

PC 전원용 다중출력 포워드 컨버터의 가중치 전압 모드 제어

김성민*, 차영길**, 김흥근*
 *경북대학교, **삼성전기 종합연구소

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

Sung-Min Kim*, Young-Kil Cha**, Heung-Geun Kim*
 *Kyungpook National University, **Samsung Electro-mechanics

ABSTRACT

In this paper, the PC power supply is studied from the point of system stability. The power stage model of a multiple output forward converter with weighted voltage mode control is derived, including all the major parasitic components, 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 model is verified through the simulation of three output forward converter with SABER.

1. 서론

대부분의 다중출력 컨버터는 하나의 출력만을 제한 제어하는 마스터-슬레이브 제어 방식을 많이 사용한다. 이 방법은 제한 제어되는 출력에서는 좋은 특성을 보이지만, 그렇지 않은 출력들은 정상상태 특성이나 동특성이 매우 떨어지게 된다.^{[1]-[3]} 특히, 개인용 컴퓨터에서는 CPU, RAM등의 성능이 발전함에 따라 전원에 대한 민감도가 커져 각각의 출력들에 우수한 특성이 요구되고 있지만, 실제 마스터-슬레이브 제어 방식의 전원공급 장치에서는 이에 따라가지 못하고 있다. 이미 가중치 전압 모드 제어법이 부분적으로 사용되고는 있지만, 이는 수식적으로 증명된 방법이 아닌 실험적인 시행착오를 통한 설계이다.^[4]

본 논문은 전원 공급 장치의 정상상태 특성과 부하 변동시의 동특성을 동시에 개선할 수 있는 가중치 전압 제어법을 채용한 PC 전원용 다중출력 컨버터의 설계를 제안하였다. PC 전원 공급장치에 적용하기 위하여 Intel사의 "Intel ATX Power Supply Design Guide"의 사양^[5]을 참조하였으며 논문의 명료화를 위하여 PC 전원 공급장치의 출력 중 주요한 출력인 3.3V, 5V, 12V출력만을 선택하여 설계하였다.

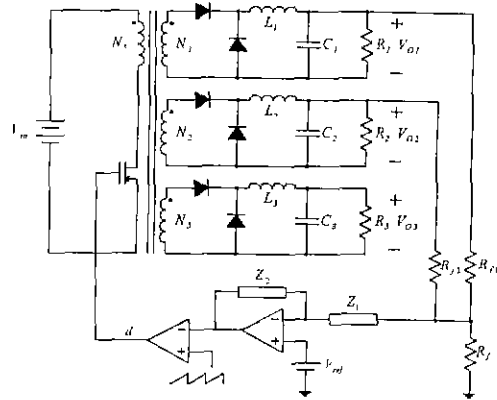


그림 1. 가중치 전압 모드 제어법을 채용한 다중출력 포워드 컨버터

Fig 1 Multiple output forward converter with weighted voltage mode control

2. 가중치 전압 모드 제어

2.1 모델링

먼저 스위치(MOSFET)는 이상 스위치와 기생저항(R_{ds}), 기생 커패시턴스(C_{ds})로 모델링될 수 있다. 변압기의 경우에는 이상 변압기와 자화 인덕턴스(L_m), 누설 인덕턴스(L_l), 권선 저항(R_p, R_s), 변압기 기생 커패시턴스(C_{tr})를 고려하였으며, 다이오드는 이상다이오드에 전압원(V_d)과 기생 저항(R_d)의 직렬 연결 형태로 모델링된다. 출력측의 필터 인덕터와 커패시터는 기생 저항만을 고려하여 구성하였다. 이렇게 전원부를 구성한 것을 그림 2에 나타내었다.

2.2 전원부 해석

정상상태에서 스위치가 켜져 있을 때 L_m 으로 흐르는 전류가 전체전류에 비해 매우 작은 값이므로 이를 무시하면 1차측에서의 전체 전압은,

$$V_p = V_m - I_p R_{ds} - DI_p R_p \quad (1)$$

가 되며, 스위치가 꺼지면 기생 커패시터성분인 C_{tr} 과

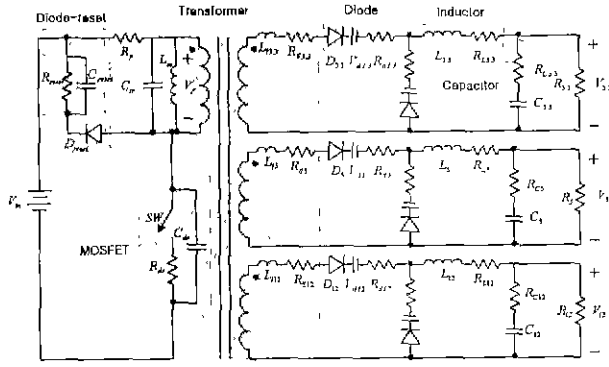


그림 2. 기생성분들을 포함한 전원부의 등가회로
Fig 2. The simplified power stage model

C_{ds} 등의 영향에 의해 1차측 전압이 바로 $-V_p$ 로 떨어지지 않고 그림 3에서와 같이 Δt_p 만큼 지연되고^[4], 이로 인해 듀티가 ΔD_p 만큼 증가하는 효과를 가진다.

$$\Delta t_p = t_2 - t_1 = \frac{C_{tr} V_m + 10 C_{ds} \sqrt{V_{in}}}{I_p} \quad (2)$$

$$\Delta D_p = \frac{\Delta t_p}{2} f_s = \frac{C_{tr} V_{in} + 10 C_{ds} \sqrt{V_{in}}}{2 I_p} f_s \quad (3)$$

$$D_e = D + \Delta D_p \quad (4)$$

2차측에서 보면 변압기를 $V_s = NV_p$ 인 전압원으로 볼 수 있고 출력측 다이오드 두개가 완전히 동일한 모델이라고 가정하면 등가회로는 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. 누설 인덕턴스에 의한 듀티의 손실은,

$$\Delta D_l = \frac{L_l}{V_s} f_s I_o \quad (5)$$

2차측 권선 저항에 의한 전압강하는,

$$\Delta V_{R_s} = D_e I_o R_s \quad (6)$$

이기 때문에, 출력 전압 V_o 는 그림 4에서,

$$V_o = (D_e - \Delta D_l)(V_s - \Delta V_{R_s}) - V_d - I_o R_d - I_o R_L \quad (7)$$

이 되는데, 2차항을 무시하고 정리하면,

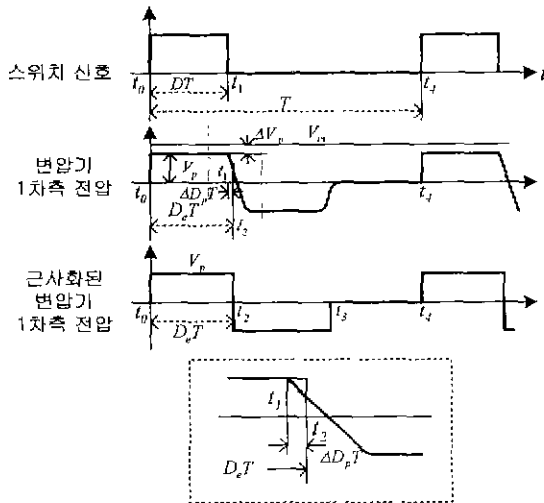


그림 3. 근사화된 1차측 전압
Fig 3. The modified primary voltages

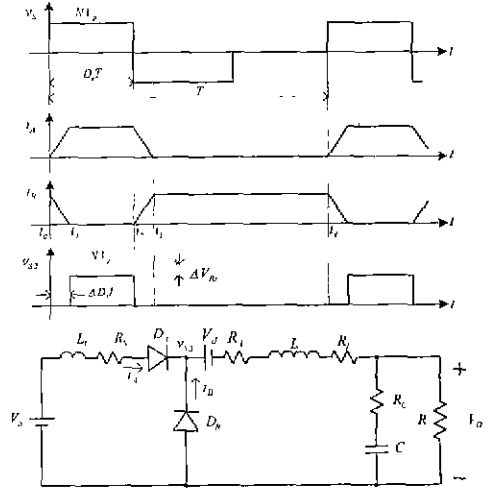


그림 4. 근사화된 2차측 전압
Fig 4. The modified primary voltages

$$V_o = D_e V_A - V_B \quad (8)$$

$$V_A = V_s - \Delta V_{R_s} = NV_p - \Delta V_{R_s} \quad (9)$$

$$V_B = V_d + I_o(f_s L_s + R_d + R_L) \quad (10)$$

V_A 는 출력전압의 크기를 결정하며 V_B 는 출력전압의 변동범위와 관계가 있다. 그러므로 출력전압의 품질을 개선하기 위해서는 V_B 의 파라미터들이 더 중요하다.

2.3 가중치의 결정

여기서는 가중치 제어를 하는 출력 V_{O1} , V_{O2} 와 제어를 하지 않는 출력 V_{O3} 을 가진 컨버터를 가정하여 설계하였다. 식(8)에서 D_e 를 소거하기 위해 그림 5로부터 기준전압(V_{ref})을 구하면,

$$V_{ref} = K_1(D_e V_{A1} - V_{B1}) + K_2(D_e V_{A2} - V_{B2}) \quad (11)$$

D_e 에 관해 풀면,

$$D_e = \frac{V_{ref} + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} \quad (12)$$

다시 식(8)에 대입하면,

$$V_{O1} = \frac{V_r + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} V_{A1} - V_{B1} \quad (13)$$

$$V_{O2} = \frac{V_r + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} V_{A2} - V_{B2} \quad (14)$$

$$V_{O3} = \frac{V_r + K_1 V_{B1} + K_2 V_{B2}}{K_1 V_{A1} + K_2 V_{A2}} V_{A3} - V_{B3} \quad (15)$$

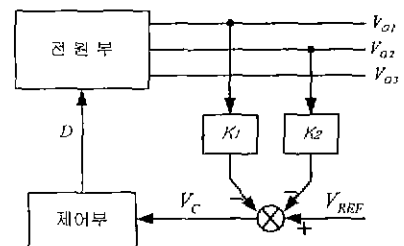


그림 5. 제어부의 블록선도
Fig 5. Control block diagram

이를 요구된 사양과 비교하여 가중치 K_1, K_2 를 구할 수 있다. 위의 방법으로 정해진 가중치로부터 R_{f1} 과 R_{f2} 를 구할 수 있다.

$$R_{f1} = \frac{1 - (K_1 + K_2)}{K_1} R_f \quad (16)$$

$$R_{f2} = \frac{1 - (K_1 + K_2)}{K_2} R_f \quad (17)$$

3. 소신호 해석

3.1 소신호 모델링

PWM스위치 모델링 기술^[6]을 이용해 비선형인 PWM스위치를 선형 등가회로로 바꾸고 소신호 회로로 구성한 것을 그림 6에 나타내었다.

소신호 해석에서는 회로의 기생성분들이 영향을 거의 미치지 않으므로,^{[1][2][4]} 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 평준화 기법^[6]을 사용하여 소신호 해석하기 위해 입·출력변수를 정의하고, 이를 상태 방정식의 형태로 정리하고,

$$\dot{X} = AX + BU \quad (18)$$

$$Y = CX + DU \quad (19)$$

이 방정식을 라플라스 변환하면 이 시스템의 주파수 특성을 쉽게 얻을 수 있다.

3.2 주파수 영역에서 가중치의 영향

가중치 전압 모드 제어에서 개환되는 신호(v_f)는

$$v_f = K_1 v_{o1} + K_2 v_{o2} \quad (20)$$

이고, 식 (16), (17)로부터 가중치 K_1, K_2 는

$$K_1 = \frac{R_{f2} R_f}{R_{f1} R_{f2} + R_{f1} R_f + R_{f2} R_f} \quad (21)$$

$$K_2 = \frac{R_{f1} R_f}{R_{f1} R_{f2} + R_{f1} R_f + R_{f2} R_f} \quad (22)$$

이를 상태 공간 평준화 기법으로 구한 수식에 대입하면 제어 대 개환 전달함수를 유도할 수 있다.

$$G_{vdh} = \frac{v_f}{d} = \frac{K_1 N_1 V_m (1 + \frac{s}{z_{esr1}})}{1 + \frac{s}{\omega_{o1} Q_1} + \frac{s^2}{\omega_{o1}^2}} + \frac{K_2 N_2 V_m (1 + \frac{s}{z_{esr2}})}{1 + \frac{s}{\omega_{o2} Q_2} + \frac{s^2}{\omega_{o2}^2}} \quad (23)$$

보통 ESR 영점이 전원부의 극점에 비해 매우 큰 값이므로 전달함수는 아래와 같이 간단히 표현된다.

$$G_{vdh} = \frac{v_f}{d} \approx \frac{K_f V_m (1 + \frac{s}{z_{esr}}) (1 + \frac{s}{\omega_z Q_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2})}{(1 + \frac{s}{\omega_{o1} Q_1} + \frac{s^2}{\omega_{o1}^2}) (1 + \frac{s}{\omega_{o2} Q_2} + \frac{s^2}{\omega_{o2}^2})} \quad (24)$$

$$K_f = K_1 N_1 + K_2 N_2 \quad (25)$$

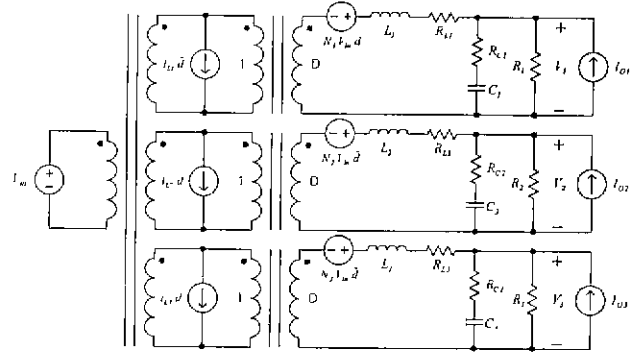


그림 6. 소신호 등가회로

Fig 6. Small-signal circuit model

$$\frac{1}{z_{esr}} \approx \frac{1}{K_f} \left(\frac{K_1 N_1}{z_{esr1}} + \frac{K_2 N_2}{z_{esr2}} \right) \quad (26)$$

$$\frac{1}{\omega_z^2} \approx \frac{1}{K_f} \left(\frac{K_1 N_1}{\omega_{o1}^2} + \frac{K_2 N_2}{\omega_{o2}^2} \right) \quad (27)$$

다중출력 컨버터의 전체 제어 대 개환 전달함수는 식(20)으로부터 구할 수 있다.

$$G_{vd} = \frac{v_f}{d} = K_1 G_{vd1} + K_2 G_{vd2} \quad (28)$$

3.3 보상기의 설계

구해진 전달함수는 4차함수이므로 고주파 와 저주파 대역에서의 특성은 2차와 비슷한 형태를 보이지만 중간 대역에서는 교차 주파수 등의 특성이 판이하게 달라지므로 적절한 보상기의 설계가 매우 중요하다. 3극점-2영점의 형태의 보상기를 가정하면,

$$F_v = \frac{K_m}{s} \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 + s/\omega_{z2})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (29)$$

의 형태에서 첫 번째 극점(ω_{p1})은 컨버터의 ESR 영점을 상쇄시키는 점에 위치시키고, 두 번째 극점(ω_{p2})은 스위칭 잡음을 줄이기 위해 스위칭주파수의 1/2지점에 위치시킨다. 응답속도를 향상시키기 위해 첫 번째 영점(ω_{z1})은 전달함수의 첫 번째 극점(ω_{p1})보다 조금 작게 위치시키고, 두 번째 영점(ω_{z2})은 루프이득을 증가시키기 위해 전달함수의 두 번째 극점(ω_{p2})보다 조금 큰 점에 둔다.

4. 시뮬레이션 결과

앞에서 제안된 설계방법을 검증하기 위해 PC 전원 공급 장치에 맞는 사양^[5]을 규격에 따라 설정하였다.

- 입력전압 : 100 VDC
- 출력 : 3.3 V : 0.3 ~ 28 A, 5 V : 1 ~ 30 A
12 V : 0 ~ 10 A
- 출력 맥동 전압 : 3.3 V : 50 mV, 5 V : 50 mV
12 V : 120 mV
- 스위칭 주파수 : $f_s = 100$ kHz ($T_s = 10$ μ s)

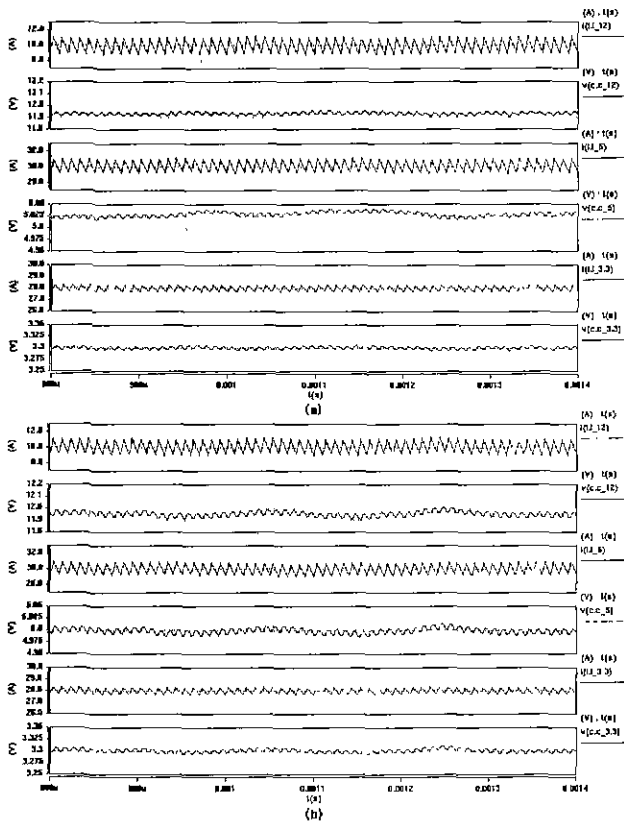


그림 7. 정상상태 시뮬레이션 파형

- a) 마스터-슬레이브 제어 b) 가중치 전압 모드 제어
 Fig 7. Simulated wave form in steady-state
 a) Master-Slave control
 b) Weighted voltage mode control

정상상태에서 출력전압을 살펴보면 그림 7에서 마스터-슬레이브 제어 방식에서는 직접 제어되지 않는 5 V 출력 전압이 가중치 전압 모드 제어되어 훨씬 개선된 것을 알 수 있다. 그림은 12 V 인덕터 전류, 출력전압, 5 V 인덕터 전류, 출력전압, 3.3 V 인덕터 전류, 출력전압의 순서이다.

이번에는 부하 변동시의 동특성을 알아보기 위해 3.3 V 출력을 증가시키고 동시에 5 V 출력을 감소시켰을 때의 출력 파형을 그림 8에 나타내었다. 여기서도 가중치 전압 모드 제어를 사용한 측의 과도 파형이 훨씬 개선된 것을 알 수 있다.

5. 결론

가중치 전압 모드 제어법을 채용한 다중출력 포워드 컨버터를 주요한 기생성분들을 포함하여 모델링하여 직류해석하고 이를 소신호해석을 통해 주파수 특성을 알아보았다. 그리고 이를 통해 가중치를 결정하고 보상기의 설계하는 과정을 제안하였다.

마지막으로 이를 PC 전원 공급장치의 사양^[5]에 맞도록 가중치 전압 모드 다중출력 포워드 컨버터를 구성하고 이를 SABER를 통해 시뮬레이션하여

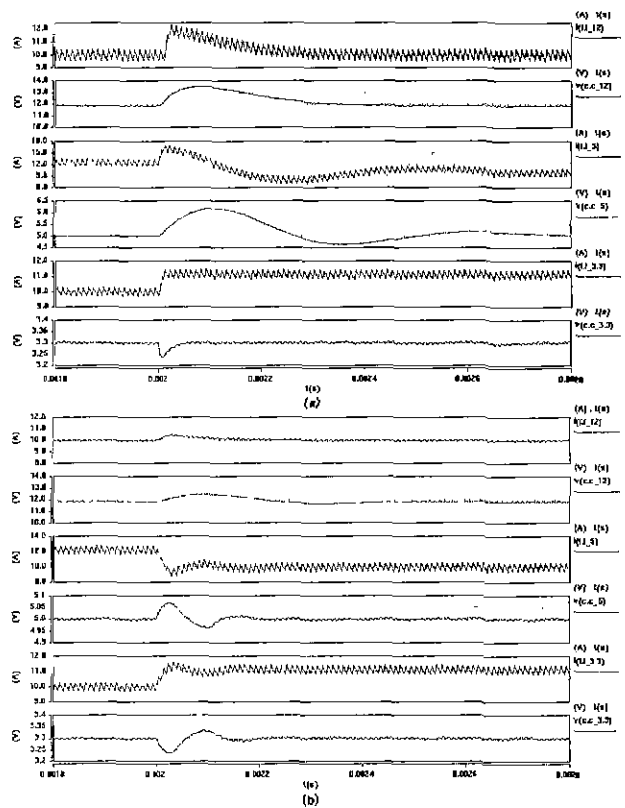


그림 8. 부하 변동시 시뮬레이션 파형

- a) 마스터-슬레이브 제어 b) 가중치 전압 모드 제어
 Fig 8. Simulated wave form in step-load
 a) Master-Slave control
 b) Weighted voltage mode control

직류특성과 동특성이 동시에 향상됨을 검증하였다

참고 문헌

- [1] F. Kurokawa and H. Matsuo, "A new Multiple- Output Hybrid Power Supply", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol 3, no 4, October 1988, pp 412-419.
- [2] L. H. Dixon, Jr, "The Effect of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performance", *Unitrode Power Supply Design Seminar*, 1988, pp. p2-1-p2-7.
- [3] K. Harada, T. Nabeshima and K. Hisanaga, "State-Space analysis of the cross regulation" *IEEE Power Electronics Specialists Conference Recordings*, 1977, pp186-192.
- [4] Qing Chen and Fred C. Lee "Analysis Design of Weighted Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter" *IEEE Applied Power Electronics Conference*, March 1993, pp 449-455
- [5] "Intel ATX Power Supply Design Guide" Intel Version 0.9, September 1998. pp 1-39
- [6] 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, September 1995, pp 589-596.