Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers Vol. 16, No.4, pp.1~7 July 2002 논문 16-4-1

정량적 궤환이론을 이용한 PID 제어기 설계 및 터빈 속도제어

(A Design of PID Controller using Quantitative Feedback Theory and Turbine Speed Control)

김주식*
(Ju-Sik Kim)

요 약

정량적 궤환이론(Quantitative Feedback Theory ; QFT)은 플랜트 불확실성과 외란에도 불구하고 요구된 시스템의 제어성능을 성취하기 위해서 궤환의 사용을 강조하는 매우 실제적인 설계기법이다. 이 QFT의 루프형성과정은 요구된 경계조건이 만족될 때까지 강인한 제어기를 설계하는 것을 허용한다. 본 논문에서는 QFT의 루프형성을 이용한 PID 제어기의 최적 설계방법을 제안한다. 제안된 방법은 QFT 경계조건에 의해 얻어진 2차원의 시스템 행렬과 출력 벡터를 재배열하는 것으로부터 전개된 선형 연립방정식으로부터 PID 제어기의 파라미터 벡터를 식별하는 방식이다. 제안된 방법의 유용성은 터빈의 속도제어 문제에 의해 검증하였다.

Abstract

QFT is a very practical design technique that emphasizes the use of feedback for achieving the desired system performances in despite of plant uncertainties and disturbances. The loop shaping procedure of QFT is employed to design the robust controller, until the desired bounds are satisfied. This paper presents an optimization algorithm for designing PID controller using the loop shaping of QFT. The proposed method identifies the parameter vector of PID controller from a linear system that develops from rearranging the two dimensional system matrices and output vectors obtained from the QFT bounds. The feasibilities of the suggested algorithm are illustrated with a turbine speed control problem.

Key Words : QFT, PID control, loop shaping, SVD, turbine speed control

1. 서 론

PID 제어기는 현대사회에서 사용되고 있는 제어기의 대부분을 차지하는 범용성을 갖고 있다. 이러한 범용성을 지닌 PID 제어기는 제어대상에 따라 여러 제어형태로 분류할 수 있다. 이 제어형태는 제어기의 파라미터를 재배치함으로서 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 다양한 형태의 제어기법에도 불구하고, PID 제어에서는 플랜트의 특

* 주저자 : 충북대학교 전기전자및컴퓨터공학부
Tel : 043-261-3330, Fax : 043-261-3280
E-mail : kimjusik@cbucc.chungbuk.ac.kr
접수일자 : 2002년 2월19일
1차심사 : 2002년 2월26일, 2차심사 : 2002년 5월24일
3차심사 : 2002년 6월19일
심사완료 : 2002년 7월 5일

성변화에 따라 PID 파라미터를 최적으로 설정하기 위한 동조방법이 반드시 뒷받침되어야 한다. 이 같은 필요성에 따라 1942년에 Ziegler와 Nichols에 의해 최적 설정에 감도의 영향을 고려한 PID 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 플랜트에 불확실성이 포함되어 있지 않은 경우에는 궤환에 의해 성능을 어느 정도 개선할 수 있으나, 플랜트의 일부 또는 전부에 불확실성이 포함되어 있는 경우에는 종래의 궤환제어로는 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 궤환제어계의 설계방법으로 Horowitz에 의해 제안되었다. QFT 설계의 주목적은 최소의 대역폭을 갖는 간단, 저차 제어기를 설계하는 것이며, 궁극적으로 루프형성의 결과로부터 얻어진다. 실제 QFT의 루프형성은 주파수응답의 경계조건을 Nichols 선도에 표현하고, 이 조건에 맞는 공칭루프 전달함수를 식별하는 과정이다. 이 과정에서 공칭루프 및 제어기의 전달함수가 결정된다[2-4].

본 논문에서는 기존 QFT의 루프형성에 대한 개선방법으로 컴퓨터를 이용한 전달함수 합성법을 제안하고, 제안된 방식으로부터 최적의 PID 파라미터를 추정하였다. 제안된 방식은 PID 제어기를 포함한 루프 전달함수로부터 경계조건에 적합한 2차원 시스템 행렬과 출력 벡터들을 구성하고, 이들에 의해서 과잉결정된 선형 연립방정식을 합성한 후, SVD(Singular Value Decomposition) 정리를 적용하여 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 주파수 전달함수 합성법과 이 방식을 적용한 PID 제어기 설계방법을 제안한다. 3장에서는 터빈 속도제어에 대한 제안된 방식의 설계결과로부터 그 유용성을 검증하고, 4장에서 결론을 맺는다.

2. QFT의 주파수 전달함수 합성법을 이용한 PID 제어기 설계

QFT는 플랜트에 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. QFT의 설계목적은 MISO(Multi-Input Single-Output) 문제에 대한 해 즉, 각각의 주어진 제어성능을 만족하는 제어기와 입력필터를 구하는 것이다[2-4].

QFT를 이용한 설계문제에서 루프형성과정은 설계사양들과 플랜트 템플레이트(templates)에 의해서 합성되는 최종 경계조건들로부터 최적의 설계를 위해 강인 안정여유를 나타내는 U-궤적에 근접하고, 합성된 최종 경계조건들을 만족하는 공칭루프 전달함수를 결정하는 과정이다.

본 장에서는 QFT의 주파수 전달함수 합성을 이용한 PID 제어기 설계방법을 제안한다. 먼저 기본형 PID 제어기 설계문제를 고려하고, 일반화된 표현을 정의하여 강인 제어기 설계문제로 확장한다.

2.1 기본형 PID 제어기

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

$$P_O(j\omega) = |P_O(j\omega)|\{\cos\phi(\omega) + j\sin\phi(\omega)\} \quad (1)$$

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

여기서, $|P_O(j\omega)|$와 $\phi(\omega)$는 공칭 플랜트의 이득과 위상응답을 나타낸다.

그리고 공칭루프 주파수 전달함수 $L_O(j\omega)$는 식 (1)

과 (2)에 의해서 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\begin{aligned} L_O(j\omega) &= C(j\omega)P_O(j\omega) \\ &= |L_O(j\omega)|\{\cos\phi(\omega)+j\sin\phi(\omega)\} \end{aligned} \tag{3}$$

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

식 (3)으로부터 임의의 주파수 ω_i에서 $C(j\omega_i)$는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} C(j\omega_i) &= K_P - j\frac{1}{\omega_i}K_I + j\omega_i K_D \\ &= |C(j\omega_i)|\{\cos\varphi(\omega_i)+j\sin\varphi(\omega_i)\} \end{aligned} \tag{4}$$

여기서, 첨자 i는 경계조건들에서 i번째의 값이고, $|C(j\omega_i)| = \frac{|L_O(j\omega_i)|}{|P_O(j\omega_i)|}$, $\varphi(\omega_i)=\phi(\omega_i)-\psi(\omega_i)$는 루프형성 경계조건으로부터 주어지는 PID 제어기의 이득과 위상응답이다.

식 (4)로부터 K_P, K_I, K_D에 대해 실수부와 허수부로 정리하면, 다음과 같은 행렬형태의 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1/\omega_i & \omega_i \end{bmatrix}\begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |C(j\omega_i)|\cos\varphi(\omega_i) \\ |C(j\omega_i)|\sin\varphi(\omega_i) \end{bmatrix} \tag{5}$$

그리고 N개의 QFT의 경계조건에 의한 이득 및 위상응답을 고려하면, 식 (5)로부터 과잉결정된 선형 연립방정식을 얻을 수 있고, PID 파라미터 벡터의 해를 구할 수 있다. 그러나 실제 적용을 위한 PID 제어기는 항상 식 (2)와 같은 형태만으로 주어지는 것은 아니다. 따라서 일반화된 제어기의 표현으로부터 주파수 전달함수를 합성하고, 이에 의해서 PID 파라미터를 결정할 필요가 있다.

2.2 QFT의 주파수 전달함수 합성법

먼저 주어진 주파수응답 경계조건에 맞는 제어기의 주파수 전달함수 합성을 위한 일반화된 표현식을 정의하기 위해 다음과 같은 제어기 $C(j\omega_i)$를 고려하자.

$$\begin{aligned} C(j\omega_i) &= \frac{\sum_{g=0}^{m} b_g(j\omega_i)^g}{\sum_{h=0}^{n} a_h(j\omega_i)^h} \\ &= |C(j\omega_i)|\{\cos\varphi(\omega_i)+j\sin\varphi(\omega_i)\} \end{aligned} \tag{6}$$

여기서, $n \geq m$, $a_n = 1$이다.

전달함수 합성에서 분모 다항식에 대한 편의(bias) 문제를 해결하기 위해서 임의의 주파수 ω_i에서 식 (6)의 경계조건과 합성된 제어기에 대한 오차관계를 다음과 같이 정의하면,

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

식 (6)은 다음과 같이 정리될 수 있다.

$$(j\omega_i)^n + \sum_{h=0}^{n-1} a_h(j\omega_i)^h = \sum_{g=0}^{m} b_g(j\omega_i)^g\left(M_i + jN_i\right) \tag{8}$$

여기서, $M_i = \frac{\cos\varphi(\omega_i)}{|C(j\omega_i)|}$, $N_i = -\frac{\sin\varphi(\omega_i)}{|C(j\omega_i)|}$이고, 식 (6)의 분자 및 분모 다항식의 일반화 표현식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sum_{g=0}^{m} b_g(j\omega_i)^g &= \sum_{\alpha=0}^{p}(-1)^\alpha b_{2\alpha}\omega_i^{2\alpha} \\ &\quad + j\sum_{\beta=0}^{q}(-1)^\beta b_{2\beta+1}\omega_i^{2\beta+1} \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned} \sum_{h=0}^{n-1} a_h(j\omega_i)^h &= \sum_{\gamma=0}^{u}(-1)^\gamma a_{2\gamma}\omega_i^{2\gamma} \\ &\quad + j\sum_{\delta=0}^{v}(-1)^\delta a_{2\delta+1}\omega_i^{2\delta+1} \end{aligned} \tag{10}$$

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

$$\begin{aligned} m=2k &: p=\frac{m}{2},\ q=\frac{m}{2}-1 \\ m=2k+1 &: p=q=\frac{m-1}{2} \\ n=2l &: u=v=\frac{n}{2}-1 \\ n=2l+1 &: u=\frac{n-1}{2},\ v=\frac{n-1}{2}-1 \end{aligned}$$

그리고 식 (9)와 (10)을 식 (8)에 대입하고, 실수부와 허수부로 구분하여 정리하면 다음과 같다.

$$y_{Ri} = \sum_{\gamma=0}^{u}(-1)^{\gamma}a_{2\gamma}\omega_i^{2\gamma} - M_i\sum_{\alpha=0}^{p}(-1)^{\alpha}b_{2\alpha}\omega_i^{2\alpha} + N_i\sum_{\beta=0}^{q}(-1)^{\beta}b_{2\beta+1}\omega_i^{2\beta+1} \quad (11)$$

$$y_{Ii} = \sum_{\delta=0}^{v}(-1)^{\delta}a_{2\delta+1}\omega_i^{2\delta+1} - N_i\sum_{\alpha=0}^{p}(-1)^{\alpha}b_{2\alpha}\omega_i^{2\alpha} - M_i\sum_{\beta=0}^{q}(-1)^{\beta}b_{2\beta+1}\omega_i^{2\beta+1} \quad (12)$$

여기서, 스칼라(scalar) y_{Ri}와 y_{Ii}는 n의 값에 따라 다음의 값을 갖는다.

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

식 (11)과 (12)를 계수에 대해 짝수부와 홀수부로 구분하여 다음과 같이 정의하면,

$$\boldsymbol{x}_{Ri}=[\,\boldsymbol{p}_{Ri}^{even} \vdots 0 \vdots \boldsymbol{z}_{Ri}^{even} \vdots \boldsymbol{z}_{Ri}^{odd}\,] \quad (13)$$

$$\boldsymbol{x}_{Ii}=[\,0 \vdots \boldsymbol{p}_{Ii}^{odd} \vdots \boldsymbol{z}_{Ii}^{even} \vdots \boldsymbol{z}_{Ii}^{odd}\,] \quad (14)$$

$$\boldsymbol{\theta}=[\,a_0\cdots a_u \vdots a_1\cdots a_v \vdots b_0\cdots b_p \vdots b_1\cdots b_q\,]^T \quad (15)$$

여기서, 식 (13)의 $\boldsymbol{p}_{Ri}^{even}\in R^u$, $\boldsymbol{z}_{Ri}^{even}\in R^p$, $\boldsymbol{z}_{Ri}^{odd}\in R^q$ 그리고 식 (14)의 $\boldsymbol{p}_{Ii}^{odd}\in R^v$, $\boldsymbol{z}_{Ii}^{even}\in R^p$, $\boldsymbol{z}_{Ii}^{odd}\in R^q$는 식 (11)과 (12)의 각 항으로부터 얻어진 벡터이고, $\boldsymbol{\theta}$는 식별할 제어기의 계수 벡터이다.
다음과 같은 행렬형태의 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}_{Ri}\\ \boldsymbol{x}_{Ii}\end{bmatrix}\boldsymbol{\theta}=\begin{bmatrix}y_{Ri}\\ y_{Ii}\end{bmatrix} \quad (16)$$

그리고 N개의 이득 및 위상응답을 고려하면 다음과 같은 과잉결정된 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\boldsymbol{X}\cdot\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{y} \quad (17)$$

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

$$\boldsymbol{X}=[\,\boldsymbol{x}_{R1}^T\cdots\boldsymbol{x}_{Ri}^T\cdots\boldsymbol{x}_{RN}^T \vdots \boldsymbol{x}_{I1}^T\cdots\boldsymbol{x}_{Ii}^T\cdots\boldsymbol{x}_{IN}^T\,]^T \quad (18)$$

$$\boldsymbol{y}=[\,y_{R1}\cdots y_{Ri}\cdots y_{RN} \vdots y_{I1}\cdots y_{Ii}\cdots y_{IN}\,]^T \quad (19)$$

식 (17)에 대한 해를 얻기 위해서 본 논문에서는 SVD 정리를 이용하며, 다음과 같이 그 해를 구할 수 있다. 먼저 다음과 같은 첨가행렬 $\boldsymbol{C}\in R^{2N\times(n+m+2)}$를 고려하자.

$$\boldsymbol{C}=[\,\boldsymbol{X} \vdots \boldsymbol{y}\,] \quad (20)$$

그러면 행렬 $\boldsymbol{C}$의 SVD는 다음과 같이 표현되고,

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

여기서, $\boldsymbol{U}=[\,\boldsymbol{u}_1\cdots\boldsymbol{u}_{2N}]$, $\boldsymbol{V}=[\,\boldsymbol{v}_1\cdots\boldsymbol{v}_{n+m+2}]$이다. 식 (21)에서 특이값이 $\sigma_1\geq\sigma_2\geq\cdots\rangle\sigma_{n+m+2}>0$의 관계를 갖는다면, Householder 변환에 의해 다음과 같은 관계를 갖는 행벡터 $\boldsymbol{q}$를 구할 수 있다[5].

$$\boldsymbol{v}_{n+m+2}\cdot\boldsymbol{q}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{W} & \boldsymbol{z}\\ 0 & \eta\end{bmatrix} \quad (22)$$

식 (22)의 우변 열벡터 $\boldsymbol{w}=[\,\boldsymbol{z}\ \eta]^T$가 $\boldsymbol{v}_{n+m+2}$에 종속되면, Householder 변환의 특성으로부터 식 (17)의 최소 정규해 즉, 제어기의 계수 벡터 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$를 다음과 같이 얻을 수 있다[5].

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

그리고 이 해와 설계할 PID 제어기의 구성형태로부터 최적의 PID 파라미터의 값을 얻을 수 있다.

3. 터빈 속도제어 및 시뮬레이션

발전소의 수차속도 제어계는 PID 제어기로 구성된 레귤레이터 $C(s)$와 전기신호를 기계신호로 변환하는 액튜에이터 $P_{at}(s)$ 그리고 터빈 $P_{wmt}(s)$로 구성되어 있다[6,7]. 이 시스템은 수차의 회전속도가 기준 회전수와 편차가 발생하면 레귤레이터에서 편차에 대해 전기적인 신호가 컨버터의 제어 코일에 인가되고, 이 신호에 해당되는 만큼 파일로트 밸브가 동작하면 대기하던 압유가 분배변을 통해서 서보 모터를 동작시킨다. 그리고 모터와 기계적으로 연결된 가이드 밴이 동작되어 기준값으로 수차의 속도를 제어하게 된다. 그림 1은 충주 제 1수력의 수차속도 제어계를 블록선도로 나타낸 것이며, 레귤레이터 즉, PID 제어부는 기준속도에 대한 설정값과 궤환된 수차속도를 비교하여 PID 연산회로를 거쳐 액튜에이터에 제어신호를 발생하는 장치로서 비교부, 속도검출 이득(K_1) 및 PID 제어회로로 구성된다.

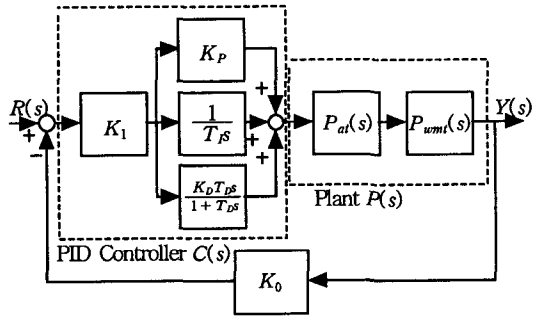

그림 1. 수차속도 제어계
Fig. 1. Hydraulic turbine speed control system

그림 1의 수차속도 제어계는 서보 모터 제어용 유압 시스템의 비선형성과 댐 수위변화 등의 불규칙적인 외란 및 시스템 자체의 특성변화와 같은 불확실성으로 인해 PID 파라미터 결정에 많은 어려움이 따른다. 따라서 플랜트의 특성이 변화할 때, 시스템의 성능사양을 보장하기 위한 최적의 PID 파라미터 값을 결정할 필요가 있다. 본 논문에서는 발전기 준공시험시 제작자가 제시한 기준 응답곡선[6]을 상한 경계조건으로 제안된 방법을 적용하였다.

그림 1의 PID 제어기와 전체 시스템에 대한 전달함수 관계는 각각 다음과 같다[6].

$$C(s)=K_1\frac{(K_P+K_D)s^2+\left(\frac{K_P}{T_D}+\frac{1}{T_I}\right)s+\frac{1}{T_IT_D}}{s^2+\frac{1}{T_D}s} \quad (24)$$

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{C(s)P_{at}(s)P_{wmt}(s)}{1+K_0C(s)P_{at}(s)P_{wmt}(s)} \quad (25)$$

여기서,

$$P_{at}(s)=\frac{K_2B(s)}{A(s)+K_2K_3B(s)},$$

$$P_{wmt}(s)=\frac{1-T_ws}{0.5T_wT_ms^2+T_ms},$$

$$\begin{aligned}A(s) &= MT_iT_cT_ss^5\\ &+\{(M+CT_i)T_s+MT_iK_5\}T_cs^4\\ &+\{(K_6T_i+C)T_s+(M+CT_i)K_5\}T_cs^3,\\ &+\{(K_6T_i+C)K_5+K_6T_s\}T_cs^2\\ &+K_5K_6T_cs\end{aligned}$$

$$B(s)=K_4K_7$$

이고, 각 파라미터의 값 및 물의 시정수(T_w)와 터빈의 기동 시정수(T_m)에서 기준값에 대해 80~120[%]의 섭동을 고려한 터빈의 불확실성 영역은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned}&K_0=5,\ K_1=20,\ K_2=0.02,\ K_3=10,\\ &K_4=0.99,\ K_5=0.07,\ K_6=0.5,\\ &K_7=1.932\times10^{-3},\ M=6.2\times10^{-5},\\ &C=2.49\times10^{-2},\ T_i=0.02,\\ &T_s=0.01,\ T_c=0.112,\\ &T_w\in[0.8\times1.51\quad 1.2\times1.51],\\ &T_m\in[0.8\times8.63\quad 1.2\times8.63]\end{aligned}$$

그리고 제작자가 제시한 기준 응답곡선을 상한 경계조건으로 설정된 강인 안정여유와 추적사양을 포함한 폐루프 설계사양은 각각 다음과 같다.

$$\left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \le 2.5\,[\mathrm{dB}],\ \omega \ge 0 \quad (26)$$

$$\left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \le B_U(\omega),\ 10^{-2} \le \omega \le 10^{2} \quad (27)$$

여기서, $B_U(\omega)$는 표 1과 같이 주어진다.

식 (26)과 (27) 그리고 표 1의 조건으로부터 기본 QFT 설계방법에 의해서 최종 경계조건을 구한 후, 식 (24)의 PID 파라미터 K_P, K_D, T_I, T_D를 결정한다. 식 (24)로부터 식 (6)에서 $n=m=2$인 경우에 대해 2장 2절에서 제안된 방식을 적용하면, 다음과 같은 제어기의 전달함수를 얻을 수 있다.

$$C(s) = \frac{8.8004s^2 + 9.1354\times10^{-1}s + 7.0873\times10^{-3}}{s^2 + 2.9523\times10^{-1}s} \quad (28)$$

그리고 식 (24)와 (28)의 관계로부터 다음과 같은 PID 파라미터의 값을 얻을 수 있다.

$$K_P = 1.5065\times10^{-1},\ K_D = 2.8123\times10^{-1}$$
$$T_I = 8.3311\times10^{2},\ T_D = 3.3872$$

표 1. 경계조건
Table 1. Bounds

ω [rad/sec]	$B_U(\omega)$ [dB]	ω [rad/sec]	$B_U(\omega)$ [dB]
1.00×10^{-2}	2.28×10^{0}	1.27×10^{0}	-3.65×10^{1}
1.62×10^{-2}	2.86×10^{0}	2.07×10^{0}	-4.37×10^{1}
2.64×10^{-2}	2.08×10^{0}	3.36×10^{0}	-5.15×10^{1}
4.28×10^{-2}	9.84×10^{-1}	5.46×10^{0}	-6.04×10^{1}
6.95×10^{-2}	-1.20×10^{0}	8.86×10^{0}	-7.11×10^{1}
1.13×10^{-1}	-3.88×10^{0}	1.44×10^{1}	-8.36×10^{1}
1.83×10^{-1}	-8.05×10^{0}	2.34×10^{1}	-9.80×10^{1}
2.98×10^{-1}	-1.42×10^{1}	3.79×10^{1}	-1.14×10^{2}
4.83×10^{-1}	-2.15×10^{1}	6.16×10^{1}	-1.32×10^{2}
7.85×10^{-1}	-2.91×10^{1}	1.00×10^{2}	-1.52×10^{2}

그림 2는 최종 경계조건과 식 (28)의 제어기에 의한 루프형성 결과를 나타낸다. 그림 3과 그림 4는 요구된 경계조건과 불확실성에 대해 강인성을 만족하도록 설계된 수차속도 제어계에서 터빈의 불확실성 전 범위에 대한 주파수응답과 시간응답을 보여준다. 그림 2와 3으로부터 설계된 제어기에 의한 전체 시스템의 폐루프 주파수응답이 식 (26)과 (27) 그리고 표 1에서 고려한 조건을 만족하고 있음을 알 수 있다. 또한 그림 4로부터 설계된 속도제어계는 불확실성 전 영역에 대해서 강인한 수렴특성을 보이고 있음을 알 수 있다.

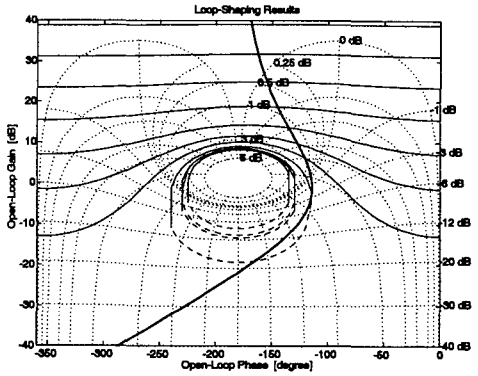

그림 2. 루프형성 결과
Fig. 2. Loop shaping results

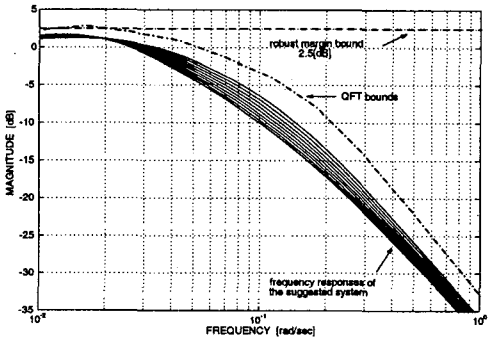

그림 3. 주파수응답
Fig. 3. Frequency responses

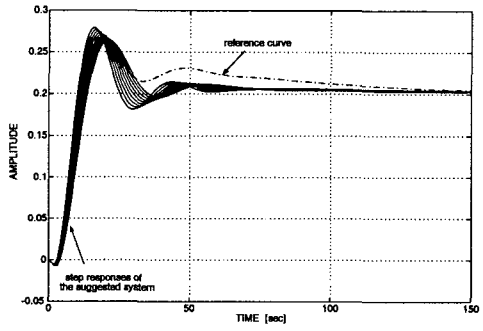

그림 4. 시간응답
Fig. 4. Time responses

4. 결 론

본 논문에서는 주파수응답으로 주어진 경계조건을 만족하는 QFT의 루프형성법을 이용한 PID 제어기의 설계방법을 제안하여 다음 결과를 얻었다. 제안된 방법은 주어진 조건에 맞는 PID 제어기를 포함한 루프 주파수 전달함수의 합성을 위해서, 선형화된 식별을 수행할 수 있는 표현식을 정의하고, SVD 정리를 적용하여 제어기의 계수 벡터를 추정함으로서 PID 파라미터를 결정하는 방식이다. 그리고 제안된 방법의 터빈 속도제어에 대한 시뮬레이션 결과로부터 그 유용성을 검증하였으며, 불확실성에 대해 강인한 특성을 얻었다. 본 논문에서 제안한 방법은 PID 제어기 설계뿐만 아니라, 컴퓨터를 이용한 QFT의 자동화 설계 방식으로도 유용하게 활용될 것으로 기대된다.

References

[1] K. Åström and T. Hägglund, PID Controllers : Theory, Design, and Tuning, Inst. Society of America, 1995.

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

[3] I. Horowitz, Quantitative Feedback Design Theory(QFT), QFT Pub., 1993.

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

[5] T. Moon and W. Stirling, Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing, Prentice Hall, 2000.

[6] 한국수자원공사, 온-라인 PID 자동 동조기 개발연구, 연구보고서, 한국수자원공사, 1993.

[7] 김주식, 유정웅, "QFT와 유전 알고리즘을 이용한 발전소 조속기 속도제어계의 설계", 한국조명·전기설비학회 논문지, 제12권, 제2호, pp. 77-84, 1998.

[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 Auto. Cont, 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] A. Zolotas and G. Halikias, "Optimal Design of PID Controllers using the QFT Method", IEE Proc. Control Theory Appl., vol. 146, no. 6, pp. 585-589, 1999.

◇저자소개◇

김 주 식(金周植)

1992년 충북대학교 전기공학과 졸업. 1994년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1999년~2001년 (주)지앤티씨. 2001년~현재 충북대학교 전기전자및컴퓨터공학부 초빙전임강사.