을 해석하고, 가중치 전압 모드 제어에 적용할 수 있는 전압 보상기의 설계방법을 제안하였다. SABER를 사용하여 제안한 시스템을 시뮬레이션하고 실험을 통하여 이를 검증하였다.

개인용 컴퓨터 전원 공급장치에 적용하기 위하여 INTEL사의 "Intel ATX Power Supply Design Guide"의 사양을 참조하였으며 논문의 명료화를 위하여 개인용 컴퓨터 전원 공급장치의 여러 출력들 중 주요 출력인 3.3V, 5V, 12V출력만을 선택하여 설계하였다.^[5]

2. 가중치 전압 모드 제어

일반적으로 가중치 전압 모드 제어를 채용한 다중 출력 컨버터의 출력특성은 전원부의 기생성분들에 의해 크게 좌우되므로 컨버터를 모델링함에 있어서 주요한 기생성분들을 포함하는 모델링 과정이 중요하다.^[6]

2.1 모델링

그림 1은 가중치 전압 모드 제어를 적용한 다중 출력 파워드 컨버터를 나타낸 것인데, 리셋회로는 생략하였으며, 이를 등가회로로 표현하면 그림 2와 같다^[7]. 스위치(MOSFET)는 이상 스위치에 직렬로 연결된 기생저항(R_{ds})과 병렬로 연결된 기생 커패시턴스(C_{ds})로 등가화할 수 있고, 컨버터 변압기는 이상변압기의 1차 측에 병렬로 연결된 자화 인덕턴스(L_m)와 2차측 각각에 직렬로 누설 인덕턴스(L_s)를 연결하고 각 권선에 직렬로 권선 저항(R_p , R_s)과, 1차측에 병렬로 연결된 변압기 기생 커패시턴스(C_{tr})를 연결한 것으로 구성할 수 있으며^[8], 다이오드는 이상 다이오드에 전압원(V_d)과 기생 저항(R_d)의 직렬연결 형태로 모델링된다.

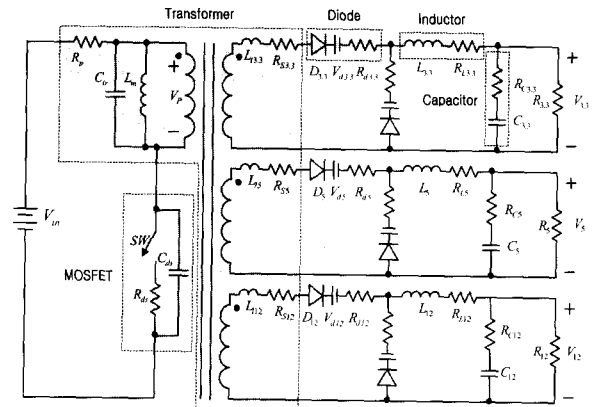


그림 2 기생성분들을 포함한 전원부의 등가회로
Fig. 2 The equivalent circuit of power stage with the parasitic components

그러므로 이 다이오드에서의 전압강하는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_D = V_d + I_D R_d \quad (1)$$

출력측의 필터 인덕터와 커패시터는 직렬 기생 저항만을 고려하여 구성하였다.

2.2 전원부 해석

정상상태에서 스위치가 켜졌을 때 변압기의 자화 인덕턴스(L_m)로 흐르는 전류가 전체전류에 비해 매우 작은 값이므로 무시하면 1차 권선 전압은 식 (2)와 같고

$$V_P = V_{in} - I_P R_{ds} - D I_P R_P \quad (2)$$

스위치가 꺼지면 전원부 1차측의 기생 커패시터성분인 C_{tr} 과 C_{ds} 등의 영향에 의해 1차측 전압이 바로 $-V_P$ 로 떨어지지 않고 그림 3에서와 같이 Δt_P 만큼 지연되는 데^[9], 이로 인해 듀티가 ΔD_P 만큼 증가하는 효과를 가지게 된다.

$$\Delta t_P = t_2 - t_1 = \frac{C_{tr} V_{in} + 10 C_{ds} \sqrt{V_{in}}}{I_P} \quad (3)$$

$$\Delta D_P = \frac{\Delta t_P}{2} f_s = \frac{C_{tr} V_{in} + 10 C_{ds} \sqrt{V_{in}}}{2 I_P} f_s \quad (4)$$

$$D_e = D + \Delta D_P \quad (5)$$

2차측에서 보면 변압기를 $V_s = n V_P$ 인 전압원으로 볼 수 있고 출력측 다이오드 두개가 완전히 동일한 모델

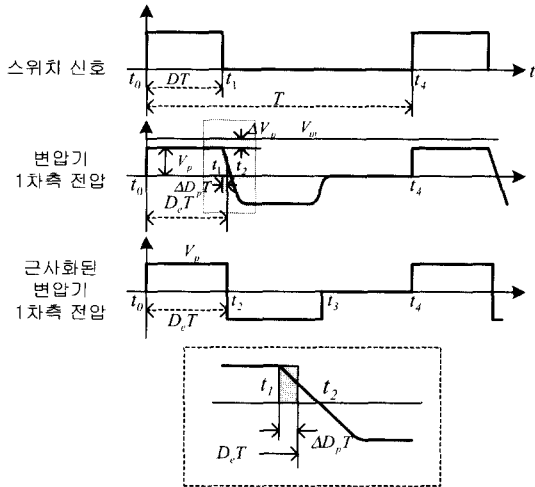


그림 3 근사화된 1차측 전압
Fig. 3 The modified primary voltage

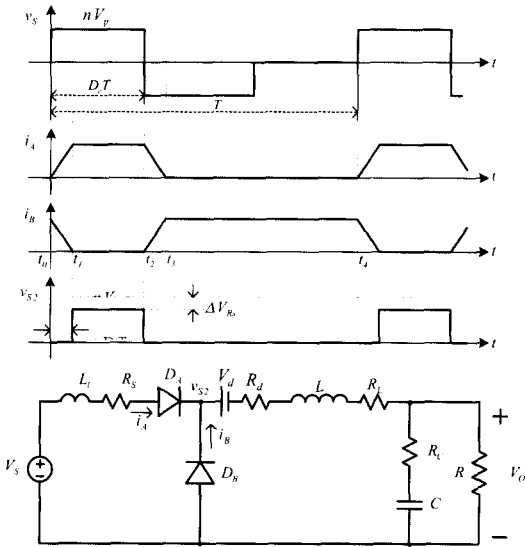


그림 4 근사화된 2차측 전압
Fig. 4 The modified secondary voltage

이라고 가정하면, 전원부 2차측의 등가회로는 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

누설 인덕턴스에 의한 시비율의 손실은 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\Delta D_l = \frac{L_1}{V_s} f_s I_o \quad (6)$$

2차측 권선 저항에 의한 전압강하는

$$\Delta V_{R_s} = D_e I_o R_s \quad (7)$$

이기 때문에, 다이오드에서의 전압 강하를 고려한 출력 전압 V_o 는 식 (8)과 같이 되고

$$V_o = (D_e - \Delta D_l)(V_s - \Delta V_{R_s}) - V_D - I_o R_L \quad (8)$$

2차항을 무시하고 정리하면 다음과 같다.

$$V_o = D_e V_A - V_B \quad (9)$$

$$V_A = V_s - \Delta V_{R_s} = n V_p - \Delta V_{R_s} \quad (10)$$

$$V_B = V_d + I_o(f_s L_s + R_d + R_L) \quad (11)$$

여기서 V_A 는 입력 전압, 변압기의 권선비, 스위치의 온 상태 저항, 권선 저항, 시비율들의 함수이므로 출력 전압의 크기를 결정하고, V_B 는 변압기의 누설성분과 인덕터의 ESR, 다이오드의 기생성분들의 함수이며 이것은 출력 전압의 변동 범위와 관계가 있다. 그러므로 출력 전압의 품질을 개선하기 위해서는 V_B 에 대한 파라미터들이 더 중요하다.

2.3 가중치의 결정

여기서는 출력의 가중치와 출력 전압과의 관계를 알아보고, 주어진 사양으로부터 가중치를 결정하는 과정을 유도하였다. 같은 방법을 사용하면 여러 개의 출력을 가진 컨버터의 가중치 제어가 가능하지만, 본 논문에서는 가중치 제어를 하는 두 개의 출력 V_{O1} , V_{O2} 와 제어를 하지 않는 하나의 출력 V_{O3} 을 갖는 컨버터를 가정하여 설계하였다.

이는 정밀한 제어가 필요없는 출력을 마스터 슬레이브 제어하게되어 출력 모두를 가중치 전압모드로 제어할 때 보다 제어부의 설계 과정이 간단해지고 해석의 복잡함도 줄일 수 있기 때문이다.

출력 전압의 수식은 식 (9)로부터

$$V_{O1} = D_e V_{A1} - V_{B1} \quad (12)$$

$$V_{O2} = D_e V_{A2} - V_{B2} \quad (13)$$

$$V_{O3} = D_e V_{A3} - V_{B3} \quad (14)$$

로 나타낼 수 있는데, 여기서 유효 시비율(D_e)은 직접적인 제어가 불가능한 값이므로 이를 소거하여야 한다.

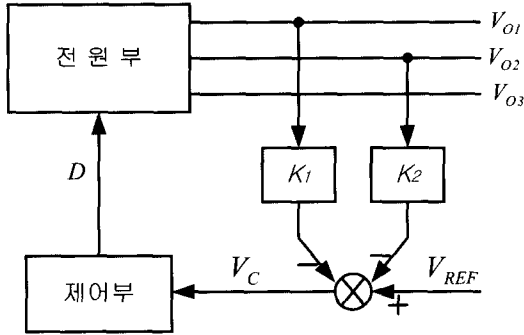


그림 5 제어부의 블록선도
Fig. 5 The control block diagram

그림 5에서 정상상태의 기준전압(V_{ref})은 궤환제어 되는 출력 V_{O1} , V_{O2} 의 기준전압으로부터 다음과 같이 설정한다.

$$V_{ref} = K_1(D_e V_{A1} - V_{B1}) + K_2(D_e V_{A2} - V_{B2}) \quad (15)$$

이를 D_e 에 관해 풀면

$$D_e = \frac{V_{ref} + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} \quad (16)$$

이 되고, 다시 식 (12)~(14)에 대입하면

$$V_{O1} = \frac{V_r + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} V_{A1} - V_{B1} \quad (17)$$

$$V_{O2} = \frac{V_r + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} V_{A2} - V_{B2} \quad (18)$$

$$V_{O3} = \frac{V_r + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} V_{A3} - V_{B3} \quad (19)$$

의 식을 얻을 수 있고, 이를 컨버터에서 요구되는 사양과 비교하여 가중치(K_1 , K_2)를 구할 수 있다.

$$V_{O1, \max} \leq V_{O1, \max, \text{spec}} \quad (20)$$

$$V_{O1, \min} \geq V_{O1, \min, \text{spec}} \quad (21)$$

$$V_{O2, \max} \leq V_{O2, \max, \text{spec}} \quad (22)$$

$$V_{O2, \min} \geq V_{O2, \min, \text{spec}} \quad (23)$$

위의 방법으로 정해진 가중치로부터 먼저 R_f 를 적절히 선택하면 그림 1에서 나머지 R_{f1} 과 R_{f2} 를 식 (24), (25)에서 구할 수 있다.

$$R_{f1} = \frac{1 - (K_1 + K_2)}{K_1} R_f \quad (24)$$

$$R_{f2} = \frac{1 - (K_1 + K_2)}{K_2} R_f \quad (25)$$

3. 소신호 해석

3.1 소신호 모델링

소신호 해석은 PWM스위치 모델링 기법을 이용할 수 있는데, 비선형인 PWM스위치를 선형 등가회로로 바꾸고 소신호 회로로 구성한 것을 그림 6에 나타내었다.^[8-10]

소신호 해석에서는 직류해석과는 달리 회로의 기생 성분들이 영향을 거의 미치지 않으므로, 해석을 쉽게 하기 위하여 아래와 같이 가정할 수 있다.

- 1) 스위치는 기생성분이 없고 오프상태 저항이 무한대인 이상 스위치이다.
- 2) 변압기의 자화 인덕턴스는 무한대이고 누설 인덕턴스와 권선저항, 철손 등은 무시한다.
- 3) 인덕터의 철손은 무시한다.

상태 공간 평균화 기법^[11]을 사용하여 소신호 등가회로를 해석하기 위해, 인덕터 전류와 출력 커패시터 전압을 상태 공간 변수로,

$$\mathbf{X} = [i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3} \ v_{C1} \ v_{C2} \ v_{C3}]^T \quad (26)$$

입력 전압, 듀티비, 출력 전류를 입력 변수로,

$$\mathbf{U} = [V_{in} \ d \ i_{O1} \ i_{O2} \ i_{O3}]^T \quad (27)$$

출력 전압을 출력 변수로 각각 정의하면,

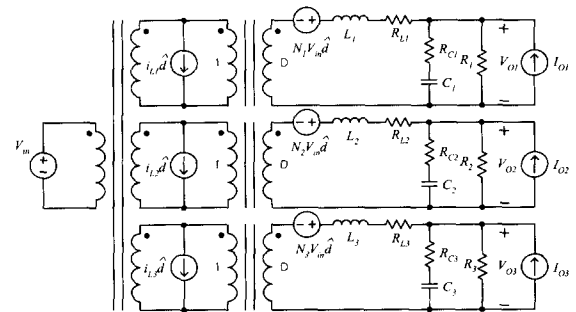


그림 6 소신호 등가회로
Fig. 6 Small-signal circuit model

$$\mathbf{Y} = [v_{o1} \ v_{o2} \ v_{o3}]^T \quad (28)$$

상태방정식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{U} \quad (29)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C} \mathbf{X} + \mathbf{D} \mathbf{U} \quad (30)$$

이 방정식에 의해 전달함수를 구하고 이를 라플라스 변환하면 시스템의 주파수 특성을 얻을 수 있다.

3.2 주파수 영역에서 가중치의 영향

주파수 영역에서의 가중치가 출력이나 제어에 미치는 영향을 알아보기 위해 제어 대 궤환 전달함수를 구하였다.

그림 5에서 가중치 전압 모드 제어에서 궤환되는 신호(v_f)는

$$v_f = K_1 v_{o1} + K_2 v_{o2} \quad (31)$$

이고, 식 (24), (25)로부터 가중치 K_1 , K_2 는

$$K_1 = \frac{R_{\rho} R_f}{R_{\lambda} R_{\rho} + R_{\lambda} R_f + R_{\rho} R_f} \quad (32)$$

$$K_2 = \frac{R_{\lambda} R_f}{R_{\lambda} R_{\rho} + R_{\lambda} R_f + R_{\rho} R_f} \quad (33)$$

이므로, 이를 상태 공간 평준화 기법으로 구한 전달함수에 대입하면 가중치 전압모드 제어를 사용한 다중출력 컨버터의 출력에 대한 제어 대 궤환 전달함수를 유도할 수 있다.

$$G_{vdi}(s) = \frac{v_f}{d} = \frac{K_1 N_1 V_{in} (1 + \frac{s}{z_{esr1}})}{1 + \frac{s}{\omega_{o1} Q_1} + \frac{s^2}{\omega_{o1}^2}} + \frac{K_2 N_2 V_{in} (1 + \frac{s}{z_{esr2}})}{1 + \frac{s}{\omega_{o2} Q_2} + \frac{s^2}{\omega_{o2}^2}} \quad (34)$$

$$\omega_{oi} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad (35)$$

$$Q_i = \frac{1}{\omega_{oi}} \frac{1}{L_i / (R_{Li} + R_i) + C_i (R_{Ci} + R_{Li} // R_i)} \quad (36)$$

$$z_{esri} = \frac{1}{R_{Ci} C_i} \quad (i = 1, 2) \quad (37)$$

보통 ESR 영점이 전원부의 극점에 비해 매우 큰 값이므로 2차항을 무시하고 다시 정리하면 전달함수는 아래와 같이 간단히 표현된다.

$$G_{vdi}(s) = \frac{v_f}{d} \approx \frac{K_t V_{in} (1 + \frac{s}{z_{esr}}) (1 + \frac{s}{\omega_z Q_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2})}{(1 + \frac{s}{\omega_{o1} Q_1} + \frac{s^2}{\omega_{o1}^2}) (1 + \frac{s}{\omega_{o2} Q_2} + \frac{s^2}{\omega_{o2}^2})} \quad (38)$$

$$K_t = K_1 N_1 + K_2 N_2 \quad (39)$$

$$\frac{1}{z_{esr}} \approx \frac{1}{K_t} \left(\frac{K_1 N_1}{z_{esr1}} + \frac{K_2 N_2}{z_{esr2}} \right) \quad (40)$$

$$\frac{1}{\omega_z^2} \approx \frac{1}{K_t} \left(\frac{K_1 N_1}{\omega_{o1}^2} + \frac{K_2 N_2}{\omega_{o2}^2} \right) \quad (41)$$

$$\frac{1}{Q_z} \approx \frac{1}{K_t} \left(\frac{K_1 N_1}{Q_1} + \frac{K_2 N_2}{Q_2} \right) \quad (42)$$

이는 하나의 출력에 대한 제어 대 궤환 전달함수이므로, 다중출력 컨버터의 전체 제어 대 궤환 전달함수는 식 (43)으로부터 개별 전달함수에 가중치가 곱해진 형태로 구할 수 있다.

$$G_{vd} = \frac{v_f}{d} = K_1 G_{vdi} + K_2 G_{vdi} \quad (43)$$

3.3 보상기의 설계

구해진 전달함수의 특성 방정식이 4차 함수이므로 고주파와 저주파 대역에서의 특성은 2차와 비슷한 형태를 보이지만 중간 대역에서는 교차 주파수 등의 특성이 판이하게 달라지므로 적절한 보상기의 설계가 중요하다. 그림 7과 같은 3극점-2영점 형태의 보상기를

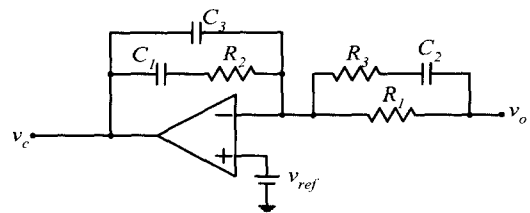


그림 7 3 Pole - 2 Zero 보상기의 구조
Fig. 7 The structure of 3 Pole - 2 Zero compensator

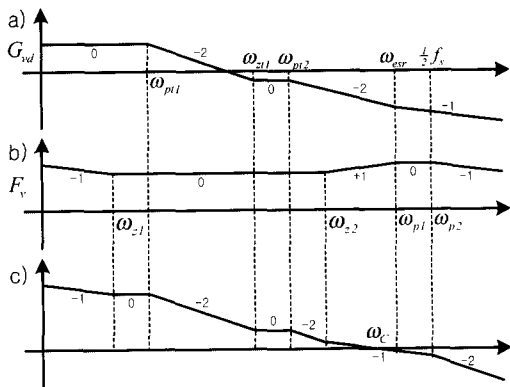


그림 8 루프 이득 곡선
 a) 제어 대 궤환 전달 함수
 b) 보상기
 c) 루프 이득

Fig. 8 The loop gain curve
 a) Control to feed-back transfer function
 b) Compensator
 c) Loop gain

가정하면, 보상기의 전달함수는 식 (44)와 같다.

$$F_v = \frac{K_m}{s} \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 + s/\omega_{z2})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (44)$$

제어 대 궤환 전달함수의 극점과 영점의 배치가 그림 8과 같을 때 궤환 제어의 우수한 동특성을 얻기 위해 전압 보상기의 극점과 영점을 그림 8과 같이 배치하는 것이 바람직하다.

먼저 첫 번째 극점(ω_{p1})은 증가 ESR 영점의 영향을 상쇄시키기 위해 증가 ESR 영점에 위치시키고 두 번

째 극점(ω_{p2})은 스위칭 잡음을 줄이기 위해 스위칭 주파수의 1/2 지점에 위치시킨다. 첫 번째 영점(ω_{z1})은 직류이득을 증가시켜 응답 속도를 향상시키고, 시스템이 안정되도록 제어 대 궤환 전달함수의 첫 번째 극점(ω_{p1}) 보다 조금 작은 점에 위치시키고, 두 번째 영점(ω_{z2})은 루프 이득을 증가시키기 위해 제어 대 궤환 전달함수의 두 번째 극점(ω_{p2}) 보다 조금 큰 점에 위치시킨다.

마지막으로 직류이득(K_m)은 원하는 교차 주파수를 얻을 수 있도록 적절히 선택한다.

4. 시뮬레이션 및 실험

4.1 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안한 설계방법을 검증하기 위해 PC 전원 공급 장치에 맞는 사양을 규격에 따라 표 1과 같이 설정하여 SABER를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

정상상태에서 출력 전압을 살펴보면 그림 9의 마스터-슬레이브 제어 방식에서는 직접 제어되지 않는 5 V 출력 전압이 그림 10에서는 가중치 전압 모드 제어 되어 훨씬 개선된 것을 알 수 있다. 그림의 파형은 12 V 출력 인덕터 전류, 출력 전압, 5 V 출력 인덕터 전류, 출력 전압, 3.3 V 출력 인덕터 전류, 출력 전압의 순서이다. 그림 11과 12는 부하 변동 시의 동특성을 알아보기 위해 3.3 V 부하를 증가(10A → 11A)시키고 동시에 5 V 부하를 감소(12A → 10A)시켰을 때의 출력 파형을 나타낸 것이다. 여기서도 가중치 전압 모드 제어를 사용함으로써 과도 특성이 개선되고 출력 전압과 인덕터 전류의 정상상태 도달 시간이 짧아진 것을 알 수 있다.

4.2 실험 결과

제안한 가중치 전압 모드 제어법을 검증하기 위하여 실제의 PC 전원 공급 장치와 유사한 회로를 구성하고 MOSFET의 게이트 신호 부분만을 마스터 슬레이브 방식과 가중치 전압모드 제어방식 두 가지로 구성하여 두 제어방식을 동일한 조건에서 비교할 수 있도록 제작하였다.

먼저 정상상태 출력 파형인 그림 13과 그림 14를 비교해 보면 제어하는 3.3V 출력 파형에서는 별 차이가 없으나, 마스터-슬레이브 제어 방식에서는 제어를 하지 않지만 가중치 전압 모드제어 방식에서는 궤환 제어하는 5V 출력에서의 출력 전압이 원하는 값인 5V에 좀 더 가까운 것을 알 수 있다.

표 1 PC 전원 공급 장치의 주요 사양
 Table 1 Dominant parameters of the PC power supply

입력 전압	DC 100 V	
출력 전압	3.3 V, 5 V, 12 V	
스위칭 주파수	100 kHz	
출력 전류	3.3 V	0.3 ~ 28 A
	5 V	1 ~ 30 A
	12 V	0 ~ 10 A
출력 전압 맥동	3.3 V	50 mV 이하
	5 V	50 mV 이하
	12 V	120 mV 이하
안정도	크기	10 dB 이상
	위상	45° 이상

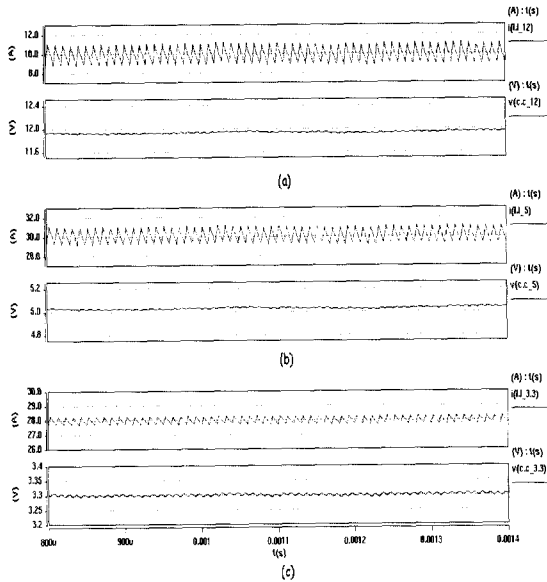


그림 9 마스터-슬레이브 제어방식에서 정상상태 인덕터 전류와 출력전압 파형
 a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
 Fig. 9 Steady-state inductor current and output voltage waveform of master-slave control
 a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

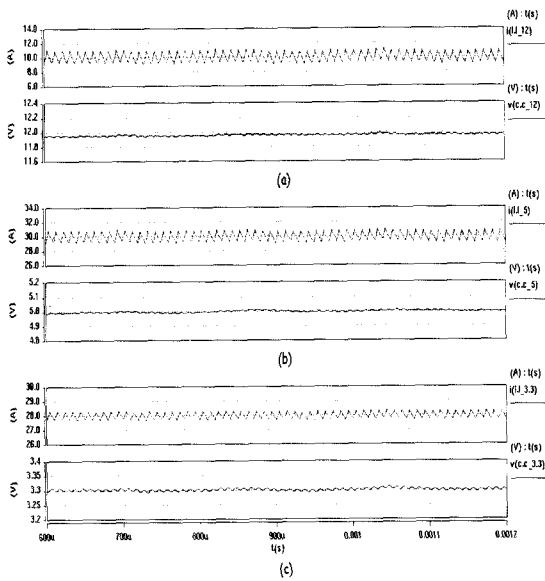


그림 10 가중치 전압 모드 제어방식에서 정상상태 인덕터 전류와 출력전압 파형
 a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
 Fig. 10 Steady-state inductor current and output voltage waveform of weighted voltage mode control
 a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

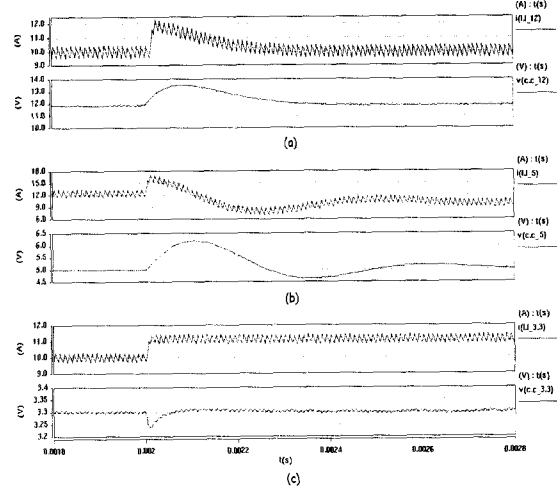


그림 11 마스터-슬레이브 제어방식에서 부하 변동시(3.3V 부하:증가, 5V 부하:감소) 인덕터 전류와 출력전압 파형
 a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
 Fig. 11 Transient(3.3V load:step up, 5V Load:step down) inductor current and output voltage waveform of master-slave control
 a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

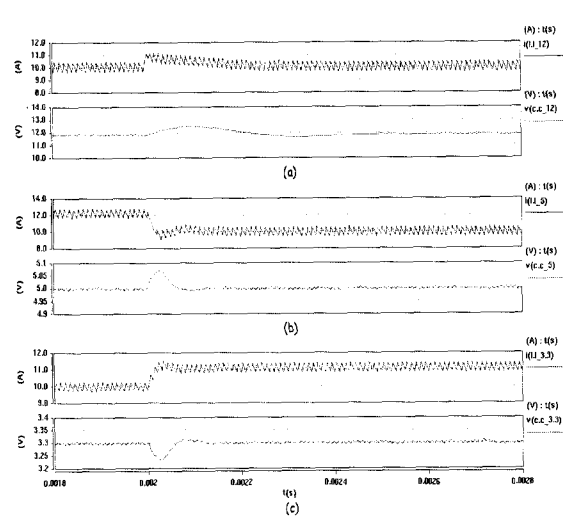


그림 12 가중치 전압 모드 제어방식에서 부하 변동시(3.3V 부하:증가, 5V 부하:감소) 인덕터 전류와 출력전압 파형
 a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
 Fig. 12 Transient(3.3V load:step up, 5V Load:step down) inductor current and output voltage waveform of weighted voltage mode control.
 a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

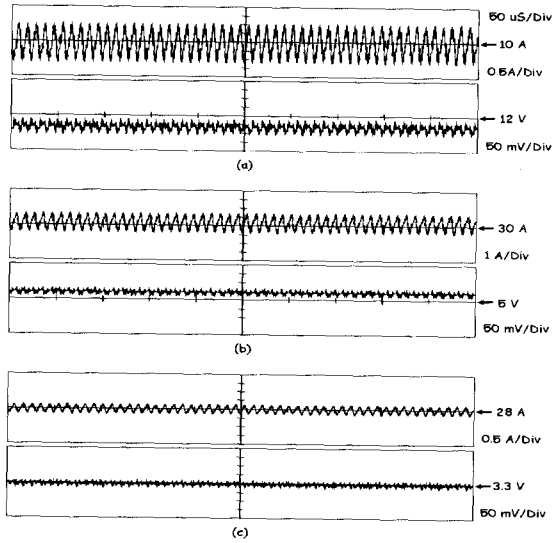


그림 13 마스터-슬레이브 제어방식에서 정상상태 인덕터 전류와 출력전압 실험 파형
a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
Fig. 13 Steady-state inductor current and output voltage waveform of master-slave control
a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

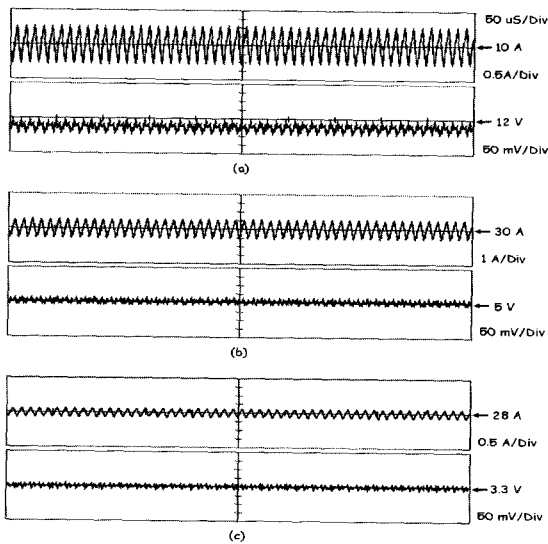


그림 14 가중치 전압 모드 제어방식에서 정상상태 인덕터 전류와 출력전압 실험 파형
a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
Fig. 14 Steady-state inductor current and output voltage waveform of weighted voltage mode control
a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

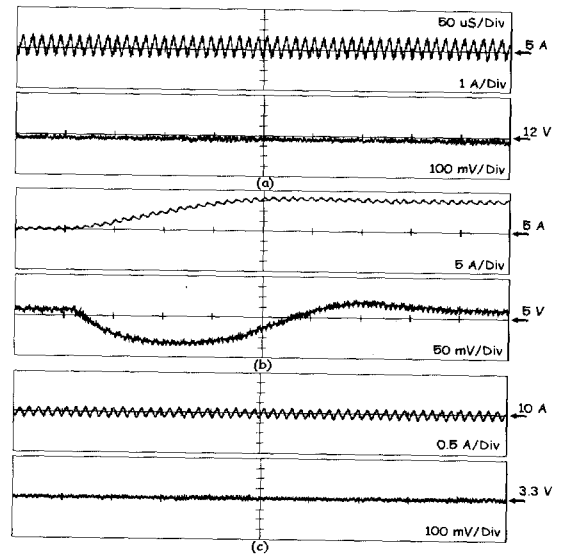


그림 15 마스터-슬레이브 제어방식에서 부하변동시 (5V 부하 : 증가) 인덕터 전류와 출력전압 실험 파형
a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
Fig. 15 Transient (5V load : step up) inductor current and output voltage waveform of master-slave control
a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

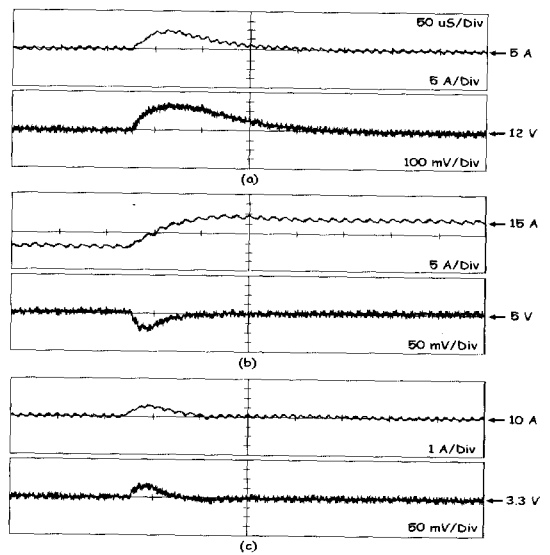


그림 16 가중치 전압 모드 제어방식에서 부하변동시 (5V 부하 : 증가) 인덕터 전류와 출력전압 실험 파형
a) 12V 출력 b) 5V 출력 c) 3.3V 출력
Fig. 16 Transient (5V load : step up) inductor current and output voltage waveform of weighted voltage mode control
a) 12V output b) 5V output c) 3.3V output

그림 15와 16은 부하가 변동할 때 두 가지 제어방식의 동특성을 알아보기 위하여 5V출력의 부하를 갑자기 증가시켰을 때의 전압과 전류 파형이다. 부하를 5A에서 15A로 증가시켰을 때, 마스터-슬레이브 방식에서 보다 가중치 전압 모드 제어방식이 훨씬 더 우수한 특성을 보이고 있다.

5. 결 론

가중치 전압 모드 제어법을 채용한 다중출력 포워드 컨버터를 주요한 기생성분들을 포함하여 모델링하여 직류해석하고, 이를 소신호해석을 통해 주파수 특성을 알아보았다. 그리고 시행 착오법에 의해 설계되던 가중치 전압 모드 제어법을 수식적으로 해석하여 가중치를 결정하고 보상기를 설계하는 과정을 제안하였다.

PC 전원 공급장치의 사양^[5]에 맞도록 가중치 전압 모드 다중출력 포워드 컨버터를 구성하고 이를 SAB-ER를 통한 시뮬레이션과 실험으로 직류특성과 동특성이 향상됨을 확인하였다

마스터 슬레이브 제어를 통해 하나의 출력만을 제어하는 방식에 비해 가중치 전압 모드 제어를 통해 복수의 출력에 대한 궤환 제어가 가능해져 PC의 전원공급 장치의 출력특성이 향상되어 시스템 자체의 안정도가 증가할 것으로 기대되며 이를 출력 전압의 중요도가 비슷한 다중 출력의 전원이 필요한 통신 장비나 전자 장비에 적용이 가능할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] Y. Panov, J. Rajagopalan, and Fred C. Lee, "Analysis and Design of N Paralleled DC-DC Converter with Master-Slave Current Sharing Control", APEC '97, pp. 436~442, 1997.
 [2] G. C. Chryssis, "High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design", 2nd edition, McGrawHill, New York, 1989.
 [3] Qing Chen and Fred C. Lee "Analysis and Design of Weighted Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter" IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 449~455, March 1993.
 [4] Yoshihiro Nojiri, Ichiro Ohyama, and Taketo Nego me, "Stability Analysis of Multiple-Output DC-DC Converter with Cross and Precise Regulations", IEE trans, pp. 374~379, 1998.

[5] Intel, "Intel ATX Power Supply Design Guide" Intel Version 0.9, pp. 1~39, September 1998.
 [6] G. C. Hua, Wa Tabisz, C. S. Leu, N. Dai, R. Watson, and F. C. Lee, "Development of a DC Distributed Power System", APEC '94, pp. 763~769, 1994.
 [7] D. M. Sable, R. Ridley, and B. H. Cho, "Comparison of Performance of Single-Loop and Control for PWM Converters that Operate in both Continuous and Discontinuous Modes of Operation", IEE Trans. Power Electron., vol. 7, no. 1, pp. 136~142, 1992.
 [8] L. H. Dixon, Jr, "The Effect of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performance", Unirode Power Supply Design Seminar, pp. p2.1~p2.7, 1988.
 [9] Q. Chen and F. C. Lee "DC Analysis and Design of Multiple-Output Forward Converters with Weighted Voltage-Mode Control" in Proc. IEEE Applied Power Electron. Conf., March 1993.
 [10] Qing Chen, "Small-Signal Analysis and Design of Weighted Voltage Control for a Multiple-output Forward Converter" IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 10, no 5, pp. 589~596, September 1995.
 [11] K. Harada, T. Nabeshima and K. Hisanaga, "State-Space Analysis of the Cross Regulation" IEEE Power Electronics Specialists Conference Recordings, pp. 186~192, 1977.

저 자 소 개



이경주(李敬柱)

1975년 8월 7일생. 1998년 경북대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



김성민(金聖民)

1972년 6월 21일생. 1998년 경북대 전자전기공학부 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 LG전자 디지털 디스플레이 & 미디어 사업본부 연구원.



이득기(李得耆)

1967년 8월 15일생. 1991년 경북대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년~1996년 LG산전(주) 발당시스템연구소 주임연구원. 2000년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 구미1대학 전기과 전임강사.



김흥근(金興根)

1954년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 당 학회 편집이사.



정종진(鄭鍾鎭)

1966년 6월 1일생. 1992년 경북대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 성덕대학 정보통신과 전임강사.