

# 벽형 프리레귤레이터를 가진 일정주파수 직렬공진변환기를 위한 새로운 준최적제어기 설계

안 회 옥    고 정 호    윤 명 중

한국과학기술원 전기 및 전자공학과

## A Sub-Optimal Controller Design for Constant-Frequency Series Resonant Converter with Buck Type Pre-Regulator

Hee-Wook Ahn    Jung-Ho Ko    and    Myung-Joong Youn

Dept. of Electrical Engineering  
Korea Advanced Institute of Science and Technology

### ABSTRACT

Dynamic modelling and controller design technique for constant-frequency series resonant converter with buck type preregulator are mainly described in this paper. An equivalent circuit model is derived and a state equation is developed from this model. To improve the dynamic performance, a negative feedback of inductor current is added to the proportional and integral control of output voltage. Furthermore, an optimization technique with prescribed eigenvalue region is applied to the determination of feedback gains. With the presented design method, much better dynamic performance can be obtained.

### 1. 서론

스위칭 직류변환기에 대한 산업계의 급증하는 수요에 부응하기 위하여 최근 많은 연구들이 수행되고 있다. 그중에서 가장 널리 사용되어 온 펄스폭변조(PWM)방식의 벽형직류변환기[1,2]는 선형성과 이에 기인한 제어의 간편성 등의 장점이 있는 반면에 절연된 출력을 얻기 어렵고 스위칭주파수가 증가하면 스위칭손실이 커진다는 문제가 있다. 이에 따라 공진형변환기에 대한 연구가 시작되었는데 초퍼방식에 비하여 상대적으로 많은 장점이 있으나 시스템의

비선형성 및 이에 따른 제어의 복잡성 등의 단점이 발견되었다[3,4]. 따라서 벽형직류변환기의 장점인 선형성과 제어의 간편성을 이용하며 공진형변환기의 장점인 소프트스위칭, 저 스위칭손실, 저 EMI잡음, 그리고 출력용 절연변압기와 필터의 소형화 등의 장점을 얻을 수 있는 직렬접속 시스템이 최근 발표되었는데 PWM주파수와 공진주파수를 적절히 선택함으로써 비교적 높은 효율도 얻을 수 있다[5]. 그러나 이와 같은 구조에 대한 동특성 해석을 위한 모델링방법은 아직까지 잘 알려져 있지 않으며, 시스템의 차수가 높아짐에 따라 필터와 공진회로등에서의 상호에너지 작용이 발생하여 시스템변수들의 거동이 진동하기 쉽다. 이에 따라 지속되는 진동현상으로 인한 정착시간의 과다 등이 예상되므로 기존의 성능지수로 최적화된 비례적분제어로는 효과적인 제어가 어렵다.

따라서 본 논문에서는 이와 같은 벽형 프리레귤레이터를 가진 일정주파수 직렬공진변환기(CFSRC)의 동특성을 개선하기 위한 해석적 모델링 방법과 제어기설계방법이 주로 기술되었다. 시스템해석 및 제어기설계를 위한 시스템 모델링에서는 최근 발표된 주기적분방식으로 제어되는 직렬공진형 변환기[4]에서 제시된 결과를 응용하여 CFSRC의 공진회로를 등가선형인덕터로 변환한 뒤 상태공간평균모델방식을 적용하였다. 그리고 제어기 설계에 있어서는 기존의

비례적분제어기에 비해 제어기 하드웨어를 크게 복잡하게 하지 않으면서도 우수한 동특성을 얻기 위하여 벡형프리레귤레이터의 첫번째 인덕터전류의 제환을 포함한 비례적분-가측출력제환제어법칙 (Proportional, Integral and Measurable Output Feedback Control Law)이 적용되었다. 이때 각 이득들의 최적치를 구하기 위해서는 예상되는 과도상태진동을 효과적으로 억제하면서 원하는 수준의 속도성과 안정성을 만족시킬 수 있도록 하기 위해 원하는 고유값영역(Prespecified Eigenvalue Region)을 보장하는 쿼드라틱 (Quadratic) 성능지수가 응용되었다. 설계에 대해 시뮬레이션의 결과검토를 통하여 설계방법의 유용성을 보였다.

## 2. 시스템의 특성 및 모델링

PWM 초퍼방식으로 작동하는 벡형변환기를 프리레귤레이터로 가지는 직렬공진변환기(SRC)의 전력회로는 그림1과 같다. 벡형변환기의 스위칭손실을 줄이기 위하여 스위칭주파수를 낮춰야 하는데 그러면 정상상태에서의 출력전압의 리플이 증가하므로, 벡형변환기의 후단에 2차필터를 설치함으로써 리플의 감소와 출력입피던스의 저감효과를 얻을 수 있다[2]. 그리고 SRC를 공진주파수와 동일한 주파수로 스위칭시키면 스위칭손실이 최소로 유지되므로 스위칭소자의 한계내에서 공진주파수를 최대한으로 증가시킬 수 있고 따라서 출력변압기와 출력필터의 크기를 대폭 감소시키는 것이 가능하게 된다. 출력전압의 제어는 벡형변환기의 듀티를 제어함으로써 이루어진다. 벡형변환기의 스위칭주파수는 스위칭손실을 줄이기 위해 5KHz 정도로 낮게 선정하였으며 CFSRC의 공진주파수와 스위칭주파수는 출력필터의 용량감소를 위해 100KHz로 다소 높게 설정하였다.

벡형변환기는 상태공간평균모델로 모델링된다는 것 알려져 있으며[1] SRC를 공진주파수로 스위칭시킬 때 공진커패시터가 전원측 커패시터와 출력커패시터보다 충분히 크면 SRC는 식2.1과 같은 값을 갖는 등가선형인덕터로 모델링할 수 있다[4]. 여기서,  $L_r$ 은 공진인덕터의 인덕턴스이다.

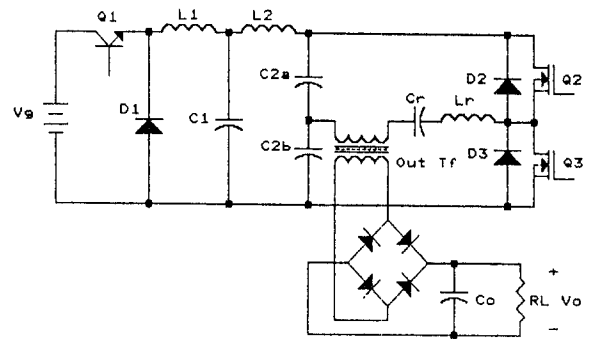


그림1 벡형 프리레귤레이터를 가진 CFSRC의 전력회로

Fig.1 Power circuit of CFSRC with Buck type pre-regulator

$$L_{eq} = \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 L_r \quad (2.1)$$

이때 SRC는 주기적분방식으로 제어되는 직렬공진형 변환기의 동작모드 중에서 파워링모드(powering mode)가 적용되는 것으로 볼 수 있다. 따라서 전체시스템의 등가회로는 그림2와 같이 나타낼 수 있다.

커패시터의 등가직렬저항(ESR)과 인덕터의 권선저항들이 포함되어 있으면 2:1 직류변압기는 SRC가 하프브릿지 방식이기때문에 때문에 나타난 것이며 풀브릿지 방식에서는 1:1로 된다.

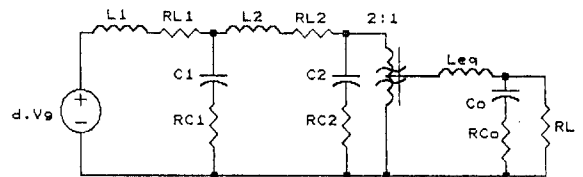


그림2 전력회로의 모델

Fig.2 Model of the power circuit

그림2의 모델회로에 KVL과 KCL을 적용하고 각 인덕터의 전류와 각 커패시터의 유효직렬내부저항을 포함한 단자전압을 상태변수로 정하였을 때의 상태방정식을 구하면 식2.2와 같이 된다.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.2)$$

$$y = CX$$

여기서  $X = (i_{L_1} \ i_{L_2} \ i_{L_{eq}} \ v_{C_1} \ v_{C_2} \ v_{C_o})^T$

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & 0 & 0 & a_{14} & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 & a_{24} & a_{25} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{35} & a_{36} \\ a_{41} & a_{42} & 0 & a_{44} & a_{45} & 0 \\ 0 & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} & a_{56} \\ 0 & 0 & a_{63} & 0 & a_{65} & a_{66} \end{pmatrix}$$

$$a_{11} = -\frac{R_{L1}}{L_1}, \quad a_{14} = -\frac{1}{L_1}$$

$$a_{22} = -\frac{R_{L2}}{L_2}, \quad a_{24} = \frac{1}{L_2}, \quad a_{25} = -\frac{1}{L_2}$$

$$a_{35} = \frac{1}{2L_{eq}}, \quad a_{36} = -\frac{1}{L_{eq}}$$

$$a_{41} = \frac{1}{c_1} - \frac{R_{c1}R_{L1}}{L_1}, \quad a_{42} = -\frac{1}{c_1} + \frac{R_{c1}R_{L2}}{L_2}$$

$$a_{44} = -R_{c1} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right), \quad a_{45} = \frac{R_{c1}}{L_2}$$

$$a_{52} = \frac{1}{c_2} - \frac{R_{c2}R_{L2}}{L_2}, \quad a_{53} = -\frac{1}{2c_2}$$

$$a_{54} = \frac{R_{c2}}{L_2}, \quad a_{55} = -\frac{R_{c2}}{L_2} - \frac{R_{c2}}{4L_{eq}}$$

$$a_{56} = \frac{R_{c2}}{2L_{eq}}, \quad a_{63} = \frac{R_L}{c_o(R_L + R_{co})}$$

$$a_{65} = \frac{R_L R_{co}}{2L_{eq}(R_L + R_{co})}, \quad a_{66} = -\frac{R_L}{c_o(R_L + R_{co})} \left( \frac{1}{R_L} + \frac{c_o R_{co}}{L_{eq}} \right)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{R_{c1}}{L_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C = [ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 ]$$

### 3. 제어기 설계

#### 3.1 제어법칙

RLC 필터로 구성된 이 시스템은 안정하지만 과도상태에서 진동이 심하게 발생할 가능성이 많으므로 이러한 진동을 적절한 수준으로 억제할 필요가 있는데 일반적인 비례적분(PI) 제어로는 차수가 높은 이 시스템을 제어하기 어렵다. 모든 상태변수를 측정하여 채환시키는 상태변수제어방법을 이용하면 가장 우수한 동특성을 얻을 수 있겠지만 모든 상태변수를 측정함에 따라 제어기가 복잡하게 된다. 따라서 여기에서는 제어기의 복잡성을 최대한 피하면서 우수한 동특성을 얻기 위하여 동특성개선에 가장 큰 효과를 낼 수 있는 상태변수만을 측정하여 비례적분제어방법에 추가하는 형태의 비례적분-

가측(Proportional-Integral-Measurable ; 이하 PIM) 제어방법을 적용한다. 제어입력  $u$ 는 PI의 경우에는 식3.1로, 그리고 PIM의 경우에는 식3.2로 표현되는데 여기서의  $u$ 는 벡형변환기의 듀티제어된 평균입력전압을 뜻하므로 식3.4와 같은 제한이 있게 된다.

$$u = -K_p(y - y_s) - K_i z \quad (3.1)$$

$$u = -K_p(y - y_s) - K_i z - K_m X_m \quad (3.2)$$

$$z = y - y_s \quad (3.3)$$

$$0 \leq u \leq V_g \quad (3.4)$$

여기에서  $y$ 는 출력,  $y_s$ 는 정상상태에서의 출력치,  $X_m$ 은 측정된 상태변수이며  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_m$ 은 각각 비례, 적분, 그리고 가측상태변수이득이다. PIM제어기를 포함한 시스템의 구조는 그림3.1에 나타내었는데 출력 이외의 가측상태변수로는 진동에 가장 큰 영향을 미치는 요소인 1차필터단의 인덕터전류를 선택한다.

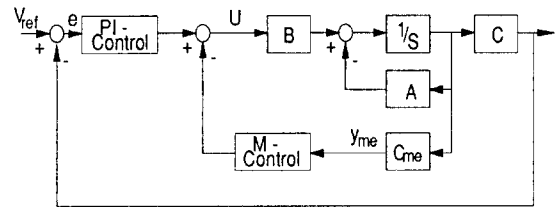


그림3.1 제어기의 구조

Fig.3.1 Controller structure

#### 3.2 최적이득결정

PIM제어기의 제어입력은 3개의 이득으로 결정되는데 과도상태에서의 진동을 억제하는 최적이득을 구하기 위하여 잘 알려진 기존의 성능지수(Conventional Quadratic Performance Index; 이하 CQPI)를 생각할 수 있지만 진동하기 쉬운 특성을 가진 시스템의 지속되는 오차를 효과적으로 억제하여 우수한 동특성을 얻기에는 다소 부적합할 것으로 예측된다. 이와 같은 특성을 가진 시스템의 이득최적화에 있어서는 시간이 진행됨에 따라 지속되는 오차에 대해서 보다 큰 비중을 가할 수 있는 형태의 성능지수가 바람직한데 이와 같은 성능지수로는 시간비중성능지수[6]와 지수함수형의 고유값영역성능지수[7]가 있다. 여기에서는

이와 같은 개념과 함께 고유값의 영역도 보장할 수 있는 고유값영역성능지수 (Prespecified Eigenvalue Region QPI; 이하 PEQPI)를 이용한다. PEQPI는 식3.5와 같은데 기존의 성능지수에 고유값  $\alpha$ 의 지수함수항을 첨가한 형태이다.

$$J = \int_0^{\infty} e^{2\alpha t} (y - y_s)^T Q (y - y_s) + (u - u_s)^T R_w (u - u_s) dt \quad (3.5)$$

$\alpha$ 를 원하는 응답속도에 맞추어 적절히 선택하면 시스템의 전체적인 속응성 및 안정성이 보장되고 지속되는 오차에 대해서도 지수함수적으로 비중을 가하므로 출력압의 진동이 효과적으로 억제될 것으로 기대된다.

최적이득을 구하기 위해서는, [6]에서 제시한 바와 같이 새로운 상태변수와 입력을 정의하고 시스템 매트릭스를 변환시킨 뒤 라그랑주승수법(Lagrangian Multiplier Approach)을 사용하여 최적화를 위한 필요조건을 구하고 이를 그라디언트 알고리즘(gradient algorithm)에 적용하였다.

#### 4. 시뮬레이션 및 결과검토

최적화된 상수이득을 가진 제어기를 적용했을 때의 출력전압과 1차 인덕터전류의 과도상태응답을 시뮬레이션한 결과는 그림4.1, 그림4.2, 및 그림4.3과 같고 이때 사용된 각 소자값은 다음과 같다.

$$L_1 = 250\mu F, R_{L_1} = .02\Omega$$

$$L_2 = 150\mu F, R_{L_2} = .01\Omega$$

$$L_{eq} = 79\mu F$$

$$C_1 = 100\mu F, R_{C_1} = .01\Omega$$

$$C_2 = 220\mu F, R_{C_2} = .01\Omega$$

$$C_o = 220\mu F, R_{C_o} = .01\Omega$$

$$R_L = 5\Omega$$

그림4.1은 출력전압만을 측정하여 PI제어기를 사용하였을 때 나타나는 응답특성이다. 최적이득치를 고유값성능지수로 구하였을 때는 상승시간(rising time)에는 큰 차이가 없고 진동감소에 따라 정착시간(settling time)이 크게 줄어들었음을 알 수 있다.

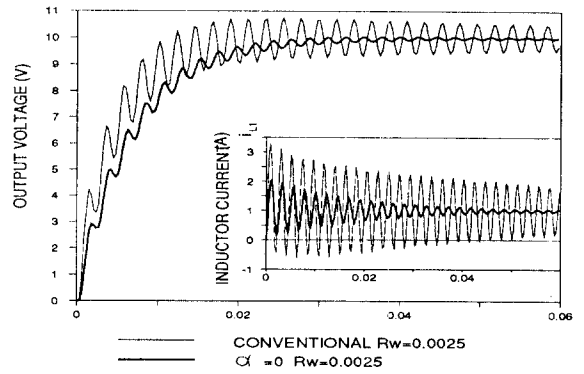


그림4.1 비례적분제어기에 의한 과도응답특성

Fig.4.1 Transient response by PI controller

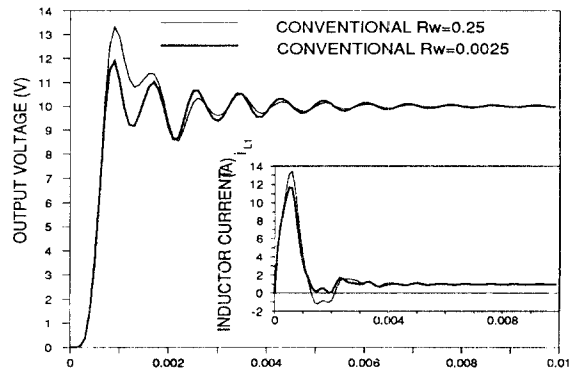


그림4.2 PIM제어기에 의한 과도응답특성(CQPI)

Fig.4.2 Transient response by PIM controller (CQPI)

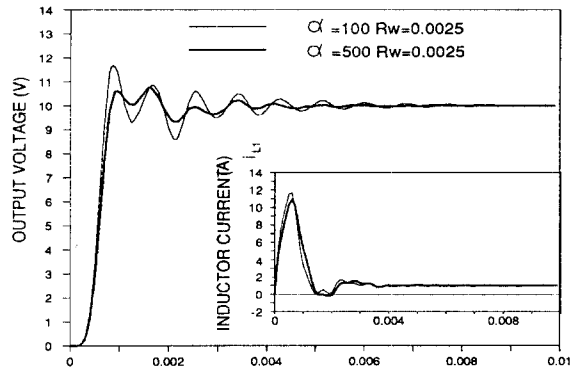


그림4.3 PIM제어기에 의한 과도응답특성(PEQPI)

Fig.4.3 Transient response by PIM controller (PEQPI)

그림4.2와 그림4.3은 PIM제어기를 사용했을 때의 응답특성이다. 기대했던대로 1차 인덕터전류를 제한시킴으로써 상승시간과 정착시간이 PI제어기를 사용했을 때보다 매우 향상되었다. 그림4.2는 COPI로 최적화된 이득들을 적용한 것으로서 출력오차에 대한 제어입력오차의 상대적 가중치  $R_w$  를 변화시킬 때 오버슈트(overshoot)가 감소된 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그러나  $R_w$ 의 변화만으로는 지속되는 진동의 효과적인 억제가 어렵다. 그림4.3은 PEQPI로 최적화된 이득들을 적용했을 때의 응답특성으로서 적절한  $\alpha$  값의 선정을 통해 진동을 감소시킬 수 있음을 보여준다.

## 5. 결론

본 논문에서는 박형 프리레귤레이터를 가진 일정주파수 직렬공진변환기의 동특성을 효과적으로 제어하기 위하여 시스템의 해석적모델을 제시하고 이를 바탕으로 최적제어기를 설계하였다. 비례적분제어기에 비해 비례적분-가속제어기를 이용하면 응답속도가 매우 단축되며 고유값영역을 가진 성능지수를 이용하여 구한 각 제한이득을 적용하면 기존의 성능지수로 구한 제한이득을 적용했을 때보다 과도상태에서의 응답특성이 개선됨을 시뮬레이션을 통하여 살펴보았다. 그러나 응답속도를 증가시킬 때 나타나는 과도한 입력전류를 적절한 수준으로 유지할 수 있는 방법이 필요하므로 전류제한기의 도입 등 비선형제어기 설계와 관련된 연구가 추후 진행되어야 할 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] R.D.Middlebrook & S.Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stage", IEEE PESC 1976 pp73-89
- [2] R.B.Redley,"Secondary LC Filter Analysis and Design Technique for Current-Mode Controlled Converters" IEEE Tr. on PE. V.3, No.4, pp499-507, Oct. 1988
- [3] J.Vandelac, P.Ziogas, "A DC to DC PWM Series Resonant Converter Operated at Resonant Frequency", IEEE Tr. on IE, Vol.35, No.3, pp451-460, 1988
- [4] G.B.Jung, C.T.Lim, and G.H.Cho, "Integral Cycle Control of the Series Resonant Converter", IEEE Tr. on PE, PE-4, No.1, 1988 pp83-91
- [5] K.Kuwabara,J.Chida,E.Miyachika, "A Constant Frequency Series Resonant DC-DC Converter with PWM controlled Output" PESC Rec., Vol.2, pp563-566, 1988 IEEE.
- [6] B.H.Kwon & M.J.Youn, "Opyimal Observer Using Time-Weghted Performance Index with Prescribed Eigenvalues", Tr. on ASME, Journal of Dynamic Syst., Meas. and Control, Vol.108, 1986, pp366-368
- [7] Anderson, B.D.O. & J.B.Moore, "Linear System Optimization with Prescribed Degree of Stability," Proc. IEE, Vol.116 No.12, 1969. pp2083-2087
- [8] H.P.Horrisberger & P.R.Belanger, "Solution of the Optimal Constant Output Feedback Problem by Conjugate Gradients," IEEE Tr. on Auto. Contr., AC-19, 1974, pp434-435.