

연속-불연속 경계모드에서 동작하는 역률보상회로를 위한 소신호 모델

강용한* 서보혁
경북대학교 전기공학과

Small-Signal Model for Controlled On-Time Boost Power Factor Correction Circuit

Yonghan Kang and Bohyeok Seo
Electrical Engineering Kyungpook National University

Abstract - A new small-signal model for the controlled on-time boost power factor correction (PFC) circuit is presented. The proposed small-signal model is valid up to high frequencies over 1kHz. If to remove the low-frequency ripple from the output a 120Hz notch filter is used, the proposed model can be used for the control design of the PFC circuit to improve the dynamics of the output voltage. The accuracy of the model is confirmed by comparing the experimental results with the simulational result.

1. 서 론

최근 IEC 1000-3-2와 같은 국제규제에 의해 입력 선전류 고조파에 대한 기준이 정해지면서 dc-dc 컨버터의 입력단에서 입력역률을 보상하기 위한 역률보상회로의 채용이 일반화 되어가고 있다. 일반적으로 많이 사용되는 승압형 역률보상회로에 대한 DC특성은 여러 연구자들에 의해 많이 알려져 있지만, 소신호 특성은 아직 제한적으로 알려져 있다. 소신호 특성을 분석하기 위해서는 소신호 모델이 필요한데, 지금까지 제시된 승압형 역률보상회로의 소신호 모델은 다음과 같다.

먼저, 입력 선전압의 주파수보다 낮은 저주파수 영역에서 사용할 수 있는 소신호 모델이 제시되어져 있으며[1], 이는 본 논문에서 다루고 있는 연속-불연속 경계모드에서 동작하는 역률보상회로에 적용된 바 있다[2]. 그리고 고주파수 영역까지 사용할 수 있는 소신호 모델은 평균전류모드 제어(average current-mode control)를 사용한 역률보상회로에 적용되어 그 타당성이 확인되었지만[3], 이는 연속 모드에서 동작하는 역률보상회로에 국한되어 적용되어졌다. 따라서, 본 논문에서는 그림 1과 같은 연속-불연속 경계모드에서 동작하는 역률보상회로를 위한 고주파수 소신호 모델을 제시하며, 200W급 역률보상회로를 제작하고, 전압 모드 제어를 위한 보상기를 설계하여, 제어신호 대 출력전압 전달함수와 루프 이득을 측정하여 제시된 소신호 모델의 타당성을 확인하였다.

2. 승압형 역률보상회로의 소신호 모델

2.1 소신호 모델

소신호 모델의 유도과정은 두단계로 구분될 수 있다. 첫째는 전원단에 대한 소신호 모델의 유도이고, 다음은 변조기(modulator)에 대한 소신호 모델의 유도이다.

2.1.1 전원단 모델링

전원단에 대한 소신호 모델을 유도하기 위해서 먼저, 정류된 교류 선전압 대신 그에 해당하는 rms값을 입력전압으로 하였다. 이와같은 방법은 이미 다른 연구자들에 의해 그 타당성이 증명되었다[3-5]. 이와같이 할 경우 정주기 후단은 일반적인 승압형 dc-dc 컨버터의 전원단처럼 다루어 질 수 있다. 그림 2는 불연속 모드 PWM 스위치의 단자전류와 단자간 전압을 나타내며, 이 불연속모드 모델에 경계조건을 대입하여($t_{on} = 0$) 경계모드에서 동작하는 역률보상

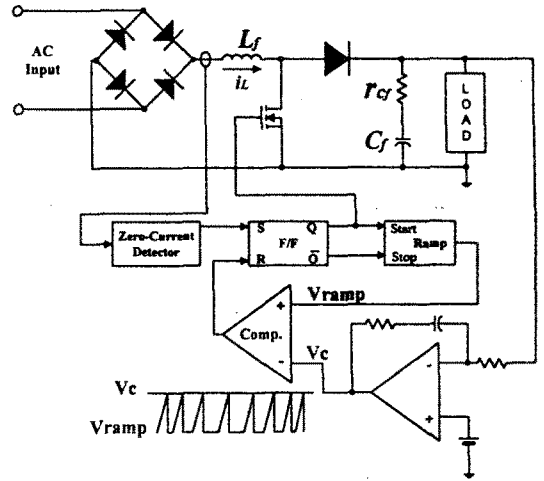


그림 1. 연속-불연속 경계모드에서 동작하는 역률보상회로의 개략도

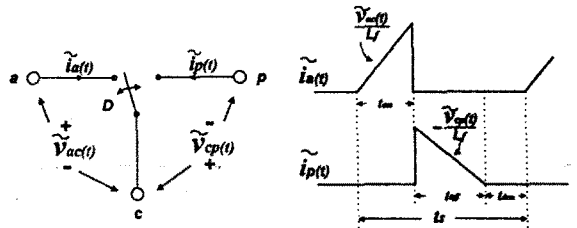


그림 2. 불연속모드 PWM 스위치의 단자전압과 전류

회로의 소신호 모델을 유도하였다. 그림 2에서 $\tilde{i}_a(t)$, $\tilde{i}_p(t)$ 와 $\tilde{v}_{ac}(t)$, $\tilde{v}_{cp}(t)$ 는 PWM 스위치의 순시 단자전류와 단자전압을 나타낸다. 그림 3은 PWM 스위치를 가진 경계모드에서 동작하는 역률보상회로의 전원단을 나타낸다. 그림 2로부터 다음의 평균 단자전압과 단자전류의 관계식이 쉽게 유도되어 진다[6].

$$i_a = \frac{d}{d_2} i_p \tag{1}$$

$$v_{ac} = \frac{d_2}{d} v_{cp} \tag{2}$$

$$d_2 = \frac{2L_f}{d t_s} \frac{i_p}{v_{ac}} \tag{3}$$

여기서,

$$d = \frac{t_{on}}{t_s}$$

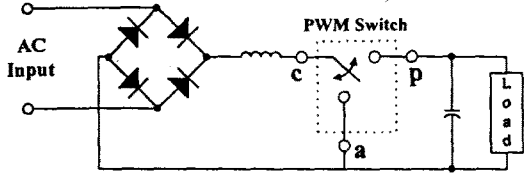


그림 3. PWM 스위치를 가진 역률보상회로의 전원단

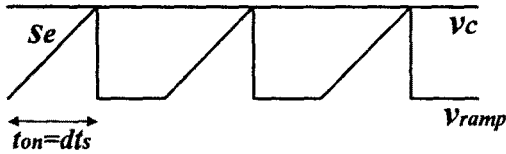


그림 4. 제어원리 개략도

$$d_2 = \frac{t_{off}}{t_s}$$

를 나타낸다.

위에서 유도된 평균 단자전류와 단자전압 관계식에서 d_2 대신 $1-d$ 를 대입한 후 미소변동분을 고려하여 식을 전개하면 다음의 식들을 구할 수 있다.

$$\hat{v}_{ac} = \frac{V_{ac}}{I_a} \hat{i}_a + \frac{V_{ac}}{I_p} \left(\frac{I_p}{1-D} - \frac{I_a}{D^2} \right) \hat{d} \quad (4)$$

$$\hat{v}_{cp} = \frac{2V_{cp}}{V_{ac}} \hat{v}_{ac} + \frac{V_{cp}}{D} \hat{d} - \frac{V_{cp}}{I_p} \hat{i}_p \quad (5)$$

2.1.2 변조기 모델링

역률보상회로의 입력을 정류된 선전압 대신 그에 해당하는 rms값으로 하였기 때문에 스위칭 주파수가 일정하게 되며, 듀티비(duty-ratio)도 일정하게 된다. 따라서, 변조기의 소신호 모델은 일반적인 전압모드 제어(voltage-mode control) dc-dc 컨버터의 변조기 이득과 같은 모양을 가지게 된다. 그림 4는 직류 입력전압을 가진 경우, 이 역률보상회로의 제어원리를 나타내고 있다. 그림 4로부터

$$d t_{s_e} = v_c \quad (6)$$

이며, 여기서 s_e 는 삼각파의 기울기를 나타낸다.

식(6)에서 미소변동분을 고려하여, 변조기 이득(F_m)을 구하면,

$$s_e t_s (D + \hat{d}) = (V_c + \hat{v}_c)$$

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = \frac{1}{s_e t_s}$$

와 같이 된다. 그림 5는 전원단과 변조기의 소신호 모델을 결합한 전체 소신호 모델을 나타낸다. 여기서, $G_v(s)$ 는 전압제한 보상기를 나타내며,

$$E_{bi} = \frac{V_{ac}}{I_p} \left(\frac{I_p}{1-D} - \frac{I_a}{D^2} \right)$$

$$r_{bi} = \frac{V_{ac}}{I_a}$$

$$r_{bo} = -\frac{V_{cp}}{I_p}$$

$$E_{bo} = \frac{V_{cp}}{D}$$

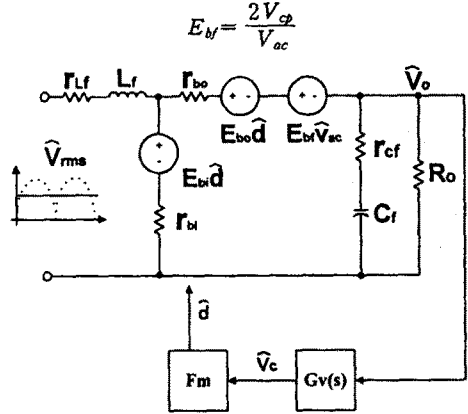


그림 5. 유도된 소신호 모델

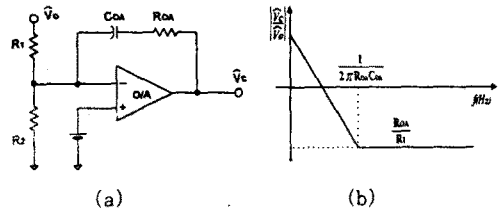


그림 7. 전압제한 보상기 (a) 회로개략도 (b) 이득특성

을 나타낸다. 대문자로 표시된 문자열은 모두 동작점에서의 DC값들이다.

2.2 제어신호 대 출력전압 전달함수 ($\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c}$)

그림 6에서는 유도된 소신호 모델을 이용한 시뮬레이션 결과와 200W급 역률보상회로의 제어신호 대 출력전압 전달함수의 측정값이 비교되어졌다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 직류입력을 가진 경우에는 시뮬레이션 결과와 스위칭 주파수의 반주기까지 잘 일치하지만, 교류입력을 가진 경우에는 1kHz미만까지만 일치한다. 그리고, 교류입력을 가진 경우에는 고주파수에서 'dip'이 발생하는 것도 알 수 있다. 이 'dip'의 위치는 실험적으로 인덕터 값과 커패시터의 등가직렬저항, 그리고 커패시터 값에 의해 결정됨을 알 수 있었다.

3. 전압제한 보상기 설계

전압제한 보상기로는 그림 7과 같은 PI제어기가 사용되었으며, 이 보상기는 입력전압 전범위와 출력부하 전범위에서 저항부하와 일정전력부하를 위한 최적의 보상기로 사용되었다(1).

$$G_v(s) = \frac{1 + sC_{oo}R_{oo}}{sC_{oo}R_1} = \frac{1 + s/\omega_2}{s/\omega_p}$$

저항부하일 경우, 영점은 원하는 루프이득 교차주파수(loop gain crossover frequency)에 놓여져야 한다.

$$\omega_2 = \frac{1}{C_{oo}R_{oo}} \quad (7)$$

보상기 이득 특성에서 영점 이후에는 기울기가 0이므로, 이때의 값을 이용하여 R_{oo} 를 구할 수 있다.

$$\left| \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} \right|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{R_{oo}}{R_1} \quad (8)$$

여기서, R_1 의 값은 미리 결정되어져 있어야 한다.

식(7)과 식(8)로부터 C_{oa} 의 값이 계산되어지며, 따라서, 극점도 다음과 같이 구해진다.

$$\omega_p = \frac{1}{C_{oa}R_1}$$

그림 8은 설계된 보상기를 사용하여 측정한 루프이득과 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. 그림에서 볼 수 있는 바와같이 직류입력을 가진 경우와 시뮬레이션 결과가 잘 일치하고 있음을 볼 수 있다. 교류입력을 가진 경우는 측정상의 어려움으로 인해 제시되어지지 못하였다.

3. 결 론

본 논문에서는 연속-불연속 경계모드에서 동작하는 역률 보상회로에 대한 새로운 고주파수 소신호 모델을 제시하였다. 제시된 소신호 모델은 경계모드에서 동작하는 특성을 이용하여 불연속 모드 dc-dc 컨버터의 소신호 모델로부터 유도되어졌고, 변조기 이득(modulator gain)은 일반적인 전압모드 제어(voltage-mode controlled) dc-dc 컨버터에서 사용한 방법과 동일한 방법을 이용하여 구해졌다.

교류입력을 가진 경우와 직류입력을 가진 경우에 대해 컨버터의 제어신호 대 출력전압 전달함수와 시뮬레이션 결과가 비교되어졌으며, 직류입력의 경우에 대해 컨버터의 루프 이득도 제시된 소신호 모델을 이용한 시뮬레이션 결과와 비교되어졌다.

일반적으로 단상 승압형 역률보상회로는 출력주파수 120Hz 리플을 가진다. 따라서, 인덕터 전류의 왜곡현상을 최소화 하기 위해 루프 이득 교차주파수는 보통 10~30Hz로 낮게 놓여진다. 그러나, 만일 120Hz 대역저지 여파기가 사용된다면, 출력전압의 과도응답특성을 개선하기 위해 교차주파수는 60Hz이상으로 높여질 수 있다. 이와같은 경우에 본 논문에서 제시된 새로운 소신호 모델은 연속-불연속 경계모드에서 동작하는 역률보상회로의 제어루프를 설계하기 위해 유용하게 사용되어질 수 있을 것이다.

[참 고 문 헌]

- [1] R. B. Ridley, "Average Small-Signal Analysis of the Boost Power Factor Correction Circuit," VPEC Seminar Proc., pp.108-120, 1989
- [2] Saeed Ahmed, "Controlled On-Time Power Factor Correction Circuit with Input Filter." M. S. thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, May 1990.
- [3] F. A. Huliehel, F. C. Lee, and B. H. Cho "Small-Signal Modeling of the Single-Phase Boost High Power Factor Converter with Constant Frequency Control." IEEE PESC Rec., pp.475-482, 1992
- [4] G. Zhu, H. Wei, P. Kornetzky, and I. Batars. "Small-Signal Modeling of a Single-Switch AC/DC Power Factor Correction Circuit." IEEE PESC Rec., pp.601-607, 1998
- [5] J. Y. Choi, and B. H. Cho, "Small-Signal Modeling of Single-Phase Power Factor Correcting AC/DC Converters : A Unified Approach," IEEE PESC Rec., pp.1351-1357, 1998
- [6] Vatche Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch-Part II : Discontinuous Conduction Mode." IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, No. 3, pp.497-505, May 1990

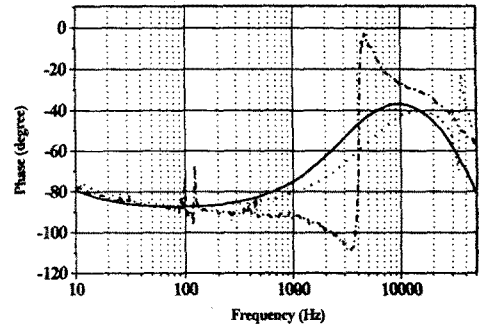
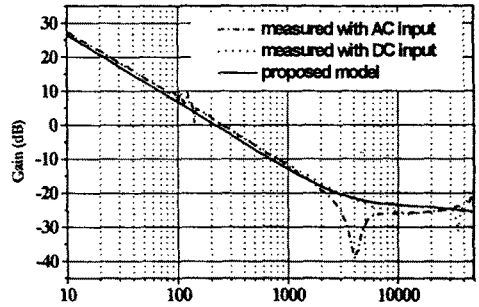


그림 6. 제어신호 대 출력전압 전달함수
($V_{in}=160[V]_{rms}$, $V_{out}=380[V]$, $I_o=0.4[A]$)

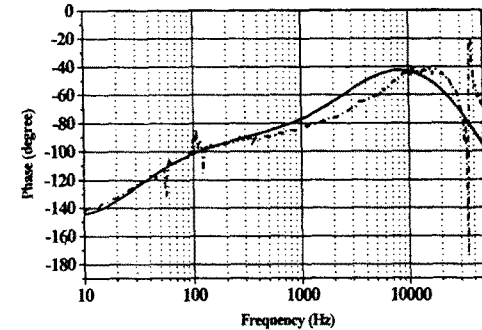
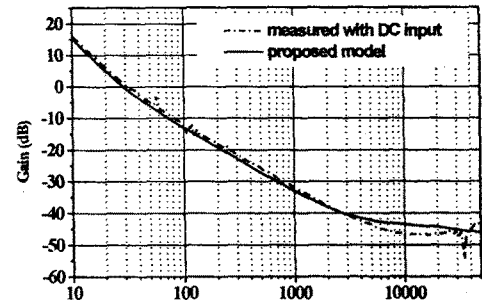


그림 8. 루프이득
($V_{in}=160[V]_{rms}$, $V_{out}=380[V]$, $I_o=0.53[A]$)