

유사공진형 SMPS의 보상기 설계에 관한 연구

◦임일선*, 허옥열*

* 인하대학교 전기공학과

A study on the compensator design of the quasi-resonant SMPS

◦I. S. Lim*, U. Y. Huh*

* Dept. of Electrical Engineering, Inha University

ABSTRACT-

In this thesis, the lead-lag compensator is designed to improve output characteristics of flyback zero voltage switching quasi-resonant converters. The switch and the diode are assumed ideally. And the SMPS is modelled by state equations with four operation modes. And the model for controller design is also achieved by using a state space averaging method, which is continuous time average of state variables every period. The lag, the lead and the lead-lag compensator is designed the SMPS respectively. The time domain analysis and the frequency domain analysis are done for each compensated circuit. It is possible increasing the phase margin and improving the transient response by the compensators.

The phase lag compensator has small overshoot comparatively. But the bandwidth is narrower than the others, so it has longest settling time.

For the phase lead compensator, the response come to steady-state within short period. But the overshoot is the largest due to its large peak gain.

Finally, the phase lead-lag compensator has medium characteristics in the overshoot and the settling time.

1. 서론

SMPS(switching mode power supply)는 상용전원을 전자기에 맞는 직류안정화 전원으로 변환하여 주는 모듈형 변환장치이다. 즉 상용주파수 이상의 고주파에서 스위칭 소자를 온/오프시키는 단속제어를 행하여 충격을 완화시키고 전압을 안정화시키는 역할을 하고있으며, 직렬 레귤레이터에 비해 소형, 경량, 고효율이 장점이다. [1] 일반적으로 SMPS의 구동 제어 방식은 펄스폭변조 방식에 스위칭부를 구동시키는 PWM (pulse width modulation)형 제어방식과 LC 싸인 공진파형을 이용한 공진형(resonant type) 제어방식으로 구분된다. [2] 공진형은 싸인파형의 전압 또는 전류의 형태로써 전력을 제어하는데, 공진하는 LC 회로의 관성(inertia)에 의하여 전류 또는 전압이 '영'에 가깝게 서서히 변화하며, LC 회로의 병렬측 전압이 최소화기 유지될때 스위치의 턴온 또는 턴-오프가 발생하여 스위칭 손실이 최소화된다. 스위칭 손실이 축소되므로 스위칭

소자는 높은 주파수 동작에서도 견딜수 있으며, 높은 스위칭 동작시 필터부 및 변압기부가 소형 경량화된다. 한편 높은 전압레벨에서의 턴-온은 드라이브 회로에서 커패시터를 통하여 심각한 스위칭 노이즈와 불안정성이 야기된다. [3] 이러한 불안정성은 스위칭 주파수가 증가될때 더욱 확대된다. 전력회로에서 이러한 단점을 극복하고 반도체장치의 스위칭 특성을 향상시키기 위하여, 유사공진형 스위칭(quasi-resonant switching)이 제안되었다. [4][5][6][7] 기존의 PWM 구동 제어형태를 그대로 유지하여 회로 및 제어의 복잡성을 피하고, 스위치에 LC 공진회로를 부가하여 스위칭 손실을 최소화한 제어방식을 유사공진형 이라한다. 유사공진형에는 기본적으로 영 전압 스위칭(ZVS: zero current switching) 과 영전류 스위칭(ZCS: zero current switching) 으로 구분된다. 본 연구에서는 대상시스템으로서 영전압 스위칭 방식의 플라이백 유사공진형 전원을 채택하였다. [8] 대상시스템의 스위치부 및 다이오드를 이상적이라고 가정하고, 스위치와 다이오드의 온 오프 상태의 조합에 따라서 네개의 동작모드로 구분하여 각각의 동작모드에 대하여 상태방정식으로 모델링 하였다. [9][10] 회로해석용 프로그램을 작성하여 모델링된 시스템을 모의실험 하였다. 프로그램은 'C'언어로 작성하였고, 상태방정식의 해를 구하기 위하여 Runge kutta 4차식을 사용하였다. 한편 시스템의 보상기설계를 위하여 상태공간 평균화법(state space averaging method) [11][12] 을 이용하여 네개의 동작모드의 상태방정식을 하나의 전달함수로서 표현하였고, 이 전달함수로서 주파수 영역에서 안정도 해석을 하였다. 해석된 결과를 토대로 하여 시스템 제어기로서는 지상, 진상 및 진지상보상기들을 도입하였다. [13] [14] 이 보상된 회로의 주파수 영역 해석 및 페루프 스텝응답 특성의 안정도 해석을 하여 보상되지 않은 회로의 결과와 비교하였다. [15]

2. 대상시스템 모델링

그림.1.은 플라이백 유사공진형 SMPS의 기본회로이며, 그림.2.는 회로의 2차측을 1차측으로 변환한 모델이다. 이때 변압기는 가극성이므로 상호인덕턴스가 M일때 손실 인덕턴스는 $(L1-M)$ 이 된다. 따라서 공진인덕턴스 Lr 은 $(L1-M)$ 이 된다. 또한 1차측으로 환산된 Cp 는 2차측 $Cout$ 을 권선비 N의 제곱으로 나눈 값이며 1차측 Rp 는 2차측 $Rout \times N^2$ 이다. 스위치와 다이오드는 이상적이라고 가정하였고, 각각 저항 r_s, r_d 로 대체하였다.

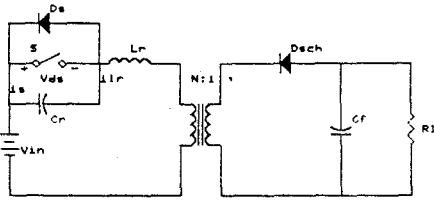


그림.1. 플라이백 유사공진형 SMPS 회로

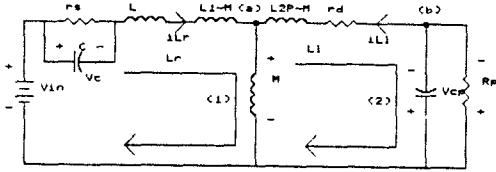


그림.2. 2차측 회로의 1차측 변환모델

스위치와 다이오드가 온,오프의 조합으로 네개의 동작모드로 나누어지며, 네개의 동작모드는 다음과 같으며 그림.3.에서 주기에 대하여 도식화 하였다.

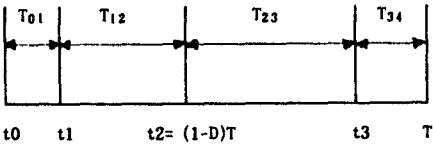


그림.3. 주기에 대하여 정규화된 동작모드별 지속시간

- 1) T₀₁[t₀, t₁] 기간(D_{SCH} OFF, S OFF): C_r의 선형 충전 모드
t₀ 시점에서 스위치가 턴-오프되고, 이때 다이오드 D_{sch}는 계속 역바이어스 되어있으며 전류는 스위치로부터 C_r로 방향이 바뀌어 흐르게되며, 이로 인하여 V_{DS}전압이 선형적으로 증가하게된다.
- 2) T₁₂[t₁, t₂] 기간(D_{SCH} ON, S OFF): L_r과 C_r의 공진 모드
V_{DS}가 [V_{IN}+NXV_{OUT}]레벨에 이르면 D_{SCH}의 전압이 영 레벨에 이르게 된다. 이 시점이 t₁이고 다이오드가 도통되며 순바이어스 된다. 이것을 다이오드의 자연전류(Natural commutation)라 하며, 이 기간동안 변압기의 코어에 축적된 에너지가 부하에 전달(flyback)되며 L_r과 C_r로 인해 공진을 일으킨다. 그림.1.의 회로에서 (V_{IN}+NXV_{OUT})이 DC성분이고 공진의 기준점이 되어 유사 싸인파형의 진동을 하게 된다. 그런데 V_{DS}전압이 음의 전압으로 공진하려는 시점에서 전압이 영전위로써 클램프되며 이 V_{DS}의 영전압은 스위치가 온 될때까지 지속되며 스위치 턴-온시에 영전압 스위칭 되는 조건이 된다.
- 3) T₂₃기간 [t₂, t₃](D_{SCH} ON, S ON): i_{Lr}의 선형 증가 모드
t₂시점에서 스위치 턴-온되고 D_{SCH}는 여전히 순바이어스 되어 있으므로 L_r에 대해 공급되는 V_{IN}+NXV_{OUT}전압의 레벨로 i_{Lr}을 선형적으로 증가시킨다.
- 4) T₃₄기간 [t₃, T](D_{SCH} OFF, S ON): 스위치 S의 도통 모드
t₃ 시점에서 i_{Lr}이 자화전류 레벨에 이르게 되며 이때 D_{SCH}에 흐르는 전류는 제로가되어 D_{SCH}는 역바이어스된다. 이 기간중에 스위치 S에 자화전류가 도통되며 변압기의 코어에 에너지가 축적되며 2차측에 에너지가 전달되지 않는다.

그림.2.에서 Normal tree를 C→V_{IN}→M→V_{CP}→r_d 경로로 설정하면 두개의 cut set과 두개의 loop가 생기고, 각각 마디해석 및 루프올 하였다. 여기에서 상태변수 (state variable)는 V_c, V_{cp}전압과 i_{Lr}, i_{Ll}전류로서 4개가 되며 초기 조건은 모두 '0'가 된다. 네가지 동작모드에 대한 상태방정식은 다음과 같다.

* T₀₁ 동작모드의 상태방정식

$$\begin{bmatrix} V_c' \\ V_{cp}' \\ i_{Lr}' \\ i_{Ll}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C & 0 \\ 0 & -1/(R_p * C_p) & 0 & 0 \\ -1/(L_r + M) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_c \\ V_{cp} \\ i_{Lr} \\ i_{Ll} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/(M+L_r) \\ 0 \end{bmatrix} * V_{IN}$$

* T₁₂ 동작모드의 상태방정식

$$\begin{bmatrix} V_c' \\ V_{cp}' \\ i_{Lr}' \\ i_{Ll}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C & 0 \\ 0 & -1/(R_p * C_p) & 0 & 1/C_p \\ -(M+L_r)/D & M/D & 0 & 0 \\ M/D & -(M+L_r)/D & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_c \\ V_{cp} \\ i_{Lr} \\ i_{Ll} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ (M+L_r)/D \\ -M/D \end{bmatrix} * V_{IN}$$

* T₂₃ 동작모드의 상태방정식

$$\begin{bmatrix} V_c' \\ V_{cp}' \\ i_{Lr}' \\ i_{Ll}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/(R_p * C_p) & 0 & 1/C_p \\ 0 & M/D & 0 & 0 \\ 0 & -(M+L_r)/D & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_c \\ V_{cp} \\ i_{Lr} \\ i_{Ll} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ (M+L_r)/D \\ -M/D \end{bmatrix} * V_{IN}$$

* T₃₄ 동작모드의 상태방정식

$$\begin{bmatrix} V_c' \\ V_{cp}' \\ i_{Lr}' \\ i_{Ll}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/(R_p * C_p) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_c \\ V_{cp} \\ i_{Lr} \\ i_{Ll} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/(L_r + M) \\ 0 \end{bmatrix} * V_{IN}$$

(단 D = L_r*L_l + M(L_r*L_l))

그림.2.에서 각 소자들의 값은 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} C_r : 4[nF] \\ L_r : 3.02[mH] \\ M : 19.98[mH] \\ R_p : 230.4[\Omega] \\ C_p : 391[nF] \\ L_l : 0.0648[mH] \end{bmatrix}$$

상태변수를 주기마다의 평균화 해석을 하게되면, 복잡한 스위칭 파형을 일정하게 해석 가능하게된다. 이것을 상태공간 평균화법이라고 하고, 그림.3.의 4개의 동작모드의 각각의 행렬을

시스템 행렬 (4×4) : A1, A2, A3, A4,
 시스템 입력행렬 (1×4) : B1, B2, B3, B4,
 시스템 출력행렬 (4×1) : C

이라고 표시하면, 이것의 상태공간평균은 다음과 같이 된다.

* 상태공간 평균

$$A = A1*t1*fs + A2*[(1-D)-t1*fs] + A3*t3*fs - (1-D) + A4*(1-t3*fs) \quad (5)$$

$$B = B1*t1*fs + B2*[(1-D)-t1*fs] + B3*t3*fs - (1-D) + B4*(1-t3*fs) \quad (6)$$

그런데 모의실험 결과 T_{01} 과 T_{34} 는 듀티비가 변화해도 거의 일정함을 알수있다. 식(6)에서 듀티비(D) = 0.48, $t1*fs=0.054$, $t3*fs=0.931$ 로 고정시키고, 파라미터값을 대입하면 전달함수는 아래와 같다.

* 상태공간 평균화법에 의한 전달함수

$$Y(S)/U(S) = Vout/Vin = C(sI-A)^{-1}B \quad (7)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & (250000000-250000000D) & 0 \\ 0 & (-11100.504) & 0 & 2218926.05 \\ (-304.542038+324.192D) & 280.35981 & 0 & 0 \\ (300.524-323.1441D) & -322.73653 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 280.938544 \\ -280.35984 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

3. 보상기 설계

상태공간 평균화 모델링된 전달함수에 이득 20을 포함한 전달 함수(G20(S))는 아래와 같다.

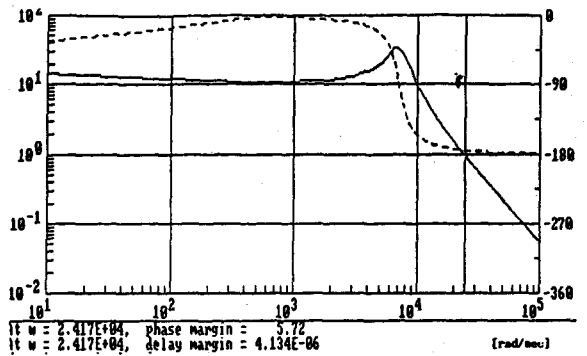
$$G20(s) = G(s) \times K = G(s) \times 20 = \frac{5.36311e+8(s+0.2786)(s+6.4631)}{(s^2+9)[(s+1110.66)^2+6983.296^2]} \quad (11)$$

G20(S)의 보드선도, (G20/(1+G20))의 페루프 주파수 특성 및 참조전압을 1/s의 스텝응답을 주었을때의 루프 스텝응답 특성은 그림.4.에서 보여진다. 최대치 이득은 30.77[dB] (34.57) 이므로 덤핑이 매우크고, 따라서 오버슈트로 인한 진동이 크고 1.5[msec] 까지 진동이 지속된다. 이득여유는 매우 크므로 문제시 되지않고, 최대치 개인주파수에서 위상강 하가 첨예하고 위상여유는 5.72° 로 매우 작아지므로 위상여유의 증가가 요구된다.

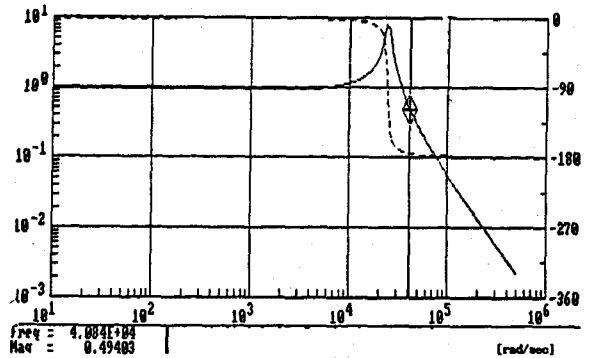
그림.4.(a)의 보드선도상에서 위상각이 -180° 부근에서의 주파수인 13.480[Hz]를 지상보상기의 새로운 개인고차 주파수로 결정하였다. 이때 새로운 절점주파수는 새로운 개인고차주파수의 1/10으로 결정하면 $1/T_2$ 는 1.348[Hz]가되고, $1/(\beta \times T_2)$ 는 135[Hz]로 하였다. 따라서 지상 보상기의 전달함수는 다음과 같다.

* 지상보상기의 전달함수

$$K(S)' = \frac{(s + 1348)}{(s + 135)} \quad (12)$$



(a) G20(S)의 보드선도



(b) G20(S)의 페루프 주파수 특성

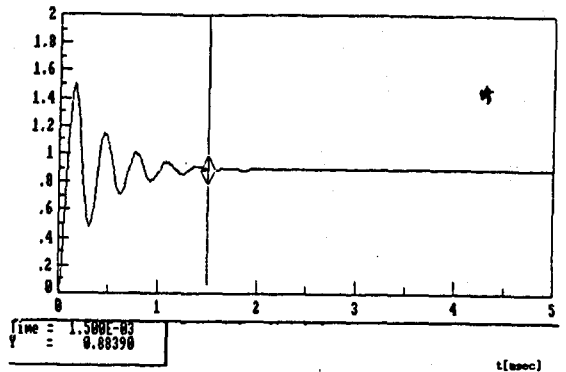


그림.4.(c) G20(S)의 페루프 스텝응답 특성

* 지상보상최로의 전달함수는

$$Glag(S) = G(S) \times K/\beta \times K(S)' \quad (13)$$

(여기서 K/β : 증폭기 이득, $K: 20$, $\beta: 10$) 이 된다.

그림.4.(a)의 보드선도를 보면 +14[dB] (+5.0)의 개인주파수인 10.660[Hz]에서 전상보상기의 기하학적 평균주파수 (ω_w)를 결정하였고, 절점 주파수는 각각 $1/T = 3.370$, $1/(\alpha \times T) = 33,700$ ($\alpha = 0.1$)이 되며 이 보상기의 전달함수는 다음과 같다.

* 전상보상기의 전달함수

$$K(S) = \frac{(s + 3370)}{(s + 33700)} \quad (14)$$

* 진상보상회로의 전달함수

$$G_{lead}(S) = G(S) \times K/\alpha \times K(S) \quad (15)$$

(여기서 K/α : 증폭기 이득, K : 20, α : 1/10) 이 된다.

진지상보상기는 앞서의 진상과 지상보상기를 직렬연결하였다. 진지상보상기 전달함수와 진지상 보상회로 전달함수는 다음과 같다.

* 진지상 보상기 전달함수

$$K(S)' \times K(S) = \frac{(s+1348)(s+3370)}{(s+135)(s+33700)} \quad (16)$$

* 진지상보상회로 전달함수

$$G_{LL}(S) = G(S) \times K \times K(S)' \times K(S)$$

(여기서 K 는 증폭 이득 이다.)이 된다.

4. 모의실험

동작모드별로 모델링된 상태방정식을 컴퓨터 프로그램화하여 모의실험 하였다. 프로그램의 초기모드는 스위치 오프, 다이오드 온 상태인 T_{01} 동작모드에서 시작하였으며, 상태변수 출력후 해당되는 동작모드를 설정하였다. Runge kutta 4차 알고리즘을 사용하여 동작모드별 상태방정식을 해석하였다. 이것의 흐름도는 그림. 5.와 같다. 스위칭주파수 40[KHz], 입력전압 160[V] 일때의 모의실험 결과는 출력전압(V_{out}) 파형, V_{cr} 공진파형, I_{Lr} 공진파형은 그림. 6, 7, 8에 각각 나타내었다. 그리고 진상, 지상, 진지상 보상기의 보드선도, 페루프 주파수 응답 및 페루프 스텝응답 특성은 각각 그림. 9, 10, 11과 같다.

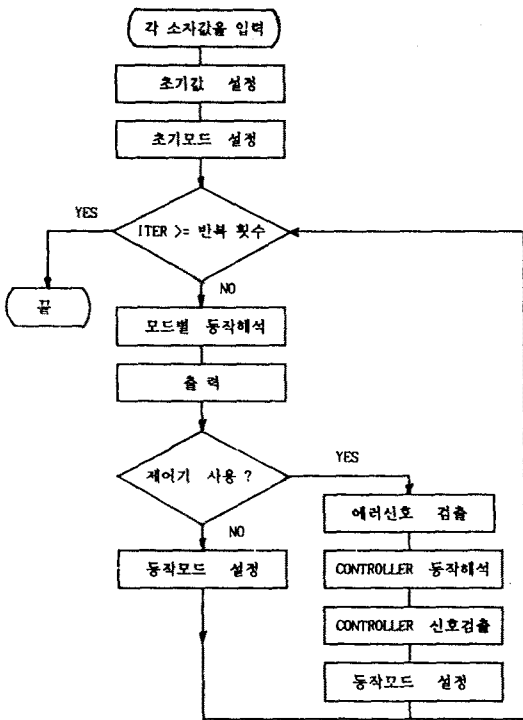


그림. 5. 해석프로그램의 흐름도

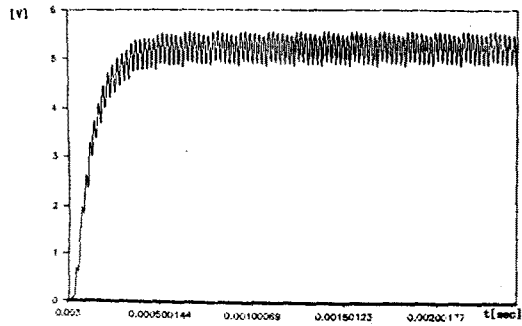


그림. 6. V_{out} 레귤레이션 파형

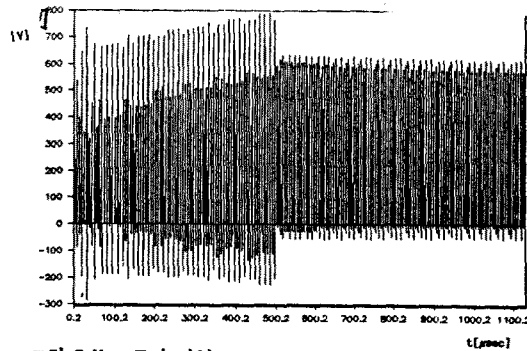


그림. 7. V_{cr} 공진 파형

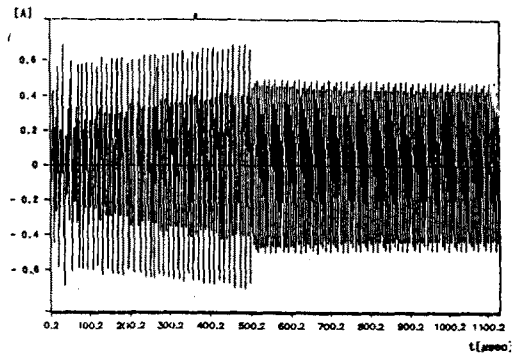
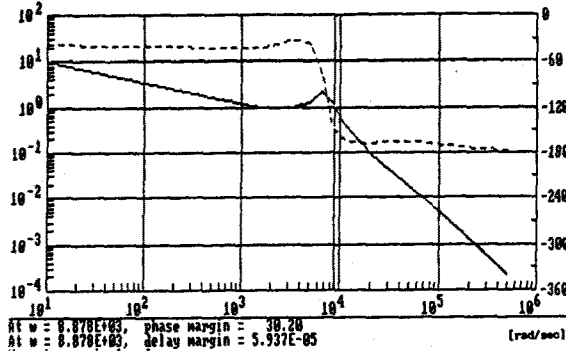


그림. 8. I_{Lr} 공진파형

그림. 9.에서 보면 지상보상기를 씌우므로써 주파수 대역폭이 40,840[Hz]에서 12,380[Hz]로 격감되었고, 진동지속시간은 1.5[msec]에서 4.0[msec]로 반비례하여 늘어나 과도응답특성이 느려짐을 보여주었다. 반면에 위상여유는 5.72°에서 30.2°로 늘어났고 최대이득이 30.77[dB] (34.579)에서 7.04[dB] (2.25)로 완화되어 오버슈트가 작아지므로 정상상태 특성은 좋아졌음을 보여주고있다. 또한 저역필터로 작용하여 과도응답 특성이 안정됨을 보여주었다.

그림. 10.의 진상보상기는 보상전 회로와 비교하여 최대이득이 33.45[dB] (47.06)로 매우 높아졌으나, 주파수 대역폭이 118,600 [Hz]로 현격히 증가함으로써 진동 지속시간이 1.5[msec]에서 0.17[msec]로 감소하여 빠른 과도응답 특성을 가짐을 알수있다. 또한 위상여유도 39.05°로 증가하였다. 진상보상기는 고역필터로 작용 하여 주파수 대역폭을 넓히고 모

특성을 대폭 향상시킬 수 있다. 그러나 고역필터는 높은 주파수 동작영역에서 과도한 노이즈 발생이 우려되므로 보통은 진상보상기 형태로써 사용하는 것이 보통이다.



(a) G1ag(S)의 보드선도

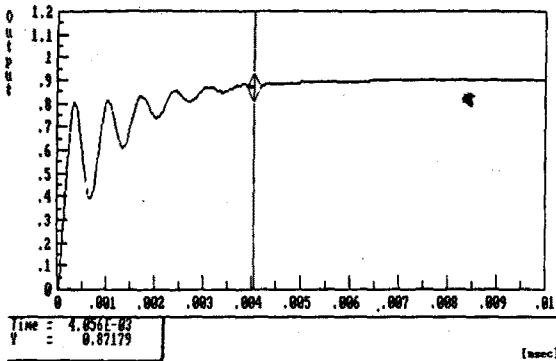
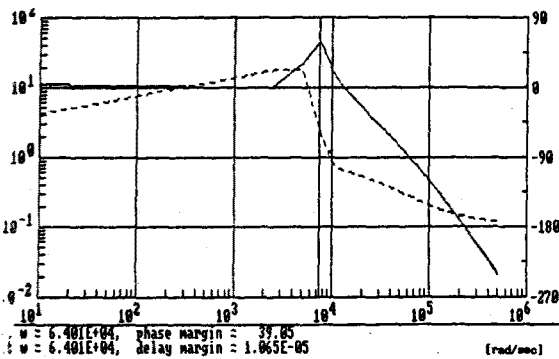


그림.9.(b) G1ag(S)의 페루프 스텝응답 특성



(a) Glead(S)의 보드선도

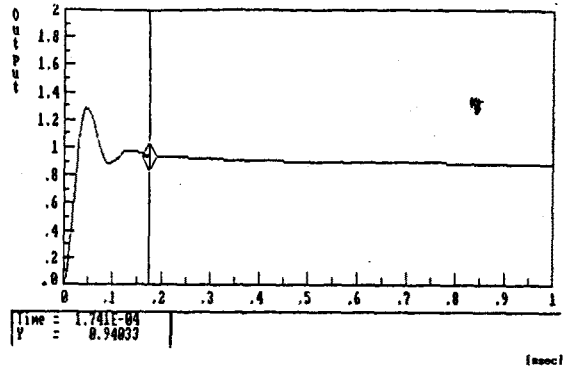
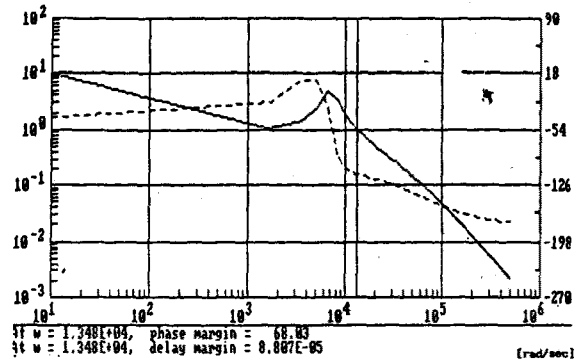


그림.10.(b) Glead(S)의 페루프 스텝응답 특성



(a) GLL(S)의 보드선도

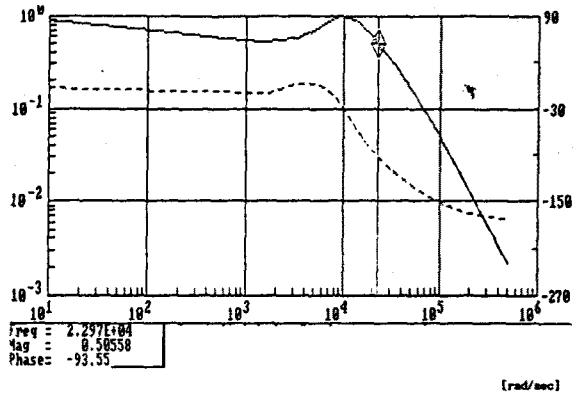


그림.11.(b) GLL(S)의 페루프 스텝응답 특성

그림.11의 진상보상기는 보상전 회로와 비교하여, 주파수 대역폭은 40,840[Hz]에서 22,970[Hz] (지상: 12,380[Hz], 진상: 118,600[Hz])로 지상과 진상보상기의 중간값 이고, 진동 지속시간이 0.88 [msec]로서 진상보다는 길지만 과도응답 특성이 안정되어 있음을 보여주고, 최대 이득이 30.77[dB] (34.57)에서 14.07[dB] (5.057) (지상: 7.04[dB] (2.25), 진상: 33.453[dB] (47.062))로 완화되어 오버슈트가 작아지고 정상상태 특성도 좋아진다. 한편 위상여유는 5.72°에서 68.03° (지상: 30.2°, 진상: 39.05°)로 좋아져서 가장 안정된 영역에서 동작되게 된다

5. 결론

본 연구에서는 유사공진형 SMPS에 대한 진상, 지상 및 진 지상 제어기 설계기법에 대해 다루었다. 대상시스템을 상태 공간평균화 방법에 의해 모델링 하였다. 보드선도를 통해서 볼때 이득여유는 충분하였으며, 지상보상기는 오버슈트는 없으나 기준입력에 대하여 39[%]의 이득인 언더슈트를 가졌으며, 대역폭이 12,380[Hz]로서 가장적이고 따라서 진동지속시간이 4.0[msec]로서 가장 오래 지속되었다.

진상보상기는 지상보상기의 9.6배에 달하는 118,600[Hz]의 가장 큰 대역폭을 가졌고, 따라서 과도응답시간은 지상보상기보다 약 26배 빠른 0.17[msec]로서 최대로 빨랐으나, 33.45[db]의 가장 큰 최대이득으로 기인한 30[%]의 가장 큰 오버슈트를 보였다.

진지상보상기가 위상여유 68.03° 로서 보상됨을 보여주었고, 과도응답시간이 1.5[msec]로서 진상보상기보다는 8.8배 정도 느리지만 오버슈트가 거의없으며 오실레이션이 작아 가장 안정된 과도특성을 가짐을 알았다. 이는 진지상보상기가 고주파 영역의 위상진상 부분에서는 써스텀 대역폭을 증가시켜 응답속도를 개선하여주며, 위상 지연 부분에서는 저주파수 이득을 증가시킴으로써 정상상태의 응답을 향상시키는 저역 및 고역필터로서 작용함을 알 수 있었다. 이 제어기의 간단한 설계기법으로 위상여유를 확보하여 동작안정도를 증가시켰으며, 이 회로를 구현하여 실제시스템에 적용하여 확인하는것이 필요하다고 하겠다.

6. 참고문헌

- [1] 스위칭 레귤레이터 설계 Know How, 도서출판 새운, 1985.
- [2] 최신전원회로 설계 핸드북, 도서출판 새운, 1985
- [3] Fred C. Lee, High frequency Quasi-Resonant Converters Technologies, Proceeding of the IEEE, APRIL 1988
- [4] K.H. Lju & Fred C. Lee, Resonant switches-Topologies & characteristics, IEEE PESC Record pp 106-111, 1985
- [5] M.M. Jovanovic, D.C. Hopkins & F.C. Lee, " Design aspects for high frequency off-line quasi-resonant converters , High freq. power conversion conf. proceedings, 1987
- [6] K. Lju & F.C. Lee, " Secondary -side resonant for high frequency power conversion, " IEEE Applied power electronics conf., pp. 88-89, 1986
- [7] Kwang-Hwa Lju & Fred C. Lee , ZVS Technique in DC-DC Converters, IEEE PESC Record pp. 58-70, 1986
- [8] W.A. Tabisz, P. Gradzki, F.C. Lee, ZVS-QR Buck & Flyback Converters, IEEE PESC Record, pp. 404-413. 1987.
- [9] William L. Brogan, Modern control theory Second Edition, Prentice-Hall, INC, 1985.
- [10] R.D. Middlebrook, Modelling & Design Principle of Switching converters & Regulators, copyright by R.D. Middlebrook, 1989.
- [11] Daniel M. Mitchell, DC-DC Switching Regulator Analysis , McGraw Hill, Inc , 1988
- [12] C.T. Rim, G.H. Cho, practical Switch based State Space Modelling of DC-DC converters with all parasitics , Journal of KIEE, vol 2, No 1, January, 1988.
- [13] R.D. Middlebrook, small signal Modelling of pulse width modulated switched mode power converters, proceeding of the IEEE vol 76, No. 4, April, 1988.
- [14] R.D. Middlebrook, Analysis & Design Methods for feedback systems, copyright 1989 By Middlebrook
- [15] 김종식, 선형 제어 시스템공학, 청문각, 1991.