

## A Gain-Phase Loop Shaping Method of QFT using TLS

金 周 植\* · 鄭 秀 鉉\*\*  
(Ju-Sik Kim · Su-Hyun Jeong)

**Abstract** - QFT(Quantitative Feedback Theory) is a very practical design technique that emphasizes the use of feedback for achieving the desired system performance tolerances in despite of plant uncertainty and disturbance. The gain-phase loop shaping procedure of QFT is employed to design controller, until the bounds at desired frequencies are satisfied. This paper presents a transfer function synthesis using TLS(Total Least Squares) and offers a loop shaping method with the suggested technique. An example illustrates a feasibility of the presented algorithm.

**Key Words** : QFT, loop shaping, transfer function synthesis, TLS, SVD

### 1. 서 론

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 제어를 설계하는 것이며, 궁극적으로 루프형성(loop shaping)의 결과로부터 얻어진다. 실제 QFT의 루프형성은 주파수응답의 경계조건을 Nichols 선도에 표현하고, 이러한 조건에 맞는 공칭루프 전달함수를 식별하는 과정이다[1-9].

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[4-6].

QFT 설계의 자동화는 Y. Chait에 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 등은 GA(Genetic Algorithm)를 이용한 QFT의 자동화 설계방식을 제안하였으나, 계수값의 자동적인 연산과 제시된 설계조건들의 적합성 여

부만으로는 루프형성을 위한 최적화된 전달함수 합성을 보장하지 않을 수도 있다[7,8]. 또한 참고문헌 [9]에서는 GA를 이용한 최적 설계영역과 모델확인을 갖는 루프형성법을 제안하였다. 이 방식은 각각의 주파수에서 이득과 위상이 복소평면의 허용영역에 놓이도록 루프 전달함수를 결정하는 문제를 계수벡터의 파라미터 식별문제로 변환하는 것에 기반을 두고 있으며, 설계과정에 대한 자동화와 개선특성을 보이고 있다. 그러나 주어진 설계사양에 맞는 정확한 경계조건들의 설정과 설계영역의 범위에 민감한 RLS(Recursive Least Square)방법의 사용에 의한 국부최소화 문제가 나타나기 때문에 이에 대한 개선이 필요하다.

본 논문에서는 위 문제점에 대한 개선방법으로 TLS를 이용한 전달함수 합성법을 갖는 QFT의 루프형성법을 제안한다. 제안된 방식은 참고문헌 [9]의 전달함수 합성에 대한 일반화된 수학적 표현과 TLS를 이용한 최적화된 루프형성법을 제공한다. 그리고 2-DOF(Degree Of Freedom) 기준문제[8]에 대한 설계결과로부터 제안된 방식의 유용성을 검증하였다.

### 2. TLS를 이용한 QFT의 루프형성법

QFT는 그림 1과 같은 MISO(Multi-Input Single-Output) 계통에 적용된 설계이론이며, 플랜트  $P(s)$ 에 존재하는 불확실성과 외란에 대해서 요구된 계통의 제어성능을 보장하기 위한 주파수영역에서의 강인설계방법이다. 이 설계이론에서 필요한 폐환의 양은 계통의 설계사양으로 주어지는 강인안정 여유, 추적사양 및 외란제거사양에 의해 조합된 경계조건들과 플랜트의 파라미터에 포함된 불확실성의 집합에 의해서 조정된다.

QFT를 이용한 제어계의 설계목적은 MISO 문제에 대한 해 즉, 각각의 주어진 제어성능을 만족하는 제어기  $C(s)$ 와 입력필터의 전달함수  $F(s)$ 를 구하는 것이다[1-3]. QFT를 이

\* 正 會 員 : 忠 北 大 電 氣 電 子 및 컴 퓨터 工 學 部 專 講 · 工 博

\*\* 正 會 員 : 大 元 科 學 大 學 電 氣 科 副 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 2002 年 2 月 27 日

最 終 完 了 : 2002 年 3 月 28 日

용한 제어계의 설계과정을 요약하면 다음과 같다[9]. 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 주파수응답을 Nichols 선도에 표현한 것으로 정의한다. 두 번째 단계로 강인안정여유, 추적사양 및 외란제거사양과 플랜트 템플레이트에 의해서 합성되는 경계조건을 계산할 필요가 있다. 이 경계조건들에 의해서 결정할 공칭루프 전달함수의 주파수응답 즉, 루프형성을 위한 최종 경계조건이 주어진다. 세 번째 단계에서는 이 경계조건들을 Nichols 선도에 표현하고, 이러한 조건에 맞는 루프 전달함수를 결정하는 루프형성과정이 필요하다. 이 과정에서 최적설계를 위해 강인안정여유를 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 페루프 응답특성을 만족하지 못할 경우, 별도의 입력필터를 구성한다.

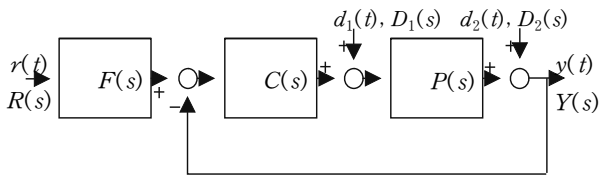


그림 1 폐환제어계  
Fig. 1 A feedback control system

본 논문에서는 QFT 설계과정의 최종 경계조건으로부터 공칭루프 전달함수를 합성하는 과정에 대한 개선방법으로 TLS를 이용한 루프형성법을 제안한다. 주어진 주파수응답 조건에 맞는 전달함수의 합성을 위해 주파수응답에 의해서 합성된 2차원 입력 데이터행렬과 출력벡터로 변환할 수 있는 일반화된 표현을 정의하고, 정의된 표현식에 TLS를 적용한다.

루프형성 경계조건으로부터 전달함수 합성을 위해 다음과 같은 유리함수  $L_o(s)$ 를 고려하자.

$$L_o(s) = \frac{\sum_{g=0}^m b_g s^g}{s^n + \sum_{h=0}^{n-1} a_h s^h} \quad (1)$$

여기서,  $n \geq m$ 이다.

임의의 주파수  $\omega_i$ 에서  $L_o(s)$ 의 이득과 위상응답을  $A_i$ 와  $\Phi_i$ 로 놓으면 식 (1)은 다음과 같이 표현된다.

$$L_o(j\omega_i) = \frac{\sum_{g=0}^m b_g (j\omega_i)^g}{(j\omega_i)^n + \sum_{h=0}^{n-1} a_h (j\omega_i)^h} = M_i + jN_i \quad (2)$$

여기서,  $M_i = A_i \cos \Phi_i$ ,  $N_i = A_i \sin \Phi_i$ 이고, 아래첨자  $i$ 는 고려된 데이터 범위에서  $i$ 번째의 값을 나타낸다. 그리고 식 (2)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left\{ \sum_{h=0}^{n-1} a_h (j\omega_i)^h \right\} (M_i + jN_i) - \sum_{g=0}^m b_g (j\omega_i)^g = - (j\omega_i)^n (M_i + jN_i) \quad (3)$$

식 (3)을 각각의 주파수  $\omega_i$ 에서 실수부와 허수부로 구분하여 정리하면 다음과 같다.

$$y_{Ri} = M_i \sum_{x=0}^u (-1)^x a_{2x} \omega_i^{2x} - N_i \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} - \sum_{\alpha=0}^p (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} \quad (4)$$

$$y_{Ii} = N_i \sum_{x=0}^u (-1)^x a_{2x} \omega_i^{2x} + M_i \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} - \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \quad (5)$$

여기서,  $m$ 과  $n$ 의 값에 따른  $p, q, u, v \geq 0$  및 스칼라  $y_{Ri}$ 와  $y_{Ii}$ 는 각각 다음의 값을 갖는다.

$$m = 2k \text{ 일 때 } p = \frac{m}{2}, q = \frac{m}{2} - 1,$$

$$m = 2k + 1 \text{ 일 때 } p = q = \frac{m-1}{2},$$

$$n = 2l \text{ 일 때 } u = v = \frac{n}{2} - 1,$$

$$n = 2l + 1 \text{ 일 때 } u = \frac{n-1}{2}, v = \frac{n-1}{2} - 1,$$

$$n = 4l \text{ 일 때 } y_{Ri} = -\omega_i^n M_i, y_{Ii} = -\omega_i^n N_i,$$

$$n = 2(2l+1) - 1 \text{ 일 때 } y_{Ri} = \omega_i^n N_i, y_{Ii} = -\omega_i^n M_i,$$

$$n = 2(2l+1) \text{ 일 때 } y_{Ri} = \omega_i^n M_i, y_{Ii} = \omega_i^n N_i,$$

$$n = 4(l+1) - 1 \text{ 일 때 } y_{Ri} = -\omega_i^n N_i, y_{Ii} = \omega_i^n M_i,$$

이고,  $k, l = 0, 1, 2, \dots$ 이다.

식 (4)와 (5)의 각 항들을 식 (1)의 분자, 분모다항식의 계수에 따라 짝수부와 홀수부로 구분하여 벡터형태로 정리하면, 실수부벡터  $\mathbf{x}_{Ri} \in \mathbb{R}^{m+n+1}$ , 허수부벡터  $\mathbf{x}_{Ii} \in \mathbb{R}^{m+n+1}$ , 식별될 계수벡터  $\Theta \in \mathbb{R}^{m+n+1}$ 를 다음과 같이 표현할 수 있고,

$$\mathbf{x}_{Ri} = [\mathbf{p}_{Ri}^{even} : \mathbf{p}_{Ri}^{odd} : \mathbf{z}_{Ri}^{even} : \mathbf{0}] \quad (6)$$

$$\mathbf{x}_{Ii} = [\mathbf{p}_{Ii}^{even} : \mathbf{p}_{Ii}^{odd} : \mathbf{0} : \mathbf{z}_{Ii}^{odd}] \quad (7)$$

$$\Theta = [\mathbf{a}^{even} : \mathbf{a}^{odd} : \mathbf{b}^{even} : \mathbf{b}^{odd}]^T \quad (8)$$

$\mathbf{X} \in \mathbb{R}^{(n+m+1) \times (n+m+1)}$ 와  $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{n+m+1}$ 를 다음과 같이 정의하면,

$$\mathbf{X} = \sum_{i=1}^N \mathbf{X}_i^T \mathbf{X}_i \quad (9)$$

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^N \mathbf{X}_i^T \mathbf{y}_i \quad (10)$$

여기서,  $\mathbf{X}_i$ 와  $\mathbf{y}_i$ 는 식 (6)과 (7) 그리고 식 (4)와 (5)의 조건으로부터 다음과 같이 주어지고,  $N$ 은 데이터의 수이다.

$$\mathbf{X}_i = [\mathbf{x}_{Ri}^T : \mathbf{x}_{Li}^T]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{y}_i = [y_{Ri} \ y_{Li}]^T \quad (12)$$

다음과 같은 형태의 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{X}\boldsymbol{\theta} = \mathbf{y} \quad (13)$$

식 (13)과 같이 표현된 전달함수는 LS(Least Square) 문제에 대한 해[10,11]로 알려져 있으나, LS 문제에서는 모든 오차가 식 (13)의  $\mathbf{y}$ 에만 한정되어 있다는 가정이 필요하다. 그러나 이러한 가정은 QFT의 최종 경계조건이 각각의 주파수에 대해 하나의 값으로 정확하게 주어지지 않고, 행렬  $\mathbf{X}$ 에도 실제 이러한 성분이 포함되어 있기 때문에 성립되지 않을 수 있다. 또한 최종 경계조건에 대한 최적설계를 위해서는 고차의 제어기가 필요하여, 실제 시스템의 적용에 부적합할 수 있다[7]. 따라서 경계조건에 불확정성을 포함한 경우에 강인한 특성을 보이는 TLS 식별방법의 적용이 필요하다.

TLS를 전달함수 합성에 이용하기 위해서 식 (13)을 다음과 같이 재정의하자.

$$(\mathbf{X} + \mathbf{E})\boldsymbol{\theta} = (\mathbf{y} + \mathbf{e}) \quad (14)$$

여기서,  $\mathbf{E}$ 와  $\mathbf{e}$ 는 오차를 포함한 섭동행렬과 섭동벡터이다.

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

$$\min_{\mathbf{E}, \mathbf{e}} \left\| [\mathbf{E} : \mathbf{e}] \right\|_F, \text{ subject to } \mathbf{y} + \mathbf{e} \in \text{Range}(\mathbf{X} + \mathbf{E}) \quad (15)$$

여기서,  $\| \cdot \|_F$ 는 Frobenius 정규를 의미하며,  $\mathbf{K} = [k_{ij}]$ 에 대해 다음과 같이 정의된다.

$$\| \mathbf{K} \|_F = \sum_i \sum_j |k_{ij}|^2 \quad (16)$$

TLS 문제는  $\| [\mathbf{E} : \mathbf{e}] \|_F$ 를 최소화시키는 섭동행렬  $\mathbf{E}$  및 섭동벡터  $\mathbf{e}$ 를 구한 후, 식 (14)를 만족하는  $\boldsymbol{\theta}$ 를 찾는 것이다. 결과적으로 TLS는  $\| (\mathbf{X} + \mathbf{E})\boldsymbol{\theta} - (\mathbf{y} + \mathbf{e}) \|_2$ 에 상응하는 LS의 가장 근접한 해를 구하는 것이다. 여기서, 근접도는 Frobenius 정규로 규명한다.

TLS 식별방법에 의한 해를 구하기 위해서 본 논문에서는 SVD(Singular Value Decomposition) 정리를 이용하며, 다음과 같이 그 해를 구할 수 있다.

다음과 같은 전체 데이터 행렬  $\mathbf{C} \in \mathcal{R}^{(n+m+1) \times (n+m+2)}$ 를

고려하자.

$$\mathbf{C} = [\mathbf{X} : \mathbf{y}] \quad (17)$$

그러면 행렬  $\mathbf{C}$ 의 SVD는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{C} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^T \quad (18)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{U}^T \mathbf{C} \mathbf{V} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{n+m+1}) \quad (19)$$

여기서,  $\mathbf{U} \in \mathcal{R}^{(n+m+1) \times (n+m+1)}$ ,  $\mathbf{V} \in \mathcal{R}^{(n+m+2) \times (n+m+2)}$ 이다.

$\sigma_i$ ,  $\mathbf{u}_i$ ,  $\mathbf{v}_i$ 를 각각  $\mathbf{C}$ 의  $i$ 번째 특이값, 좌특이벡터, 그리고 우특이벡터라고 정의하면, 그 관계는 다음과 같다.

$$\mathbf{C} \mathbf{v}_i = \sigma_i \mathbf{u}_i \quad (20)$$

$$\mathbf{C}^T \mathbf{u}_i = \sigma_i \mathbf{v}_i \quad (21)$$

그리고  $\mathbf{C}$ 의 최소특이값을 수반하는 우특이벡터  $\mathbf{v}_{n+m+2}$ 와 TLS 해에 대한 증분벡터(augmented vector)  $[\boldsymbol{\theta}^T : -1]^T$ 는 우특이값에 병행하게 되며, 다음과 같은 TLS 해를 얻을 수 있다[12-14].

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ -1 \end{bmatrix} = -\frac{\mathbf{v}_{n+m+2}}{v_{n+m+2, n+m+2}} \quad (22)$$

여기서,  $v_{n+m+2, n+m+2}$ 는  $\mathbf{v}_{n+m+2}$ 의 마지막 원소이다.

### 3. 2-DOF 설계문제

본 논문에서 제안한 방법의 유용성을 보이기 위한 2-DOF 기준문제는 그림 1과 같은 계통에 적용된 설계문제이다[8]. 여기서, 불확실성을 갖는 플랜트는 다음과 같다.

$$\mathfrak{S} = \left\{ P(s) = \frac{Ka}{s(s+a)} : K \in [1, 10], a \in [1, 10] \right\} \quad (23)$$

그리고 강인안정여유와 추적사양을 포함한 페루프 설계사양은 각각 다음과 같다.

$$\left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1 + C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq 1.2 [\text{dB}], \quad \forall P \in \mathfrak{S}, \omega \geq 0 \quad (24)$$

$$a(\omega) \leq \left| F(j\omega) \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1 + C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq b(\omega) \quad (25)$$

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

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

Y. Chait 등은 Toolbox에서 다음과 같은 최적의 3차 제어기(the best 3-order controller)와 입력필터를 제공한다[7,8].

$$C(s) = \frac{3.0787 \times 10^6 s^2 + 3.5365 \times 10^8 s + 3.8529 \times 10^8}{s^3 + 1.5288 \times 10^3 s^2 + 1.0636 \times 10^6 s + 4.2810 \times 10^7} \quad (26)$$

$$F(s) = \frac{16}{s^2 + 5.6s + 16} \quad (27)$$

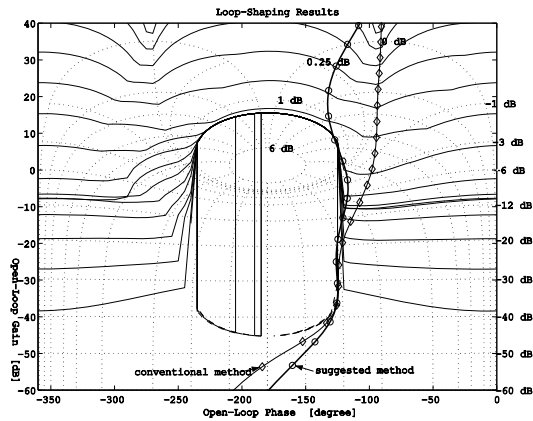
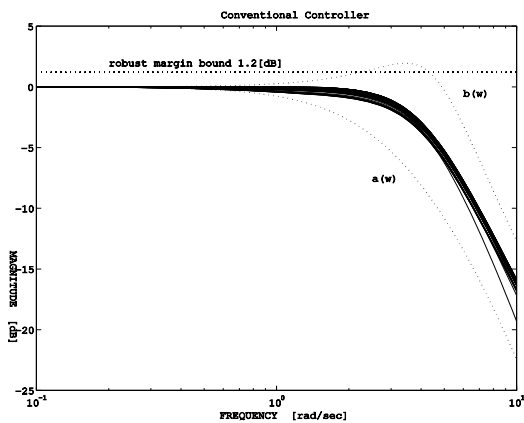
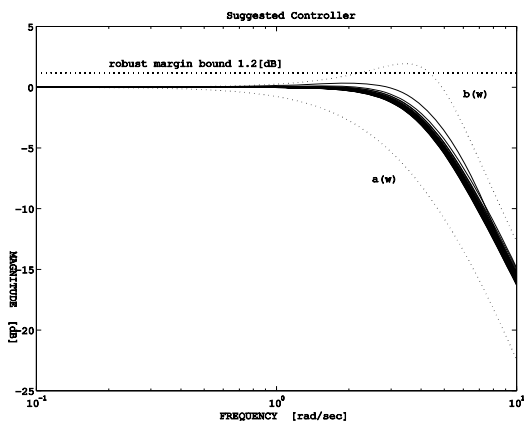


그림 2 3차 루프형성  
Fig. 2 Third-order loop shaping

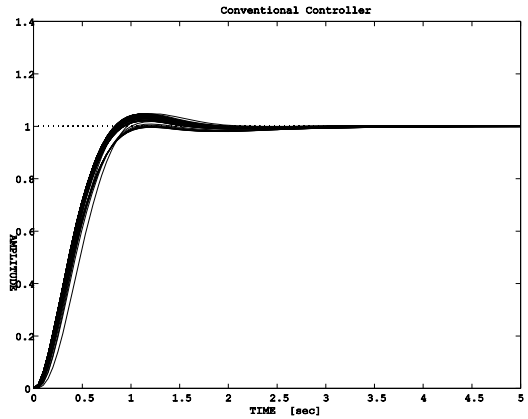


(a) frequency responses of conventional system

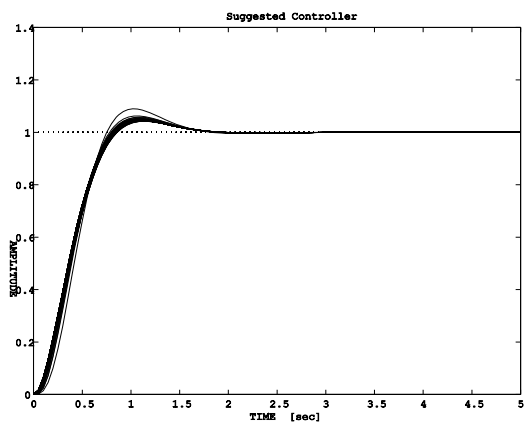


(b) frequency responses of suggested system

그림 3 페루프 주파수응답  
Fig. 3 Closed loop frequency responses



(a) time responses of conventional system



(b) time responses of suggested system

그림 4 페루프 시간응답  
Fig. 4 Closed loop time responses

그리고 같은 경계조건에 대해 본 논문에서 제안한 루프형성법에 의해 설계된 제어기는 다음과 같다.

$$C(s) = \frac{9.4368 \times 10^6 s^2 + 1.1183 \times 10^9 s + 5.0874 \times 10^9}{s^3 + 4.0223 \times 10^3 s^2 + 2.9306 \times 10^6 s + 1.1817 \times 10^8} \quad (28)$$

식 (26), (28)과 식 (23)의  $K=a=1$ 인 공칭 플랜트에 의한 루프형성결과는 그림 2에 나타내었으며, 두 방식이 강인안정여유와 최종 경계조건을 모두 만족함을 알 수 있다. 그러나 제안된 제어기에 의한 응답특성이 최적설계를 위한 경계조건에 보다 근접하기 때문에 Toolbox에서 제공하는 3차 제어기가 최적이지 않음을 알 수 있다.

그림 3과 4는 각각의 제어기와 입력필터에 의한 전체 시스템의 주파수응답과 시간응답을 나타내고 있다. 이 그림들로부터 플랜트의 불확실성에 대해 제안된 방식에 의해 설계된 제어기가 기존의 제어기 보다 작은 섭동범위를 갖고, 속응성 측면에서 개선된 응답특성을 보임을 알 수 있다. 또한 그림 3으로부터 식 (23)의 불확실성 영역이 더 확장(분자항의 값이 분모다항식의 두 번째 항 보다 작은 경우)되었을 경우에도 제안된 제어기는 식 (24)와 (25)의 사양을 만족할 것이다. 따

라서 제안된 제어계가 기존의 제어계 보다 불확실성에 대해 강인한 특성을 보임을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 주파수응답으로 주어진 경계조건을 만족하는 TLS를 이용한 QFT의 이득-위상 루프형성법을 제안하여 다음과 같은 결과를 얻었다. 제안된 루프형성법은 주어진 주파수응답 조건에 맞는 전달함수의 합성을 위해 주파수응답으로부터 2차원 입력 데이터행렬과 출력벡터를 구성하고, 선형화된 식별을 수행할 수 있는 표현식에 TLS를 적용하여 계수 벡터의 파라미터 식별문제로 변환한 방식이다. 이 방식은 루프형성 그 자체로서의 유용성뿐만 아니라, 주파수응답을 갖는 시스템의 전달함수 합성법에 직접 이용할 수 있을 것이다. 그리고 제안된 방법의 QFT 기준문제에 대한 시뮬레이션 결과로부터 개선된 응답특성을 얻었다.

본 논문에서 제안한 방법은 탐색 알고리즘을 병행하여 수행하면, 컴퓨터를 이용한 QFT의 자동화설계에도 적용될 수 있을 것이다. 또한 기존 주파수응답의 상·하한 경계조건이 주어져 있는 실제 계통에 적용할 경우, 설비의 신뢰성을 보장하면서 다양한 동작조건에 대해 강인성을 보장하는 제어기의 설계방식으로도 유용하게 활용될 것으로 기대된다.

#### 참 고 문 헌

[1] I. M. Horowitz, "Survey of Quantitative Feedback Theory(QFT)", Int. J. Cont., Vol. 53, No. 2, pp. 255-291, 1991.

[2] I. M. Horowitz, Quantitative Feedback Design Theory, QFT Pub., 1993.

[3] C. Houpis and S. Rasmussen, Quantitative Feedback Theory: Fundamentals and Applications, Marcel Dekker Inc., 1999.

[4] I. M. Horowitz, "Optimum Loop Transfer Function in Single-Loop Minimum Phase Feedback Systems", Int. J. Cont., Vol. 18, No. 1, pp. 97-113, 1973.

[5] A. Gera and I. M. Horowitz, "Optimization of Loop Transfer Function", Int. J. Cont., Vol. 31, No. 2, pp. 389-398, 1980.

[6] D. Thompson and O. Nwokah, "Analytic Loop Shaping Methods in Quantitative Feedback Theory", J. of DSMAC., Vol. 116, No. 6, pp. 169-177, 1994.

[7] 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.

[8] C. Borghesani, Y. Chait, and O. Yaniv, Quantitative Feedback Theory Toolbox User Manual, The MATH WORKS Inc., 1995.

[9] 김주식, 이상혁, 유정웅, "GA를 이용한 개선된 루프형성법을 갖는 QFT 설계방법", 대한전기학회논문지, 제48A권, 제8호, pp. 972-979, 1999.

[10] E. C. Levy, "Complex-curve Fitting", IRE Trans.

Auto. Cont., Vol. 4, pp. 37-43, 1959.

[11] A. H. Whitfield, "Transfer Function Synthesis using Frequency Response Data," Int. J. Trans. Cont., Vol. 43, pp. 1413-1426, 1986.

[12] G. H. Golub and C. F. Van Loan, "An Analysis of the Total Least Squares Problem," SIAM J. Numer. Anal., Vol. 17, No. 6, pp. 883-893, 1980.

[13] S. Van Huffel and J. Vandewalle, The Total Least Squares Problem Computational Aspects and Analysis, SIAM, 1991.

[14] A. Z. Feng, Zheng Bao, and L. C. Jiao, "Total Least Mean Squares Algorithm", IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 46, No. 8, pp. 2122-2130, 1998.

### 저 자 소 개



김 주 식 (金 周 植)

1992년 충북대 전기공학과 졸업, 1994년 동대학원 전기공학과 졸업(석사), 1998년 동대학원 전기공학과 졸업(박사), 1999년 ~ 2001년 (주)지엔티씨 기술개발실, 2001년 ~ 현재 충북대 전기전자및컴퓨터공학부 초빙전임강사.

Tel : 043) 261-3330

Fax : 043) 261-3280

E-mail : kimjusik@cbucc.chungbuk.ac.kr



정 수 현 (鄭 秀 鉉)

1985년 충북대 전기공학과 졸업, 1987년 동대학원 전기공학과 졸업(석사), 2000년 동대학원 전기공학과 졸업(박사), 1995년 ~ 현재 대원과학대학 전기과 부교수.

Tel : 043) 649-3211

Fax : 043) 645-9170

E-mail : shjeong@daewon.ac.kr