

완전최소자승법을 이용한 QFT의 주파수 전달함수 합성법

A Frequency Transfer Function Synthesis of QFT Using Total Least Squares Method

김 주 식, 이 상 혁
(Ju-Sik Kim and Sang-Hyuk Lee)

Abstract : The essential philosophy of the QFT(Quantitative Feedback Theory) is that a suitable controller can be found by loop shaping a nominal loop transfer function such that the frequency response of this function does not violate the QFT bounds. The loop shaping synthesis involves the identification of a structure and its specialization by means of the parameter optimization. This paper presents an optimization algorithm to estimate the controller parameters from the frequency transfer function synthesis using the TLS(Total Least Squares) in the QFT loop shaping procedure. The proposed method identifies the parameter vector of the robust controller from an overdetermined linear system developed from rearranging the two dimensional system matrices and output vectors obtained from the QFT bounds. The feasibility of the suggested algorithm is illustrated with an example.

Keywords : QFT, loop shaping, transfer function synthesis, TLS

I. 서론

QFT는 플랜트에 존재하는 불확실성 또는 외란에 대해 강인성을 보장할 수 있는 폐환제어계의 실제적인 설계방법으로 I. Horowitz에 의해 제안되었다. QFT에 의한 설계의 주목적 중 하나는 최소의 대역폭을 갖는 간단, 저차 제어기를 설계하는 것이며, 궁극적으로 루프형성(loop shaping)의 결과로부터 얻어진다. 실제 QFT의 루프형성은 주파수응답의 경계조건을 Nichols 선도에 표현하고, 이러한 조건에 맞는 공칭루프 전달함수를 식별하는 과정이다[1]-[5].

기존 QFT 설계방법에서 사용된 루프형성법들은 주어진 경계조건들 즉, 이득과 위상응답으로 주어진 데이터에 적합하도록 영점과 극점을 계속적으로 추가해 가는 절충(trade-offs)법을 시작으로 그 개선방식들, 그리고 경계조건들을 시간영역으로 변환하여 시스템 식별방법을 이용하는 기법들이 제안되었다. 그러나 이 기법들에는 반복연산을 계속적으로 수행해야 하거나, 변환 상 오차에 의해서 적절치 못한 전달함수를 식별하는 문제가 발생할 수 있다. 따라서 이 문제점들을 해결할 수 있는 루프형성과정의 자동화와 개선이 필요하다[1]-[5].

QFT 설계의 자동화는 Y. Chait 등[5]에 의해 먼저 연구되었다. 그러나 이 방법에서는 공칭 페루프 전달함수가 미리 결정되어 있어야 하며, QFT 경계조건에 맞는 제어기는 높은 차수를 갖게 되는 문제점들이 존재한다. Y. Li 등[6]은 GA(Genetic Algorithm)를 이용한 QFT의 자동화 설계방식을 제안하였으나, 계수값의 자동적인 연산과 제시된 설계조건에 적합성 여부만으로는 루프형성을 위한 최적화된 전달함

수 합성을 보장하지 않을 수도 있다. 또한 주파수응답을 이용한 전달함수 합성법에 대한 연구는 E. C. Levy의 최소자승(least square) 근사기법을 시작으로 C. K. Sanathanan과 J. Koerner, P. J. Lawrence와 G. J. Rogers, 그리고 H. Stahl 등이 반복법을 제안하였고, A. H. Whitfield는 위 방법들에 대한 개선과 수학적 표현을 제안하였다. 그러나 이 방식들은 편의(bias)와 국부 최소화 문제 그리고 경우에 따라서 복잡한 수학적 연산을 포함하고 있다[7][8].

본 논문에서는 기존 QFT의 루프형성에 대한 개선방법으로 컴퓨터를 이용한 주파수 전달함수 합성법을 제안하고, 제안된 방식으로부터 직접적으로 제어기의 계수들을 추정하였다. 제안된 방식은 제어기를 포함한 공칭루프 전달함수로부터 최종 경계조건에 적합한 2차원 시스템행렬과 출력벡터들을 구성하고, 이들에 의해서 과잉결정된 선형 연립방정식(overdetermined linear system)을 합성한 후, 완전최소자승법을 적용하여 제어기의 계수들을 결정하는 방법이다. 이 방식은 각각의 주파수에서 이득과 위상이 복소평면의 허용영역에 놓이도록 공칭루프 전달함수를 결정하는 문제를 제어기의 계수벡터에 대한 식별문제로 변환하는 것에 기반을 두고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 QFT의 루프형성을 위한 주파수 전달함수 합성법을 제안한다. 3장에서는 제안된 방식에 대한 2-DOF(Degree Of Freedom) 기준문제[5][6]의 설계결과로부터 그 유용성을 검증하였다. 그리고 4장에서 결론을 맺는다.

II. 완전최소자승법에 의한 주파수 전달함수 합성법

QFT는 그림 1과 같은 시스템에 적용된 설계이론이며, 플랜트 $P(s)$ 에 존재하는 불확실성과 외란에 대해서 요구된 계통의 제어성능을 보장하기 위한 주파수영역에서의 강인 설계방법이다. 이 설계이론에서 필요한 폐환의 양은 계통의 설

논문접수 : 2002. 2. 26., 채택확정 : 2002. 5. 13.

김주식 : 충북대학교 전기전자및컴퓨터공학부 및 컴퓨터정보통신 연구소(kimjusik@cbucc.chungbuk.ac.kr)

이상혁 : 부산대학교 전자전기정보컴퓨터공학부(leehyuk@hyowon.pusan.ac.kr)

제사양으로 주어지는 강인 안정여유, 추적사양 및 외란 제거 사양에 의해 조합된 경계조건들과 플랜트의 파라미터에 포함된 불확실성의 집합에 의해서 조정된다.

QFT를 이용한 제어계의 설계목적은 MISO(Multi- Input Single-Output) 문제에 대한 해 즉, 각각의 주어진 제어성능을 만족하는 제어기 $C(s)$ 와 입력필터 $F(s)$ 를 구하는 것이다 [1]-[4]. QFT를 이용한 제어계의 설계과정을 요약하면 다음과 같다. 먼저 주어진 설계사양에 대한 설계과정의 첫 번째 단계로 플랜트의 불확실성을 주파수영역에서 나타내는 것이 필요하다. 플랜트 템플레이트(templates)는 임의의 한 주파수에서 가능한 플랜트 파라미터의 변동에 대한 주파수 응답을 Nichols 선도에 표현한 것으로 정의한다. 두 번째 단계로 강인 안정여유, 추적사양 및 외란 제거사양과 플랜트 템플레이트에 의해서 합성되는 경계조건을 계산할 필요가 있다. 이 경계조건들에 의해서 결정할 공칭루프 전달함수의 주파수 응답 즉, 루프형성을 위한 최종 경계조건이 주어진다. 세 번째 단계에서는 이 경계조건들을 Nichols 선도에 표현하고, 이러한 조건에 맞는 루프 전달함수를 결정하는 루프형성 과정이 필요하다. 이 과정에서 최적의 설계를 위해 강인 안정여유를 나타내는 U-궤적에 근접하고, 합성된 최종 경계조건들을 만족하는 공칭루프 전달함수 $L_o(s)$ 가 결정된다. 그리고 그림 1로부터 $L_o(s) = C(s)P_o(s)$ 의 관계를 가지므로 제어기의 전달함수 $C(s) = L_o(s)/P_o(s)$ 를 결정할 수 있다. 여기서, $P_o(s)$ 는 공칭 플랜트의 전달함수를 나타낸다. 마지막으로 설계된 제어기가 폐루프 응답특성을 만족하지 못할 경우, 별도의 입력필터를 구성한다.

본 논문에서는 QFT 설계과정의 최종 경계조건으로부터 공칭루프 주파수 전달함수를 합성하는 과정에 대한 개선방법으로 완전최소자승법을 이용한 루프형성법을 제안한다. 먼저 주어진 주파수 응답 조건에 맞는 제어기의 주파수 전달함수 합성을 위한 일반화된 표현식을 정의하기 위해서 다음과 같은 공칭 플랜트 $P_o(j\omega)$ 의 주파수 응답과 제어기 $C(j\omega)$ 를 고려하자.

$$P_o(j\omega) = |P_o(j\omega)| e^{j\phi(\omega)} \tag{1}$$

$$= |P_o(j\omega)| \{ \cos \phi(\omega) + j \sin \phi(\omega) \}$$

$$C(j\omega) = \frac{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g}{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h} \tag{2}$$

여기서, $n \geq m$, $a_n = 1$ 이고, $|P_o(j\omega)|$ 와 $\phi(\omega)$ 는 공칭 플

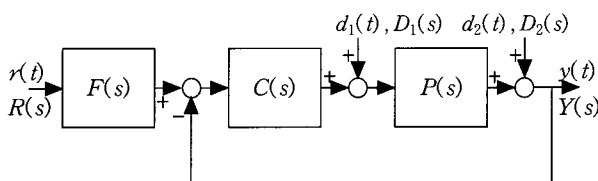


그림 1. 폐환제어계.
Fig. 1. A feedback control system.

랜트의 이득과 위상응답을 나타내며, (2)의 분자 및 분모 다항식의 일반화 표현식은 다음과 같다.

$$\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g = \sum_{a=0}^k (-1)^a b_{2a} \omega^{2a} + j \sum_{\beta=0}^l (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega^{2\beta+1} \tag{3}$$

$$\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h = \sum_{\gamma=0}^k (-1)^\gamma a_{2\gamma} \omega^{2\gamma} + j \sum_{\delta=0}^l (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega^{2\delta+1} \tag{4}$$

여기서, 지수(index) $p, q, u, v \geq 0$ 는 각각 다음의 값을 갖고, $k, l = 0, 1, 2, \dots$ 이다.

$$m = 2k : p = \frac{m}{2}, q = \frac{m}{2} - 1$$

$$m = 2k + 1 : p = q = \frac{m-1}{2}$$

$$n = 2l : u = v = \frac{n}{2} - 1$$

$$n = 2l + 1 : u = \frac{n-1}{2}, v = \frac{n-1}{2} - 1$$

그리고 공칭루프 주파수 전달함수 $L_o(j\omega)$ 는 그림 1로부터 (1)과 (2)에 의해서 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$L_o(j\omega) = \frac{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g \left[|P_o(j\omega)| \{ \cos \phi(\omega) + j \sin \phi(\omega) \} \right]}{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h} \tag{5}$$

$$= |L_o(j\omega)| \{ \cos \phi(\omega) + j \sin \phi(\omega) \}$$

여기서, $|L_o(j\omega)|$ 와 $\phi(\omega)$ 는 QFT 루프형성 경계조건에 의 득과 위상응답이다.

(5)로부터 제어기에 대한 일반식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C(j\omega) = \frac{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g}{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h} \tag{6}$$

$$= |C(j\omega)| \{ \cos \phi(\omega) + j \sin \phi(\omega) \}$$

여기서, $|C(j\omega)| = \frac{|L_o(j\omega)|}{|P_o(j\omega)|}$ 와 $\phi(\omega) = \phi(\omega) - \psi(\omega)$ 는 루프형성에 의한 제어기의 이득 및 위상응답이다.

전달함수 합성에서 분모 다항식에 대한 편의문제를 해결 하기 위해서 임의의 주파수 ω_i 에서 (6)의 경계조건과 합성 된 제어기에 대한 오차관계를 다음과 같이 정의하면,

$$\epsilon_i = \frac{1}{C(j\omega_i)} - \frac{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h}{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega_i)^g} \tag{7}$$

여기서, 아래첨자 i 는 고려된 경계조건 범위에서 i 번째의 값을 나타낸다.

(6)은 다음과 같이 정리될 수 있다.

$$\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h = \sum_{g=0}^m b_g(j\omega_i)^g (M_i + jN_i) \quad (8)$$

여기서, $M_i = \frac{\cos \varphi(\omega_i)}{|C(j\omega_i)|}$, $N_i = -\frac{\sin \varphi(\omega_i)}{|C(j\omega_i)|}$ 이다.

그리고 (3)과 (4)를 (8)에 대입하고, 실수부와 허수부로 구분하여 정리하면 다음과 같다.

$$y_{Ri} = \sum_{\gamma=0}^k (-1)^\gamma a_{2\gamma} \omega_i^{2\gamma} - M_i \sum_{\alpha=0}^k (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} + N_i \sum_{\beta=0}^k (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \quad (9)$$

$$y_{Ii} = \sum_{\delta=0}^k (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} - N_i \sum_{\alpha=0}^k (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} - M_i \sum_{\beta=0}^k (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \quad (10)$$

여기서, 스칼라(Scalar) y_{Ri} 와 y_{Ii} 는 n 의 값에 따라 다음의 값을 갖는다.

$$\begin{aligned} n=4l: & y_{Ri} = -\omega_i^n, y_{Ii} = 0 \\ n=4l+1: & y_{Ri} = 0, y_{Ii} = -\omega_i^n \\ n=4l+2: & y_{Ri} = \omega_i^n, y_{Ii} = 0 \\ n=4l+3: & y_{Ri} = 0, y_{Ii} = \omega_i^n \end{aligned}$$

(9)와 (10)을 계수에 대해 짝수부와 홀수부로 구분하여 다음과 같이 정의하면,

$$\mathbf{x}_{Ri} = [\mathbf{p}_{Ri}^{even} : \mathbf{0} : \mathbf{z}_{Ri}^{even} : \mathbf{z}_{Ri}^{odd}] \quad (11)$$

$$\mathbf{x}_{Ii} = [\mathbf{0} : \mathbf{p}_{Ii}^{odd} : \mathbf{z}_{Ii}^{even} : \mathbf{z}_{Ii}^{odd}] \quad (12)$$

$$\boldsymbol{\theta} = [a_0 \cdots a_u : a_1 \cdots a_v : b_0 \cdots b_p : b_1 \cdots b_q]^T \quad (13)$$

여기서, (11)의 $\mathbf{p}_{Ri}^{even} \in R^u$, $\mathbf{z}_{Ri}^{even} \in R^d$, $\mathbf{z}_{Ri}^{odd} \in R^q$ 그리고 (12)의 $\mathbf{p}_{Ii}^{odd} \in R^v$, $\mathbf{z}_{Ii}^{even} \in R^d$, $\mathbf{z}_{Ii}^{odd} \in R^q$ 는 (9)와 (10)에서 각각의 항으로부터 계수에 대해 구분되어 얻어진 벡터이고, $\boldsymbol{\theta}$ 는 식별할 제어기의 계수벡터이다. 다음과 같은 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{Ri} \\ \mathbf{x}_{Ii} \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} y_{Ri} \\ y_{Ii} \end{bmatrix} \quad (14)$$

그리고 N 개의 이득 및 위상응답을 고려하면 (14)로부터 다음과 같은 과잉결정된 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{X} \cdot \boldsymbol{\theta} = \mathbf{y} \quad (15)$$

여기서, $\mathbf{X} \in R^{2N \times (n+m+1)}$ 와 $\mathbf{y} \in R^{2N}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_{R1}^T \ \mathbf{x}_{R2}^T \ \cdots \ \mathbf{x}_{Ri}^T \ \cdots \ \mathbf{x}_{RN}^T : \mathbf{x}_{I1}^T \ \mathbf{x}_{I2}^T \ \cdots \ \mathbf{x}_{Ii}^T \ \cdots \ \mathbf{x}_{IN}^T]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{y} = [y_{R1} \ y_{R2} \ \cdots \ y_{Ri} \ \cdots \ y_{RN} : y_{I1} \ y_{I2} \ \cdots \ y_{Ii} \ \cdots \ y_{IN}]^T \quad (17)$$

(15)와 같이 표현된 경우는 최소자승 문제에 대한 해로 알려져 있으나, 이 문제에서는 모든 오차가 \mathbf{y} 에만 한정되어 있다는 가정이 필요하다. 그러나 이러한 가정은 QFT의 최종 경계조건이 각각의 주파수에 대해 정확하게 주어지지 않고, 데이터 행렬 \mathbf{X} 에도 실제 이러한 성분이 포함되어 있기 때문에 성립되지 않을 수 있다. 또한 최종 경계조건에 대한 최적설계를 위해서는 고차의 제어기가 필요하여[5][6], 실제 시스템의 적용에 부적합할 수 있다. 따라서 경계조건에 불확정성을 포함한 경우에 대해 강인한 특성을 보이는 완전최소자승법의 적용이 필요하다.

완전최소자승법을 전달함수 합성에 이용하기 위해서 (15)를 다음과 같이 재정의하자.

$$(\mathbf{X} + \mathbf{E})\boldsymbol{\theta} = (\mathbf{y} + \mathbf{e}) \quad (18)$$

여기서, \mathbf{E} 는 설계오차를 포함한 섭동행렬이고, \mathbf{e} 는 섭동벡터이다.

완전최소자승 문제는 다음과 같은 제한조건 하에서 최적의 해를 구하는 문제로 표현할 수 있다.

$$\min_{\mathbf{E}, \mathbf{e}} \|\mathbf{E} : \mathbf{e}\|_F, \text{ subject to } \mathbf{y} + \mathbf{e} \in \text{Range}(\mathbf{X} + \mathbf{E}) \quad (19)$$

여기서, $\|\cdot\|_F$ 는 Frobenius 정규(norm)를 의미한다.

완전최소자승 해를 구하기 위해서 본 논문에서는 SVD (Singular Value Decomposition) 정리를 이용하며, 다음과 같은 첨가행렬 $\mathbf{C} \in R^{2N \times (n+m+2)}$ 를 고려하면,

$$\mathbf{C} = [\mathbf{X} : \mathbf{y}] \quad (20)$$

행렬 \mathbf{C} 의 SVD는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{D} = \mathbf{U}^T \mathbf{C} \mathbf{V} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{n+m+2}) \quad (21)$$

여기서, $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{u}_2 \ \cdots \ \mathbf{u}_{2N}] \in R^{2N \times 2N}$ 이고,

$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \cdots \ \mathbf{v}_{n+m+2}] \in R^{(n+m+2) \times (n+m+2)}$ 이다.

(21)에서 특이값이 $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_k > \sigma_{k+1} = \dots = \sigma_{n+m+2} > 0$ 의 관계를 갖는다면, Householder 변환에 의해 다음과 같은 관계를 갖는 행렬 \mathbf{Q} 를 구할 수 있다.

$$[\mathbf{v}_{k+1} \ \mathbf{v}_{k+2} \ \cdots \ \mathbf{v}_{n+m+2}] \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\eta} \end{bmatrix} \quad (22)$$

그러면 (22)의 우변행렬의 마지막 열벡터 $\mathbf{w} = [\mathbf{z} \ \boldsymbol{\eta}]^T$ 는 $[\mathbf{v}_{k+1} \ \mathbf{v}_{k+2} \ \cdots \ \mathbf{v}_{n+m+2}] \mathbf{w}$ 의 마지막 원소가 최소화된

$span\{v_{k+1}, v_{k+2}, \dots, v_{n+m+2}\}$ 의 벡터이고, Householder 변환의 특성으로부터 (18)의 최소 정규해 즉, 제어기의 계수벡터 $\hat{\theta}$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다[9][10].

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ -1 \end{bmatrix} = -\frac{w}{\eta} \quad (23)$$

III. 예제 및 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안한 방법의 유용성을 보이기 위한 예제는 그림 1과 같은 시스템에 적용된 2-DOF 설계문제로서 플랜트는 다음과 같은 불확실성을 갖는다.

$$\mathfrak{S} = \left\{ P(s) = \frac{Ka}{s(s+a)} : K \in [1, 10], a \in [1, 10] \right\} \quad (24)$$

그리고 강한 안정여유와 추적사양을 포함한 페루프 설계사양은 각각 다음과 같다[5][6].

$$\left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq 1.2[\text{dB}], \quad \forall P \in \mathfrak{S}, \omega \geq 0 \quad (25)$$

$$a(\omega) \leq \left| F(j\omega) \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq b(\omega) \quad (26)$$

여기서, 하한 경계조건 $a(\omega)$ 와 상한 경계조건 $b(\omega)$ 는 각각 다음과 같다.

$$a(\omega) = \left| \frac{120}{(j\omega)^3 + 17(j\omega)^2 + 82(j\omega) + 120} \right| \quad (27)$$

$$b(\omega) = \left| \frac{0.6854(j\omega + 30)}{(j\omega)^2 + 4(j\omega) + 19.752} \right| \quad (28)$$

그림 2는 (24)의 불확실성과 (25) 및 (26)의 조건에 의해서 선정된 루프형성의 결과 즉, $K=a=1$ 인 공칭 플랜트 $P_0(j\omega)$ 와 직접 설계될 제어기 $C(j\omega)$ 에 의한 공칭루프 주파수 전달함수 $L_0(j\omega) = C(j\omega)P_0(j\omega)$ 의 경계조건을 나타낸다. 이 조건들은 $10^{-1} \leq \omega \leq 10^3$ 의 주파수범위에서 MATLAB QFT Toolbox를 이용하여 선정한 것이며, 이 조건으로부터 제안된 방식에 의해 $C(j\omega)$ 의 계수벡터를 식별한다. 여기서, 사용된 데이터의 수는 20개이다.

본 논문에서는 Y. Li 등[6]의 결과와 비교하기 위해서 Y. Chait 등[5]이 제시한 3차 제어기에 의한 경계조건으로부터 2차 제어기를 구성하였으며, Y. Li 등의 결과와 본 논문에서 제안된 방식에 의해 설계된 제어기는 각각 다음과 같다.

$$C_{Li}(s) = \frac{6.7530 \times 10^6 s + 1.3947 \times 10^7}{s^2 + 3.4836 \times 10^3 s + 1.6218 \times 10^6} \quad (29)$$

$$C_{Kim}(s) = \frac{4.5277 \times 10^6 s + 9.8146 \times 10^6}{s^2 + 2.7619 \times 10^3 s + 9.9872 \times 10^5} \quad (30)$$

그림 2에 (29)와 (30)에 의한 결과를 도시하였으며, 이 루프형성 결과들로부터 두 방식이 강한 안정여유와 최종 경계조건을 모두 만족함을 알 수 있다. 그러나 제안된 제어기에 의한 응답특성이 낮은 제어기 이득으로 최적설계를 위한 경계조건에 보다 근접한 특성을 보이고 있다.

그리고 페루프 응답특성을 만족시키기 위해서 QFT의 기본 설계방식[3]을 이용하여 설계한 2차 입력필터는 각각 다음과 같다.

$$F_{Li}(s) = \frac{16}{s^2 + 5.6s + 16} \quad (31)$$

$$F_{Kim}(s) = \frac{26.25}{s^2 + 11s + 26.25} \quad (32)$$

그림 3과 4는 각각의 제어기와 입력필터에 의한 전체 페루프 시스템의 주파수응답과 시간응답을 나타내고 있다. 이 그림들로부터 플랜트의 불확실성에 대해 제안된 방식에 의해 설계된 제어기가 기존의 제어계 보다 작은 섭동범위를 갖고, 개선된 과도상태 응답특성을 보임을 알 수 있다. 또한 (24)의 불확실성 영역이 더 확장되었을 경우에도 제안된 제

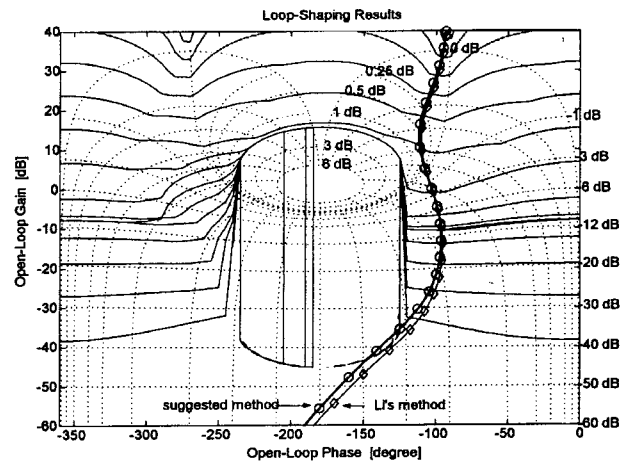
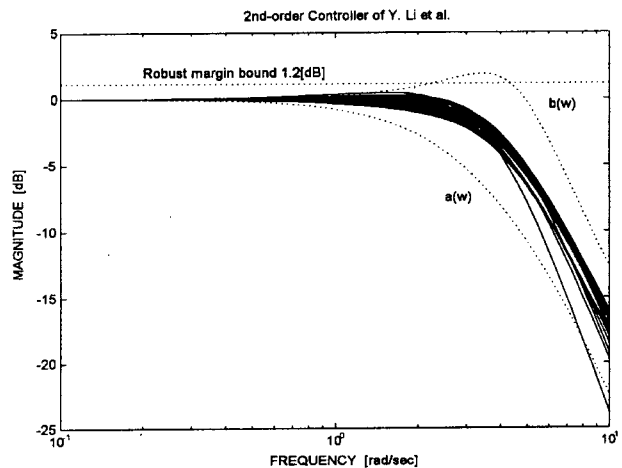
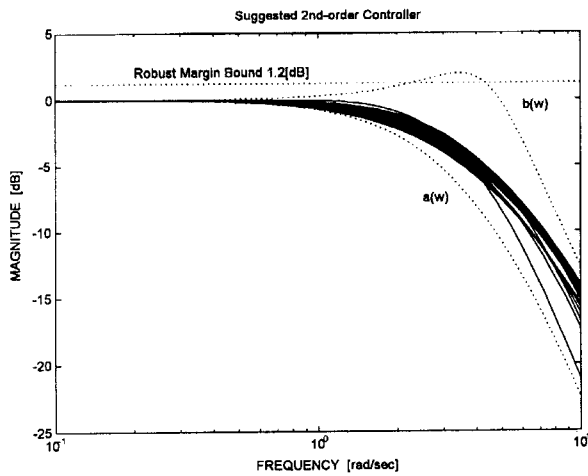


그림 2. 2차 루프형성.
Fig. 2. 2nd-order loop shaping.



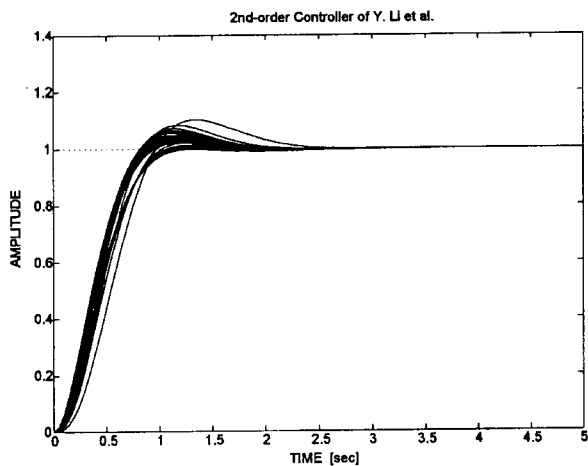
(a) frequency responses of the system designed by Y. Li et al.

어게는 불확실성에 대해 보다 강인한 특성이 나타남을 그림 3의 응답특성으로부터 알 수 있다.

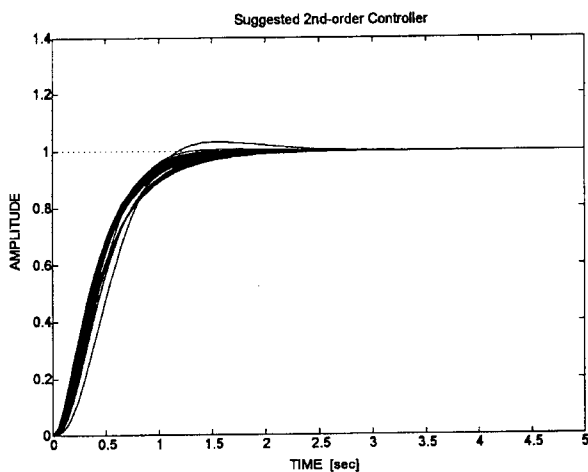


(b) frequency responses of the suggested system

그림 3. 주파수응답.
Fig. 3. Frequency responses.



(a) time responses of the system designed by Y. Li et al.



(b) time responses of the suggested system

그림 4. 시간응답.
Fig. 4. Time responses.

IV. 결론

본 논문에서는 주파수응답으로 주어진 경계조건을 만족시키기 위한 방법으로 완전최소자승법을 이용한 QFT의 주파수 전달함수 합성법 제안하여 다음과 같은 결과를 얻었다. 제안된 방식은 주어진 주파수응답 조건에 맞는 전달함수의 합성을 위해 주파수응답으로부터 2차원 시스템행렬과 출력 벡터를 구성하고, 선형화된 식별을 수행할 수 있는 표현식에 완전최소자승법을 적용하여 제어기의 계수벡터의 식별문제로 변환한 방식이다. 이 방식은 루프형성 결과로부터 보다 낮은 이득을 갖는 저차의 제어기를 직접 구성하여 설계할 수 있는 방법이며, QFT의 2-DOF 기준문제에 대한 시뮬레이션 결과로부터 개선된 응답특성을 얻었다. 본 논문에서 제안한 방법은 탐색 알고리즘을 병행하여 수행하면, 컴퓨터를 이용한 QFT의 자동화설계에도 적용될 수 있을 것이다. 또한 설비의 신뢰성과 효율성을 보장하면서 다양한 동작조건에 대해 강인성을 보장하는 제어기의 설계방식뿐만 아니라 주파수응답 데이터로 주어지는 시스템의 저차화 모델링으로도 유용하게 활용될 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] I. M. Horowitz, "Survey of quantitative feedback theory(QFT)", *Int. J. Control*, vol. 53, no. 2, pp. 255-291, 1991.
- [2] I. M. Horowitz, "Quantitative feedback design theory (QFT)," QFT Pub., 1993.
- [3] C. H. Houpis and S. J. Rasmussen, "Quantitative feedback theory: Fundamentals and applications," *Marcel Dekker Inc.*, 1999.
- [4] 김주식, 이상혁, 유정웅, "GA를 이용한 개선된 루프형성법을 갖는 QFT 설계방법," 대한전기학회논문지, 제 48A권, 제8호, pp. 972-979, 1999.
- [5] C. Borghesani, Y. Chait, and O. Yaniv, "Quantitative feedback theory toolbox user manual," *The MATH WORKS Inc.*, 1995.
- [6] W. H. Chen, D. J. Ballance, W. Feng, and Y. Li, "Genetic algorithm enabled computer-automated design of QFT control systems," *Proc. of the 1999 IEEE ISCASD*, pp. 492-497, 1999.
- [7] A. H. Whitfield, "Transfer function synthesis using frequency response data," *Int. J. Control*, vol. 43, pp. 1413-1426, 1986.
- [8] R. Pintelon, P. Guillaume, Y. Rolain, J. Schoukens, and H. Van hamme, "Parametric identification of transfer functions in the frequency domain - A survey," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 39, no. 11, pp. 2245-2260, 1994.
- [9] S. Van Huffel and J. Vandewalle, "The total least squares problem computational aspects and analysis," SIAM, 1991.
- [10] T. K. Moon and W. C. Stirling, "Mathematical methods and algorithms for signal processing," Prentice Hall, 2000.



김 주 식

1971년 1월 23일생, 1992년 충북대학교 전기공학과 졸업, 동대학원 석사(1994), 동대학원 박사(1998), 1999~2001 (주)지앤티씨 기술개발실, 2001~현재 충북대학교 전기전자및 컴퓨터공학부 및 컴퓨터정보통신연구소. 관심분야는 QFT, GA, VSS.



이 상 혁

1963년 3월 10일생, 1988년 충북대학교 전기공학과 졸업, 서울대학교 대학원 석사(1991), 동대학원 박사(1998), 1996~1999 (주)하우 기업부설연구소, 1999~2000 (주)지앤티씨 기술개발실, 2000~현재 부산대학교 전자전기정보컴퓨터공학부. 관심분야는 강인제어, Fuzzy.