

A Design of PID Controller Using Loop Shaping Method of QFT

金周植* · 李相赫**
(Ju-Sik Kim · Sang-Hyuk Lee)

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 uncertainties and disturbances. The loop shaping procedure of the QFT method is employed to design the robust controller, until the desired bounds are satisfied. This paper presents a method to estimate the PID parameters using the loop shaping of the QFT. The proposed method identifies the parameter vector of PID controller from a linear system that develops from rearranging the two dimensional input matrices and output vectors obtained from the QFT bounds. The feasibilities of the suggested algorithm are illustrated with an example.

Key Words : PID controller, QFT, loop shaping, SVD

1. 서 론

PID 제어기는 현대사회에서 사용되고 있는 제어기의 대부분을 차지하는 범용성을 갖고 있다. 이러한 범용성을 지닌 PID 제어기는 제어대상에 따라 여러 가지의 제어형태로 분류할 수 있다. 이 제어형태는 제어기의 파라미터를 재배치함으로써 미분선행형, 비례선행형 또는 2 자유도 제어기 등으로 분류된다. 이러한 제어형태 이외에 종래의 PID 제어기법에 현대제어이론과 전문가 제어기법을 접목시킨 형태의 고기능 제어기에 관한 연구가 발표되고 있다. 그러나 제어기법의 다양한 형태에도 불구하고, PID 제어에서는 플랜트의 특성변화에 따라 PID 파라미터를 최적으로 설정하기 위한 동조방법이 반드시 뒷받침되어야 한다. 이와 같은 필요성에 따라 1942년에 Ziegler와 Nichols에 의해 PID 파라미터의 최적 설정에 감도의 영향을 고려한 동조방법이 발표되었고, 그 이후 자기적응, 자기동조, 전문가 시스템의 응용, 퍼지 알고리즘의 응용 등 다양한 방법들이 연구되고 있다[1]. PID 제어기는 위와 같은 동조방법과 제어기의 다양성에도 불구하고 동조방법을 실제로 적용하는데 어려움이 따른다. 또한 플랜트의 매개변수에 불확실성이 포함되어 있지 않은 경우에는 케환루프에 의해 성능을 어느 정도 개선할 수 있으나, 매개변수의 일부 또는 전부에 불확실성이 포함되어 있는 경우에는 종래 케환제어로는 바람직한 제어성능을 얻지 못한다. 따라서 플랜트의 특성변화 또는 불확실성에 대해 전체 시스템의 성능사양을

보장하기 위한 최적의 PID 파라미터를 결정할 필요가 있다.

QFT는 플랜트에 존재하는 불확실성 또는 외란에 대해 강인성을 보장할 수 있는 케환제어계의 실제적인 설계방법으로 Horowitz에 의해 제안되었다. QFT에 의한 설계의 주목적 중 하나는 최소의 대역폭을 갖는 간단, 저차 제어기를 설계하는 것이며, 궁극적으로 루프형성(loop shaping)의 결과로부터 얻어진다. 이 과정에서 최적의 설계를 위해 강인 안정여유와 최종 경계조건들을 만족하는 공칭루프 및 제어기의 전달함수가 결정된다. 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[2-4].

QFT 설계의 자동화는 Chait 등에 의해 먼저 연구되었으며[5], Li 등은 GA(Genetic Algorithm)를 이용한 QFT의 자동화 설계방식을 제안하였다[6]. 또한 주파수영역의 전달함수 합성에 대한 연구는 Levy의 최소자승 근사기법을 시작으로 Sanathanan과 Koerner, Lawrence와 Rogers, 그리고 Stahl 등이 반복법을 제안하였고, Whitfield는 위 방법들에 대한 개선과 수학적 표현을 제안하였다[7]. 그러나 위의 방식들은 고이득을 갖는 고차의 제어기가 설계되는 문제점 및 국부 최소화와 편의(bias) 그리고 복잡한 수학적 연산을 포함하고 있다. 특히 Zolotas와 Halikias는 QFT를 이용한 PID 제어기의 최적 설계를 제안하였으나, 강인 안정여유와 추적사양을 만족함에 있어서 문제점을 나타내고 있다[8].

* 正 會 員 : 忠北大 電氣電子컴퓨터工學部 專任講師·工博
컴퓨터정보통신연구소

** 正 會 員 : 釜山大 電子電氣情報컴퓨터工學部 助教授·工博
接受日字 : 2002年 3月 19日
最終完了 : 2003年 5月 12日

본 논문에서는 기존 QFT의 루프형성에 대한 개선방법으로 일반화된 공칭 플랜트의 표현식으로부터 PID 제어기에 대한 주파수 전달함수 합성법을 제안하고, 제안된 방식으로부터 최적의 PID 파라미터를 추정하였다. 제안된 방식은 PID 제어기를 포함한 루프 전달함수로부터 최종 경계조건에 적합한 2차원 시스템 행렬과 출력 벡터들을 구성하고, 이들에 의해서 과잉결정된 선형 연립방정식을 합성한 후, SVD(Singular Value Decomposition) 정리를 적용하여 직접 PID 파라미터를 결정하는 방법이다. 이 방식은 각각의 주파수에서 이득과 위상이 복소평면의 허용영역에 놓이도록 공칭루프 전달함수를 결정하는 문제를 PID 파라미터 벡터의 식별문제로 변환하는 것에 기반을 두고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 QFT의 기본개념을 소개하고, 3장에서는 QFT의 루프형성법을 이용한 PID 제어기 설계방법을 제안한다. 4장에서는 제안된 방식에 대한 2-DOF(Degree Of Freedom) 문제[8]의 설계결과로부터 그 유용성을 검증하고, 5장에서 결론을 맺는다.

2. QFT의 기본개념

QFT는 그림 1과 같은 MISO(Multi-Input Single-Output) 시스템에 적용된 설계이론이며, 플랜트 $P(s)$ 에 존재하는 불확실성과 외란에 대해서 요구된 계통의 제어성능을 보장하기 위한 주파수영역에서의 강인 설계방법이다. 이 설계이론에서 필요한 궤환의 양은 계통의 설계사양으로 주어지는 강인 안정여유, 추적사양 및 외란 제거사양에 의해 조합된 경계조건들과 플랜트의 파라미터에 포함된 불확실성의 집합에 의해서 조정된다.

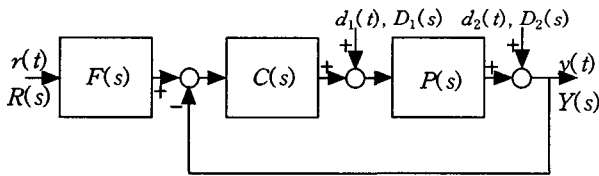


그림 1 궤환제어계

Fig. 1 A feedback control system

QFT를 이용한 제어계의 설계목적은 MISO 문제에 대해 즉, 각각의 주어진 제어성능을 만족하는 제어기 $C(s)$ 와 입력필터의 전달함수 $F(s)$ 를 구하는 것이며, 설계과정을 요약하면 다음과 같다[2-4].

단계 1) 설계사양(design specifications)

일반적으로 궤환제어계의 설계에서 사양들은 시간영역에서의 경계조건으로 주어지지만, 주파수영역에서 수행되는 QFT에 의한 설계를 위해서는 시간영역에서 주어진 설계사양을 주파수영역의 조건으로 변환해야 한다. 설계사양으로는 강인 안정조건과 추적경계조건 등으로 주어지는 추적사양과 외란 제거사양 등이 있다.

단계 2) 플랜트 템플레이트(plant templates)

설계사양이 주어지면 QFT를 이용한 설계과정의 두 번째 단계로 플랜트의 불확실성을 주파수영역에서 나타내는 것이 필요하다. 플랜트 템플레이트는 임의의 한 주파수에서 가능한 플랜트 파라미터의 변동에 대한 주파수응답을 니콜스 선도에 표현한 것으로 정의된다.

단계 3) 경계조건(bounds)

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.

단계 4) 루프형성

QFT의 루프형성은 단계 3의 경계조건을 니콜스 선도에 표현하고, 이러한 조건에 맞는 루프 전달함수를 결정하는 과정이다. 이 과정에서 최적의 설계를 위해 강인 안정여유를 나타내는 U-궤적에 근접하고, 합성된 최종 경계조건들을 만족하는 공칭루프 전달함수 $L_O(s)$ 가 결정된다.

단계 5) 제어기의 설계

루프형성의 결과로 얻어진 공칭루프 전달함수는 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.

단계 6) 입력필터의 설계

설계된 제어기가 페루프 응답특성을 만족하지 못할 경우, 별도의 입력필터를 구성한다.

3. QFT의 루프형성법을 이용한 PID 제어기 설계

QFT의 루프형성 경계조건으로부터 주파수 전달함수 합성을 위해 다음과 같은 공칭 플랜트 $P_O(j\omega)$ 와 PID 제어기 $C(j\omega)$ 를 고려하자.

$$P_O(j\omega) = \frac{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g}{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h} \quad (1)$$

$$C(j\omega) = K_P - j\frac{1}{\omega} K_I + j\omega K_D \quad (2)$$

여기서, $n \geq m$ 이고, K_P , K_I , K_D 는 각각 비례이득, 적분이득, 미분이득을 나타내며, 식 (1)의 분자 및 분모 다항식의 일반화 표현식은 다음과 같다.

$$\sum_{g=0}^m b_g(j\omega_i)^g = \sum_{a=0}^g (-1)^a b_{2a} \omega_i^{2a} + j \sum_{\beta=0}^g (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \quad (3)$$

$$\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h = \sum_{r=0}^h (-1)^r a_{2r} \omega_i^{2r} + j \sum_{\delta=0}^h (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} \quad (4)$$

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

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} L_O(j\omega) &= \frac{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g}{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h} \left(K_P - j\frac{1}{\omega} K_I + j\omega K_D \right) \\ &= |L_O(j\omega)| \cos \phi(\omega) + j |L_O(j\omega)| \sin \phi(\omega) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, $|L_O(j\omega)|$ 와 $\phi(\omega)$ 는 QFT 루프형성 경계조건 이득과 위상응답이다.

전달함수합성에서 분모다항식에 대한 편의문제를 해결하기 위해서 임의의 주파수 ω_i 에서 식 (5)의 경계조건 $L_O(j\omega_i)$ 와 합성된 전달함수의 오차관계를 다음과 같이 정의하면,

$$\varepsilon_i = \frac{1}{L_O(j\omega_i)} - \frac{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h}{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega_i)^g \left(K_P - j\frac{1}{\omega_i} K_I + j\omega_i K_D \right)}$$

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

식 (5)는 다음과 같이 정리된다.

$$\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h = \sum_{g=0}^m b_g(j\omega_i)^g \cdot \left(K_P - j\frac{1}{\omega_i} K_I + j\omega_i K_D \right) (M_i + jN_i) \quad (6)$$

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

식 (3)과 (4)를 식 (6)에 대입하고, 실수부와 허수부에 대해 다음과 같이 각각 정의하면,

$$\begin{aligned} K_{Pi}^{real} &= \sum_{a=0}^p (-1)^a b_{2a} \omega_i^{2a} M_i - \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} N_i \\ K_{Pi}^{imag} &= \sum_{a=0}^p (-1)^a b_{2a} \omega_i^{2a} N_i + \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} M_i \\ K_{Di}^{real} &= \frac{1}{\omega_i} \left\{ \sum_{a=0}^p (-1)^a b_{2a} \omega_i^{2a} N_i + \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} M_i \right\} \end{aligned}$$

$$K_{Di}^{imag} = -\frac{1}{\omega_i} \left\{ \sum_{a=0}^p (-1)^a b_{2a} \omega_i^{2a} M_i - \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} N_i \right\}$$

$$K_{Di}^{real} = -\omega_i \left\{ \sum_{a=0}^p (-1)^a b_{2a} \omega_i^{2a} N_i + \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} M_i \right\}$$

$$K_{Di}^{imag} = \omega_i \left\{ \sum_{a=0}^p (-1)^a b_{2a} \omega_i^{2a} M_i - \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} N_i \right\}$$

$$y_{Ri} = \sum_{\gamma=0}^u (-1)^\gamma a_{2\gamma} \omega_i^{2\gamma}$$

$$y_{Ii} = \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1}$$

다음과 같은 행렬형태의 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_{Ri} \\ x_{Ii} \end{bmatrix} \mathbf{k} = \begin{bmatrix} K_{Pi}^{real} & K_{Di}^{real} & K_{Di}^{real} \\ K_{Pi}^{imag} & K_{Di}^{imag} & K_{Di}^{imag} \end{bmatrix} \mathbf{k} = \begin{bmatrix} y_{Ri} \\ y_{Ii} \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서, $\mathbf{k} = [K_P \ K_I \ K_D]^T$ 는 QFT 루프형성 경계조건으로부터 추정할 PID 파라미터 벡터이다.

그리고 N 개의 이득 및 위상응답을 고려하면 식 (7)로부터 다음과 같은 과잉결정된 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{k} = \mathbf{y} \quad (8)$$

여기서, $\mathbf{X} \in R^{2N \times 3}$ 와 $\mathbf{y} \in R^{2N}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{X} = [x_{R1}^T \cdots x_{Ri}^T \cdots x_{RN}^T : x_{I1}^T \cdots x_{Ii}^T \cdots x_{IN}^T]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{y} = [y_{R1} \cdots y_{Ri} \cdots y_{RN} : y_{I1} \cdots y_{Ii} \cdots y_{IN}]^T \quad (10)$$

식 (8)에 대한 해를 얻기 위해서 본 논문에서는 SVD 정리를 이용하며, 다음과 같이 그 해를 구할 수 있다.

다음과 같은 전체 데이터 행렬 $\mathbf{C} \in R^{2N \times 4}$ 를 고려하자.

$$\mathbf{C} = [\mathbf{X} : \mathbf{y}] \quad (11)$$

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

$$\mathbf{D} = \mathbf{U}^T \mathbf{C} \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서, $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_{2N}] \in R^{2N \times 2N}$, $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \cdots \mathbf{v}_4] \in R^{4 \times 4}$ 이고, 식 (12)에서 특이값이 $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \sigma_3 > \sigma_4 > 0$ 의 관계를 갖는다면, Householder 변환에 의해 다음과 같은 행벡터 \mathbf{q} 를 구할 수 있다[9].

$$\mathbf{v}_4 \cdot \mathbf{q} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{z} \\ \mathbf{0} & \eta \end{bmatrix} \quad (13)$$

그리고 식 (13) 우변행렬의 마지막 열벡터 $\mathbf{w} = [\mathbf{z} \ \eta]^T \in R^4$

가 v_4 와 일차결합의 관계에 있으면, Householder 변환의 특성으로부터 식 (8)의 PID 파라미터 벡터 k 에 대한 최소 정규해 \hat{k} 를 다음과 같이 얻을 수 있다[9,10].

$$\begin{bmatrix} \hat{k} \\ -1 \end{bmatrix} = -\frac{w}{\eta} \quad (14)$$

4. 2-DOF 설계문제

본 논문에서 제안한 방법의 유용성을 보이기 위한 2-DOF 문제[8]는 그림 1과 같은 계통에 적용된 예제로서 다음과 같은 불확실성을 갖는 플랜트에 대한 강인 설계문제이다.

$$\mathcal{S} = \left\{ P(s) = \frac{Ka}{s(s+a)} : K \in [1, 10], a \in [1, 10] \right\} \quad (15)$$

그리고 강인 안정여유와 추적사양을 포함한 페루프 설계사양은 각각 다음과 같다.

$$\left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq 1.2 \text{ [dB]}, \quad \forall P \in \mathcal{S}, \omega \geq 0 \quad (16)$$

$$a(\omega) \leq \left| F(j\omega) \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq b(\omega) \quad (17)$$

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

$$a(\omega) = \left| \frac{8400}{(j\omega+3)(j\omega+4)(j\omega+10)(j\omega+70)} \right|$$

$$b(\omega) = \left| \frac{0.6585(j\omega+30)}{(j\omega+2+\beta 3.969)(j\omega+2-\beta 3.969)} \right|$$

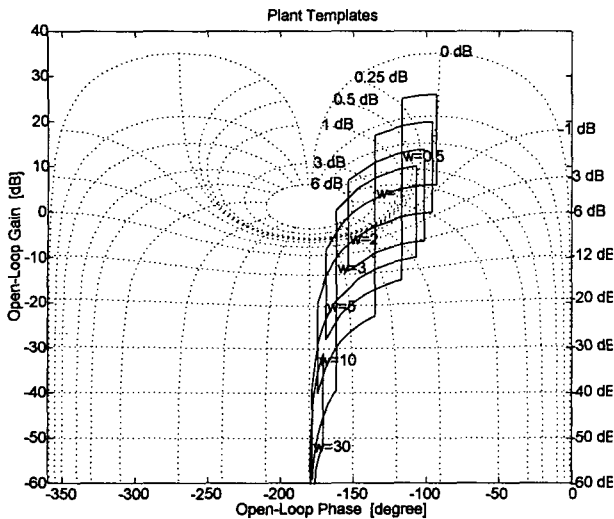


그림 2 플랜트 템플레이트
Fig. 2 Plant templates

식 (16)에 의한 플랜트 템플레이트는 그림 2에 주어지고, 그림 3은 이 템플레이트와 식 (16) 및 (17)을 이용하여 선정된 루프형성의 최종 경계조건과 루프형성 결과를 나타낸다. 그림 3에 주어진 최종 경계조건은 $K=a=1$ 인 공칭 플랜트에 대해 $10^{-1} \leq \omega \leq 10^3$ 의 주파수범위에서 대수(logarithm)적인 간격으로 20개를 선정하여 결정된 것이다. 그리고 참고문헌 [8]에서 제공한 PID 제어기와 본 논문에서 제안한 루프형성법에 의해 설계된 PID 제어기는 각각 다음과 같다.

$$C_{Zolotas}(s) = 12.6 + 3.95s + \frac{4.46}{s} \quad (18)$$

$$C_{Kim}(s) = 19.9426 + 4.9357s + \frac{0.6367}{s} \quad (19)$$

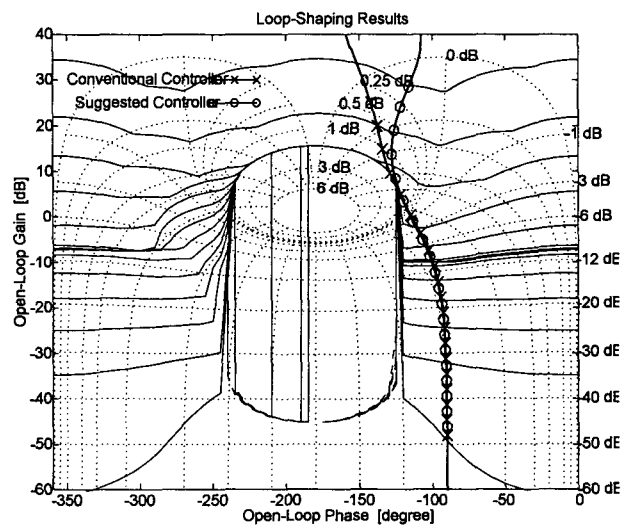


그림 3 루프형성 결과
Fig. 3 Loop shaping results

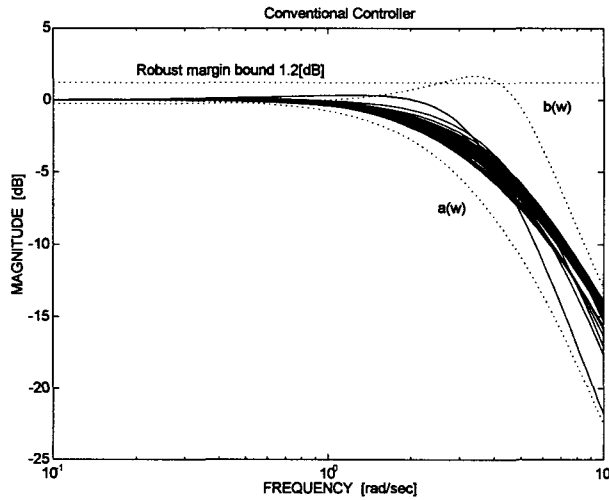
그림 3의 루프형성결과로부터 두 방식이 강인 안정여유와 최종 경계조건을 모두 만족함을 알 수 있다. 그리고 페루프 응답특성을 만족시키기 위해서 QFT의 기본 설계방식을 이용하여 설계한 2차 입력필터는 다음과 같다[8].

$$F(s) = \frac{26.25}{s^2 + 11s + 26.25} \quad (20)$$

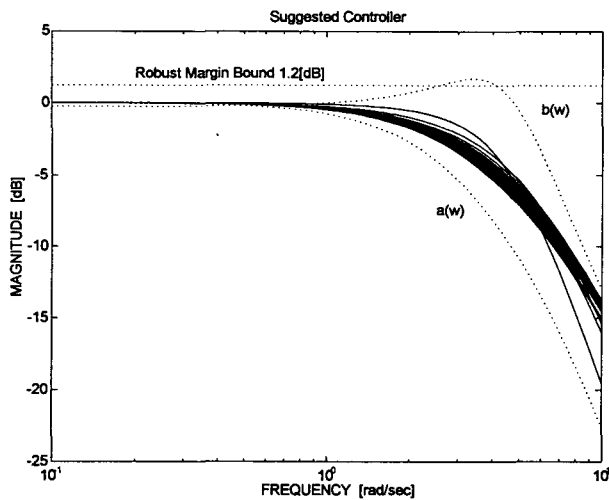
그림 4와 5는 식 (15)의 불확실성이 고려되었을 때 식 (18)과 (19)의 PID 제어기 및 식 (20)의 입력필터에 의한 전체 시스템의 주파수응답과 시간응답을 나타내고 있다. 그림 4로부터 기존 Zolotas 등의 제어기는 저주파수에서 추적사양을 벗어나는 불확실성 영역이 존재하지만, 제안된 방식에 의해 설계된 제어기는 보다 작은 섭동범위를 가지면서 사양을 만족함을 확인할 수 있다. 그리고 그림 5로부터 플랜트의 불확실성에 대해 제안된 제어기가 속응성과 과도상태에서 개선된 응답특성을 보임을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 주파수응답으로 주어진 경계조건을 만족하는 QFT의 루프형성법을 이용한 PID 제어기의 설계방법을 제안하여 다음 결과를 얻었다. 제안된 방법은 주어진 주파수 응답 조건에 맞는 PID 제어기를 포함한 루프 주파수 전달함수의 합성을 위해서, 선형화된 식별을 수행할 수 있는 표현식을 정의하고, SVD 정리를 적용하여 PID 파라미터 벡터에 대한 최소 정규해를 추정하는 방식이다. 제안된 방법의 2-DOF 문제에 대한 시뮬레이션 결과로부터 개선된 응답특성을 얻었으며, 기존 주파수응답의 상·하한 경계조건이 주어져 있는 실제 시스템에 적용할 경우, 설비의 신뢰성을 보장하면서 다양한 동작조건에 대해 강인성을 보장하는 PID 제어기의 설계방식으로 유용하게 활용될 것이다. 특히 본 논문에서 제안한 방법을 일반화된 제어기로 표현하여 탐색 알고리즘을 병행하면, 기존 방식들에서 나타나는 국부 최소화, 편의 및 고차 제어기 설계문제를 해결한 QFT의 자동화 설계에 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

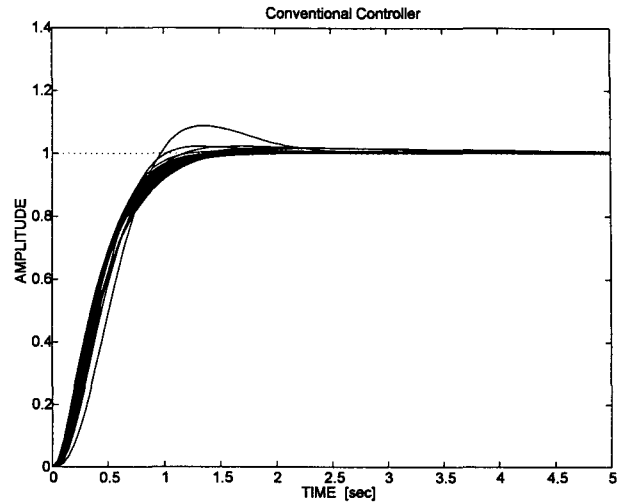


(a) frequency responses of system designed by Zolotas *et al.*

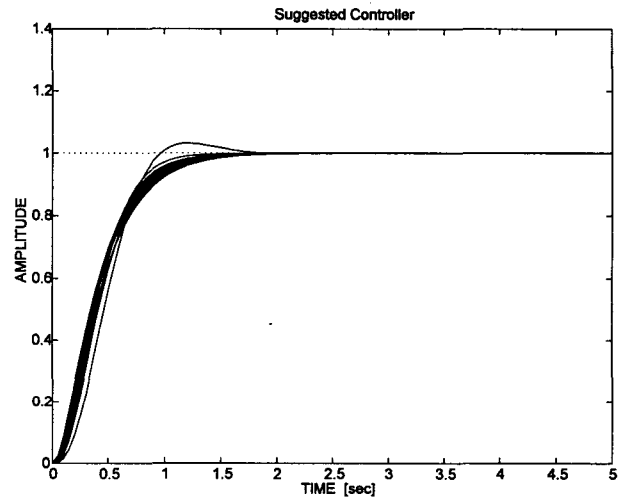


(b) frequency responses of the suggested system

그림 4 페루프 주파수응답
Fig. 4 Closed loop frequency responses



(a) time responses of system designed by Zolotas *et al.*



(b) time responses of the suggested system

그림 5 페루프 시간응답
Fig. 5 Closed loop time responses

참 고 문 헌

- [1] K. J. Åström and T. Häggglund, PID Controllers : Theory, Design, and Tuning, Instrument Society of America, 1995.
- [2] I. M. Horowitz, "Survey of Quantitative Feedback Theory(QFT)", Int. J. Cont., vol. 53, no. 2, pp. 255-291, 1991.
- [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, 제48A권, 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 ISCACSD, 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] A. C. Zolotas and G. D. Halikias, "Optimal Design of PID Controllers using the QFT Method", IEE Proc. Control Theory Appl., vol. 146, no. 6, pp. 585-589, 1999.
- [9] T. K. Moon and W. C. Stirling, Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing, Prentice Hall, 2000.
- [10] S. Van Huffel and J. Vandewalle, The Total Least Squares Problem Computational Aspects and Analysis, SIAM, 1991.

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 전기전자컴퓨터공학부 및 컴퓨터정보통신연구소 초빙전임강사.
Tel : 043) 261-3330, Fax : 043) 261-3280
E-mail : kimjusik@chungbuk.ac.kr



이 상 혁 (李相赫)

1988년 충북대 전기공학과 졸업, 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1998년 동대학원 전기공학과 졸업(박사), 1999년~2000년 (주)지엔티씨 기술개발실, 2000년~현재 부산대 전자전기정보컴퓨터공학부 조교수.
Tel : 051) 510-2497, Fax : 051) 513-0212
E-mail : leehyuk@pusan.ac.kr