



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

피드포워드 제어와 안티와인드업 기법을 결합한
열교환기 시스템의 RCGA기반 PID 제어

RCGA-Based PID Control of a Heat Exchanger System
Incorporating Feedforward Control and Anti-Windup Techniques



2016 년 2 월

한국해양대학교 대학원

메카트로닉스공학과 안종갑

본 논문을 안종갑의 공학박사 학위논문으로 인준함.

위원장	오 세 준	(인)
위 원	진 강 규	(인)
위 원	오 진 석	(인)
위 원	최 재 준	(인)
위 원	소 명 옥	(인)



2015년 12월 23일

한국해양대학교 대학원

목 차

List of Tables	iv
List of Figures	v
List of Photos	ix
Abstract	x
제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경 및 동향	1
1.2 연구 내용 및 구성	2
제 2 장 열교환기	3
2.1 원통 다관식 열교환기	4
2.1.1 고정 관관식 열교환기	7
2.1.2 U자관식 열교환기	8
2.1.3 유동두식 열교환기	8
2.2 열교환기의 동적 모델링	11
2.2.1 열교환기의 열적분석	11
2.2.2 제어대상의 모델링	17
2.2.3 열교환기 온도제어시스템	25
제 3 장 제어기 파라미터 최적화를 위한 유전알고리즘	31
3.1 실수코딩	32

3.2 초기집단의 생성	32
3.3 유전연산자	33
3.3.1 재생산	33
3.3.2 교배	34
3.3.3 돌연변이	35
3.4 적합도 평가	36
3.5 적합도의 스케일링	37
3.6 엘리트 전략	37
3.7 종료조건	38
제 4 장 PID 제어기	40
4.1 PID 제어기	40
4.1.1 제어동작특성	43
4.1.2 PID 제어기 파라미터의 동조	49
4.1.3 필터링된 미분을 갖는 PID 제어기	63
4.1.4 무충돌 전환	65
4.2 안티와인드업	67
4.2.1 포화기	68
4.2.2 적분기 와인드업	70
제 5 장 피드포워드제어 기법	75
5.1 측정될 수 있는 외란에 대한 피드포워드제어	77
5.2 동적모델에 기반한 피드포워드 제어기	83

제 6 장 피드포워드제어와 안티와인드업 기법을 결합한 PID 제어기 설계	90
6.1 PID 제어기 설계	91
6.2 추종 안티와인드업을 갖는 PID 제어기 설계	92
6.3 외란억제를 위한 피드포워드 제어기 설계	93
6.4 RCGA를 이용한 피드포워드 제어기와 안티와인드업을 갖는 PID 제어기의 동조	95
제 7 장 모의실험 및 검토	98
7.1 모의실험용 데이터	98
7.2 PID 제어기와 피드포워드제어기의 동조	101
7.3 PID 제어기의 성능비교	104
7.3.1 포화기의 영향	104
7.3.2 안티와인드업 루프의 효과에 대한 검토	107
7.3.3 설정치 추종성능에 대한 검토	110
7.3.4 외란 억제 성능에 대한 검토	114
7.3.5 파라미터 변동에 대한 검토	118
7.3.6 잡음에 대한 검토	121
제 8 장 결론	123
참고문헌	125

List of Tables

Table 2.1 Categorization of heat exchanger by structure	5
Table 2.2 The independent variables in a heat exchanger system	11
Table 2.3 Overall heat-transfer coefficients, K, for heat exchangers	21
Table 2.4 Effectiveness relations of some heat exchanger configurations	24
Table 4.1 Effects to parameter changes	49
Table 4.2 Open-loop tuning method	52
Table 4.3 Closed-loop tuning method	54
Table 7.1 Heat exchanger system parameter for simulation	98
Table 7.2 Tuned parameters of the PID and feedforward controllers	101
Table 7.3 Comparison of set-point tracking performances when y_r is increased from 75[°C] to 80[°C]	112
Table 7.4 Comparison of disturbance rejection performances when T_{sin} is step-wisely changed to +10[°C]	115

List of Figures

Figure 2.1 Types of heat transmission of heat exchanger	4
Figure 2.2 Shell and tube heat exchanger	6
Figure 2.3 Fixed tube-plate heat exchanger	7
Figure 2.4 U-bend heat exchanger	8
Figure 2.5 Floating-head heat exchanger	10
Figure 2.6 Simple annular heat exchangers	15
Figure 2.7 Temperature control system of a heat exchanger	26
Figure 2.8 Diaphragm acting parts for linear action	29
Figure 2.9 Electric/Pneumatic converter and valve positioner	29
Figure 2.10 Block diagram of the controlled object	30
Figure 3.1 Modified simple crossover	34
Figure 3.2 Dynamic mutation	35
Figure 3.3 Operation of a RCGAs	39
Figure 4.1 Structure of PID controller	41
Figure 4.2 PID controller for closed-loop system	42
Figure 4.3 The proportional band	43
Figure 4.4 Integral control action	44
Figure 4.5 Derivative control action	45
Figure 4.6 Proportional-Integral control action	46
Figure 4.7 Proportional-Derivative control action	47

Figure 4.8 Proportional-Integral-Derivative control action	48
Figure 4.9 Block diagram of PID control system	49
Figure 4.10 Response curve for unit-step input	51
Figure 4.11 Closed-loop control system with proportional gain	52
Figure 4.12 Response curve and ultimate period	53
Figure 4.13 Relay feedback control system	55
Figure 4.14 Open-loop IMC	57
Figure 4.15 Closed-loop IMC	58
Figure 4.16(a) IMC block diagram	60
Figure 4.16(b) Simple IMC block diagram	60
Figure 4.17 Manual/Automatic mode change	65
Figure 4.18 PID controller to bumpless transfer	66
Figure 4.19 PID controller to bumpless transfer with anti-windup	67
Figure 4.20 Control system with saturator and actuator	68
Figure 4.21 Saturator of actuator	69
Figure 4.22 Influence of integrator windup for closed-loop system	70
Figure 4.23 PID controller with back calculation and tracking anti-windup	72
Figure 4.24 Integrator performance by anti-windup	73
Figure 4.25 Response of PID controller with anti-windup	73
Figure 4.26 PID controller with dead zone anti-windup	74
Figure 5.1 Simplified block diagrams for feedforward and feedback control	77
Figure 5.2 Temperature control to heat exchanger with feedback controller	78

Figure 5.3 Temperature change status depending on load change	79
Figure 5.4 Feedforward control for heat exchanger	80
Figure 5.5 Combined feedforward control and feedback control	81
Figure 5.6 Feedforward control system	82
Figure 5.7 Block diagram of a system where a measured disturbance d is reduced by a combination of feedback and feedforward	84
Figure 5.8 A block diagram of a feedforward-feedback control system	86
Figure 6.1 PID controller with anti-windup	92
Figure 6.2 Overall PID control system with feedforward and anti-windup to temperature control system for heat exchanger	94
Figure 6.3 Optimization of PID gains and lamda using RCGA	97
Figure 7.1 Open loop response of heat exchanger system	100
Figure 7.2 Response curve and ultimate period	100
Figure 7.3 RCGA-based evolutionary tuning for PID controller & AW	102
Figure 7.4 RCGA-based evolutionary tuning for feedforward controller with PID controller & AW	103
Figure 7.5 Influence of saturation [-50 0] for heat exchanger system	105
Figure 7.6 Integrator performance by saturation for heat exchanger system	106
Figure 7.7 Response of PID controller with anti-windup	108
Figure 7.8 Integrator and integrator-reset performance by anti-windup	109
Figure 7.9 Performance comparison between without AW and with AW	111
Figure 7.10 Set-point tracking responses when y_r is step-wisely increased from 75[°C] to 80[°C]	113

Figure 7.11 Disturbance rejection responses when T_{sin} is step-wisely changed to 10[°C] while $y= 80[°C]$	116
Figure 7.12 Disturbance rejection responses without/with feedforward control	117
Figure 7.13 Response comparison to change of parameter T_x	119
Figure 7.14 Response comparison to change of parameter K_x	120
Figure 7.15 Set-point tracking responses when noise $N(0, 0.05)$ exist	122



List of Photos

Photo 2.1 Pneumatic 3-way control valve
with valve positioner and I/P converter 28



RCGA-Based PID Control of a Heat Exchanger System Incorporating Feedforward Control and Anti-Windup Techniques

Jong-Kap Ahn

Department of Mechatronics Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University



Abstract

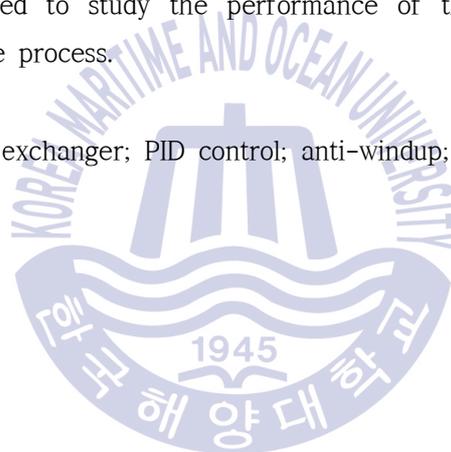
In many industrial processes and operations, such as power plants, petrochemical industries and ships, shell and tube heat exchangers are widely used and probably applicable for a wide range of operating temperatures. The main purpose of a heat exchanger is to transfer heat between two or more medium with temperature differences. Heat exchangers are highly nonlinear, time-varying and time lag behavior during operation. The temperature control of such processes has been challenging to control engineers and a variety of forms of PID controllers have been proposed to guarantee better performance.

Over decades PID controller has proven to be a very useful instrument in industrial fields. The generality of PID controllers allows easier design and tuning compared to other complicated controllers in addition to excellent control performance, and enables field engineers to operate them relatively

easily.

In this thesis, a scheme of controlling outlet temperature of a shell and tube heat exchanger system with non-linearity, time varying and dead time that combines the PID controller with filtering the derivative eliminating a measurement noise, a feedforward control improving a disturbance rejection and an anti-windup strategy preventing the integral terms from accumulated a significant error above or below pre-determined bounds is presented. A real-coded genetic algorithms(RCGAs) is used to tune the parameters of the PID controller with anti-windup technique and the feedforward controller by minimizing the integral of time-weighted absolute error(ITAE). Simulation works are performed to study the performance of the proposed method when applied to the process.

KEY WORDS: heat exchanger; PID control; anti-windup; feedforward control; genetic algorithms



제 1 장 서 론

1.1 연구배경 및 동향

열교환기는 발전소, 석유화학공장, 선박 등 산업공정 전 분야에 걸쳐 광범위하게 사용되고 있는 장치로서 전열벽을 사이에 두고 흐르는 저·고온 유체들 사이에 열을 교환해주는 역할을 한다. 일반적으로 산업현장에서는 셸-튜브형(shell-tube type : 원통다관식), 판형(plate type), 핀-튜브(fin-tube type)형 등을 찾아볼 수 있지만 가장 폭넓게 이용되고 있는 형식은 셸-튜브형이다.

열교환기는 비선형성과 시변 특성을 가지고 있어 정확한 수학적 모델을 얻는 것이 쉽지 않을 뿐만 아니라 대형의 경우에는 열전달 시간이 많이 걸려 안정된 성능이 보장되는 온도 제어가 어려워 이를 개선하고자 하는 많은 연구들이 수행되어 왔다[1-7]. 특히 셸-튜브형 열교환기와 관련된 연구로 Vinaya 등[3]은 이산형 모델예측제어(model predictive control) 알고리즘을 제안하였고, Pandey 등[4]은 PI형의 퍼지 제어를, Sivakumar[5] 등은 뉴로퍼지 제어와 PID 제어기법을 결합하는 방법을 다루었다. 또한, Padhee[6] 등은 내부모델에 기초한 PID 제어기를, Ahmad 등[7]은 하이브리드 기준모델 적응관리 퍼지 제어를 제안하였다. 이들 연구의 대부분은 나름대로 만족스러운 성과를 제시하고 있으나 모두 비선형 포화로 인해 일어날 수 있는 적분기 와인드업(integrator windup) 문제를 고려하지 못하고 있다. 비록 비선형 포화를 일부 다루는 경우에도 포화를 고려하지 않은 선형구간에서 제어를 동조한 이후 적분기 와인드업을 보상함으로써 성능개선의 여지를 남기고 있다. 또한 앞에서 언급한 바와 같이 열교환기는 대형일수록 열전달 시간이 길어져 제어가 어렵게 되고, 외란변화가 심한 환경에서 운전될 때에는 이로 인해 발생할 수 있는 성능 저하에 대한 대책과 보안도 필요하다.

본 논문에서 다루고자 하는 열교환기의 온도제어를 위한 PID 제어기는 근래에 지능제어 이론의 발달로 복잡하고 정교한 제어기법들이 많이 개발되어 왔음

에도 불구하고, 현재까지도 산업현장에서 가장 많이 쓰이고 있는 제어기법이다. 이런 PID 제어기의 범용성과 편리성은 다른 제어기보다 설계와 동조가 쉽고, 제어성능이 우수하면서도 현장의 엔지니어들이 비교적 쉽게 조작할 수 있기 때문이다.

1.2 연구 내용 및 구성

본 논문에서는 피드포워드 제어와 안티와인드업 기법을 결합하여 열교환기 온도제어용 PID 제어기를 설계하는 문제를 다룬다. 포화로 인해 발생하는 적분기 와인드업 문제는 안티와인드업 피드백 루프를 구성하여 극복하며, 외란이 출력에 영향을 주기 전에 이를 예측하여 제어입력에 반영하는 피드포워드 제어도 함께 적용한다.

설계된 PID 제어기와 피드포워드 제어기의 파라미터는 전체 제어시스템의 설정치 추종 성능과 외란 억제 성능이 개선되도록 실수코딩 유전알고리즘(Real-Coded Genetic Algorithms : RCGAs)을 이용하여 동조[8,9]하며, 제안하는 방법들은 모의실험을 통해 그 유효성을 검토한다.

본 논문은 총 8장으로 구성되며, 각 장에서 다루고 있는 내용은 다음과 같다. 제2장에서는 열교환기의 종류 중 셸-튜브 열교환기의 종류와 온도 제어시스템의 동적 모델링 및 열교환기 온도제어시스템의 수학적 모델링에 대해서 살펴보고, 제3장에서는 본 논문에서 다루고자 하는 제어기의 파라미터들을 최적화하기 위한 RCGA에 대해서 설명한다. 제4장에서는 PID 제어기와 함께 적분기 와인드업 문제를 극복하기 위한 안티와인드업 기법과 미분폭주를 줄이기 위한 미분필터에 대해서 다룬다. 제5장에서는 동적모델에 기반한 피드포워드 제어기에 대해서 알아본다. 제6장에서는 PID 제어기에 안티와인드업 기법과 피드포워드 제어가 결합된 열교환기의 온도 제어시스템을 설계하고, RCGA를 이용하여 그 파라미터들을 최적 동조하는 방법을 다룬다. 제7장에서는 설계된 제어기를 이용하여 열교환기 온도 제어시스템을 시뮬레이션하고, 그 유효성을 검토한다. 마지막으로 제8장에서는 결과와 고찰을 바탕으로 최종적인 결론을 도출한다.

제 2 장 열교환기

열교환기는 열전달을 위해 기계적인 움직임 없이 중간의 금속성 벽을 통해 하나의 유체에서 다른 유체로 열을 효과적으로 전달하는 것이 주목적이며 이를 위해 산업현장에서는 다양한 형태로 운용되고 있다. 일반적으로 열교환기들은 모양과 유체의 형태에 따라 구분되며 열전달은 대류와 전도에 의해 이루어진다. 유체들이 직접 접촉하는 형태를 제외하면 열은 열적 전도에 의해 두 유체 사이를 분리시키는 벽을 통해 뜨거운 유체에서 차가운 유체로 흐르지만 이것의 성능을 지배하는 것은 대류 전달이기 때문에 기본적으로 열교환기는 열대류 장치라고 말할 수 있다. 이때 열교환기 내부의 대류는 항상 강제적으로 이루어지고, 하나 이상의 유체에서 상변화가 발생할 수도 있다.

열교환기는 실생활의 많은 응용분야 뿐만 아니라 발전소, 석유화학공정, 선박 등 산업공정 전 분야에 걸쳐 광범위하게 사용되고 있다.

열교환기가 산업현장에서 일반적으로 사용되면서 시스템 제어에 있어서 기본적인 제어대상이 되었으며, 동적모델은 산업공정에서 현장의 엔지니어가 열교환기의 최적 운전과 정교한 제어를 수행하기 위해 다양한 방법으로 도출되고 있다. 이를 위해서는 환경변수를 포함한 여러 가지 사항들이 고려되어야 하고, 많은 독립변수들을 고려해야 한다. 만약 매우 정확한 모델이 구해진다면, 시스템에 대한 정확한 예측이 가능하게 되고, 이를 활용하면 독립변수들의 변화가 출력을 어떻게 변화시킬지 예측할 수 있다[10].

이 장에서는 열교환기의 용도와 구조에 따른 분류를 살펴본다. 특히 산업현장에서 사용되고 있는 열교환기의 약 60%를 차지하는 원통 다관식 열교환기(shell and tube heat exchanger)[11]에 대해서 좀 더 자세히 살펴보고, 본 논문에서 제안하고자 하는 제어 기법의 제어대상이 되는 열교환기 시스템을 집중정수 파라미터(lumped parameter) 형태로 모델링하고자 한다.

2.1 원통 다관식 열교환기

열의 이동은 전열(heat transmission)이라고 한다. 이 전열은 어떠한 경우라도 온도의 차이가 있는 경우에만 발생하며 고온으로부터 저온으로 이동한다. 여기에는 대표적으로 전도(conduction), 대류(convection), 복사(radiation)의 세 가지 전열형식이 있다.

열교환기를 전열형식에 따라 분류하면 관류식과 축열식의 두 종류로 구분할 수 있으며 일반적으로 산업현장에서 사용하는 열교환기는 모두 관류식에 속한다. 관류식 열교환기는 차단벽을 통하여 어떤 유체로부터 다른 유체로 직접 전열이 행하여진다. 이와 같은 이유로 두 유체는 동시에 열교환기 내를 흐를 필요가 있다. 축열식 열교환기는 열을 방출하는 유체와 수열하는 유체를 교대로 흐르게 하고, 가열 유체로부터 흡수한 열을 수열 유체에 전달해 주므로 두 유체의 적절한 조작이 필요하다. 열교환기의 전열형식은 온/냉 양유체가 흐르는 방향에 따라 다음과 같은 세 가지 기본 형식이 있다[12,13]. 역류형(counter flow type)은 온/냉의 양 유체가 역 방향으로 흐르는 형이고, 향류형(parallel flow type)은 온/냉 양 유체가 같은 방향으로 흐르는 형이며, 직교형(cross flow type)은 온/냉 양 유체가 직교하여 흐르는 형이다. 이상의 세 가지 기본 형식을 적당히 조합한 혼류형도 있다. 이들을 예시하면 그림 2.1과 같으며 그림의 혼류형에서 차단판(baffle)의 좌측은 역류 전열이고 우측은 향류 전열이다.

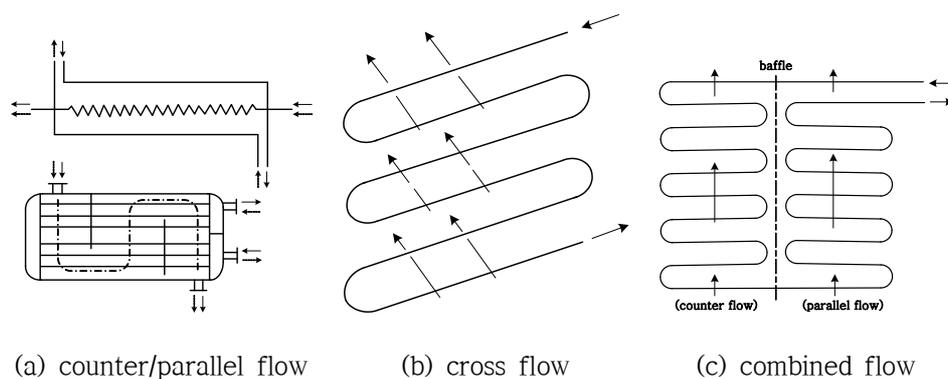


Figure 2.1 Types of heat transmission of heat exchanger

또한, 열교환기는 사용유체의 성상, 사용목적, 구조 등에 따라 분류될 수 있다. 사용유체의 성상에 따라서는 가열이나 냉각에 의해 상변화를 일으키는 것과 상변화가 없는 것으로 분류할 수 있으며, 사용목적에 따라서는 유체에 열을 부여하는 것과 열을 제거하는 것으로 분류할 수 있다. 구조에 따라서는 관형, 관형, 특수형으로 표 2.1과 같이 분류할 수 있다[12].

Table 2.1 Categorization of heat exchanger by structure

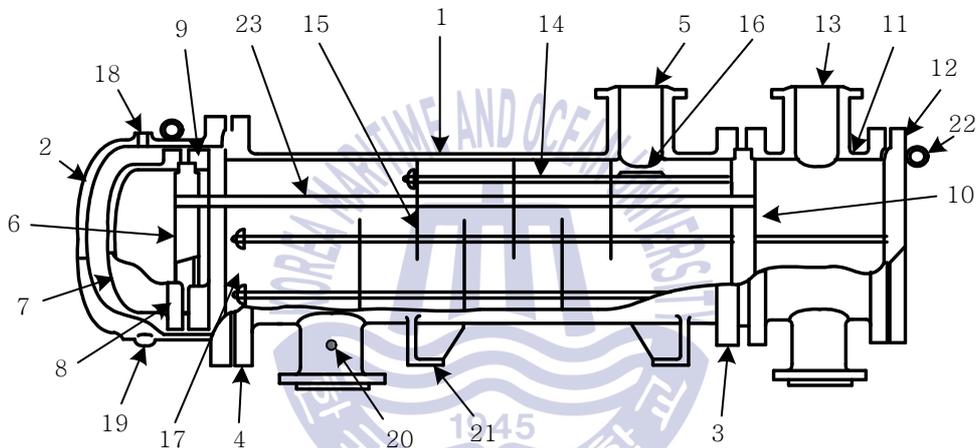
형식	종 류	비 고
관형	사관식 열교환기	코일식 열교환기를 포함하며 핀을 붙이기도 한다.
	개방 액막식 열교환기	핀을 붙여 전열 면적을 크게 한 것도 있다.
	2중관식 열교환기	동 상
	원통 다관식 열교환기	동 상
관형	재킷식 열교환기	
	와권식 열교환기	
	평판식 열교환기	
특수형	바요넷식 열교환기	
	컴팩트식 열교환기	
	실체형 열교환기	

일반적으로 열교환기로 불리어지는 것은 대부분이 원통 다관식 열교환기이며, 이 절에서는 본 논문의 제어대상이 되는 원통 다관식 열교환기에 대해서 살펴 보고자 한다.

원통 다관식 열교환기는 동체 내부에 많은 전열관을 갖추고 이들의 관벽을 거쳐서 동체측 유체와 관내 유체 간에 열교환을 행하는 것이다.

그림 2.2에 표준형 원통 다관식 열교환기의 명칭을 보인다[12,13]. 동체 유체는 동체와 동체 덮개 판에 의하여 대기와 절연하고 입구 관으로부터 출구까지 차단판(칸막이, baffle plate)으로 안내되며 그 사이에 전열관과 접촉하여 관내

유체와 열교환을 행한다. 충돌판(impingement plate)은 동체측 유체의 입구 유속이 특히 커서 전열관을 손상시킬 염려가 있는 경우에 설치한다. 전열관은 동체에 고정되는 고정 관판과 유동 관판과의 사이에 설치된다. 관내 유체는 분배함 입구로부터 들어오고 여기서 흐름의 통과 수를 조절하기 위하여 설치된 차단판에 따라 전열관을 통과하여 유동두로 나가고 반전하여 분배함으로 돌아온다. 이 전열관 왕복을 필요한 회수만큼 반복한 다음 마지막으로 분배함 출구로부터 열교환기 밖으로 나간다.



- | | |
|--------------------------------|--------------------------|
| 1. shell | 13. channel box outlet |
| 2. shell cover | 14. spacers and tie rods |
| 3,4. shell flange | 15. baffle plate |
| 5. shell inlet | 16. impingement plate |
| 6. floating tube plate | 17. support plates |
| 7. floating head | 18. vent hole |
| 8. floating head flange | 19. drain hole |
| 9. floating head backing plate | 20. threaded hole |
| 10. fixed tube plate | 21. support feet |
| 11. channel box | 22. hanging ring |
| 12. channel cover | 23. tube |

Figure 2.2 Shell and tube heat exchanger

2.1.1 고정 관판식 열교환기

그림 2.3은 고정 관판식(fixed tube-plate heat exchanger)의 일례를 나타낸 것이다. 그림 2.3(a)는 관내 통과수가 1단인 경우이고, 그림 2.3(b)는 2단인 경우를 보인다. 양쪽의 관판은 동체에 용접이나 기타의 방법으로 고정되고, 전열관은 고정관판에 확관(擴管), 용접 등의 방법으로 조립된다. 이 형식의 열교환기에서는 동체, 관내 유체 간의 최대 온도차가 $100[^\circ\text{C}]$ 이상일 경우에는 동체와 전열관과의 열팽창 차이를 완화하기 위하여 동체에 신축이음(expansion joint)을 설치하거나 전열관과 관판과의 조립을 패킹과 죄임 나사고리(ferrule)에 의하여 미끄럼이 가능한 조립으로 되어있다. 구조상 전열관 외면 및 동체 내부의 검사와 청소를 할 수 없으므로 고정 관판식 열교환기에 있어서 동체측 유체는 부식성이 적은 것, 또는 침전물, 스케일 등이 생기지 않는 것을 선택할 필요가 있다.

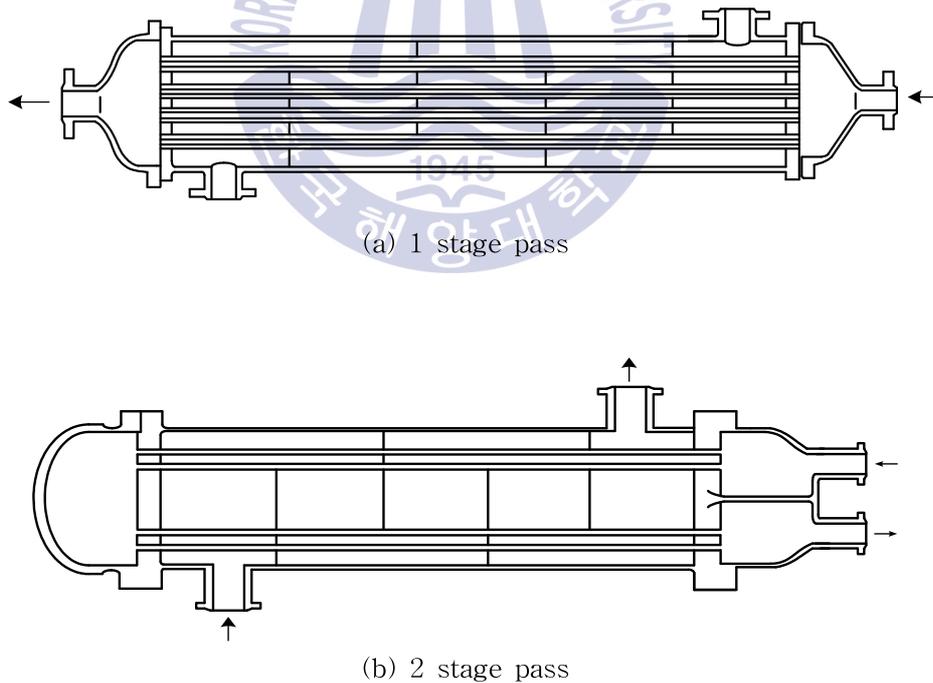


Figure 2.3 Fixed tube-plate heat exchanger

2.1.2 U자관식 열교환기

그림 2.4에 보이는 것처럼 전열관을 U자형으로 구부리고 이의 양 끝을 고정 관관에 조립하는 것이다. 전열관과 동체는 별개로 되어 있으므로 신축 이음은 필요 없다. 관관도 고정 관관만으로 되며 동체 및 동체 덮개 플랜지가 필요 없으므로 중량이 상당히 경감된다. 관다발과 동체 내면 간의 틈은 작은 것이 열효율상 바람직한데 U자관식(U-bend type heat exchanger)에서는 이 틈을 가장 작게 할 수 있다. 따라서 동일 동체 지름에 대하여 다른 형식보다 많은 전열관을 배치할 수 있는 것도 특징 중의 하나이다. 일반적으로 U자관의 최소 만곡 반지름은 관외경의 1.5배로 하고, 관 배열을 정3각형 배열로 한다. U자관식에서는 관내의 청소가 곤란하고 관내유체의 통과수가 U자관이기 때문에 제한되는 결점이 있으므로 소용량의 고압유체의 열교환에 사용하는 것이 바람직하다.

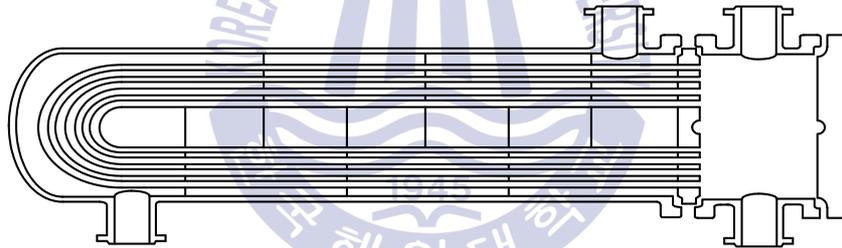


Figure 2.4 U-bend heat exchanger

2.1.3 유동두식 열교환기

그림 2.2에 보인 것이 표준 형식이며 전열관은 확관 또는 용접으로 고정관관 및 유동관관에 고정된다. 동체와 관다발은 열팽창에 대하여 자유로우며 관다발은 필요에 따라 동체로부터 분리하여 관내/외 및 동체와 더불어 청소, 점검을 할 수 있다. 고정 관관식과 U자관식에 비하여 구조가 복잡하고 중량, 제작비 모두 다소 증가하나 통과 수를 적당히 선택할 수 있으므로 유체 유속을 합리적으로

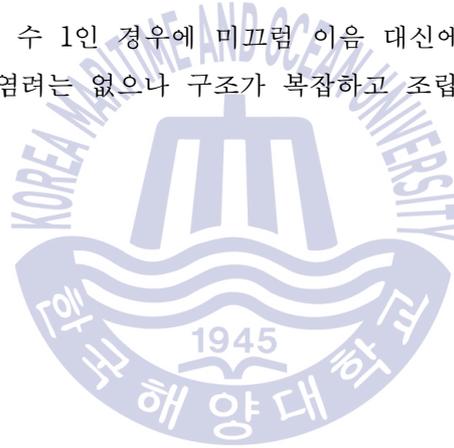
로 설계하며 높은 열효율을 얻을 수 있다. 유동두(floating-head heat exchanger)의 구조에는 그림 2.5와 같은 형식이 있다.

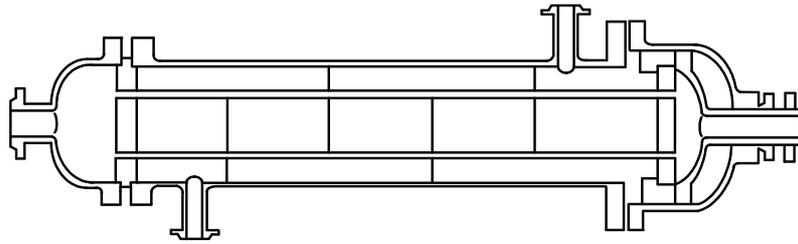
그림 2.5(a)는 관내 유체 통과 수 1에 한정되는 소용량의 것이며 유동두 출구관에 글랜드를 설치한 것이다.

그림 2.5(b)는 유동 관관 외주부에 글랜드를 설치한 것인데 둘 다 동체측의 유체가 누설하기 쉬워 저압에만 사용할 수 있다.

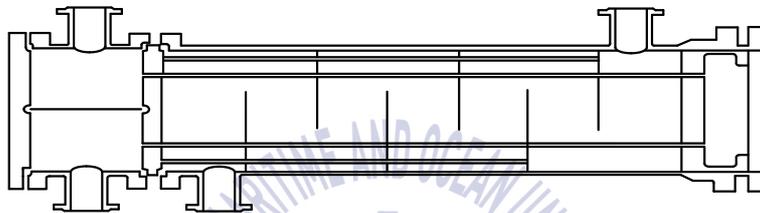
그림 2.5(c)는 유동 관관에 직접 덮개를 설치한 것이다. 유동두의 조립은 간단하며 U자관식과 마찬가지로 동체 및 동체 덮개 플랜지를 생략할 수 있으나 관다발과 동체 내면 간의 틈이 크게 되므로 전열효율은 떨어진다. 이 형식은 응축기 이외에는 사용하지 않는 것이 바람직하다.

그림 2.5(d)는 통과 수 1인 경우에 미끄럼 이음 대신에 신축 이음을 설치한 예이다. 유체누설의 염려는 없으나 구조가 복잡하고 조립, 분해와 신축 이음의 설계에 문제가 있다.

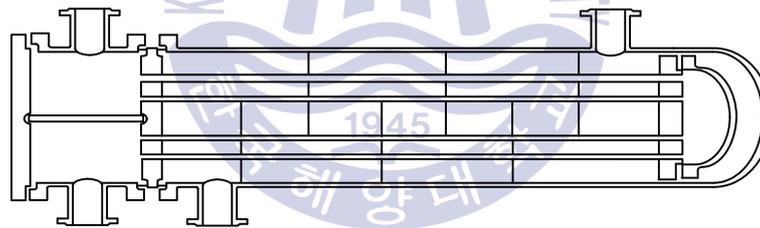




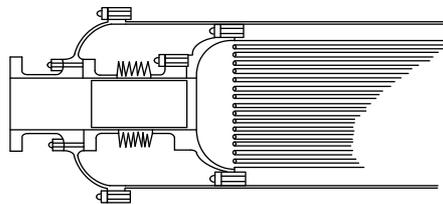
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 2.5 Floating-head heat exchanger

2.2 열교환기의 동적 모델링

원통다관식 열교환기는 산업현장에서 사용되는 열교환기 중 약 60% 정도를 차지하고 있는데 이는 크게 동체(shell), 경관튜브(channel tube), 튜브시트(tube sheet)의 간단한 구조로 이루어져 유지보수가 간편할 뿐만 아니라 넓은 온도 범위에서 운용이 가능한 장점이 있기 때문이다.

본 절에서는 먼저 이 원통 다관식 열교환기의 온도 제어시스템을 살펴본 후, 동적모델을 구하기 위해 열교환기를 집중정수 파라미터 형태로 모델링한 다음 에너지평형(energy balance)을 적용하여 시간지연을 갖는 1차 시스템으로 근사화하고자 한다.

열교환기의 모든 공정 및 환경 변수들을 정의하기 위해서는 복합적인 미분방정식이 요구되며 또한 많은 독립변수들을 고려하게 되면 열교환기는 매우 복잡한 형태의 동적모델이 된다. 표 2.2는 열교환기 시스템에서 고려되는 대표적인 독립변수를 나타낸 것이다.

우선적으로 고려하는 독립변수는 일반적으로 튜브측 유체의 출구 온도이며 센서에 의해서 측정된다. 센서는 일반적으로 작동기 또는 셀측 흐름 제어기와 관련 있는 독립 변수들의 목표 응답을 얻기 위한 신호를 전달하는 역할을 한다.

Table 2.2 The independent variables in a heat exchanger system

shell-side	fluid, flow rate, temperature, number of baffles
tube-side	fluid, flow rate, temperature, number of passs
flow configuration	co-current, counter-current, cross flow
insulating jacket	

2.2.1 열교환기의 열적분석

저/고온 유체 간에 열교환이 이루어지는 열교환기는 비선형성과 시변 특성을

가지고 있고, 또 분포정수계이어서 정확한 모델을 얻는 것은 대단히 어렵다. 따라서 문제를 단순화하기 위해 열손실과 전체 열교환기의 환경변수에 대한 이득은 양쪽 유체사이의 열흐름과 비교하여 무시하도록 한다. 즉 열교환기는 전체적으로 단열되어 있다고 가정할 수 있고, 거대한 다공성 고체가 중간물로서 중간에 들어가는 경우를 제외하고는 열교환기의 열적 관성 또한 종종 무시할 수 있다. 또한 열교환기 내의 유체 온도는 공간적으로 균일하며, 입출력 유량은 같고, 파라미터들은 일정하고, 온도와는 무관하다는 가정 하에 집중정수계로 모델링할 수 있다. 이러한 가정에 의해 정상상태를 식 (2.1)과 같이 포괄적인 에너지평형 (energy balance)으로 표현할 수 있다[14,15].

$$\Delta E = W + Q + \sum_{\text{openings}} \int_{\text{time}} h_{t,e} dm_e \rightarrow 0 = \dot{m}_1 \Delta h_1 + \dot{m}_2 \Delta h_2 \quad (2.1)$$

여기서 W는 유량(flow work), Q는 열전달률(heat transfer rate), m은 질량(mass flow)이고, 열적 에너지에 대해 기계적 에너지는 무시할 정도로 작다고 가정하여 총 엔탈피 h_t 로 근사화된다. 그리고 Δ 는 출력에서 입력을 뺀 것을 의미한다.

(1) 에너지평형

① 튜브측 유체에서 형성된 에너지 평형

에너지평형 식 (2.2)의 가장 왼쪽 항은 출구 온도를 변화시키기 위해 튜브측 유체에 축적되어 있는 열적 에너지양이다[10].

$$\begin{array}{c} \text{Accumulation rate} \\ \text{of thermal energy} \\ \text{in tube-side fluid} \end{array} = \begin{array}{c} \text{Rate of} \\ \text{energy in} \end{array} - \begin{array}{c} \text{Rate of} \\ \text{energy out} \end{array} - \begin{array}{c} \text{Heat transferred} \\ \text{from shell-side} \end{array} \quad (2.2)$$

오른쪽 항들은 유체가 흘러들어가고 흘러나오는 것에 대한 열적 에너지양이고, 셸측 유체로부터 전달되는 열전달양이다. 셸측으로부터 전달되는 열전달에 대한 항은 출구흐름의 온도들이며 출구온도들은 향류로 운전되는지 또는 역류로 운전되는지에 따라 변화한다. 에너지평형은 식 (2.3)과 같이 표현된다.

$$m c_{p,t} \frac{dT_{t,out}}{dt} = \rho c_{p,t} F_{t,in} T_{t,in} - \rho c_{p,t} F_{t,out} T_{t,out} - \kappa \frac{A_i}{\Delta z} (T_{t,out} - T_{s,out}) \quad (2.3)$$

여기서, $m(=V\rho=\rho A_{\text{cross sectional}}\Delta z)$ 은 유체의 질량, c_p 는 유체의 열용량 압력상수(constant pressure heat capacity of the fluid), T 는 온도, t 는 시간, κ 는 전도되는 열전달 계수(conductive heat transfer coefficient), A 는 유체가 접촉되는 튜브의 표면적(surface area of tube that fluid contacts), Δz 는 튜브길이, ρ 는 유체밀도, F 는 유체의 체적유량 그리고 첨자에 대해서 t 는 튜브측 유체, out 은 출력, in 은 입력, i 는 안쪽(inside)을 의미한다.

② 셸측 유체에서 형성된 에너지평형

에너지평형 식 (2.4)의 가장 왼쪽 항은 출구 온도를 변화시키기 위한 셸측 유체에 축적되어 있는 열적 에너지양이다.

$$\begin{array}{c} \text{Accumulation} \\ \text{rate of} \\ \text{thermal energy} \\ \text{in shell-side} \\ \text{fluid} \end{array} = \begin{array}{c} \text{Rate of} \\ \text{energy in} \end{array} - \begin{array}{c} \text{Rate of} \\ \text{energy} \\ \text{out} \end{array} - \begin{array}{c} \text{Rate of heat} \\ \text{transferred to} \\ \text{tube-side fluid} \end{array} - \begin{array}{c} \text{Rate of heat} \\ \text{loss to the} \\ \text{surroundings} \end{array} \quad (2.4)$$

오른쪽 항들은 유체가 흘러들어가고 흘러나오는 것에 대한 열적 에너지양이고 튜브측 유체로부터 전달되는 열전달양이다. 그리고 대류에 의해서 주위에 열을 잃게 된다. 에너지 평형은 식 (2.5)와 같이 표현된다.

$$m c_{p,s} \frac{dT_{s,out}}{dt} = \rho c_{p,s} F_{s,in} T_{s,in} - \rho c_{p,s} F_{s,out} T_{s,out} - \kappa \frac{A_o}{\Delta Z} (T_{s,out} - T_{t,out}) - h A_{o'} (T_s - T_\infty) \quad (2.5)$$

여기서, h 는 공기에 대한 대류열전달 계수, κ 는 전도열전달 계수 그리고 첨자에 대해서 s 는 셀측 유체, ∞ 는 공기, o 는 튜브 외부, o' 는 셀 외부를 나타낸다.

(2) 열적 분석

열교환기는 그림 2.6과 같이 간단한 동축 구성을 기본으로 한다. 여기서는 한 유체가 파이프를 따라서 움직이면 다른 유체는 끝단이 열려있는 좀 더 큰 원통안의 환형 구획을 따라 움직이게 된다. 그림 2.6(a)는 역류의 구성과 온도 프로파일(profile), 그림 2.6(b)는 향류의 구성과 온도 프로파일이다. 역류가 향류보다 열적 효율이 더 좋은 것을 보여주고 있다. 그림 2.6(c)에서 역류와 향류의 구성을 위한 종축의 온도와 두 유체를 분리하는 벽을 가로지는 횡축의 온도 개요를 자세하게 보여주고 있다. 한 유체에서 다른 유체로 이동(jump)하는 최소 온도를 열교환기의 온도 접근이라고 한다[14].

한 유체에서 다른 유체로 가는 열전달은 그림 2.6(c)에 상세하게 있는 것처럼 분리된 표면을 가로질러 대류-전도-대류가 조합되어 있다. 여기서 1이 좀 더 뜨거운 유체이고, 2가 좀 더 차가운 유체이다. 그림 2.6에서 좀 더 차가운 유체가 좀 더 뜨거운 유체 주위를 흐르는 것은 대기 중으로 열손실을 최소화 시키는 것을 의미한다. 이는 실제 열교환기에서는 장점으로 작용할 수 있지만 본 논문에서 고려되는 동적모델에는 영향을 미치지 않아 무시하기로 한다.

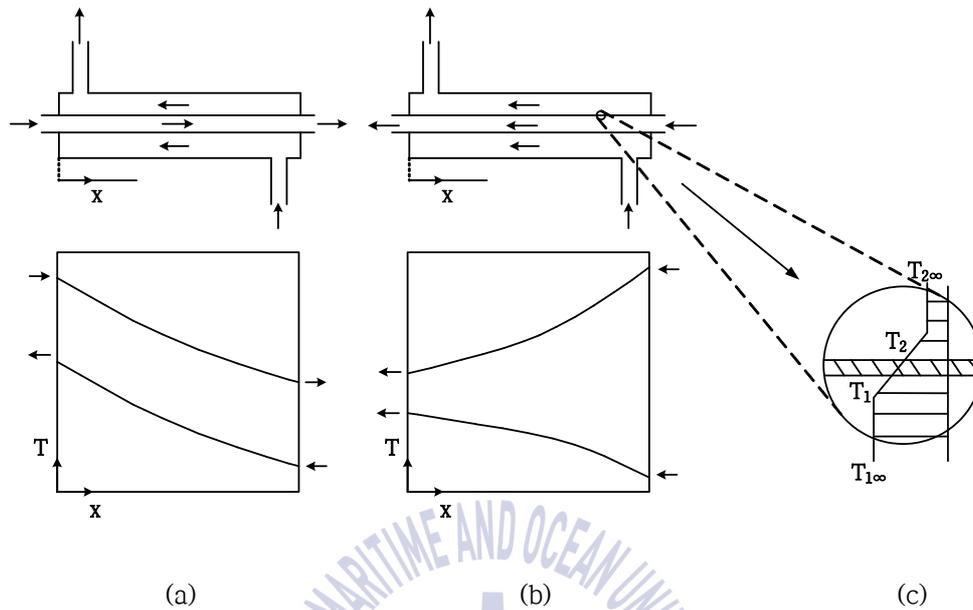


Figure 2.6 Simple annular heat exchangers

(3) 열관류계수

정상상태에서, 뜨거운 것에서 차가운 것으로 두 유체를 분리하는 벽을 통한 국부 열속(thermal flux, 熱束)은 식 (2.6)과 같다[14].

$$\begin{aligned}
 d\dot{Q} &= h_1 dA_1 (T_{1\infty} - T_1) = k_s dA_m \frac{T_1 - T_2}{L_s} \\
 &= h_2 dA_2 (T_2 - T_{2\infty}) \equiv K dA (T_{1\infty} - T_{2\infty}) \quad (2.6)
 \end{aligned}$$

여기서, 전달 면적 dA 의 실제 선정과 관련된 K 는 국부의 열관류계수(overall coefficient of heat transfer)이다. 대부분의 열교환기에서 분리시키는 벽은 매우 얇으며, 내부적으로 dA 는 dA_1 , 외부적으로 dA 는 dA_2 이거나 적절한 평균 dA 는 dA_m 이다. 모든 면적은 사실상 거의 똑같다.

정의된 한쪽 면의 원래면적 η_{fin} 과 관련하여 핀효율항에서 표면을 확장하는 것이 가능하게 하고 추가적인 오염저항 R_f 로 측정된 오염 때문에 대류계수 내에서 성능이 저하되는 것을 처리하기 위해 추가적인 전달인자들을 도입하여 식 (2.7)처럼 전체열전달계수 K 를 얻을 수 있다. 종종 R_f 를 ‘오염계수’ 라고 부르며, 이런 경우 η_{fin} 처럼 또 다른 효율항으로 처리되어야 한다.

$$K = \frac{1}{\frac{1}{\eta_{fin1}h_1} + R_{f1} + \frac{L_s}{k_s} + \frac{1}{\eta_{fin2}h_2} + R_{f2}} \quad (2.7)$$

첫 번째 근사화를 위해 유리로 만들어진 증류기처럼 저효율인 경우를 제외하면 전도열저항 L/k 는 항상 무시될 수 있고, 유체의 대류저항 또한 가스에 대해서 무시될 수 있다. 그러나 실질적인 문제는 식 (2.6)에서 정의된 이것의 국부적인 값 대신, 식 (2.7)에서 정의된 전체열교환기에 대한 열관류계수 K 의 평균이 얼마인지 하는 것이다. 여기서는 지역적인 값과 전역적인 값 모두에 대해서 동일한 심벌을 사용한다. 그리고 약간 애매한 온도 표기 즉 $T_{1\infty}$ 과 $T_{2\infty}$ 대신 T_1 와 T_2 로 동일한 심벌을 사용한다.

(4) 오염

열전달의 일반적인 한 가지 문제는 열전달율상 오염(fouling)된 표면의 영향이다. 예를 들어, 열이 전도되는 물질 사이의 경계에 화학적 침식이 있을 수 있고, 열대류 흐름이 있는 벽에 매끄럽지 않은 표층이 있을 수 있으며, 가열 라디에이터 표면에 먼지가 부착될 수도 있다. 오염은 열교환기 내에서 열에 대해 열적 저항을 더하고, 유체의 흐름을 방해하기 때문에 유해한 것이다. 소제하는 것도 어렵고 가끔은 불가능하다.

열전달에서 전형적으로 오염인자들은 연료에 대해서 R_f 는 $0.002[m^2 \cdot K/W]$, 연소가스(flue gas)에 대해서 R_f 는 $0.001[m^2 \cdot K/W]$, 공기와 냉각증기에 대해서 R_f 는 $0.004[m^2 \cdot K/W]$, 일반적인 액체에 대해서 R_f 는 $0.002[m^2 \cdot K/W]$, 스팀과 $50^\circ C$ 이하 담수(또는 해수)에 대해서 R_f 는 $0.001[m^2 \cdot K/W]$ 이다. 만약 유체가 가스라면, 오

염은 전달율상 무시할 만한 효과를 보인다.

차가운 표면에서는 조류의 성장, 뜨거운 표면에서는 소금 침적 그리고 필터링 되지 않은 먼지로 막히는 것들이 전형적인 오염의 예이다. 산업 전반에 걸쳐 담수 또는 해수에 의해 냉각되는 시스템들은 살아있는 생물이 정착하여 만들어 내는 생물막이 생물학적인 오염의 대상이 된다. 고장 없이 운용하기 위해서는 소제와 화학약품 주입을 통해 물리적으로 차단할 수 있다. 그러나 이것들이 요즘은 환경규제를 어길 수도 있다. 과거에는 염소 주입을 10[mg/l]까지 하는 것이 일반적이었다면, 지금은 환경에 배출하는 것이 엄격히 제한되고 있다.

2.2.2 제어대상의 모델링

공학적으로는 규격화된 열교환기를 사용할 수 있게 만들었지만, 열적성능 및 설계는 그림 2.6에서 살펴본 간단한 역류 구성에 대해 가장 많이 설명되고 있다. 이 절에서는 대수평균온도차(Logarithmic Mean Temperature Difference : LMTD)를 이용한 수학적 모델링을 살펴보고 이를 보완하기 위한 무차원접근법에 대해서 언급하고자 한다.

(1) 대수평균온도차에 의한 접근법

그림 2.6(a)의 역류 열교환기를 따라 미소길이의 변화 dx 에 대해, 각 유체에 대한 세로방향 열평형과 분리시키는 벽을 가로지르는 가로방향 열평형은 식 (2.8)과 같다. 첨자 '1'은 뜨거운 유체를 나타낸다.

$$d\dot{Q} = -\dot{m}_1 c_1 dT_1 = -\dot{m}_2 c_2 dT_2 = K dA (T_1 - T_2) \quad (2.8)$$

여기서 $d\dot{Q}$ 는 미소길이의 변화 dx 의 다른 환상(環象)공간을 교차하여 뜨거운 유체 T_1 에서 차가운 유체 T_2 로 횡단하는 열 흐름이다. 유체는 완벽한 물질이라고 가정하고, 상태변화는 온도 대신에 엔탈피 측면에서 동일하게 다루어진다. 내부/외부 각 흐름의 열용량 비율 $\dot{m}_1 c_1$ 와 $\dot{m}_2 c_2$ 와 침수 환상공간의 평균 면적

dA 는 미소길이의 변화 dx 에 종속된다. 음의 부호는 그림 2.6(a)의 온도 프로파일 중 음의 기울기로부터 발생하는 식 (2.8)에서 dT 와 관련된다.

그림 2.6(a)의 열교환기를 따라 한쪽 끝 x 는 0부터 다른 쪽 끝 x 는 L 까지를 식 (2.8)에 통합하면 식 (2.9)와 같다.

$$\dot{Q} = \dot{m}_1 c_1 (T_{1,\text{in}} - T_{1,\text{out}}) = \dot{m}_2 c_2 (T_{2,\text{out}} - T_{2,\text{in}}) = KA \Delta T_{12,\text{mean}} \quad (2.9)$$

여기서 $\Delta T_{12,\text{mean}}$ 는 열관류계수 K 와 침수면적 A 의 선택 측면에서 정의된 적절한 평균이다. 이 평균 온도 접근은 식 (2.8)의 세 방정식 조합의 통합에 의해 얻을 수 있다. 그리고 식 (2.9)와 비교하여 식 (2.8)로부터 식 (2.10)을 구할 수 있다.

$$d\dot{Q} = \frac{-dT_1}{\dot{m}_1 c_1} = \frac{-dT_2}{\dot{m}_2 c_2} = -\frac{dT_1 - dT_2}{\frac{1}{\dot{m}_1 c_1} - \frac{1}{\dot{m}_2 c_2}} = KdA(T_1 - T_2) \quad (2.10)$$

그리고 식 (2.10)의 마지막 항을 x 는 0부터 x 는 L 까지 동일하다고 놓고 통합하면 식 (2.11)과 같다.

$$\begin{aligned} \ln \frac{(T_1 - T_2)_{x=L}}{(T_1 - T_2)_{x=0}} &= -KA \left(\frac{1}{\dot{m}_1 c_1} - \frac{1}{\dot{m}_2 c_2} \right) \\ &= KA \left(\frac{T_{1,\text{out}} - T_{1,\text{in}}}{\dot{Q}} - \frac{T_{2,\text{in}} - T_{2,\text{out}}}{\dot{Q}} \right) \\ &= \frac{(T_1 - T_2)_{x=L} - (T_1 - T_2)_{x=0}}{\Delta T_{12,\text{mean}}} \end{aligned} \quad (2.11)$$

마지막으로 $\Delta T_{12,\text{mean}}$ 에 대해서 풀면 식 (2.12)이다.

$$\Delta T_{12, \text{mean}} = \frac{(T_1 - T_2)_{x=L} - (T_1 - T_2)_{x=0}}{\ln \frac{(T_1 - T_2)_{x=L}}{(T_1 - T_2)_{x=0}}} \equiv \Delta T_{\text{LMTD}} \quad (2.12)$$

식 (2.12)는 분리시키는 벽을 가로질러 이동(jump)되는 온도의 적절한 평균값 즉, 대수평균온도차를 의미한다[12-13]. 이는 그림 2.6(a)의 일정한 열용량 유체를 갖는 역류 구성에 대해서, 양쪽끝단에서 접근법이 동일한 차원일 때 산술평균과 거의 일치한다.

유사한 방법으로 그림 2.6(b)에서 보여준 향류의 동축 열교환기에 LMTD를 적용하여 설명될 수 있다. 그러나 다량 통로나 직교류 열교환기의 일반적인 경우, 두 가지 상태가 혼합되는 것처럼 매우 다양한 열적 용량들의 경우에는 해당되지 않는다. 이러한 경우에 경험적 보정 인자 F는 적절한 평균 접근법으로부터 정의될 수 있으며, 식 (2.12)에서 정의된 LMTD측면에서 $\Delta T_{12, \text{mean}}$ 는 $F \Delta T_{12, \text{LMTD}}$ 이다. 그래서 열교환기의 열적 모델링은 8개의 변수(\dot{Q} , $\dot{m}_1 c_1$, $T_{1, \text{out}}$, $T_{1, \text{in}}$, $\dot{m}_2 c_2$, $T_{2, \text{out}}$, $T_{2, \text{in}}$, KA)를 갖는 식 (2.9)의 세 가지 방정식으로 줄여진다. K와 A는 \dot{m} 와 c 처럼 분리되어 표현되지 않는다. 비록 세 개의 식에 대해서 56가지의 가능한 조합이 있지만 실질적으로는 다음과 같이 몇몇 경우만 고려하면 된다.

① 실험적 문제

이 경우는 모든 입출력 흐름 변수들 $\dot{m}_1 c_1$, $T_{1, \text{out}}$, $T_{1, \text{in}}$, $\dot{m}_2 c_2$, $T_{2, \text{out}}$, $T_{2, \text{in}}$ 이 측정되는 실험 장치에 의해서 이루어져 있으며, 단지 2개의 알려지지 않은 \dot{Q} 와 dA 가 있는 식 (2.9)의 세 개의 방정식을 가지고 있다. 일반적으로, 제품의 KA는 계산될 수 있다. A는 외부 치수로 셸 튜브 열교환기의 튜브 수로부터 어렵지 않게 추정할 수 있고, K는 여러 측면 즉, 유체의 유형 및 속도, 흐름의 형상 또는 전체 계수를 위한 전형적인 값들에 기반하여 열대류 상관관계에 의해 추정될 수 있다.

② 성능문제

두 흐름 $\dot{m}_1 c_1$, $T_{1,in}$, $\dot{m}_2 c_2$, $T_{2,in}$ 과 전달면적 A 에 의해 측정된 크기에 대해 초기조건이 주어진다. 만약 LMTD 접근법이 적용된다면 식 (2.8)의 세 방정식에서 알려지지 않은 3개의 변수인 열관류계수로 알려진 K , 변화된 열소비율을 결정하는 \dot{Q} 그리고 출구 온도($T_{1,out}$ 과 $T_{2,out}$)들을 가정한다.

③ 설계문제

위의 성능문제를 바탕으로 설계문제를 해결하기 위한 순차적인 절차는 다음과 같다.

- a. 지배방정식인 식 (2.9)를 수립하고 데이터와 알려지지 않은 사항이 무엇인지를 분석한다.
- b. 유량과 열부하로부터 출구 온도들을 계산한다.
- c. 표 2.3의 전형적인 총괄열전달계수 값들과 식 (2.12)로부터 ΔT_{LMTD} 를 이용하여거나 다른 평균법을 이용하여 요구되는 전달 면적을 예측한다.

여기까지의 절차는 그렇게 중대하지 않은 설계에 대해서 충분할 것이고, 좀 더 정확한 분석을 위해서는 다음과 같은 절차가 도움이 될 것이다.

- d. 유체의 종류와 예상되는 부하 조건을 기준으로 열교환기의 종류를 선택한다.
- e. 셸 튜브 열교환기의 경우, 좀 더 더럽거나 높은 압력을 가진 유체가 튜브 측으로 흘러가게 한다. 다른 종류의 열교환기에 대해서도 비슷한 방법으로 선택한다.
- f. 사용가능한 튜브크기에 따라 튜브 직경 d 를 선택한다.
- g. 요구되는 흐름 단면 A 를 가정한다. A 는 $\dot{m}/(\rho v)$ 이다. 액체에 대한 전형적

인 속도 v 는 1[m/s], 가스에 대해서 v 는 10[m/s]로 가정한다.

Table 2.3 Overall heat-transfer coefficients, K , for heat exchangers.

Configuration	Typical value	Typical range
	K [$W/(m^2 \cdot K)$]	K [$W/(m^2 \cdot K)$]
gas-to-gas heat exchanger at normal pressure	20	5~50
gas-to-gas heat exchanger at high pressure	200	50~500
liquid-to-gas or gas-to-liquid heat exchanger	50	10~100
liquid-to-liquid tubular heat exchanger	1000	200~2000
liquid-to-liquid plate heat exchanger	2500	500~5000
condenser, to a gas	50	10~100
condenser, to a liquid	3000	500~6000
vaporiser, to a gas	50	10~100
vaporiser, to a liquid	5000	500~10000
vaporiser, to a condensing gas	3000	600~6000

- h. A 는 $\dot{m}/(\rho v)$ 이고, 다시 $N\pi dL$ 로 나타낼 수 있으며 이로부터 튜브 개수 N 을 추정한다. 전형적으로 레이놀드 수 Re 는 vd/ν 이고 5000이라고 가정한다.
- i. 만약 여러 튜브 경로들이 셀 직경 D 을 추정하는데 필요하다면 D 는 $2d\sqrt{N}$ 로부터 구하고 전체 종횡비(L/D)가 약 6인지 점검한다.
- j. 튜브측의 압력손실을 예측한다. 파이프 흐름에서 항력은 강제대류와 자연대류에서 구할 수 있으며, 구부러진 부위와 파이프 연결부에서 발생하는 다른 손실들 또한 관련지을 수 있다.

k. 위의 절차에서 불확실성이 $\pm 50\%$ 일 것이라고 고려하고 만약, 그 단계에서 좀 더 개선된 설계가 필요하다면 추측해서 얻도록 한다.

(2) 무차원 접근법

앞서 설명된 LMTD방법은 식 (2.12)와 함께 식 (2.9)의 세 방정식과 관련된 8개의 변수를 갖는 열교환기의 완전한 모델을 제공한다. 그러나 앞서 정해진 성능문제에서 LMTD로 표현된 식 (2.12) 때문에 비선형 요소를 갖게 되고, 설계문제에서는 반복적인 과정을 포함시키고 있다.

1955년 Kays-London[16]이 소개한 무차원 파라미터(NTU : Number of Transfer Units, 이동단위 수)를 기반으로 두 개의 열적 질량 흐름 용량의 최소화 $(\dot{m}c)_{\min}$ 측면에서 정의된 N은 식 (2.13)과 같다.

$$N \equiv \frac{KA}{(\dot{m}c)_{\min}} \quad (2.13)$$

식 (2.14)의 열교환기 효율 η 와 식 (2.15)의 열용량율비 c 로 정의 되는 두 개의 다른 무차원 파라미터들은 새로운 모델을 완벽하게 만든다.

$$\begin{aligned} \eta \equiv \frac{\dot{Q}}{\dot{Q}_{\max}} &= \frac{\dot{m}_1 c_1 (T_{1,\text{in}} - T_{1,\text{out}})}{(\dot{m}c)_{\min} (T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}})} \\ &= \frac{\dot{m}_2 c_2 (T_{2,\text{out}} - T_{2,\text{in}})}{(\dot{m}c)_{\min} (T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}})} = \frac{KA \Delta T_{12,\text{mean}}}{(\dot{m}c)_{\min} (T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}})} \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$c \equiv \frac{(\dot{m}c)_{\min}}{(\dot{m}c)_{\max}} \quad (2.15)$$

열용량율비 c 는 한 유체의 상태가 변하는 경우 대부분의 재생식 열교환기에 서처럼 두 유체의 흐름이 동일한 $\dot{m}c$ 값을 갖는 경우에 c 는 0부터 c 는 1까지다. 대부분 증발기 또는 응축기으로써 이러한 유체에서 에너지 변환은 온도 변화 없 이 이루어진다. 그래서 이것의 열용량이 무한한 경향이 있다.

열교환기의 효율은 만약 길이가 무한하여 \dot{Q}_{\max} 로 주어진 입력 조건들에 대 한 열 흐름을 최대로 변환할 수 있도록 실제로 변환된 열 흐름 \dot{Q} 의 비율이다.

식 (2.13)부터 식 (2.15)와 함께, 열교환기 모델링에서 지배적인 식 (2.9)의 세 방정식들은 식 (2.16)과 같이 나타낼 수 있다. 첨자 ‘1’은 가장 낮은 수준의 열용량이라고 가정한다.

$$\eta = \frac{T_{1,\text{in}} - T_{1,\text{out}}}{T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}}}, \quad \eta = \frac{T_{2,\text{out}} - T_{2,\text{in}}}{c(T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}})}, \quad \eta = N \frac{\Delta T_{12,\text{mean}}}{T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}}} = \eta(N, c) \quad (2.16)$$

여기서 마지막 방정식은 적절한 평균화 접근법 대신 포괄적인 함수 형태 $\eta(N, c)$ 로 나타내었다. 간단한 동축튜브 열교환기의 경우에 LMTD로 입증되었 고, 다른 구성들에 대해서는 F인자를 갖도록 수정한다. LMTD에 대해서 실행되 었던 것처럼 그림 2.6(a) 역류 구성의 경우에 식 (2.17)처럼 $\eta(N, c)$ 의 명확한 형 태를 찾을 수 있다.

$$\ln \frac{(T_1 - T_2)_{x=L}}{(T_1 - T_2)_{x=0}} = -KA \left(\frac{1}{\dot{m}_1 c_1} - \frac{1}{\dot{m}_2 c_2} \right)$$

$$\rightarrow \ln \frac{T_{1,\text{out}} - T_{2,\text{in}}}{T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{out}}} = -N(1 - c)$$

$$\rightarrow \ln \frac{T_{1,\text{out}} - T_{2,\text{in}}}{T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{out}}} = \ln \frac{(T_{1,\text{out}} - T_{1,\text{in}}) + (T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}})}{(T_{1,\text{in}} - T_{2,\text{in}}) - (T_{2,\text{out}} - T_{2,\text{in}})} = \ln \frac{-\eta + 1}{1 - c\eta} = -N(1 - c)$$

$$\rightarrow \eta(N, c) = \frac{1 - e^{-N(1-c)}}{1 - ce^{-N(1-c)}} \quad (2.17)$$

이러한 NTU방식은 식 (2.17)과는 다른 특정한 $\eta(N, c)$ 함수로 표 2.4에 나타난 것처럼 몇몇 경우에 분석적으로 수립될 수 있다.

Table 2.4 Effectiveness relations of some heat exchanger configurations.

Configuration	$\eta = \eta(N, c)$	$N = N(\eta, c)$
coaxial pipes in counter-flow	$\eta = \frac{1 - e^{-N(1-c)}}{1 - ce^{-N(1-c)}}$	$N = \frac{1}{1-c} \ln \frac{1-c\eta}{1-\eta}$
coaxial pipes in co-flow	$\eta = \frac{1 - e^{-N(1+c)}}{1+c}$	$N = \frac{\ln[\eta(1+c) - 1]}{1+c}$
SHE with 1 shell-pass and any even tube-passes	$\eta = \frac{2}{1+c + \sqrt{1+c^2}} \frac{1 + e^{-N} \sqrt{1+c^2}}{1 - e^{-N} \sqrt{1+c^2}}$	$N = \frac{1}{\sqrt{1+c^2}} \ln \frac{\frac{2}{\eta} + \sqrt{1+c^2} - (1+c)}{\frac{2}{\eta} - \sqrt{1+c^2} - (1+c)}$
cross-flow, single pass, $(\dot{m}c)_{\min}$ -mixed, $(\dot{m}c)_{\max}$ -unmixed	$\eta = 1 - e^{\frac{\exp(-cN) - 1}{c}}$	$N = -\frac{\ln[c \ln(1-\eta) + 1]}{c}$
cross-flow, single pass, $(\dot{m}c)_{\min}$ -unmixed, $(\dot{m}c)_{\max}$ -mixed	$\eta = \frac{1}{c} (1 - e^{1-c[1-\exp(-N)]})$	$N = -\ln \left[1 + \frac{\ln(1-c\eta)}{c} \right]$
any heat exchanger with $c=0$ (phase change)	$\eta = 1 - e^{-N}$	$N = -\ln(1-\eta)$

(3) 제어대상의 근사화

집중정수 파라미터 모델들이 프로세스들을 묘사하기 위해 일반적으로 사용되는 방법이지만 많은 프로세스 기기들은 본질적으로 분산 파라미터이다. 즉 출력 변수들은 시간과 위치에 대한 함수들인 반면 그 프로세스들은 하나 또는 그 이상의 상미분 방정식을 포함하고 있다. 그러나 대부분의 프로세스 모델들은 집중정수파라미터 형태로 다루어지고 있다. 이것은 독립적인 어떤 변수가 공간위치 (spatial position)가 아닌 단지 시간의 함수로 가정될 수 있음을 의미하고, 열교환기 시스템의 유체 온도나 농도 등 어떤 공간적인 변화들은 무시될 수 있다고 가정한다. 본 논문에서 다루어지는 열교환기도 이러한 가정 하에 집중정수파라미터 형태로 모델링한다[17].

이상적인 열교환기는 에너지평형을 고려한 식 (2.17)과 같은 무차원으로 모델링 될 수 있고, 입구온도부터 출구온도까지의 전달함수는 식 (2.18)과 같이 시간 지연을 갖는 1차 시스템으로 나타낼 수 있다[18-23].

$$G(s) = \frac{K_p}{1 + T_p s} e^{-T_d s} \quad (2.18)$$

식 (2.18)과 같은 시스템에 대해 일정시간에서 계단응답은 최종값으로 정착해 가고, 임펄스응답은 그 시간 이후에 0으로 된다. 이것은 어느 시점에서의 온도에서 유체가 열교환기를 한번 지나간 후에는 더 이상 영향을 미치지 않는 것을 반영한 것이다.

2.2.3 열교환기 온도제어시스템

열교환기가 산업현장에서 폭넓게 사용되면서 엔지니어에게 시스템을 최적화하고 제어할 수 있게 하는 것과 독립 변수들이 시스템으로 부터 어떻게 출력에 영향을 미칠 수 있는지를 아는 것이 필요하게 되었다. 이것을 실행하기 위해 동적모델이 개발되고 활용되었다. 예를 들어 열교환기의 동적모델은 유체 흐름 비율이 어떻게 변화하는지 또는 보온 자켓(jacket)의 추가가 제품 흐름의 출구 온

도에 어떤 영향을 미치는지를 예측하기 위해 사용될 수 있다. 이러한 모델은 시스템을 묘사하고 시뮬레이션을 위한 프로그램을 사용하기 위해, 그리고 전체 공정 시간에 대한 변수들의 변화를 그림으로 나타내기 위해 일반적인 미분방정식을 사용한다[14].

그림 2.7은 본 논문에서 다루게 될 원통 다관식 열교환기의 온도제어시스템을 개략적으로 보여준다. 전체 제어시스템은 크게 열교환기, 제어기, 전류/공기압(I/P) 변환기, 3-way 밸브로 이루어지고, 입력은 I/P 변환기의 입력신호로, 출력은 셀측 출구온도로 하였다. F_t , T_{tin} 과 T_t 는 각각 튜브측의 입구 유량과 온도, 출구 온도를, F_s , T_{sin} 과 T_s 는 각각 셀측의 입구 유량과 온도, 출구 온도를 의미한다. TT(Temperature Transmitter)는 온도 전송기를 의미한다.

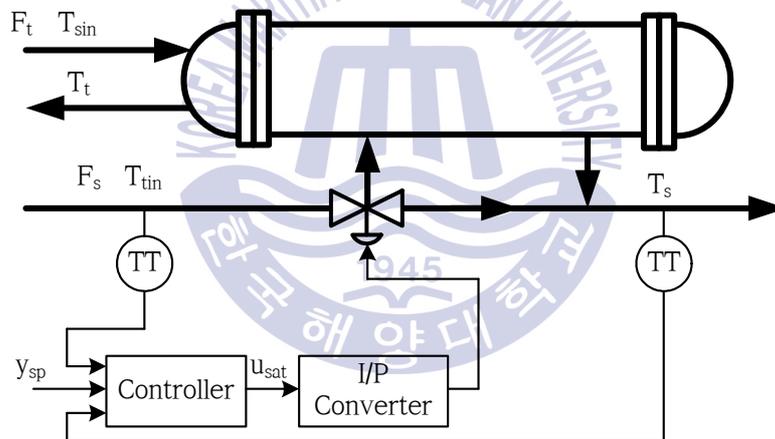


Figure 2.7 Temperature control system of a heat exchanger

열전대에서 측정된 유체의 입구/출구 온도는 4~20[mA]의 신호로 변환된 후 제어기에 입력되고, 제어기는 이를 설정치와 비교하여 제어신호를 만들게 된다. 제어신호는 I/P 변환기를 거치면서 0.2~1.0[Kgf/cm²]의 공기압으로 변환되어 3-way 밸브의 다이어프램을 밀게 되어 열교환기측으로 들어가는 유량과 바이패스되는 유량을 조절하여 궁극적으로 온도를 제어하게 된다.

(1) 포화기

3-way 밸브로 유량을 조절하여 셀측 출구온도를 조절할 때 이 밸브의 동작은 물리적으로 한계가 있을 수밖에 없으므로 제어기와 I/P 변환기 사이에는 가상의 포화기(saturator)가 존재하는 것으로 간주되며, 이는 식 (2.19)의 비선형식으로 표시된다.

$$u_{\text{sat}} = \begin{cases} u_{\text{min}} , & u < u_{\text{min}} \\ u , & u_{\text{min}} \leq u \leq u_{\text{max}} \\ u_{\text{max}} , & u > u_{\text{max}} \end{cases} \quad (2.19)$$

여기서 u 는 제어기의 출력이고, u_{min} 과 u_{max} 는 각각 u 가 포화기의 한계치를 벗어날 때 제한되는 최소값과 최대값을 의미한다.

(2) 작동기

사진 2.1은 작동기(actuator)인 공압 3-way 제어밸브의 일례를 보여주고 있다. 공압 3-way 제어밸브는 크게 그림 2.8의 공압제어밸브와 그림 2.9의 I/P 변환기와 포지셔너로 구별된다[24].

그림 2.10의 다이어그램 작동부분은 air-to-open(direct acting, normal close)형과 air-to-close(reverse acting, normal open)형이 있다.

제어기로부터 전기신호를 받아 공기압으로 변환해주는 I/P 변환기와 이 공기압을 받아 셀측 유량을 조절해주는 3-way 밸브는 식 (2.20)과 같이 근사적인 1차 시스템으로 쓸 수 있다.

$$U_a(s) = \frac{K_a}{1 + T_a s} U_{\text{sat}}(s) \quad (2.20)$$

여기서 $U_{\text{sat}}(s)$ 와 $U_a(s)$ 는 각각 포화기와 3-Way 밸브의 출력이며, K_a 와 T_a 는 각각 I/P 변환기가 결합된 3-way 밸브의 이득과 시정수를 의미한다.



Photo 2.1 Pneumatic 3-way control valve with valve positioner and I/P converter

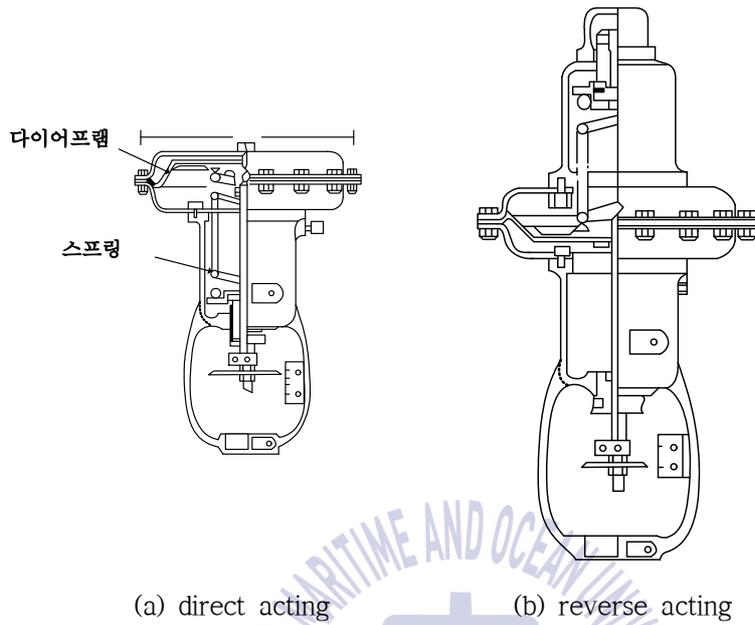


Figure 2.8 Diaphragm acting parts for linear action

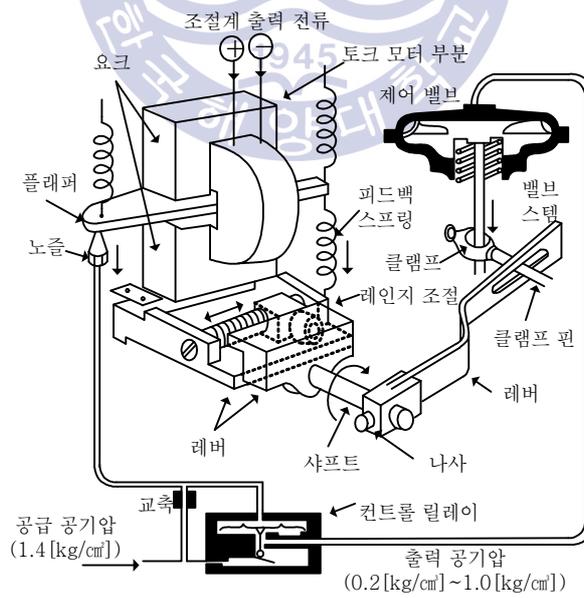


Figure 2.9 Electric/Pneumatic converter and valve positioner

(3) 열교환기 온도제어시스템

2.2.2절에서 살펴본 간략화 된 열교환기식 (2.18)에 각종 센서, 밸브, 컨버터 등이 그림 2.7처럼 설치되는 열교환기 온도제어시스템에서 온도센서의 내재된 시간지연과 제어밸브에 대한 작동기의 느린 동적응답을 고려하여 전체 전달함수는 식 (2.21)과 같이 근사 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$Y(s) = \frac{1}{1+T_x s} [-K_x e^{-Ls} U_a(s) + K_t T_{sin}(s)] \quad (2.21)$$

여기서 $T_{sin}(s)$ 과 $Y(s)(=T_s)$ 는 각각 셀측 유체의 입구 및 출구 온도이며, K_x , T_x 와 L 은 각각 열교환기의 이득, 시정수, 시간지연이고, K_t 는 외란 모델의 이득이다. 특히 우측의 음의 부호는 3-way 밸브가 air-to-close(normal open)형이기 때문이고, 이로 인해 제어기의 출력이 커지면 반대로 온도가 내려가게 된다.

식 (2.18)부터 식 (2.21)까지의 방정식들을 결합한 제어대상을 블록선도로 표시하면 그림 2.10과 같다.

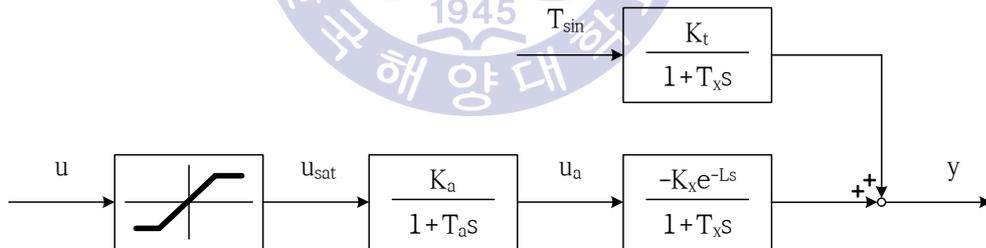


Figure 2.10 Block diagram of the controlled object

제 3 장 제어기 파라미터 최적화를 위한 유전알고리즘

여기에서는 본 논문에서 제안하고자 하는 피드포워드 제어와 안티와인드업 기법을 결합한 셀-튜브 열교환기 온도제어시스템용 PID 제어를 설계하는 과정에서 발생하는 최적화 문제의 해결도구로 사용되는 RCGA(Real-Coded Genetic Algorithms)에 대해 살펴보기로 한다.

유전알고리즘은 자연환경에서 발견되는 자연선택(natural selection)과 같은 유전 메커니즘을 컴퓨터 알고리즘으로 모방한 최적화 기법이다[25-31]. 이는 1975년 Holland 교수[28]에 의해 처음으로 개발 되었고, Goldberg[25]에 의해 비약적인 발전을 이루었다. 유전알고리즘은 주어진 해 공간에서 최적의 값을 결정하기 위해 적자생존(survival of the fittest)의 개념을 이용한다. 이를 위해 임의적으로 설정된 집단 혹은 세대는 상속되고, 서로간의 유전정보를 교환한다. 따라서 인위적인 진화(artificial evolution)를 일으킬 집단(해 집단)이 필요하고, 이 집단 안에서 재생산(reproduction), 교배(crossover), 돌연변이(mutation)와 같은 자연 진화기구를 모방한 유전 연산자가 작동하게 된다.

이처럼 자연환경을 모사한 유전알고리즘은 연속성, 미분가능성, 다봉성과 같은 다양한 형태의 탐색공간으로부터 자유롭고, 목적함수 외의 탐색공간에 대한 사전지식을 요구하지 않으며, 매우 크고 복잡한 공간일지라도 전역해 쪽으로 수렴시키는 것이 가능하다. 또한 기존의 탐색 기법[25,29,32,33]이 갖는 결정적이라는 특징보다 확률적이라는 특성을 가지며, 보다 더 강인한 탐색이 가능한 장점 때문에 함수의 최적화[34,35], 신경회로망의 학습[36-38], 동적시스템의 파라미터 추정 및 제어[39-50], 신호처리[51,52], 스케줄링 문제의 최적화[54,55] 등의 많은 분야에서 성공적으로 응용되고 있다.

3.1 실수코딩

유전알고리즘은 해결하고자 하는 문제의 해를 직접 다루는 것이 아니라 이를 염색체(chromosome) 혹은 자연 파라미터(natural parameter)의 형태로 변형하여 사용한다. 일반적으로 이진코딩(binary coding), 그레이코딩(gray coding), 실수코딩(real coding) 등의 여러 가지 코딩 방법이 사용되고 있으나 전통적으로 염색체를 표현하는데 사용되어 온 방법은 이진코딩이다. 그러나 탐색공간이 크거나, 고정밀도의 해가 필요한 경우, 제약조건이 존재할 경우에는 염색체의 길이를 크게 해야 하고, 이는 연산 부담으로 나타나며 경우에 따라서는 탐색을 불가능하게 한다. 따라서 본 논문에서는 이진코딩 유전알고리즘의 이러한 단점을 극복하고 제약조건이 있는 경우에도 적절한 응용이 가능한 RCGA를 사용한다.

RCGA는 염색체를 실수로 표시하기 때문에 염색체의 실수 유전자(gene)가 문제의 해 벡터와 일대일로 대응된다. 따라서 실수코딩 염색체는 식 (3.1)과 같이 표시된다.

정의 3.1 (실수코딩 염색체)

실수코딩 염색체는 실수 값의 열로 표현된다.

$$s=(s_1 \ s_2 \ \cdots \ s_i \ \cdots \ s_n) \quad (3.1)$$

여기서 $s_i \in \mathbb{R}$ 는 i 번째 유전자(요소), n 은 벡터의 차원이다.

실수코딩을 채용함으로써 염색체의 길이는 벡터의 차원 n 과 일치하게 되고, 문제공간에서 가까운 두 점은 표현공간에서도 서로 가깝게 되는 특징을 갖는다.

3.2 초기 집단의 생성

RCGA는 염색체로 이루어진 집단(population) 안에서 모의진화를 수행하고, 세대를 거치면서 좋은 유전자를 보유하게 된다. 이 집단은 k 세대에서 식 (3.2)와

같고, N 으로 나타나는 집단크기(population size)는 세대가 변하더라도 항상 일정한 크기를 갖는 것으로 가정한다.

정의 3.2 (집단)

k 세대의 집단 $P(k)$ 는 염색체로 특징 지워지는 N 개의 개체들의 집합으로 정의된다.

$$P(k) = \{s_1(k), s_2(k), \dots, s_i(k), \dots, s_N(k)\} \quad (3.2)$$

특히 초기 집단 $P(0)$ 는 무작위로 생성되거나 또는 경험을 기반으로 생성될 수 있다. 전자는 난수발생기를 통하여 발생된 실수로 초기집단을 구성하고, 후자는 다른 간단한 탐색 알고리즘으로 해를 포함하는 근사적인 정의영역을 얻고, 이 안에서 균등확률로 점들을 선택해서 초기화시킨다. 본 논문에서는 무작위법으로 초기집단을 초기화한다. 따라서 염색체 요소들은 난수발생기를 통하여 발생하는 정의영역 $x_j^L \leq x_{ij}(k) \leq x_j^U$ ($1 \leq i \leq N, 1 \leq j \leq n$) 내의 임의의 실수값으로 설정된다.

3.3 유전 연산자

집단 내에서 모의진화를 일으키기 위해서는 자연의 진화원리를 알고리즘으로 흉내 내어야 하며, 이를 위해 대부분의 유전알고리즘에서 재생산, 교배, 돌연변이와 같은 유전 연산자(genetic operator)를 사용한다.

3.3.1 재생산

재생산은 자연의 적자생존 또는 자연도태를 모방하는 메커니즘으로 각 개체의 적합도를 기반으로 집단 내의 개체들을 선택하고, 새로운 집단을 형성하는 과정이다. 이를 통해 집단 내의 약한 개체들은 도태되고, 강한 개체가 선택되어 세대교체가 진행될수록 좋은 유전자를 가진 집단이 되게 한다.

재생산 연산자는 룰렛휠선택 재생산[28], 토너먼트선택 재생산[3925], 순위에 기초한선택 재생산[55-57], 구배와 유사한 재생산 등이 있다. 본 논문에서는 Pham과 Jin[58]이 제안한 구배와 유사한 재생산을 사용한다.

3.3.2 교배

교배는 자연계 생물의 성적결합을 모방하는 것으로 이를 통해 부모 세대의 유전인자가 서로 교환된다. 교배 연산자는 플랫 교배[59], 단순 교배[60], 산술적 교배[61] 등이 있으며, 본 논문에서는 수정단순 교배[30]를 사용한다. 수정단순 교배는 선택된 교배점 이후의 유전자를 서로 교환하여 자손을 형성하는 단순 교배와 교배점의 유전자를 식 (3.3)과 같이 일차결합하여 자손을 생성하는 산술적 교배를 결합한 형태이다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_j^u &= \lambda x_j^v + (1-\lambda)\bar{x}_j^u \\ \tilde{x}_j^v &= \lambda x_j^u + (1-\lambda)\bar{x}_j^v \quad (1 \leq j \leq n) \end{aligned} \quad (3.3)$$

여기서 \bar{x}_j^u 와 \bar{x}_j^v 는 집단에서 선택된 부모 염색체의 유전자이고, \tilde{x}_j^u 와 \tilde{x}_j^v 는 자손 염색체의 유전자이다. λ 는 곱인수로서 고정되거나 각 유전자 마다 독립적으로 결정될 수 있는 0과 1사이의 난수이다.

그림 3.1은 교배 연산자의 연산 결과를 보여준다.

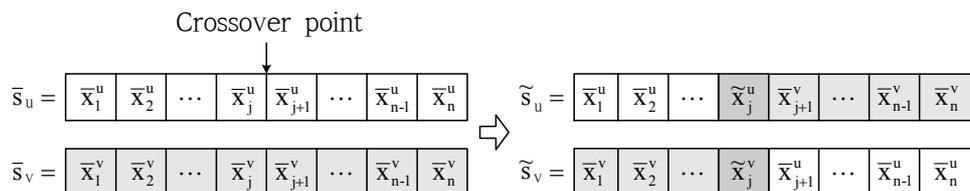


Figure 3.1 Modified simple crossover

3.3.3 돌연변이

모의진화가 진행되는 동안 재생산과 교배를 통해 집단은 더욱 해에 근접한 염색체로 되고, 이는 염색체들이 서로 닮아가게 되는 요인이 된다. 그러나 이러한 현상이 진화 초기에 발생하면 유전자의 다양성 결핍으로 인해 지역해나 사점(dead corner)에 빠지게 될 수 있다. 돌연변이는 이를 벗어나기 위한 전략으로 균등 돌연변이[61], 경계 돌연변이, 동적 돌연변이[62]등이 있으며, 본 논문에서는 동적 돌연변이를 사용한다. 이 돌연변이 연산자는 세대 초기에 전 탐색공간을 균등한 확률로 탐색하다가 세대수가 증가하면서 탐색영역을 좁혀 지역적으로 탐색하기 때문에 돌연변이 확률을 다른 돌연변이 연산자보다 크게 선정하는 것이 가능하다. 그림 3.2와 같이 j번째 유전자에서 돌연변이가 일어나면 x_j 는 식 (3.4)로부터 결정되어진다.

$$\tilde{s} = [\tilde{x}_1 \quad \tilde{x}_2 \quad \dots \quad \tilde{x}_j \quad \tilde{x}_{j+1} \quad \dots \quad \tilde{x}_{n-1} \quad \tilde{x}_n] \Leftrightarrow s = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_j \quad x_{j+1} \quad \dots \quad x_{n-1} \quad x_n]$$

Figure 3.2 Dynamic mutation

$$x_j = \begin{cases} \tilde{x}_j + \Delta(k, \tilde{x}_j^{(U)} - \tilde{x}_j), & \text{if } \tau = 0 \\ \tilde{x}_j - \Delta(k, \tilde{x}_j - \tilde{x}_j^{(L)}), & \text{if } \tau = 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

여기서 \tilde{x}_j 는 교배 연산을 거친 염색체 내에서 돌연변이 확률에 의해 선택된 j번째 유전자이다. $\tilde{x}_j^{(L)}$, $\tilde{x}_j^{(U)}$ 는 각각 j번째 유전자의 하한값과 상한값이고, τ 는 0 또는 1을 취하는 난수이다. 이때 $\Delta(k,y)$ 는 식 (3.5)의 함수가 사용된다.

$$\Delta(k, y) = y \cdot r \cdot \left(1 - \frac{k}{T}\right)^b \quad (3.5)$$

여기서 r 은 0과 1사이의 실수 난수이고, T 는 유전알고리즘의 최대 세대수이며, b 는 불균형 정도를 나타내는 매개변수로서 사용자에 의해 결정된다.

3.4 적합도 평가

자연계에서 한 생물의 생존 능력은 그 환경에 대한 적합도를 반영하게 되는 것과 마찬가지로 유전알고리즘은 최적해로의 수렴 정도를 개체의 적합도 평가로 반영시킨다. 재생산, 교배, 돌연변이 연산을 통해 새로운 집단이 형성될 때마다 개체의 적합도는 목적함수에 의해 평가되고 적합도의 크기에 따라 다음 세대에서 선택되어 재생산되는 비율이 결정되게 된다. 이 과정에서 적합도가 큰 개체가 더 많은 보상을 받을 수 있도록 배려하기 위해서 적합도 함수는 최대화 문제 형태로 표현되어야 하고, 음의 값을 갖지 않아야 한다. 따라서 최대화 혹은 최소화 문제로 기술되는 목적함수로부터 적절한 적합도 함수는 식 (3.6)과 같은 사상(mapping)을 통해 얻을 수 있다.

최대화 문제 :

$$f(s(k)) = F(x(k)) - \gamma \quad (3.6a)$$

최소화 문제 :

$$f(s(k)) = -F(x(k)) - \gamma \quad (3.6b)$$

여기서 $f(s(k))$ 는 적합도 함수, $F(x(k))$ 는 목적함수, k 는 세대, γ 는 항상 $f(s) \geq 0$ 을 보장하는 상수로서 유전알고리즘의 성능에 직접적인 영향을 주므로 적절한 선정이 필요하다[30,61].

일반적으로 탐색 공간 내에서 목적함수의 최소치를 아는 것이 쉽지 않기 때문에 γ 는 경험적으로 아주 작은 값으로 선정된다. 그러나 γ 를 초기에 잘 선정해도 진화 도중에 값이 고정되면 선택압이 떨어지는 문제가 발생한다. 이것은 적합도 함수의 스케일링(scaling)이 필요한 이유가 된다.

3.5 적합도의 스케일링

유전알고리즘이 특히 작은 집단을 취급할 때 개체집단의 적합도 평가는 그 성능에 크게 영향을 미친다. 만약 초기 세대의 집단에 초우량 개체가 출현하게 되면 재생산 연산자는 이 개체를 여러 번 복제하게 되고, 그 결과 이들이 집단을 지배하게 되어 지역 최적점으로 급히 수렴하게 된다. 이와 반대로 후기 세대에는 집단이 강해지고 개체들이 한 점 주위로 군집되어 좋은 개체와 더 나은 개체를 구별하는 것이 쉽지 않게 된다. 그러므로 초기에는 유전자의 다양성을 충분히 유지할 수 있도록 개체간의 상대적인 적합도의 영향을 줄여주고, 후기에는 그 영향이 커지게 해서 선택압을 일정하게 유지시켜 줄 필요가 있다.

이 같은 역할을 하기 위해 스케일링[25]을 통한 정규화 방법과 스케일링 윈도우 기법을 통한 정규화 방법이 사용될 수 있다. 전자의 방법으로는 선형 스케일링, 시그마 절단(sigma truncation), 로그 스케일링(logarithmic scaling) 등이 있다. 후자의 방법은 과거 집단의 개수인 스케일링 윈도우 W_s 를 사용하여 선택압을 유지하는 것으로써 γ 값을 과거의 다수 집단에서 발견되는 목적함수 값으로 계속 변경해 주는 방법이다. Grefenstette[62]는 W_s 의 크기에 따라 세 가지 스케일링 모드를 제안했는데 광범위한 시뮬레이션 결과 W_s 가 1인 경우가 효과적이라는 결과를 발표하였다. 따라서 본 논문에서도 W_s 를 1로 설정한 스케일링 윈도우 기법을 사용한다.

3.6 엘리트 전략

엘리트 전략(elitist strategy)은 한 세대의 최적 개체의 소멸을 방지하는 전략으로, 이전 세대의 최적 개체를 저장하고 있다가 일련의 모의진화를 수행한 후 최적 개체가 소멸된 것이 확인 되면 현 세대의 가장 약한 개체 또는 임의로 선택된 개체를 저장된 최적 개체와 교환함으로써 집단 내에서 가장 강한 개체가 다음 세대로 전달되는 것을 보장한다. 이 방법은 일반적으로 유전알고리즘의 성능을 개선하는 것으로 알려져 있다[63].

3.7 종료 조건

유전알고리즘이 확률적인 탐색법이라는 사실을 생각할 때, 어느 시점이 전역 해에 도달한 것인지 알기가 쉽지 않다. 그러나 구체적인 적용에 있어서는 유전 알고리즘을 정해진 세대까지 모의진화 시키는 방법을 사용한다. 만약 최종 세대까지 진화한 염색체가 만족할 만한 해에 근접하지 못하면, 최종 세대수를 증가시켜 다시 모의진화를 진행시킨다. 또 다른 방법으로 목적함수 값의 허용치를 정하고, 세대에 관계없이 목적함수가 허용치 안에 들어오면 모의진화를 종료시키는 방법도 있다. 본 논문에서는 전자의 종료 조건을 사용한다.

그림 3.3은 지금까지 설명한 RCGA의 진화 과정을 보이고 있다.



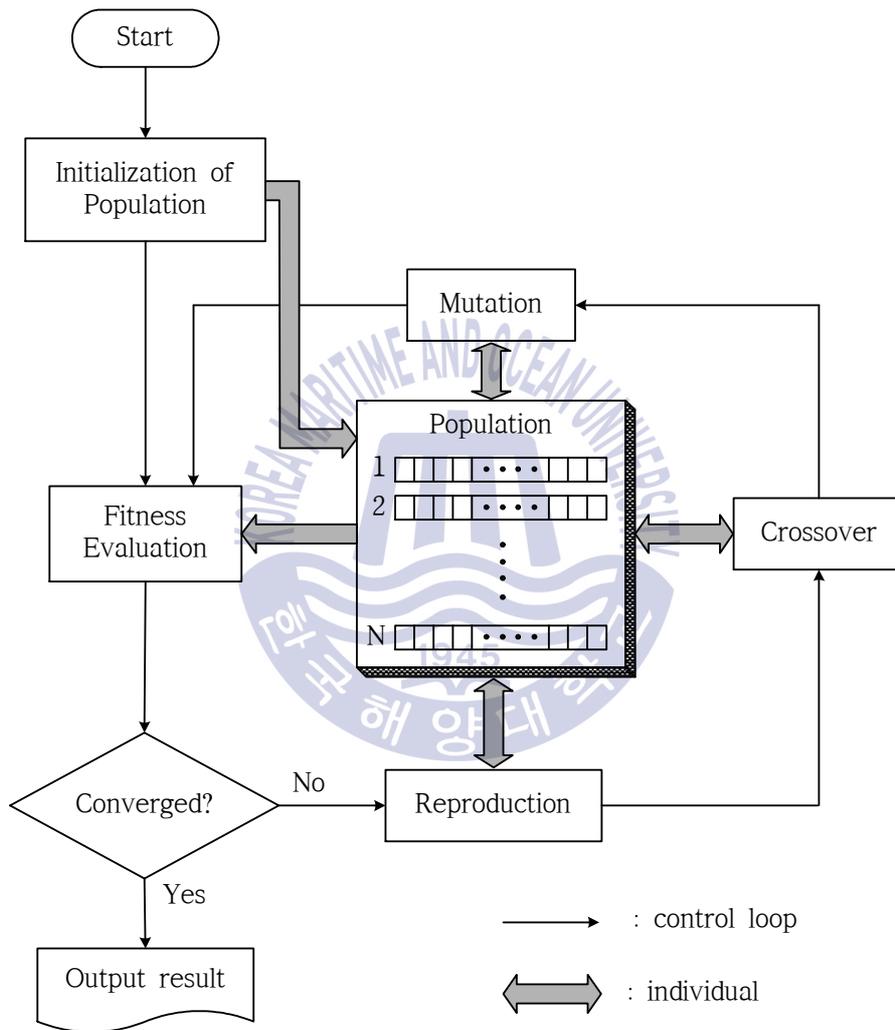


Figure 3.3 Operation of a RCGAs

제 4 장 PID 제어기

PID 제어기(PID controller)는 비례, 적분, 미분 동작이 선형적으로 결합된 제어기로서 구조가 간단하면서도 안정성이 높다. 또한 P, PI, PD, PID 등과 같이 구조의 선택이 용이하고, 안티 와인드업, 수동/자동 무충돌 전환(bumpless transfer)등 부가적인 기능과 쉽게 결합할 수 있는 장점을 가지기 때문에 아직도 산업현장에서 약 90%이상을 차지할 정도로 많이 사용된다.

본 절에서는 열교환기 온도제어시스템을 위한 PID 제어기의 동작 특성과 기본적인 파라미터 동조, 고주파 신호에 결점을 보이는 미분동작의 필터링에 대해서 살펴보고, 본 논문에서 다루고자 하는 제어대상에 포함된 액추에이터의 포화로부터 적분기 와인드업을 피하기 위한 여러 가지 방법에 대해서 살펴본다.

4.1 PID 제어기

동적시스템을 제어하기 위해 산업현장에서 가장 널리 이용되고 있는 PID 제어는 목표값과 현재 출력과의 오차에 대해 비례(proportional), 적분(integral) 및 미분(derivative)을 통하여 식 (4.1)과 같이 적절한 제어입력 u_{pid} 를 구하는 방법이다.

$$\begin{aligned} u_{pid} &= K_p e + K_i \int_0^t e dt + K_d \frac{de}{dt} \\ &= K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \end{aligned} \quad (4.1)$$

단, e 는 오차신호, K_p 는 비례이득, K_i 는 적분이득, K_d 는 미분이득을 나타내고, T_i 는 K_p/K_i , T_d 는 K_d/K_p 로 각각 적분시간과 미분시간을 의미한다. 따라서

위와 같은 PID 제어기의 출력은 이 세 동작에 곱해지는 이득의 크기에 따라 특성이 크게 달라진다.

식 (4.1)을 전달함수 형태로 표현하면 식 (4.2)와 같다.

$$U_{pid}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (4.2)$$

이를 블록선도로 표시한 것이 그림 4.1이다.

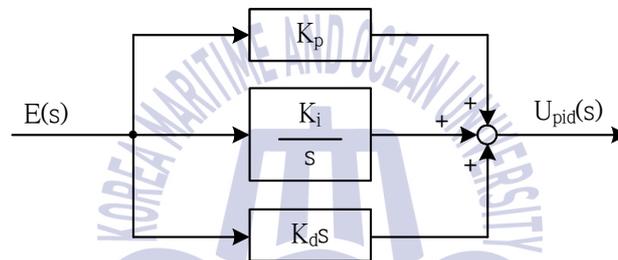


Figure 4.1 Structure of PID controller

PID 제어기는 식 (4.2)의 표준식을 많이 사용하기도 하지만, 경우에 따라서 이를 약간 변형하여 비례, 혹은 비례-적분, 비례-미분항만을 가진 형태로 단순화하여 사용하기도 하는데, 이때는 각각 P, PI, PD 제어기라 불린다.

그림 4.2의 폐루프 시스템에서 PID 제어기가 어떻게 동작하는지 살펴보자[64].

PID 제어기는 기본적으로 피드백 제어기의 형태를 가지며, 원하는 설정치 혹은 기준입력 y_r 이 주어지면 센서를 통해 계측되는 출력 y 와 비교하여 오차 e 가 계산되고 PID 제어기의 입력으로 보내진다. 제어기는 오차, 오차의 적분값과 오차의 미분값에 각각 이득 K_p , K_i , K_d 를 곱하고 결합하여 출력으로 u 를 내보낸다. 따라서 u 가 제어대상에 보내지고 새로운 출력이 나오게 되며 이러한 과정이 반복된다.

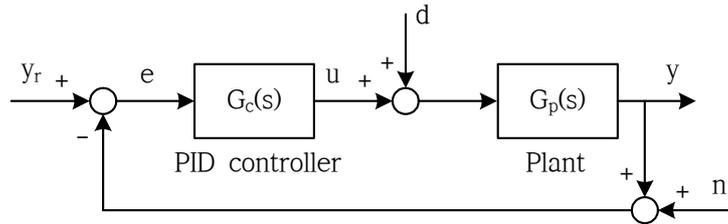


Figure 4.2 PID controller for closed-loop system

한편 d 는 외부에서 가해지는 외란이고 n 은 측정 장치로부터 유입되는 잡음 (noise)이며, $G_c(s)$ 는 제어기 전달함수, $G_p(s)$ 는 제어대상의 전달함수를 의미한다.

일반적으로 전달함수 $G_p(s)$ 는 식 (4.3)의 형식으로 표시될 수 있다.

$$G_p(s) = \frac{K(1+T_1's)(1+T_2's)(1+T_3's)\cdots}{s^n(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)\cdots} e^{-Ls} \quad (4.3)$$

여기서 K 는 정상상태 이득, $T_1, T_2, T_3, \dots, T_1', T_2', T_3', \dots$ 는 각 요소의 시정수, L 은 시간지연을 의미한다. 한편 n 은 양의 정수로서, n 이 0인 경우의 $G_p(s)$ 를 0형의 제어대상, n 이 1인 경우의 $G_p(s)$ 를 1형의 제어대상으로 부르기도 하며, n 의 값에 따라 정상특성과 과도특성에 큰 차이가 있다[65].

4.1.1 제어 동작 특성

이절에서 u_0 는 초기상태의 제어입력을 나타낸 것이다.

(1) 비례 동작

비례 제어 동작(P : proportional control action)은 식 (4.4)와 같이 목표값과 현재 출력과의 오차에 적절한 비례이득 K_p 를 곱하여 제어기 출력을 만들어낸다. 그림 4.3과 같이 제어기 출력의 전체범위와 그에 해당하는 오차의 크기와 비를 비례대(PB, Proportional Band)라고 하며 PB의 크기에 따라 제어기의 민감도가 결정된다. 즉, 비례대는 100[%]의 출력 변화를 만들어 내는 데에 필요한 입력신호의 변화를 [%]로 나타내는 값이다.

$$u_p = K_p e + u_0, \quad PB = \frac{100}{K_p} \quad (4.4)$$

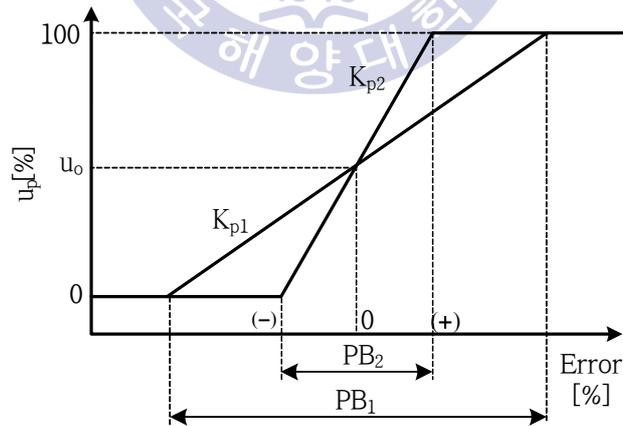


Figure 4.3 The proportional band

비례 제어 동작은 0형 시스템에서 오프셋(off-set)이라 하는 영구적인 잔류 오차가 정상상태에서 발생한다. 오프셋은 비례이득 K_p 를 크게, 즉 PB를 작게 하여 오차에 민감한 제어기로 설계하면 작아지지만, 시스템 파라미터의 변화나 데드밴드의 존재 등으로 인해 완전한 0으로 만들기는 비례동작만으로는 불가능하며 대부분의 경우 적분동작이 함께 사용된다.

(2) 적분 동작

비례 제어기는 0형 시스템에서 오프셋을 발생시킨다. 이를 제거하기 위한 방법으로 식 (4.6)과 같이 오차를 적분하여 적절한 이득을 곱한 제어기 출력을 선정함으로써 충분한 시간이 경과한 후에는 목표값에 대한 출력의 오차를 0으로 만들 수 있다.

$$u_i = K_i \int_0^t e \, dt + u_0 \quad (4.6)$$

오차에 대한 적분 제어 동작(I : integral control action)은 그림 4.4에 나타나고 있으며, 제어기 출력은 오차의 적분값과 이득 K_i 의 크기에 따라 변화한다.

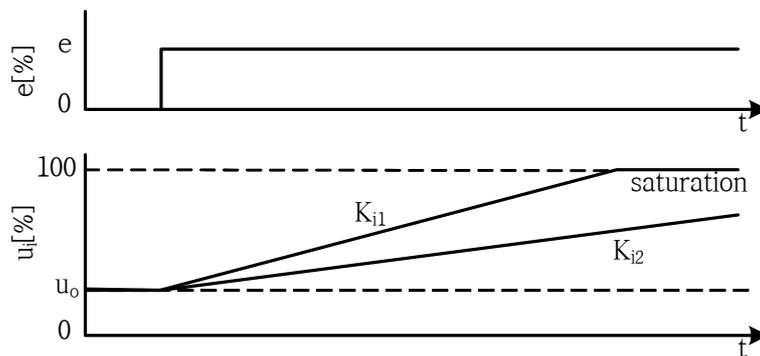


Figure 4.4 Integral control action

오차의 합이 0이면 적분 제어기는 그 당시의 출력상태로 고정되며, 오차가 0이 아니면 출력은 1[%]의 오차에 대하여 K_i [%/sec]의 비율로 출력이 증가 또는 감소한다. 적분 제어기는 시스템의 파라미터가 변화하는 시스템에서도 정상상태 오차를 없앨 수 있으나 제어 동작의 특성상 오버슈트를 크게 하고 출력이 정상상태로 수렴하기 전까지 진동을 유발시키는 단점이 있다.

(3) 미분 동작

미분 제어 동작(D : derivative control action)은 오차의 미분 즉, 현재의 오차의 변화율에 대해 반응한다. 식 (4.7)과 같이 표현되는 미분 제어기의 출력은 오차가 일정할 때 0이 되므로 단독으로는 사용될 수 없으며 비례 제어기나 적분 제어기와 함께 사용되어야 한다.

$$u_d = K_d \frac{de}{dt} \quad (4.7)$$

미분 제어기는 그림 4.5와 같이 오차의 변화율에 따라 제어기의 출력이 급격히 변화할 수 있기 때문에 동적 응답특성이 빠른 시스템에서는 주의 깊게 사용해야 한다.

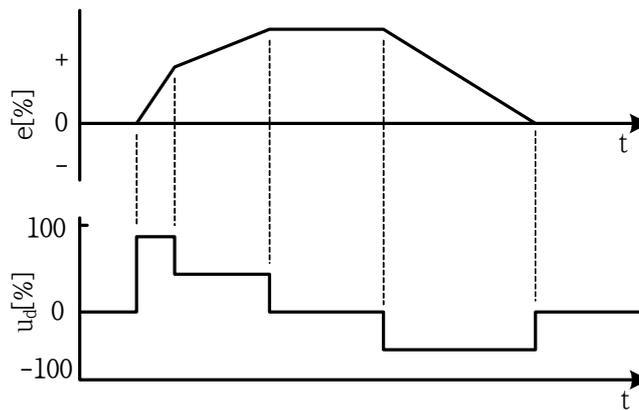


Figure 4.5 Derivative control action

(4) PI 제어

비례 동작과 적분 동작을 혼합한 형태인 PI 제어기(Proportional-Integral controller)는 파라미터가 변화하는 시스템에서도 정상상태 오차를 없앨 수 있으며 제어기의 출력은 다음과 같다.

$$u_{pi} = K_p e + K_i \int_0^t e dt + u_0 \quad (3.8)$$

그림 4.6은 오차에 대한 PI 제어기의 출력을 나타내고 있는데, 오차가 0이면 제어기 출력은 현 시점까지의 적분제어 동작의 향으로 고정되고, 오차가 0이 아니면 비례항은 오차를 수정하고, 적분항은 오차의 누적값을 수정하게 된다. 그러나 제어동작의 특성상 오버슈트를 크게 하고 출력이 정상상태로 수렴하기 전까지 진동을 유발시키는 단점이 있다.

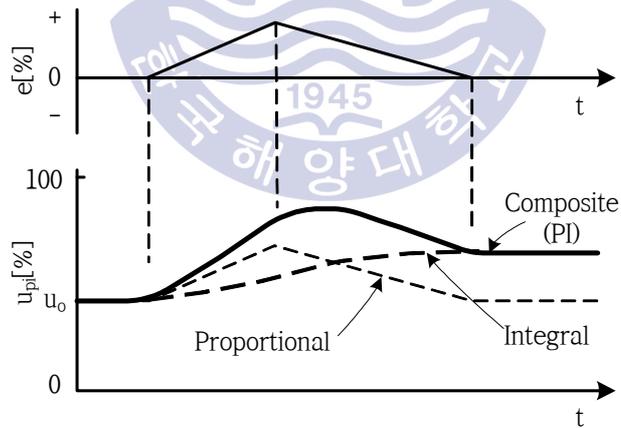


Figure 4.6 Proportional-Integral control action

(5) PD 제어

식 (4.9)과 같은 출력을 갖는 PD 제어기(Proportional-Derivative controller)는 비례제어 동작에서 발생하는 오프셋을 제거하지 못하지만, 오차의 변화에 의해 신속하게 반응하므로 오프셋이 허용범위 내에서 발생하는 시스템의 제어에 효과적으로 사용될 수 있다.

$$u_{pd} = K_p e + K_d \frac{de}{dt} + u_0 \quad (4.9)$$

그림 4.7은 오차의 변화와 오프셋을 갖는 시스템의 PD 제어기 응답을 나타내고 있으며 오차의 변화율, 즉 기울기에 따라 제어기의 출력이 급격히 변화하는 것을 볼 수 있다.

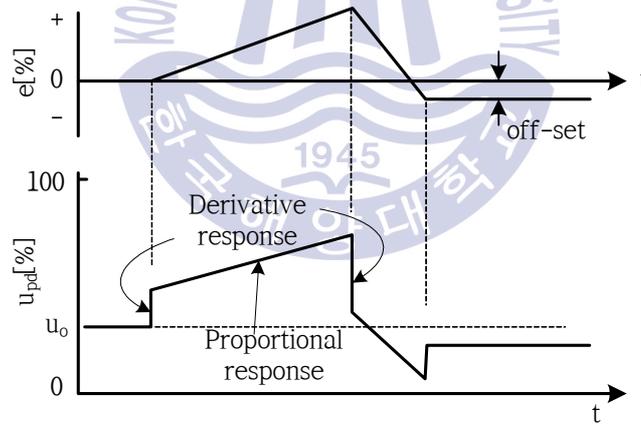


Figure 4.7 Proportional-Derivative control action

(6) PID 제어

식 (4.1)의 PID 제어기(Proportional-Integral-Derivative controller)는 비례, 적분, 미분 동작이 혼합된 형태로서 비례 제어 동작에서 발생하는 오프셋을 효과적으로 없애면서 빠른 응답을 얻을 수 있으므로 대부분의 제어문제에 성공적으로 적용될 수 있다. 그림 4.8에서는 세 가지 동작이 결합된 제어기의 오차에 대한 제어기 출력을 나타내고 있다.

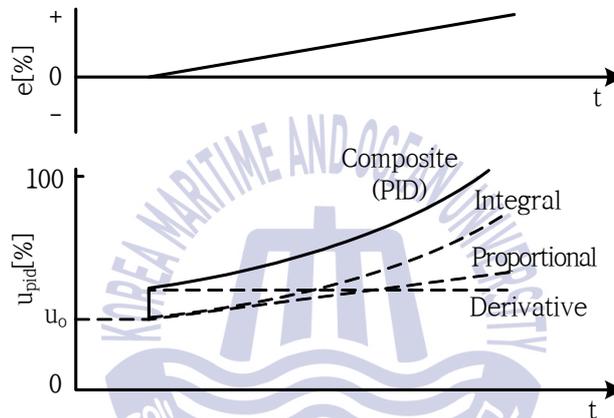


Fig. 4.8 Proportional-Integral-Derivative control action

(7) PID 제어기 이득의 영향

앞서 살펴보았듯이 식 (4.2)의 PID 제어기는 오차에 의해 동작하는 비례동작 (u_p), 적분동작(u_i), 미분동작(u_d)의 세 동작의 병렬결합으로 구성되어 있다. u_p 는 현재의 오차에 비례이득을, u_i 는 초기시각부터 현재까지의 누적오차에 적분이득을, u_d 는 현재 오차의 변화율에 미분이득을 곱하여 계산되며 최종적으로 제어입력은 이들 값을 합산하여 산출된다.

폐루프 시스템의 성능은 K_p , K_i , K_d 의 선정에 직접적으로 영향을 받는다. K_p 는 시스템 응답속도를 높이며 상승시간을 줄이지만 진동을 증가시킨다. K_i 는 정상

상태 오차를 줄여주나 과도응답을 나쁘게 만들 수 있고 K_d 는 오버슈트와 정정 시간을 줄여주는 역할을 한다.

이들 각각의 파라미터를 증가시켰을 경우의 영향을 표 4.1에 정리하였다 [66,67]. 이러한 세 가지 제어동작은 서로 결합되어 있어서 세 이득 중 하나를 바꾸면 다른 두 제어동작에 의한 영향도 같이 받게 된다는 사실을 알 필요가 있다.

Table 4.1 Effects to parameter changes

parameter	overshoot (M_p)	rising time (t_r)	settling time (t_s)	steady state error (ϵ)
K_p	증가	감소	NT	감소
K_i	감소	감소	증가	제거
K_d	감소	NT	감소	NT

4.1.2 PID 제어기 파라미터의 동조

제어시스템은 그림 4.9와 같이 제어기와 제어대상을 포함하는 폐루프 블록선도로 나타낼 수 있으며, 많은 제어기 중 산업현장에서 실제로 가장 널리 이용되고 있는 PID 제어기는 앞에서 설명한 비례이득 K_p , 적분이득 K_i , 미분이득 K_d 의 값에 따라 제어특성이 크게 달라진다.

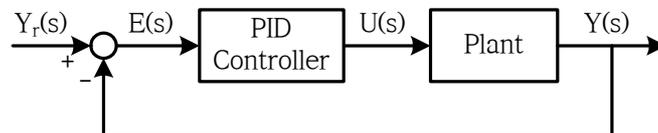


Figure 4.9 Block diagram of PID control system

따라서 제어장치의 성능을 보장하기 위해서는 이 세 개의 파라미터를 적절히 조정하여야 한다. 이 파라미터들을 수학적 혹은 실험적/경험적 방법을 통해 적절히 구하는 과정을 동조(tuning)라고 한다.

P 제어기는 가장 간단한 제어기로서 적절히 동조되었을 때 근본적으로 안정하며 동조하기는 쉬우나 0형 시스템에 대해서는 정상상태에서 오프셋(offset)이 발생한다. PI 제어기는 P 제어기에서 발생된 오프셋을 제거할 수 있으며 적분 동작 하나보다는 더 좋은 동적응답을 얻을 수 있다. PD 제어기는 P 제어기 단독보다 오프셋이 감소되며 응답지연을 감소시켜 더 빠른 응답을 얻을 수 있다. D 제어기를 도입함으로써 비레이득을 더 증가할 수 있다. PID 제어기는 가장 복잡하고 고가이기는 하나 빠른 응답을 얻을 수 있고 오프셋이 없으며 적절히 동조되면 가장 좋은 제어기가 된다. 이러한 이유로 PID 제어기는 산업현장에서 가장 많이 사용되는 제어기이며 제어대상에 따라 제어기의 파라미터(K_p , K_i , K_d)를 어떻게 선정하느냐에 따라 제어기의 성능이 결정된다. 일반적으로 현장에서 파라미터 조정은 제어대상의 특성과 작업자의 경험에 의해 시행착오의 결과로 결정된다. 이를 위해서는 PID 제어기의 파라미터 조정에 따른 시스템 응답특성을 잘 알고 있어야 제어기의 적절한 동조가 가능하다.

PID 제어기의 동조는 크게 제어대상의 수학적 모델을 필요로 하지 않는 경험적인 동조법과 모델을 기초로 하는 동조법으로 구분될 수 있다. 전자에 대표적인 방법이 지글러-니콜스(Ziegler-Nichols : Z-N) 동조법이고, 후자에 해당되는 방법으로는 주파수영역 설계법, IMC(Internal Model Control)법, 근궤적법 등이 있다.

(1) Z-N 동조법

1942년 Ziegler와 Nichols에 의해 제안된 경험적인 동조법으로서 개루프 동조법(open-loop tuning method)과 폐루프 동조법(closed-loop tuning method)이 있다.

① 개루프 동조법

이 방법은 제어대상이 식 (4.11)과 같이 시간지연을 가지는 1차(First-Order

Plus Time Delay: FOPTD)로 근사화될 수 있는 경우에 적용될 수 있다. 대부분의 산업 프로세스들은 대단히 복잡하고 또 고차이지만 FOPTD와 같은 응답 특성을 가지는 경우가 많다.

$$G_p(s) = \frac{K}{1+Ts} e^{-Ls} \quad (4.11)$$

개루프 동조법은 제어대상의 개루프 응답으로부터 3개의 정수 K, T, L을 얻어 동조하며, 다음과 같다.

step 1.

실험을 통해 개루프 응답곡선(보통 단위계단응답)을 그림 4.10과 같이 얻는다.

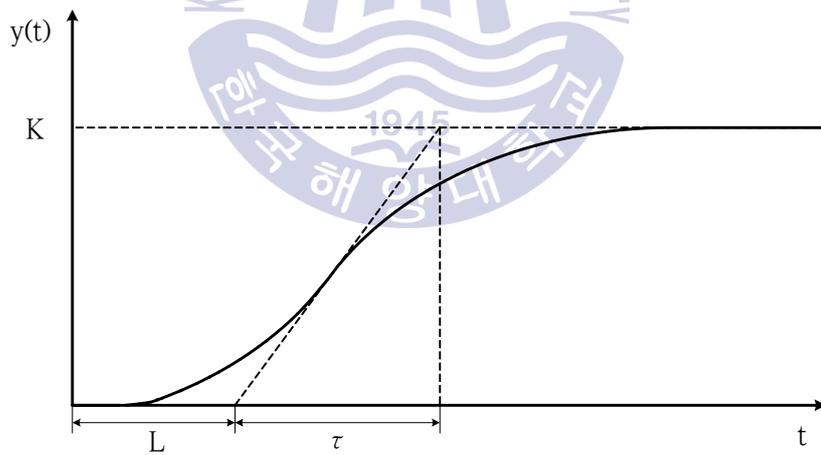


Figure 4.10 Response curve for unit-step input

step 2.

응답곡선으로부터 정상이득 K와 변곡점에서 접선을 그어 시정수 T, 시간지연

L을 얻는다.

step 3.

표 4.2에 따라 동조하고 필요시 표 4.1의 특성을 감안하여 미세 조정한다.

Table 4.2 Open-loop tuning method

Controllers	Parameters		
	K_p	T_i	T_d
P	T/KL		
PI	$0.9T/KL$	$3.3L$	
PID	$1.2T/KL$	$2L$	$0.5L$

② 페루프 동조법

페루프 동조법은 제어응답에 있어서 기본진동의 1주기당 진폭의 감쇠비가 1/4(즉 25%)이 되도록 제어기의 파라미터를 동조하는 방법이며, 그림 4.11의 비례 제어만으로 페루프 시스템을 구성하고 비례이득을 서서히 증가시켜 한계진동을 유발시키고 이때의 한계이득(ultimate gain) K_u 와 한계주기(ultimate period) T_u 를 통해 동조한다.

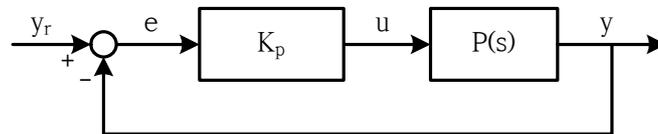


Figure 4.11 Closed-loop control system with proportional gain

이 방법은 다음 절차로 동조한다.

step 1.

미분시간 T_d 를 최소값으로, 적분시간 T_i 를 최대값으로 설정해 적분과 미분 제어가 동작되지 못하도록 한다.

step 2.

비레이득 K_p 를 최소값으로 설정하고 제어를 동작시킨다.

step 3.

그림 4.12와 같이 출력에 한계진동이 일어날 때까지 K_p 를 서서히 증가시킨다. 만약 K_p 를 증가시켜도 한계진동이 일어나지 않으면 설정치 y_r 에 약간의 변화를 가한 후 반복한다.

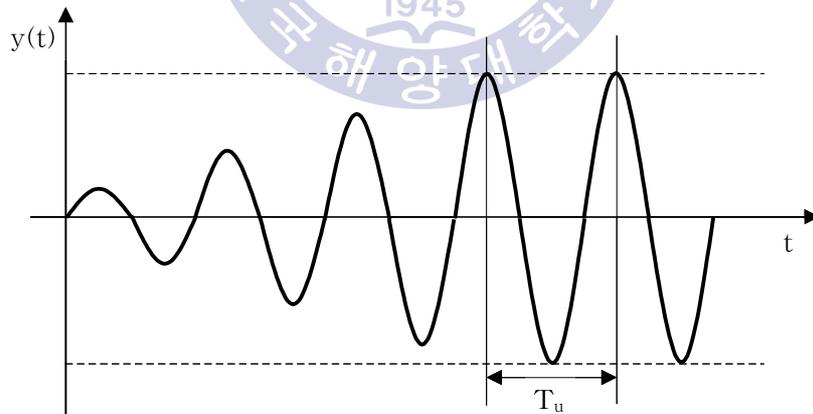


Figure 4.12 Response curve and ultimate period

step 4.

한계진동이 일어날 시점의 K_p 를 한계이득 K_u 로 하고, 한계주기 T_u 는 응답으로부터 구한다.

step 5.

표 4.3에 따라 동조하고 필요시 표 4.1의 특성을 감안하여 미세 조정한다.

Table 4.3 Closed-loop tuning method

Controllers	Parameters		
	K_p	T_i	T_d
P	$K_u/2$		
PI	$K_u/2.2$	$T_u/1.2$	
PID	$K_u/1.7$	$T_u/2$	$T_u/8$

③ 한계이득과 한계주기의 추정

폐루프 동조법의 관건은 제어대상으로부터 어떻게 한계이득과 한계주기를 얻느냐인데, 실제 운전 중인 시스템으로부터 K_u , T_u 를 얻기 위해 직접 K_p 를 조정하는 것은 안전성 관점에서 대단히 위험한 일이다. 이 때문에 여기서는 K_u , T_u 를 안전하게 얻는 2가지, 즉 주파수 응답실험과 릴레이 제어기를 이용하는 방법에 대해 살펴본다. 이렇게 K_u , T_u 를 얻으면 표 4.3을 적용할 수 있다.

a. 주파수 응답실험

첫 번째 방법은 주어진 제어대상의 주파수 응답실험을 실시하는 것이다. 시스템이 불안정해지지 않는 한정된 진폭의 조화신호를 입력으로 하여 그 주파수를 변경해 가면서 극좌표선도를 얻는다면 이로부터 교차주파수(crossover frequency), 즉 $\angle G(j\omega_c)$ 는 $-\pi$ 을 만족하는 주파수 ω_c 와 한계이득 K_u 는 $1/|G(j\omega_c)|$ 를 얻

을 수 있으며, 한계주기 T_u 는 $2\pi/\omega_c$ 의 관계식으로부터 얻는다.

b. 릴레이 제어기 이용

다른 한 방법은 강제적으로 한계진동이 일어나도록 그림 4.13과 같은 릴레이 제어기를 이용하는 것이다[66]. 이 방법은 다음과 같은 절차로 진행된다.

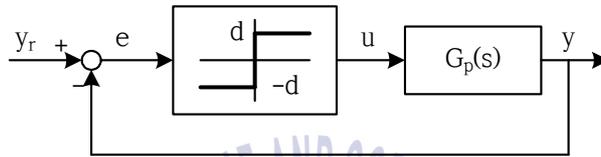


Figure 4.13 Relay feedback control system

step 1.

릴레이 피드백 제어시스템을 구성한다. 이 때 d 는 릴레이 제어기의 크기이며 e 와 u 간의 관계식은 식 (4.13)과 같다.

$$u = \begin{cases} d, & e > 0 \\ -d, & e < 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

step 2.

릴레이 제어기로 인해 한계진동이 발생될 때 그 응답으로부터 진폭 a 와 한계주기 T_u 를 구한다.

step 3.

릴레이 크기 d 와 응답의 진폭 a 로부터 한계이득 식 (4.14)를 얻는다.

$$K_u = \frac{4d}{\pi a} \quad (4.14)$$

(2) 시행착오 동조법

시행착오 동조(trial and error tuning)법은 제어 전문가가 현장에서 PID 제어기를 경험적으로 조율할 때 흔히 채용하는 방법 중 하나이며 다음 단계를 거쳐 동조한다[68].

step 1.

미분시간 T_d 를 최소값, 적분시간 T_i 를 최대값으로 설정해 적분과 미분제어가 동작하지 않도록 한다.

step 2.

비례이득 K_p 를 최소값으로 설정하고 제어기를 동작시킨다.

step 3.

출력에서 한계진동이 일어날 때까지 K_p 를 서서히 증가시킨다. 만약 K_p 를 증가시켜도 한계진동이 일어나지 않으면 설정치를 약간 변경시킨 후 다시 반복한다.

step 4.

한계진동이 일어나면 이때의 K_p 값을 절반으로 줄인다.

step 5.

T_i 를 한계진동이 일어날 때까지 서서히 감소시킨다. 한계진동이 일어나면 이때의 T_i 값을 3배 한다.

step 6.

T_d 를 한계진동이 일어날 때까지 서서히 증가시킨다. 한계진동이 일어나면 이때의 T_d 값을 1/3으로 줄인다.

(3) IMC 동조법

IMC 동조법 또한 프로세스(또는 제어대상)의 모델을 기반으로 한 방법으로서, 먼저 IMC(내부 모델 제어)에 대해 간단히 살펴보자.

① 내부 모델 제어

IMC는 프로세스의 완전한 모델을 얻을 수 있다면 제어기로 이의 역을 취해 이론적으로는 완전 제어가 가능하도록 할 수 있다는 개념이다. 일례로 그림 4.14의 개회로 제어시스템을 생각하자.

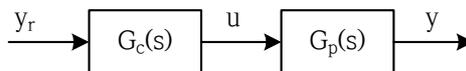


Figure 4.14 Open-loop IMC

여기서 제어기 $G_c(s)$ 는 프로세스 $G_p(s)$ 를 제어하기 위해 사용된다. 만약 $G_p(s)$ 의 모델이 $G_m(s)$ 이고 제어기로 모델의 역, 즉 $G_c(s)=1/G_m(s)$ 를 취하게 되면 출력 y 는 항상 설정치 y_r 과 같게 된다. 하지만 실제 제어 환경에서는 프로세스와 일치하는 모델을 얻기가 어렵고, 모델에는 역을 취할 때 문제가 되는 요소(양의

영점, 시간지연 등)가 있을 수 있고 사전에 알 수 없는 외란이 존재할 수도 있다. 따라서 일반적으로 IMC 기법은 그림 4.15와 같은 폐루프 구조를 취하게 된다.

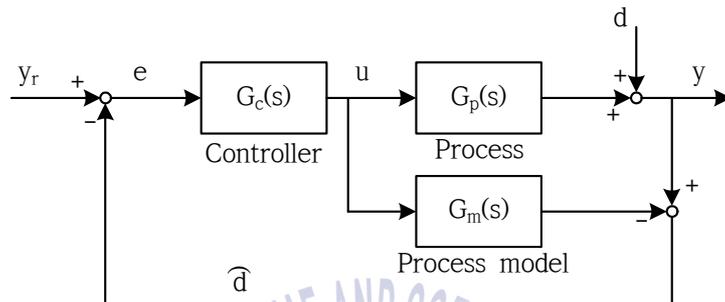


Figure 4.15 Closed-loop IMC

여기서 d 는 외란이며, u 는 프로세스와 모델 양쪽에 입력되며, 출력 y 는 모델의 출력과 비교되고 이들의 차 \hat{d} 가 피드백 된다. 식 (4.15)의 관계가 성립되므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$U(s) = [Y_r(s) - \hat{D}(s)]G_c(s) \quad (4.15a)$$

$$\hat{D}(s) = Y(s) - G_m(s)U(s) \quad (4.15b)$$

$$Y(s) = G_p(s)U(s) + D(s) \quad (4.15c)$$

$\hat{D}(s)$ 를 먼저 소거하고 $U(s)$ 를 마지막 식에 대입하고 정리하면 식 (4.16)을 얻을 수 있다.

$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)[G_p(s) - G_m(s)]} Y_r(s) + \frac{[1 - G_c(s)G_m(s)]}{1 + G_c(s)[G_p(s) - G_m(s)]} D(s) \quad (4.16)$$

이 식에서 만약 $G_c(s)$ 는 $G_m(s)-1$ 이고 $G_m(s)$ 는 $G_p(s)$ 이면 외란이 존재함에도 불구하고 항상 y 는 y_r 인 제어가 가능하다. 설사 $G_m(s)$ 가 $G_p(s)$ 와 같지 않더라도 만약 $G_c(s)$ 가 $G_m(s)-1$ 이면 외란은 항상 제거된다.

일반적으로 모델의 불일치는 시스템의 주파수응답의 고주파수 부근에서 일어나기 때문에 이 효과를 줄이기 위해 보통 저주파 통과 필터를 직결하여 사용한다. 따라서 내부모델 제어기는 식 (4.17) 같이 사용된다.

$$G_c(s) = G_f(s)G_m(s)^{-1} \quad (4.17a)$$

$$G_f(s) = \frac{1}{(1 + \tau_f s)^n} \quad (4.17b)$$

여기서 $G_f(s)$ 는 저주파 통과 필터이고 필터차수 n 은 $G_c(s)$ 의 분자 다항식의 차수가 분모 다항식의 차수보다 크지 않도록 적절히 정해진다.

실제 내부 모델 제어를 설계할 시 프로세스 모델은 식 (4.18)과 같이 가역부분(invertible part) $\hat{G}_m(s)$ 과 비가역부분(non-invertible part) $\tilde{G}_m(s)$ 로 나뉘지며

$$G_m(s) = \hat{G}_m(s)\tilde{G}_m(s) \quad (4.18)$$

이 때 비가역 부분에는 양의 영점, 시간지연 요소 등이 포함되도록 한다. 따라서 내부모델 제어기는 식 (4.19)와 같이 가역부분을 가지고 설계된다.

$$G_c(s) = G_f(s)\hat{G}_m(s)^{-1} \quad (4.19)$$

② IMC를 이용한 PID 제어기 동조

IMC 기법은 기존의 PI 또는 PID 제어기의 파라미터를 동조하는데 사용될 수 있다. 그림 4.15의 블록선도는 그림 4.16(a)와 같이 표시할 수 있고, 이를 더욱 간략히 하면 그림 4.16(b)와 같게 된다.

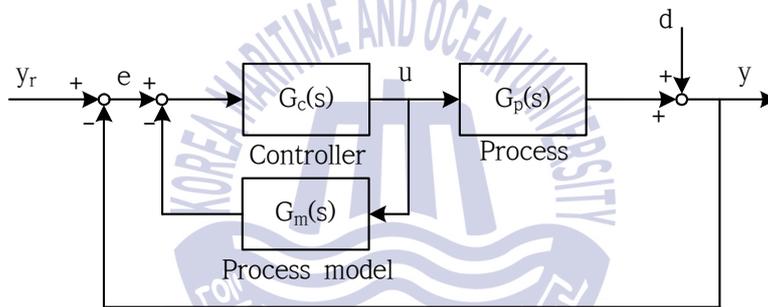


Figure 4.16(a) IMC block diagram

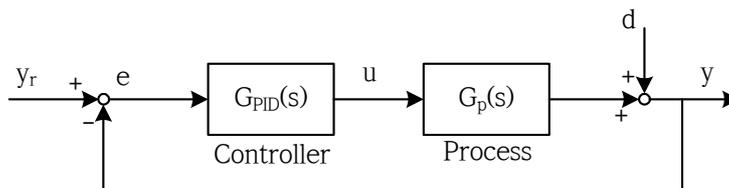


Figure 4.16(b) Simple IMC block diagram

따라서 그림 4.16(b)의 제어기 부분은 식 (4.20)과 같이 쓸 수 있다.

$$G_{PID}(s) = \frac{G_c(s)}{1 - G_c(s)G_m(s)} \quad (4.20a)$$

$$= \frac{\hat{G}_m(s)^{-1}G_f(s)}{1 - \tilde{G}_m(s)G_f(s)} \quad (4.20b)$$

프로세스가 FOPTD인 경우에 PI, PID 제어기를 동조해 보자.

a. PI 제어기 동조

$e^{-Ls} \approx 1 - Ls$ 로 근사화하면 프로세스 모델은 식 (4.21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_m(s) = \frac{K}{1 + \tau s} (1 - Ls) \quad (4.21)$$

$\hat{G}_m(s)$ 는 $\frac{K}{1 + \tau s}$, $\tilde{G}_m(s)$ 는 $1 - Ls$ 로 놓으면 식 (4.22)가 된다.

$$G_{PID}(s) = \frac{\hat{G}_m(s)^{-1}G_f(s)}{1 - \tilde{G}_m(s)G_f(s)} = \frac{(1 + \tau s)}{K} \frac{1}{1 - \frac{1 - Ls}{1 + \tau s}} = \frac{(1 + \tau s)}{K(\tau_f + L)s} \quad (4.22)$$

결국 식 (4.23)을 얻을 수 있다.

$$G_{PID}(s) = \frac{\tau}{K(\tau_f + L)s}, \quad T_i = \tau \quad (4.23)$$

PI 제어기의 두 파라미터는 식 (4.24)와 같게 된다.

$$K_p = \frac{\tau}{K(\tau_f + L)}, \quad T_i = \tau \quad (4.24)$$

b. PID 제어기 동조

시간지연 e^{-Ls} 를 Pade 근사화하면 식 (4.25)와 같다.

$$e^{-Ls} \approx \frac{1 - \frac{L}{2}s}{1 + \frac{L}{2}s} \quad (4.25)$$

프로세스 모델은 식 (4.26)과 같이 쓸 수 있다.

$$G_m(s) = \frac{K}{1 + \tau s} \frac{1 - \frac{L}{2}s}{1 + \frac{L}{2}s} \quad (4.26)$$

이로부터 $\hat{G}_m(s)$ 를 $\frac{K}{(1 + \tau s)(1 + \frac{L}{2}s)}$, \tilde{G}_m 를 $1 - \frac{L}{2}s$ 로 놓으면 식 (4.27)이 된다.

$$G_{PID}(s) = \frac{\hat{G}_m(s)^{-1}G_f(s)}{1 - \tilde{G}_m(s)G_f(s)} = \frac{(1 + \tau s)(1 + \frac{L}{2}s) \frac{1}{(1 + \tau_f s)}}{K(1 - \frac{L}{2}s)} \quad (4.27)$$

$$= \frac{(1 + \tau s)(1 + \frac{L}{2}s)}{K(\tau_f + \frac{L}{2})s}$$

따라서 PID 제어기의 세 파라미터는 다음과 같게 된다.

$$K_p = \frac{\tau + L/2}{K(\tau_f + L/2)}, \quad T_i = \tau + L/2, \quad T_d = \frac{\tau L}{2(\tau + L/2)} \quad (4.28)$$

이와 같은 방법으로 몇 가지 프로세스에 따라 PID 제어기가 얻어질 수 있다 [69]. IMC 동조법은 설정치 추종 성능에 초점을 두기 때문에 프로세스의 시정수에 비해 τ_f 가 매우 작게 되면 외란제거 성능이 나쁠 수 있다.

4.1.3 필터링된 미분을 갖는 PID 제어기

미분동작의 결점은 고주파 신호에 대해 매우 높은 이득을 갖는다는 것이다. 이것은 고주파 측정 신호가 제어신호의 큰 변화를 발생시킬 수 있다는 것을 의미한다[22]. 이것을 알아보기 위해 측정된 출력 $y = \sin t + a \sin \omega t$ 를 고려하자. 여기서 첫 번째 항은 유용한 신호이고, 두 번째 항은 잡음을 나타낸다. 그러므로 신호에 더해진 잡음의 비율은 a 이다. 그러면 제어기의 미분항은 식 (4.29)와 같이 된다.

$$u_d = K_p T_d \frac{dy}{dt} = K_p T_d (\cos t + a \omega \cos \omega t) \quad (4.29)$$

신호의 크기는 $K_p T_d$ 이고, 잡음의 크기는 $K_p T_d a \omega$ 이다. 잡음과 신호의 비율은 $a \omega$ 이다. 이것은 주파수가 충분히 높고, a 가 작다면 임의적으로 크게 될 수 있다. 측정잡음의 영향은 식 (4.30)과 같은 미분항을 실행함으로써 어느 정도까지는 제거될 수 있다.

$$u_d = \frac{K_p T_d s}{1 + T_d s / N} Y \quad (4.30)$$

이것은 시정수 T_d/N 을 갖는 1차 시스템을 이용하여 필터링된 이상적인 미분으로 해석될 수 있다. 근사치는 저주파 신호 요소에 대한 미분으로써 작동하고, 고주파 이득은 $K_p N$ 으로 제한된다. 고주파 측정 잡음은 $K_p N$ 인자에 의해 최대한으로 증폭된다. N 의 일반적인 값은 2~20이다.

필터링된 미분을 갖는 PID 제어기의 전달함수는 식 (4.31)이다.

$$u_{pid} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} s + \frac{T_d s}{1 + T_d s / N} \right) \quad (4.31)$$

여기서 제어기의 고주파 이득은 $K_p(1+N)$ 이다. 제어신호에서 고주파 측정 잡음은 특정한 변화를 만들어낼 수 있으므로 필터링을 사용하는 것은 유리하다.

미분 필터링 대신 측정된 신호를 필터링하고 이것을 이상적인 PID 제어기에 필터링된 신호로 적용하는 것도 가능하다. 관련된 감쇠 $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 를 갖는 2차 필터를 사용할 때, 이와 유사한 제어기 전달함수는 식 (4.32)이다.

$$C_{eq} = C(s)G_f(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i} s + T_d s \right) \frac{1}{1 + T_f s + (T_f s)^2 / 2} \quad (4.32)$$

필터 시정수 T_f 는 PI 제어에 대해 T_i/N 에서, 또는 PID 제어에 대해 T_d/N 에서 전형적으로 선택된다.

식 (4.32)로부터 제어기 이득은 고주파에 대해 0으로 간다. 소위 고주파 roll-off라고 하는 이 특성은 고주파 측정 잡음에 의해 큰 제어신호가 발생되지 않도록 보증한다. 고주파 roll-off는 폐회로 시스템의 강인성을 증가시킨다.

4.1.4 무충돌 전환

실제 제어환경에서 운전되는 대부분의 제어기는 두 가지 모드, 즉 수동 모드(manual mode) 또는 자동 모드(automatic mode)로 전환되도록 설계되며, 자동 모드에서는 제어기가 제어대상에 연결되고 반대로 수동모드에서는 제어기 연결이 끊어지고 대신 조작자가 수동 제어 장치(Manual Control Unit : MCU)를 통해 제어대상 입력을 직접 변경하게 된다. MCU는 증가/감소 버튼을 한 번 누를 때마다 양/부의 증분치($\pm \Delta u$)가 누적 적분되어 U_m 을 출력해주는 간단한 장치를 말한다. 그림 4.17은 모드 전환을 보여준다.

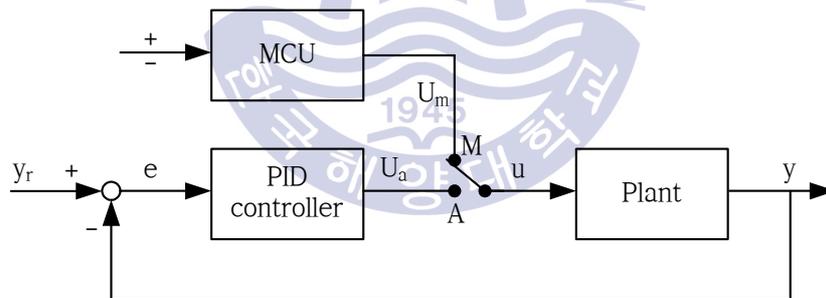


Figure 4.17 Manual/Automatic mode change

이와 같이 모드를 전환하게 되면 경우에 따라서 제어대상 입력에 따른 순간적으로 상당히 큰 변화가 발생하여 시스템에 무리가 가거나 여러 가지 고장의 원인이 될 수 있다. 이와 같은 순간적인 큰 변화를 방지해주는 한 방법을 무충돌 전환(bumpless transfer)이라 한다[64].

제어기도 동적시스템이기 때문에 수동/자동 모드 전환 시 두 모드간의 시스템 상태를 일치시킬 필요가 있다. 일례로 시스템이 수동모드에서 운전될 때, MCU의 출력 U_m 은 자동모드의 제어기 출력 U_a 와 다를 수 있다. 따라서 전환 시 두 출력이 일치되게 해줄 필요가 있다. 그림 4.18은 PID 제어기에서 무충돌 전환을 구현한 한 예를 보여준다.

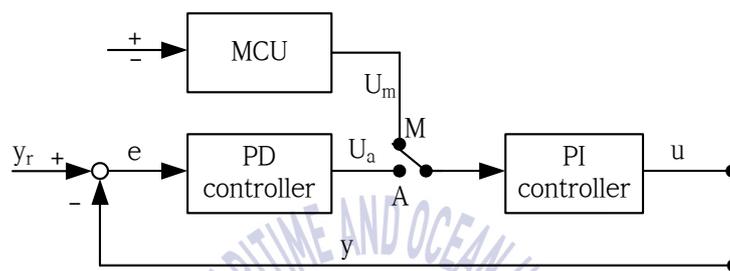


Figure 4.18 PID controller to bumpless transfer

이 구조는 직렬 PID 제어기와 유사하게 PD 제어기의 뒤쪽에 PI 제어기가 직결되어 있는 형태를 취하고 있다. 오차신호 e 가 0으로 PD 제어기의 출력이 0이면 MCU출력을 0으로 설정하고 스위칭하면 과도상태 없이 전환될 수 있으나, 0이 아니면 과도상태가 일어난다.

과도상태가 일어나지 않게 하기 위하여 수동모드에서는 PID 제어기의 출력이 MCU의 출력과 같아지도록 PID 제어기 내의 적분기를 재설정해줄 필요가 있고, 마찬가지로 자동모드에서는 MCU의 출력이 PID 제어기의 출력과 같아지도록 MCU 내의 적분기를 재설정해 줄 필요가 있다. 그림 4.19는 이를 구현한 구조를 보여준다. 이 구조는 수동/자동 전환 시 비록 PD 제어기의 출력이 0이 아니어도 과도상태가 일어나지 않는 장점이 있다. 그림 4.19의 수동모드에서 운전될 때는 PID 제어기의 출력이 MCU의 출력에 일치되게 피드백이 작동하고 있고, 자동모드에서는 MCU의 적분기가 제어기의 출력을 따르도록 동작한다.

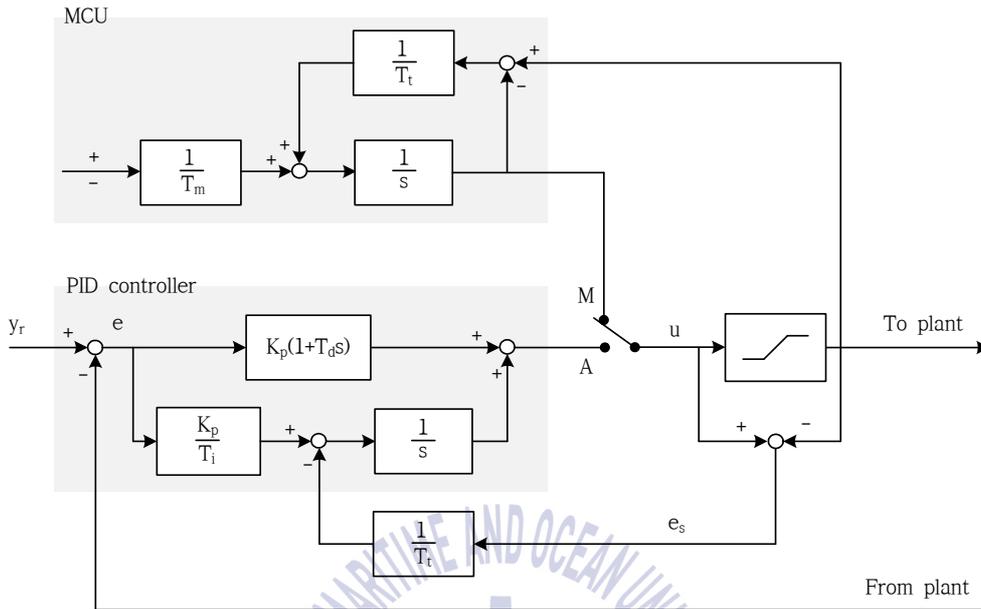


Figure 4.19 PID controller to bumpless transfer with anti-windup

4.2 안티와인드업

비록 제어시스템의 많은 측면들이 선형이론을 기반으로 이해될 수 있지만, 몇몇 비선형 영향들이 고려되어야 한다. 특히 모든 액추에이터(actuator)들은 제한치를 가지는데, 액추에이터는 전기, 유압 또는 공기압 등의 에너지원을 받아 시스템을 움직이게 해주는 기계장치로서 큰 구동력이 필요할 때 자주 이용된다. 그러나 대부분의 액추에이터들은 동작의 물리적 한계를 가지고 있다. 일례로 밸브는 전폐(fully closed) 또는 전개(fully opened) 범위 내에서만 동작되고, 자동차바퀴는 특정각도 범위 내에서 좌우로 작동되며, 모터는 속도제한이 있다.

넓은 영역의 운전 조건을 갖는 제어시스템에서 제어변수인 제어기 출력값이 액추에이터의 입력 한계치에 도달하거나 이것을 벗어나는 일이 발생할 수도 있다. 이렇게 되면 액추에이터는 제어기 출력과는 독립적으로 액추에이터의 자체적인 한계로 남아있기 때문에 피드백 루프는 파괴되고 시스템은 개루프 형태로

운영된다. 이것을 액추에이터의 포화(saturation)라고 한다. 만약 PID 제어기처럼 적분동작을 갖는 제어기가 사용되었고 시스템의 오차가 적분되어지는 것에 대해 적절한 알고리즘이 설계되지 않았다면 시스템의 오차는 계속 유지될 것이다. 이것은 결국 적분항을 매우 크게 만들게 되는데 이것을 적분기 와인드업(integrator windup)이라고 한다. 이 현상은 정상상태로 돌아가기 전에 긴 기간 동안 시스템의 오차가 반대의 신호를 갖게 되도록 요구하는데, 결과적으로 적분동작을 갖는 제어기는 액추에이터가 포화될 때 큰 과도상태를 갖게 된다. 이러한 현상은 큰 설정치 변화와 관련되어 발생할 수 있으며, 큰 외란 또는 장치의 기능저하(고장)에 의한 원인이 될 수도 있다. 제어기에서 적분항을 사용할 때 이러한 와인드업의 영향을 피하거나 방지하기 위한 여러 가지 안티와인드업(anti-windup)기법이 사용될 수 있다[22].

4.2.1 포화기

그림 4.20은 포화기를 가진 제어시스템을 보여준다.

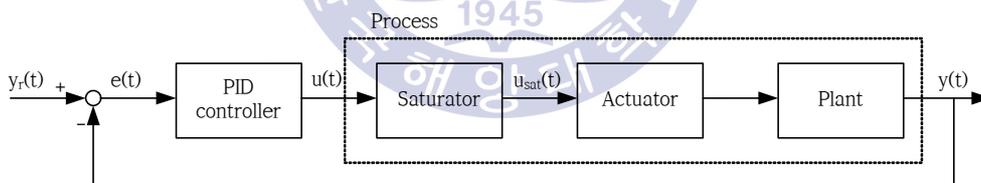


Figure 4.20 Control system with saturator and actuator

액추에이터 입력의 최소, 최대값을 각각 u_{max} , u_{min} 라 하면 포화기는 식 (4.40)과 같이 나타낼 수 있다.

$$u_{\text{sat}}(t) = \begin{cases} u_{\text{max}}, & u(t) > u_{\text{max}} \\ u(t), & u_{\text{min}} \leq u(t) \leq u_{\text{max}} \\ u_{\text{min}}, & u(t) < u_{\text{min}} \end{cases} \quad (4.40)$$

그림 4.21(a)는 양극성 포화기, 그림 4.21(b)는 단극성 포화기의 예를 보여주며, 각각 식 (4.41)과 식 (4.42)로 표현할 수 있다.

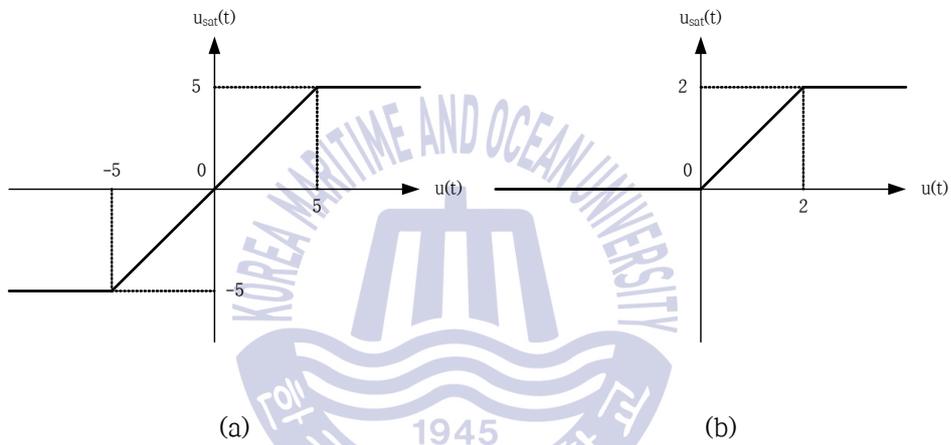


Figure 4.21 Saturator of actuator

$$u_{\text{sat}}(t) = \begin{cases} 5, & u(t) > 5 \\ u(t), & -5 \leq u(t) \leq 5 \\ -5, & u(t) < -5 \end{cases} \quad (4.41)$$

$$u_{\text{sat}}(t) = \begin{cases} 2, & u(t) > 2 \\ u(t), & 0 \leq u(t) \leq 2 \\ 0, & u(t) < 0 \end{cases} \quad (4.42)$$

4.2.2 적분기 와인드업

적분기 와인드업(integrator windup)은 제어기의 출력이 포화기의 한계를 벗어나는 동안 일정하게 되고 이로 인해 출력에는 변동이 일어나지 않지만 적분기에는 오차가 누적됨으로 인해, 정상 출력이 설정치에 가까워졌을 때 제어값이 작아져야 함에도 불구하고 계속 큰 값이 출력되어 오버슈트가 커지고 정정시간이 길어지게 되는 것을 말한다.

그림 4.22는 페루프 시스템의 적분기 와인드업 현상을 나타낸 것이다.

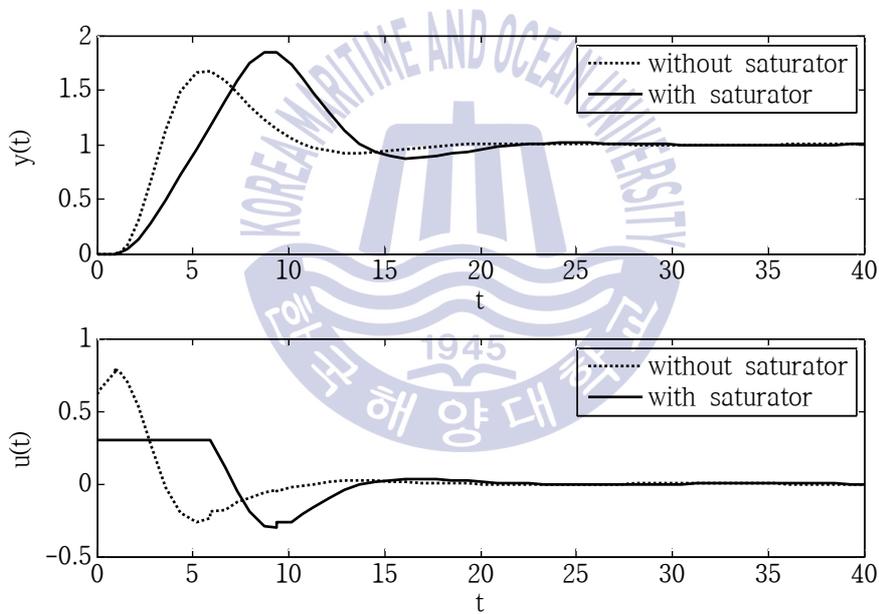


Figure 4.22 Influence of integrator windup for closed-loop system

그림 4.22에서 실선은 포화기가 있을 때의 입력과 출력이다. 입력이 포화되는 동안에 수행된 적분 동작으로 말미암아 포화에서 벗어나는데 상당한 시간이 소요되고, 결과적으로 오버슈트가 더 커지고 정정시간이 더 길어지게 된다. 이와

같은 적분기 와인드업 현상을 방지하기 위한 안티 와인드업 기법에는 제어기 출력이 결코 액추에이터의 경계에 다다를 수 없도록 설정치 변화에 제한기(set-point limiter)를 설치하는 방법, 속도알고리즘(velocity algorithms)을 이용하여 제어신호의 변화율을 계산하고 이를 제한하는 증분알고리즘(incremental algorithms) 방법, 출력이 포화될 때 제어기 출력과 작동기 출력사이에서 생성된 오차신호가 동적으로 작동하는 추가적인 피드백 경로를 통해 새로운 값이 포화한계에서 제어기의 새로운 적분항으로 주어져 재계산되는 역계산과 추종(back-calculation and tracking)방법, 선택기(selector)를 갖는 복잡한 시스템과 캐스케이드(cascade) 제어기를 위해 추종모드(tracking mode)를 갖는 제어기가 정상제어모드(normal control mode) 내에서 작동될 수 있도록 하는 방법(controllers with a tracking mode), 배치프로세스에서 설정치의 큰 변화가 있을 때와 같이 조건에 따라 적분동작이 실행되거나 차단되도록 하는 조건부 적분(conditional integration), 포화기에 선행하중(pre-load)과 같이 비선형 부분을 추가하여 적분부분을 강제로 작동시키는 시리즈 구현(series implementation)방법, 비례대(the proportional band)개념을 도입한 방법, 추종과 조건부 적분을 결합한(combined schemes)방법 등 여러 가지 방법들이 제시되고 있다[22].

이들 방법들을 다시 액추에이터 출력이 계측 가능한 경우와 그렇지 않은 경우로 나누어 볼 수 있다.

(1) 액추에이터 출력이 계측 가능할 때

이 방법들 중 자주 이용되는 역계산과 추종방법은 출력이 포화될 때 제어기의 적분항은 이것의 새로운 값이 포화한계에서 출력으로 주어져 재계산된다[8]. 이것은 순간적으로 적분기를 재설정(reset)하지 않고, 그림 4.23과 같이 시정수 T_i 에 의해 동적으로 작동하게 된다. 그림 4.23은 역계산기반의 추종 안티와인드업을 갖는 PID 제어기의 블록선도이다. 시스템은 실제 액추에이터의 출력을 측정하거나 액추에이터의 포화에 대한 수학적 모델의 출력으로부터, 그리고 제어기 출력(u_{pid})과 포화기 출력(u_{sat})사이의 차이에서 생성된 오차신호(e_s)에 의해서 생성된 추가적인 피드백 경로를 갖는다. 오차신호 e_s 는 이득 $1/T_i$ 를 통해 적분기의 입력으로 들어간다. 포화가 없을 때 신호는 0이다. 그러므로 액추에이터가 포화되지 않는 정상운전에서는 어떠한 영향도 갖지 않는다.

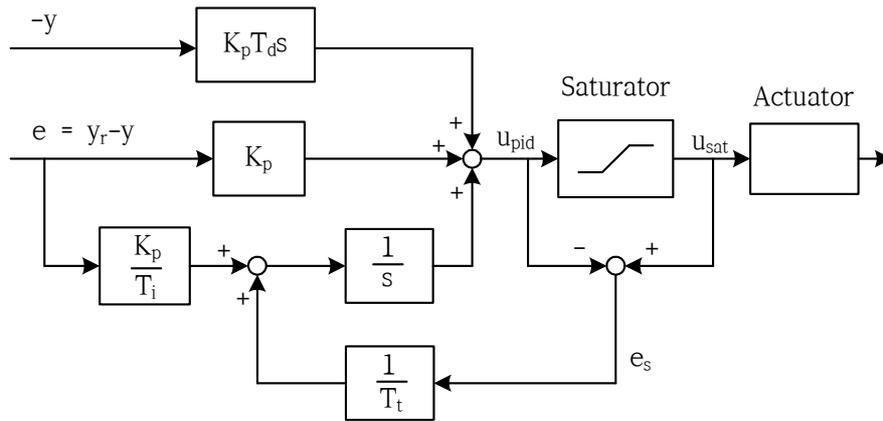


Figure 4.23 PID controller with back calculation and tracking anti-windup

액추에이터가 포화될 때, 오차신호 e_s 는 0이 아니게 되고, 프로세스 입력이 계속 유지되기 때문에 프로세스 주위의 정상적인 피드백 경로는 사라지게 된다. 그러나 적분기 근처의 피드백 경로 때문에 적분기 출력은 적분기 입력이 0이 되는 쪽으로 움직인다. 적분기 입력은 $(1/T_t)e_s + (K_p/T_i)e$ 이다. 여기서 e 는 제어오차이다. 반면 정상상태에 e_s 는 $-(K_p T_t)e/T_i$ 이다. e_s 가 $u_{sat} - u_{pid}$ 이면, u_{pid} 는 $u_{lim} + (K_p T_t)e/T_i$ 이다. 여기서 u_{lim} 은 제어변수의 포화 값이다. 액추에이터의 작동 범위 (magnitude)내에서 e 와 u_{lim} 의 신호가 같은 부호를 갖게 되면 u_{pid} 는 u_{lim} 보다 항상 더 크다. 이것은 와인드업으로부터 적분기를 보호하게 된다. 제어기출력이 재설정되는 비율은 피드백 이득 $1/T_t$ 에 의해서 결정된다. 여기서 T_t 는 적분이 얼마나 빨리 재설정되는지를 결정하는 시정수로 설명될 수 있고 이것을 추종(tracking) 시정수라고 한다[22].

그림 4.24는 제어기의 출력이 포화 한계치에 있고 액추에이터가 포화되는 초기 단계 동안 적분기의 출력변화를 보여주고 있다.

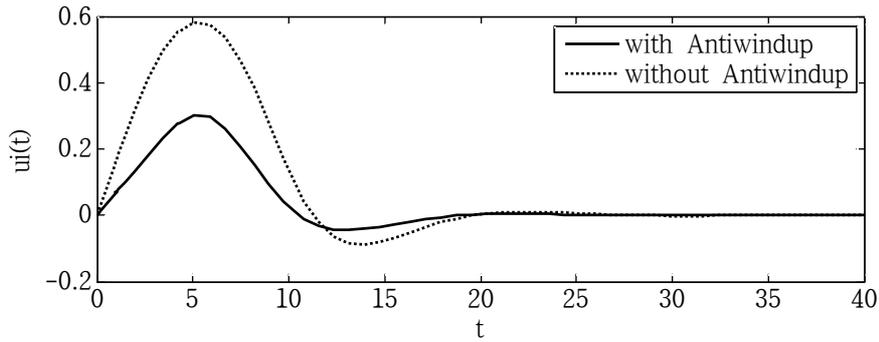


Figure 4.24 Integrator performance by anti-windup

그림 4.25는 안티와인드업을 가진 PID 제어기를 적용했을 때 시스템이 어떻게 반응하는지를 보여준다. 안티와인드업에 의한 적분기의 재설정 이 이루어짐으로써 오버슈트와 정정시간이 모두 개선되었음을 확인할 수 있다.

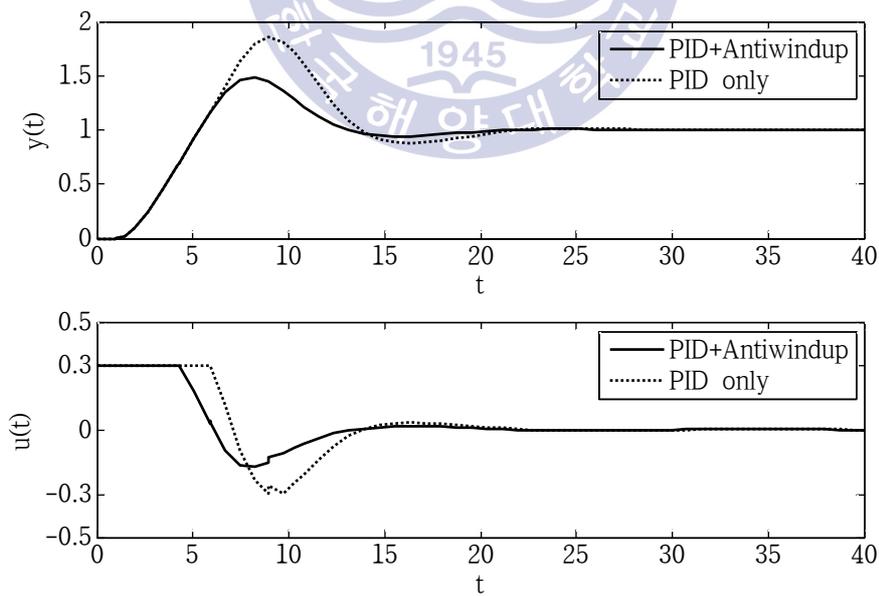


Figure 4.25 Response of PID controller with Anti-windup

추종 시정수의 값을 변화시키면서 시스템에 미치는 영향을 살펴보면 적분기가 매우 빨리 재설정되기 때문에 시정수의 값을 항상 매우 작은 값으로 선택하는 것이 유리한 것처럼 보인다. 그러나 미분동작과 함께 안티와인드업을 시스템에 적용할 때, 너무 작은 시정수가 선택되면, 우연히 적분기가 재설정되도록 거짓된 오차가 출력을 포화시키는 원인이 될 수 있다[22].

(2) 액추에이터 출력이 계측 불가능할 때

이 방법들 중 자주 이용되는 데드존(dead zone)방법은 그림 4.26과 같이 시스템 내부적으로 데드존을 갖는 페루프를 형성하여 적분기를 재설정하도록 작동한다[64]. 데드존의 최소값과 최대값은 각각 포화기의 u_{min} , u_{max} 를 가지고 설정할 수 있으며, u 가 데드존 내의 값이면 피드백 되지 않고, 데드존을 벗어날 때 선형적으로 감소 또는 증가하는 값을 피드백하게 된다.

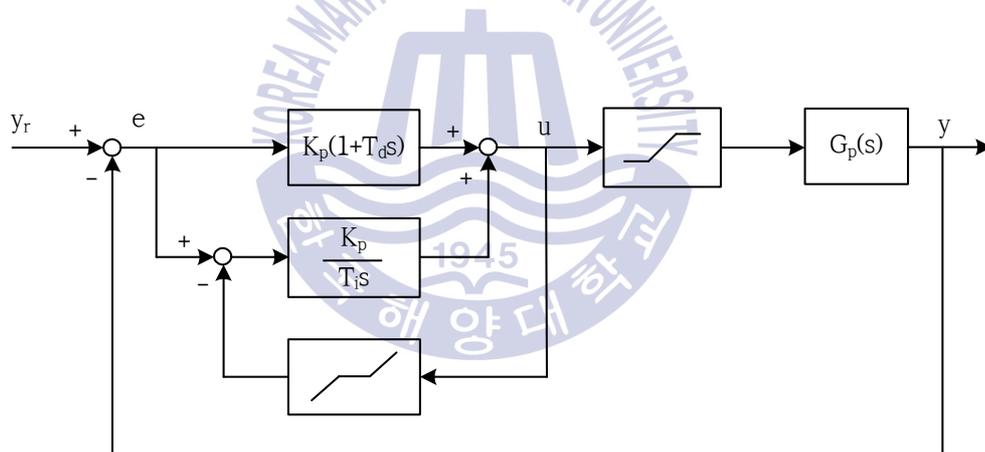


Figure 4.26 PID controller with dead zone anti-windup

제 5 장 피드포워드 제어 기법

피드백 제어(feedback control)는 설정치와 외란의 형태에 관계없이 제어변수와 설정치 사이에 오차가 발생하게 되면 제어동작을 수행하게 된다. 이때 프로세스의 수학적 모델은 제어시스템 설계 시에는 유용할지라도 실제 제어 동작 중에는 필요하지 않으며, 프로세스에 대한 최소한의 지식만 있으면 되는 특징을 가지고 있다. 앞서 제4장에서 살펴본 피드백 제어의 한 대표적인 예인 PID 제어기는 다용도로 사용될 뿐 아니라 강인한 성능을 보여주는데, 이는 프로세스의 조건들이 변할지라도 제어기를 재조정하면 대체적으로 만족할만한 제어를 할 수 있다. 이러한 장점들 때문에 피드백 제어는 산업전반에 걸쳐 폭넓게 사용되는 중요한 기술이지만 다음과 같은 내재적인 단점들도 가지고 있다.

- 설정치와 제어변수 사이에 오차가 발생될 때까지 제어를 수행하지 않아 이론적으로 제어되는 변수가 외란이 있거나 설정치가 변경되는 동안 설정치로부터 차이가 나지 않으면 완벽한 제어는 불가능하다.
- 프로세스의 내부적인 어떤 영향들 또는 측정되는 외란에 대해 보상하기 위한 예측제어동작을 할 수 없다.
- 큰 시정수나 긴 시간지연을 갖는 프로세스들에 대해 만족스럽지 못한 성능을 보인다.
- 크고 빈번한 외란이 발생한다면 프로세스는 설정된 정상상태에 도달할 수 없고, 과도 상태가 계속될 수도 있다.
- 몇몇 경우에는 제어되는 변수를 온라인으로 측정할 수 없어 피드백 제어의 실현이 불가능한 경우도 있다.

이렇게 피드백 제어 자체로 만족할 수 없는 상황에 대해서 외란 변수가 온라인으로 측정되거나 그 영향이 사전에 예측된다면 피드포워드 제어를 더함으로써 향상된 제어성능을 얻을 수 있다.

외란은 피드백 제어에 의해서 제거될 수는 있지만 피드백 시스템과 함께 제어기가 외란을 제거하기 위한 동작을 취할 수 있도록 오차가 있어야만 한다. 몇몇 경우 외란이 프로세스에 영향을 미치기 전에 외란을 측정하는 것이 가능하고, 외란이 제어 오차를 만들어내기 전에 외란의 영향을 제거하는 것은 자연스러운 것이다. 이러한 제어의 전형을 피드포워드 제어라고 한다[22,71]. 외란이 측정되고 제어변수가 영향을 받기 전에 제어를 수행하게 됨으로써 조정기 제어(regulator control)에 대해 극적인 향상을 가져올 수 있다. 피드포워드 제어의 가장 취약한 점은 외란변수가 온라인으로 항상 측정할 수 있어야만 하는 것이다. 피드포워드 제어기의 설계는 조작변수와 외란변수의 변화에 따라 제어변수가 어떻게 응답하는지에 대한 지식을 요구하게 된다. 이 지식은 항상 프로세스 모델로서 표현되어지며 정상상태 모델은 제어기 설계를 위해 사용된다. 그리고 동적모델을 사용하여 설계할 수도 있다. 일반적으로 피드포워드 제어는 피드백 제어와 결합하여 사용된다[22,71].

피드포워드 제어는 제어시스템의 외란이 출력에 영향을 미치기 전에 앞서 그 영향을 제거하거나 최소화하고, 안정적인 피드백 제어를 위한 목적으로 설계되기 때문에 제어대상에 대한 측정이나 지식에 기반하여 결정하게 된다. 피드백 제어기와 달리 시간 지연에 의한 영향은 없으므로 프로세스 모델의 추정이나 실험에 의한 데이터로부터 만들 수 있으며 대개의 경우 시스템의 기술적인 매개변수는 대략적인 시스템의 수학적 모델로 도출하여 사용한다[72].

열교환기의 온도 제어를 위해서는 급격한 외란 인가 시에도 요구되는 제어 성능을 만족하도록 과도응답 특성이 양호한 제어기를 설계해야 한다. 본 논문에서 다루고자 하는 열교환기 온도제어시스템의 경우 3-way 밸브의 개도량 변화에 따른 열교환기 출구온도의 전달함수는 일반적으로 시정수(time constant)가 매우 큰 특징을 갖는다. 따라서 열교환기 출구 온도의 과도응답 특성을 개선하기 위해서는 열교환기 튜브측으로 유입되는 냉각용 유체의 온도를 미리 검출하여 이를 PID 제어기의 출력 측 조작량에 피드포워드로 반영하는 방법이 효과적이다. 이렇게 하면, 순간적으로 가해지는 외란 등으로 인해 냉각용 유체의 온도가 갑작스럽게 변할 경우, 이 영향을 미리 제어기의 출력에 반영시킴으로써 열교환기(셀측) 출구 측 온도만을 보고 피드백 제어를 하는 경우보다 제어 성능을 향상시킬 수 있다[73,74].

피드포워드 제어는 설정치에 대한 응답을 향상시키거나 외란을 포함한 측정 잡음의 영향을 줄이는데 모두 효과적으로 사용할 수 있다. 설정치에 대한 응답을 향상시키는 방법에는 설정치를 가중하는 방법이 있으며, 특별하게 2자유도 PID 제어기 구조를 사용하는 경우도 있다. 측정 잡음, 특히 측정될 수 있는 급격한 외란들의 변화가 출력에 영향을 미치기 전에 앞서 그 영향을 제거하거나 최소화하고, 안정적인 피드백 제어를 위해서는 정상상태모델과 동적모델에 기반한 피드포워드 제어기를 설계할 수 있다. 또한 프로세스 산업에서 설정치에 대한 응답과 외란의 변화를 동시에 고려하기 위해 폭넓게 응용되는 비율제어(ratio control)도 있다[17]. 이 장에서는 피드포워드 제어를 위한 일반적인 형태 중 정상상태모델에 기반한 피드포워드 제어기를 간단하게 살펴보고, 본 논문에서 적용되는 동적모델 기반의 피드포워드 제어기 설계를 위한 방법에 대해서 살펴본다.

5.1 측정될 수 있는 외란에 대한 피드포워드 제어

피드포워드 제어의 기본적인 개념은 중요한 외란 변수들을 측정하고, 그들이 프로세스를 교란시키기 전에 제어동작을 취하는 것이다. 그에 반해서 피드백 제어는 외란이 프로세스를 교란시키도록 두고 0이 아닌 오차신호를 발생시키고 난 후 까지 시정조치를 하지 않는다. 피드포워드 제어와 피드백 제어에 대한 간단한 블록선도를 그림 5.1에서 보여준다.

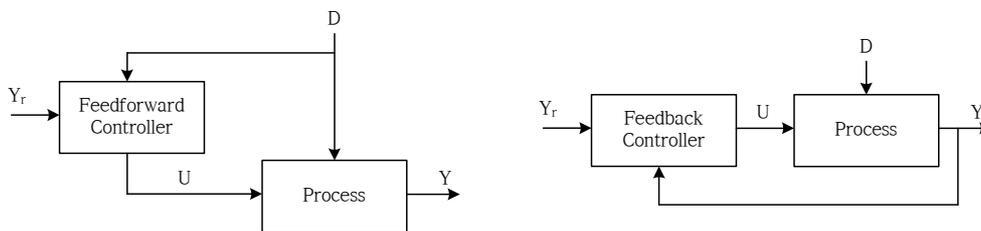


Figure 5.1 Simplified block diagrams for feedforward and feedback control

피드포워드 제어를 위해서 외란변수들은 온라인으로 측정되어야 하지만 많은 경우 이것은 실현가능하지 않다. 그럼에도 피드포워드 제어는 여러 가지 장점들을 가지고 있다. 피드포워드 제어의 효과적인 사용을 위해서 최소한 프로세스의 근사적인 모델링이 되어야만 하고, 특히 제어되는 변수가 외란과 조작변수들의 변화에 대해 어떻게 반응하는지 알아둘 필요가 있다. 이론적으로 완벽한 제어를 할 수 있는 이상적인 피드포워드 제어기들이 물리적으로 현실화되기는 어렵지만 다행히도 이러한 이상적인 제어기들과 현실적으로 유사한 것들이 종종 아주 효과적인 제어성능을 보여주기도 한다. 피드백 제어시스템은 모델링오차와 측정되지 않는 외란을 보상하기 위해 일반적으로 피드포워드 제어와 함께 사용된다. 전형적인 제어시스템의 구성은 피드포워드와 피드백 제어기의 출력이 함께 합쳐지고, 그 합이 최종 제어입력 신호가 된다. 피드포워드 제어기의 또 다른 장점은 이론적으로 피드백 제어루프의 안정성에 영향을 주지 않는다는 것이다 [17]. 그림 5.2는 전통적인 피드백 제어시스템을 가진 열교환기를 보여준다.

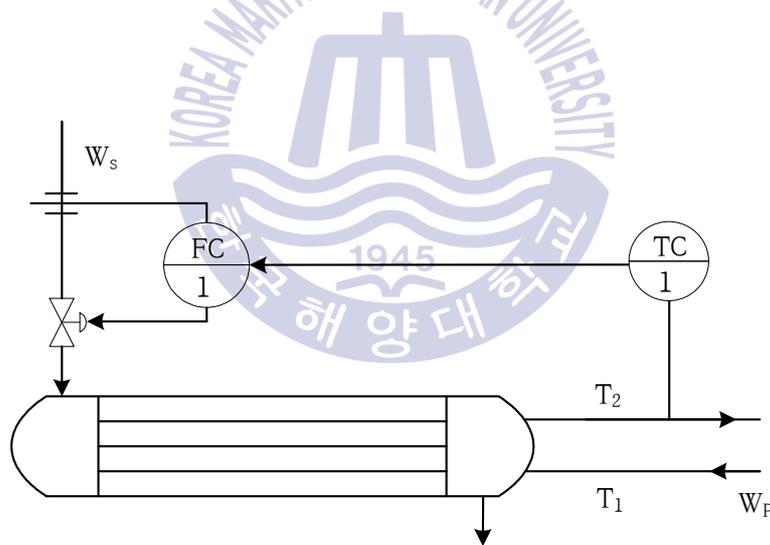


Figure 5.2 Temperature control to heat exchanger with feedback controller

여기서 FC(Flow Control)는 유량제어기, TC(Temperature Control)는 온도 제어기이다. 그림 5.2는 열교환기에서 나오고 있는 유체의 온도 T_2 를 제어하고 있다. 만약 지금 급하게 유체유량 W_p 가 증가되었다고 가정해보자 그러면 온도 T_2 가

당연히 떨어지게 되므로 온도 제어기 TC 1이 작동해서 증기 유량을 증가시켜 새로운 평형상태로 만든다. 또 다른 어려운 점은 가열된 유체에 대해 온도 측정이 급격한 변동을 보이기 때문에 제어기의 이득을 크게 할 수 없다는 것이다. 제어기의 이득을 크게 하게 되면, 측정 잡음을 증폭시키고 증기의 유량을 조절할 수 없는 상황까지 만들 수 있기 때문이다[17].

만약 적절하게 T_2 의 온도변화를 인지하고 증기유량을 증가시킨다 하더라도 열전달에 대한 시간적인 지연으로 인해 T_2 의 온도가 안정될 때까지 온도가 난조되어 그림 5.3과 같이 된다[24].



Figure 5.3 Temperature change status depending on load change

그런데 만약 유체유량을 측정해서 그에 알맞은 증기량을 증가시켜 주면 T_2 의 온도 변화가 미세하게 나타나거나 또는 나타나지 않고 T_2 의 온도는 유지될 것이다. 그림 5.2의 열평형에서는 식 (5.1)이 성립된다.

$$W_S H_S = W_P C_P (T_2 - T_1) \quad (5.1)$$

단, W_S 는 증기유량, H_S 는 증기의 잠열, W_P 는 유체유량, C_P 는 액체비열, T_2 는 출구온도, T_1 은 입구온도이다.

식 (5.1)에서 필요한 증기량이 식 (5.2)와 같이 구해진다.

$$W_S = \frac{C_P}{H_S} W_P (T_2 - T_1) \quad (5.2)$$

따라서, 식 (5.2)와 같이 유체유량을 고려하여 증기유량을 변화시키기 위해서는 그림 5.4와 같은 피드포워드 제어를 하면 된다.

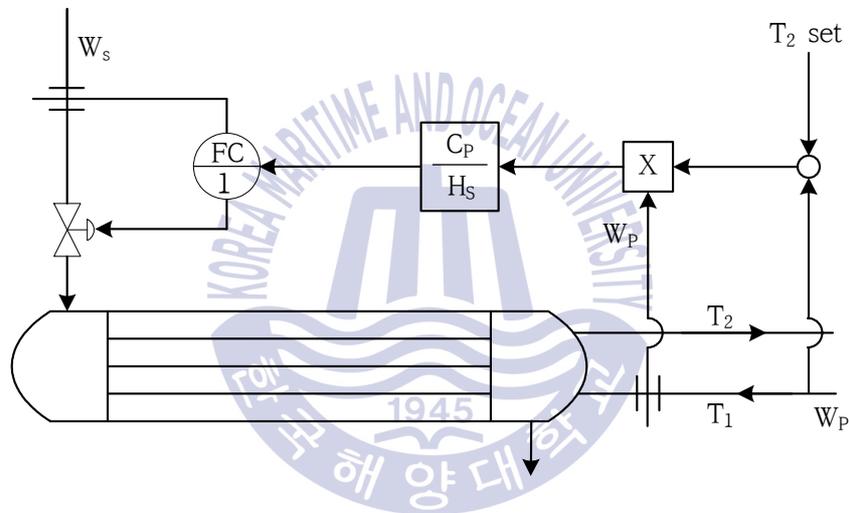


Figure 5.4 Feedforward control for heat exchanger

피드포워드 제어는 우수한 효과를 지니고 있지만 프로세스와 완전히 일치된 이득을 구하는 것은 어려운 일이다. 따라서 시스템제어를 위해 피드포워드 제어를 단독으로 사용하는 경우는 많지 않고 피드백 제어와 조합해서 사용하는 것이 보통이다. 이때 피드포워드 제어는 피드백 트림이 프로세스 모델의 부정확함, 측정오차, 측정되지 않는 외란에 대해 보상하는 동안, 측정할 수 있는 외란들을 줄일 수 있다[17]. 피드포워드 제어기와 피드백 제어기는 여러 가지 다른 방법으로 조합될 수 있으며[75,76] 그림 5.5는 피드포워드 제어와 피드백 제어를

동시에 사용하고 있는 예를 나타낸 것이다[24]. 그림 5.5에서 TC 1의 출력 α 는 피드포워드 제어의 오차를 없애도록 작용하고, 전달함수 $G_{FT}(s)$, $G_{FW}(s)$ 는 시스템의 동특성을 보상하기 위한 것이다.

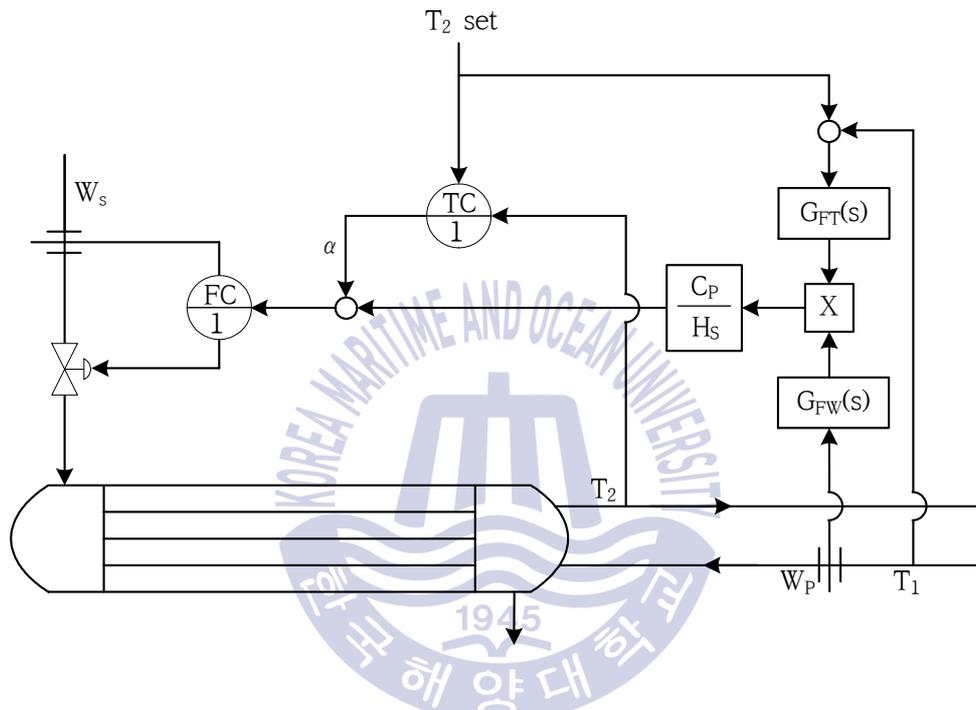


Figure 5.5 Combined feedforward control and feedback control

그림 5.2부터 그림 5.5에서는 부하변동에 상응하는 증기가 공급될 때의 정상 상태에 대해서 평형을 고려하였다. 그러나 실제로는 부하나 증기가 변화된 다음 온도변화로 나타날 때까지의 시간지연(time delay)도 고려해야 한다. 이것을 고려하기 위해서 제어시스템을 일반화하면 그림 5.6과 같이 나타낼 수 있다. 외란 D 는 $G_D(s)$ 가 되는 특성을 지니고 제어량 PV 에 변화를 주어 조작량 MV 의 변화는 $G_p(s)$ 를 통해서 나타나는 것으로 한다. 조작량 MV 는 피드포워드 요소 $G_F(s)$ 의 출력과 피드백용 PID 제어기 출력의 합이다.

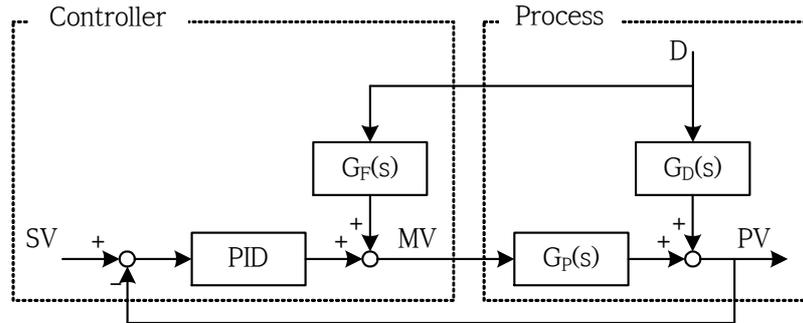


Figure 5.6 Feedforward control system

$G_p(s)$ 및 $G_D(s)$ 에 해당되는 프로세스의 특성을 알고 있는 것으로 가정하고 피드포워드요소 $G_F(s)$ 를 결정하는 것을 생각해 보면, 외란 D 의 영향이 제어량 PV 에 나타나지 않게 하기 위해서는 외란 D 에서 제어량 PV 에 이르는 2개의 경로 $G_D(s)$ 와 $G_F(s)G_p(s)$ 의 합이 0이 되면 된다. 즉, 식 (5.3)이 된다.

$$G_D(s) + G_F(s)G_p(s) = 0 \quad (5.3)$$

식 (5.3)을 $G_F(s)$ 에 대해서 풀면 식 (5.4)와 같다.

$$G_F(s) = -\frac{G_D(s)}{G_p(s)} \quad (5.4)$$

여기서 $G_p(s)$ 와 $G_D(s)$ 가 1차 지연과 데드타임(dead time)의 특성을 갖는 프로세스로 표현된다면 식 (5.5)와 같이 표현된다고 가정하자.

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-L_p s}}{1 + T_p s}, \quad G_D(s) = \frac{K_D e^{-L_D s}}{1 + T_D s} \quad (5.5)$$

식 (5.5)를 식 (5.4)에 대입하여 피드포워드 요소 $G_F(s)$ 를 구하면, 식(5.6)이 된다.

$$G_F(s) = -\frac{K_D}{K_P} \frac{1+T_P(s)}{1+T_D(s)} e^{-(L_D-L_P)s} \quad (5.6)$$

단, 여기서 주의해야 할 사항이 있다. 식 (5.6)에서 $L_D \geq L_P$ 일 때는 문제가 없지만 $L_D < L_P$ 일 때는 실현되지 않는다. 이러한 경우는 원래 피드포워드 제어 그 자체가 적합하지 않는 경우이다. 꼭 피드포워드 제어를 사용해야 한다면 식 (5.6)의 데드타임 항은 제외하고 진상/지상요소의 진상을 약간 강하게 해서 사용하면 된다. 식 (5.5)로 표현되는 특성은 실제 플랜트의 계단응답 등을 측정하여 결정한다. 프로세스나 시스템에 입력이 주어진 다음 그 결과가 전혀 나타나지 않는 시간을 데드타임이라 한다. 데드타임은 프로세스 제어 루프 속에 다양한 형태로 존재하며, 물체의 수송지연, 분석계 등 검출기에 의한 지연 등은 순수한 데드 타임으로서 고차지연계와 같이 외관상의 데드타임도 있다. 어느 경우일지라도 이러한 데드타임이 폐루프속에 존재하면 일반적으로 제어는 어렵게 된다 [64].

5.2 동적모델에 기반한 피드포워드 제어기

피드포워드 제어는 외란의 요구에 반대되도록 프로세스에 전달되어야만 하는 재료 또는 에너지의 평형을 지속적으로 유지하기 위해 제어를 시도하는 것이라고 설명할 수 있다[75]. 특히 석유화학 프로세스에서 피드포워드 제어는 피드백 제어에서 전형적으로 발생하는 느린 응답 때문에 블렌딩 시스템(blending system)과 증류탑 제어를 위해서 사용되는 것이 폭넓은 인정을 받게 되었다. 이는 편차변수들 보다 물리적인 변수들을 이용한 정상상태 평형에 기반한 설계를 하고 있다. Seborg[17] 등은 이러한 정상상태 모델을 이용하여 외란의 입력에도 불구하고 변함없는 설정치에서 출력을 유지하기 위한 피드포워드 제어기를 구성하는 것이 소개되고 있다. 이러한 접근법의 이점은 요구되는 계산들이 매우 간단하고 상세한 프로세스 모델이 필요하지 않다는 것이다. 그러나 단점은 프로세스의 동적 특성

이 무시되고, 결과적으로 제어시스템이 과도상태 동안에 제어가 잘 이루어지지 않을 수도 있다는 것이다.

이 절에서는 시스템의 정상상태 보다는 동적인 특성에 기반을 두고 피드포워드 제어시스템을 설계하는 것을 다룰 것이다. 여기서는 선형 동적 모델 기반의 설계만을 고려한다. 그러나 비선형 프로세스 모델에도 사용될 수 있다[76].

그림 5.7에서 프로세스 전달함수 P는 P_1 과 P_2 인 두 가지 요소로 구성되어있다.

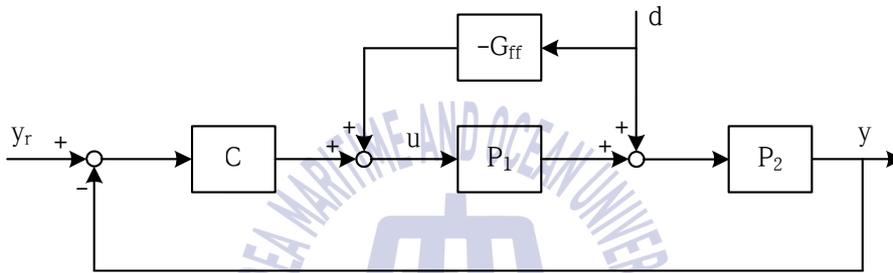


Figure 5.7 Block diagram of a system where a measured disturbance d is reduced by a combination of feedback and feedforward

측정된 외란 d 는 프로세스의 P_2 부분에서 입력으로 들어간다. 측정된 외란은 피드포워드 전달함수 G_{ff} 를 통해 프로세스 입력으로 들어간다. 부하외란에서부터 프로세스 출력까지의 전달함수는 식 (5.7)과 같다.

$$G_{yd}(s) = \frac{P_2(1 - P_1G_{ff})}{1 + PC} = P_2(1 - P_1G_{ff})S \quad (5.7)$$

여기서 S 는 $1/(1+PC)$ 인 감도함수이다. 이 방정식은 외란을 제어하기 위한 2가지 방법을 보여준다. 피드포워드 전달함수 G_{ff} 의 적절한 선택에 의해 $1 - P_1G_{ff}$ 를 작게 만들 수 있거나, 피드백에 의한 루프전달함수 PC 를 크게 만들 수 있다. 피드포워드 제어와 피드백 제어는 또한 합쳐질 수 있다. 피드포워드 제어는 피드

백 제어보다 좀 더 민감하다. 피드백 제어는 불안정한 위험요소를 가지고 있으나 피드포워드 제어는 없으므로 피드백 제어와 피드포워드 제어는 상호보완적이고 이 둘을 결합하는 것은 유용하다.

이상적인 피드포워드 제어의 보상기는 식 (5.8)과 같이 주어진다.

$$G_{ff} = P_1^{-1} = \frac{P_{yd}}{P_{yu}} \quad (5.8)$$

여기서 P_{yd} 는 d 부터 y 까지의 전달함수이고, P_{yu} 는 u 부터 y 까지의 전달함수이다. 이상적인 피드포워드 제어의 보상기는 프로세스 P_1 의 역을 취함으로써 얻어진다. 이 역은 종종 물리적으로 구현할 수 없어 근사화된 것이 사용되기도 한다. 피드포워드 제어는 외란 d 가 프로세스 전에 들어갈 때 가장 효과적이다. 프로세스가 대부분 P_2 의 동적특성을 보일 때 발생한다. P_1 이 1 즉, P_2 가 P 일 때 이상적인 피드포워드 제어 보상기는 현실적이고, 외란의 효과들은 프로세스 출력 y 로부터 제거될 수 있다. 반면 프로세스 뒤에 들어갈 때, 즉 P_1 이 거의 P 일 때 외란의 효과는 외란이 피드포워드 제어 신호에서 보여질 때 동시에 프로세스 출력 y 에서 보여진다. 이 경우에는 피드백 제어와 비교하여 피드포워드 제어를 사용하는 이점이 하나도 없게 된다[22].

그림 5.8의 블록선도는 피드백 제어와 유사하지만 G_t 와 G_f 가 추가적인 신호로 추가되어 있는 점에서 차이점을 가진다. 전달함수 G_t 를 갖는 외란 전송기는 피드포워드 제어기 G_f 로 부하 변화를 측정하여 보낸다. 그런 다음, 피드포워드와 피드백 제어기의 출력이 함께 합쳐져 제어밸브로 보내진다. 정상상태에 기반한 피드포워드 제어와 비교하여 동적모델에 기반한 피드포워드 제어는 변수의 편차에 기반하고 있다.

그림 5.8에서 외란의 변화에 대한 페루프 전달함수는 식 (5.9)와 같다.

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G_d + G_t G_f G_v G_p}{1 + G_c G_v G_p G_m} \quad (5.9)$$

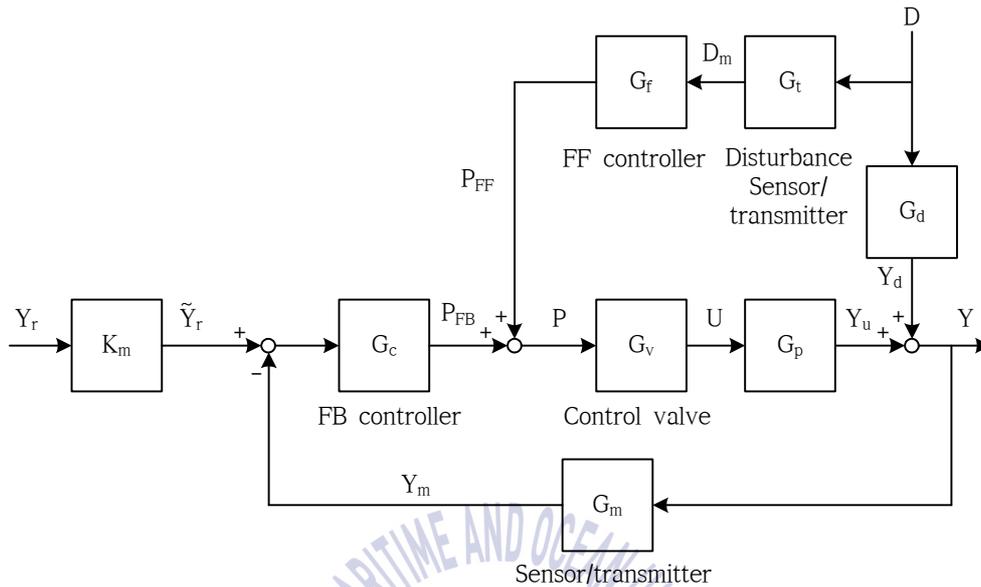


Figure 5.8 A block diagram of a feedforward and feedback control system

이상적인 제어시스템은 제어되는 변수가 설정치 부근에서 외란변수 D 의 임의적인 변화에도 불구하고 완벽하게 제어가 이루어지는 것을 목표로 한다. 그러므로 설정치 $Y_r(s)$ 가 변하지 않는다면, 외란 $D(s)$ 가 존재하고 있음에도 불구하고 출력 $Y(s)$ 는 변화가 없어야 한다. 식 (5.9)의 분자를 0으로 놓고 G_f 에 대해서 풀면 식 (5.10)으로 나타낼 수 있다.

$$G_f = -\frac{G_d}{G_t G_v G_p} \quad (5.10)$$

그림 5.8과 식 (5.10)은 이상적인 피드포워드 제어를 이해하고 해석하는데 유용하게 사용된다. 그림 5.8은 외란이 외란 전달함수 G_d 를 통해 프로세스를 교란시키는 것과 $G_t G_f G_v G_p$ 를 통해 그 교란을 제어할 수 있도록 하는 두 가지 영향력을 가지고 있음을 나타낸다. 급작스런 변화에 대해 이상적인 제어는 Y_d 와

Y_u 가 각각 사라지고 $Y(s)$ 가 0이 되도록 정확하게 보상하는 것이다.

(1) 안정성에 대한 고려

그림 5.8에서 폐루프 시스템의 안정성을 분석하기 위해 식 (5.9)의 폐루프 전달함수를 고려한다. 분모를 0으로 한 특성방정식은 식 (5.11)이다.

$$1+G_cG_vG_pG_m = 0 \quad (5.11)$$

특성방정식에서 G_f 는 나타나지 않고 피드포워드 제어기는 피드백 제어시스템의 안정성에 어떠한 영향도 미치지 않기 때문에 특성방정식의 근들은 폐루프 시스템의 안정성이 완벽하게 확정된다. 이것은 피드백 제어기와 피드포워드 제어가 각각 개별적으로 튜닝될 수 있다는 것이다.

(2) 진상-지상 보상기

이상적인 피드포워드 제어기들에 타당한 근사치를 제공할 수 있으므로 피드포워드 제어기가 이득 K_f 를 갖는 진상-지상 보상기로 이루어져 있다면 식 (5.12)처럼 나타낼 수 있다.

$$G_f(s) = \frac{U(s)}{D(s)} = \frac{K_f(\tau_1s + 1)}{\tau_2s + 1} \quad (5.12)$$

여기서 K_f , τ_1 , τ_2 는 조정가능한 제어기 파라미터들이다.

(3) 피드포워드 제어기의 튜닝

피드백 제어기처럼 피드포워드 제어기도 플랜트에 설치 후 항상 튜닝(동조, 조정)을 요구한다. 피드포워드 제어기가 조절 가능한 파라미터들인 K_f , τ_1 , τ_2 를 갖는 식 (5.12)의 진상-지상 보상기로 구성되어 있다면 다음 세 단계로 동조할 수 있다.

step 1. K_f 조정

초기에 유용한 제어기 파라미터들이 잘 추정되었다면 제어기 동조에 들이는 노력은 크게 줄어든다. 프로세스의 정상상태 모델 또는 정상상태 데이터로부터 식 (5.13)과 같이 K_f 의 초기값을 추정할 수 있다.

$$K_f = -\frac{K_d}{K_r K_v K_p} \quad (5.13)$$

K_r 와 K_v 는 전송기와 제어밸브의 이득으로써 정상상태 특성들로부터 유용하게 구할 수 있다.

제어기 이득을 동조하기 위해 K_f 를 초기치와 동일하게 놓고 외란변수 d 에 작은 계단변화(3~5%)를 준다. 만약 오프셋이 있다면, K_f 를 오프셋이 사라질 때까지 조절한다. K_f 가 동조되는 동안 step 2의 τ_1 과 τ_2 는 0에 가까운 최소치로 설정되어야 한다.

step 2. τ_1 과 τ_2 를 위한 초기치 결정

프로세스의 동적모델이 사용가능하다면, τ_1 과 τ_2 는 이론적으로 계산될 수 있다. 그렇지 않으면 초기치의 예상은 개루프 응답 데이터로부터 결정할 수 있다. 그림 4.10처럼 시스템이 계단응답 곡선을 갖는다면 적절한 프로세스 모델은 식 (5.14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_p(s) = \frac{K_p}{\tau_p s + 1}, \quad G_d(s) = \frac{K_d}{\tau_d s + 1} \quad (5.14)$$

여기서 τ_p , τ_d 는 시정수이다. 식 (5.12)와 비교하여 τ_1 가 τ_p 이고, τ_2 는 τ_d 이다. 이 값들은 τ_1 과 τ_2 의 미세한 동조를 위한 초기추정치로 **step 3**에서 사용된다.

만약 프로세스 모델 또는 실험 데이터를 사용할 수 없다면, 제어되는 변수가

외란 변수에 민감한지 또는 조작되는 변수에 민감한지에 따라 일반적으로 τ_1/τ_2 는 2 또는 0.5가 사용될 수 있다. τ_1 은 추정된 프로세스 시정수와 동일하게 설정되어야만 한다.

step 3. τ_1 과 τ_2 의 미세동조

마지막으로 τ_1 과 τ_2 의 미세동조를 위해 시행착오법이 실현가능하다면 이것을 사용한다. 그림 5.3과 같이 계단입력에 응답하는 프로세스가 이상적인 경우에는 설정치 위 아래로 동일한 면적을 갖고 제어된다[75]. 간단한 프로세스 모델에 대해 설정치 위, 아래의 면적이 동일하게 되도록 τ_1 과 τ_2 의 차이를 수정하는 것이 이론적으로 적용될 수 있고, 면적을 줄이기 위해 그 다음에는 일정하게 남아 있는 τ_1 과 τ_2 의 차이를 조정해야만 한다.



제 6 장 피드포워드 제어와 안티와인드업 기법을 결합한 PID 제어기 설계

본 장에서는 제4장에서 살펴본 PID 제어기에 저역통과필터를 적용하여 미분 폭주를 완화시키고, 안티와인드업 기법을 적용하여 적분기 와인드업을 완화시키는 제어기를 설계한다. 이들은 PID 제어기의 이득들이 설정치 추종 성능을 개선하도록 최적 동조될 때 동시에 고려되어 진다. 또 제5장에서 살펴본 동적모델에 기반한 피드포워드 제어기법을 사용해 외란의 영향을 최소화시키기 위한 제어기를 설계한다.

기존의 1자유도 PID 제어기는 내재적 한계로 인해 설정치 추종 성능과 외란 제거 성능을 동시에 개선하도록 이득들을 최적 동조하는 것이 불가능하다. 한쪽 성능이 좋도록 동조하면 다른 쪽 성능이 만족스럽지 못할 수 있다. 두 성능을 동시에 개선하고자 적절한 평가함수를 도입해 동조하면 이는 어느 한 쪽의 관점에서 동조한 것보다 성능이 떨어지게 된다. 이 때문에 미리 저장된 두 조의 이득들을 운전환경에 따라 스위칭하거나, 2자유도 PID 제어기를 사용하고 있다. 그러나 이 또한 번거롭고 2종류의 파라미터가 도입되므로 인해 동조가 어렵게 된다. 본 논문에서 다루는 열교환기 온도제어시스템은 정지점에서 동작점까지 기동하거나 동작점에서 정지점까지 정지 시에는 수동모드로 전환되고 운전자가 설정치를 가감하면 제어기는 출력이 설정치를 따르도록 작동한다. 출력이 동작점 부근에 도달해 자동모드로 전환되면 이후부터 설정치는 고정되고 제어기는 외란변경에 대해서만 그 영향이 억제되도록 제어를 수행하게 된다. 본 논문의 1자유도 PID 제어기도 내재적 한계를 피할 수 없으므로, 이를 보완하기 위해 제5장의 피드포워드 제어기법을 부가적으로 사용하게 된다.

PID 제어기의 각 이득들, 저역통과필터의 이득 및 피드포워드 제어기의 필터 시정수를 동조하기 위해서는 제3장에서 소개된 RCGA를 이용할 것이다.

6.1 PID 제어기 설계

제어기는 조작변수(MV)의 동작 방향에 따라 역동작(reverse-acting) 제어기와 순동작(forward-acting) 제어기로 구분된다. 역동작 제어기는 제어변수 또는 프로세스 출력(PV)이 설정치(SV)보다 커지면 MV를 감소시키는 방향으로 동작하게 된다. 반대로 순동작 제어기는 PV가 SV보다 커질 때 같이 MV를 증가시키는 방향으로 동작하게 된다. 다시 말하면 시스템의 출구온도가 올라가면 제어동작이 커지고 제어밸브를 열어 온도를 떨어뜨리게 된다. 어떤 형의 제어기를 채용할 것인지는 전적으로 제어대상에 달렸으며, 본 논문에서 다루고자 하는 식 (2.21)의 열교환기 온도제어시스템과 같이 음의 이득을 가질 경우에는 순동작의 제어기가 요구된다. 순동작 PID 제어기를 구현하는 방법으로는 비레이득의 부호를 음으로 하거나 아니면 오차 계산 시 e 는 SV-PV 대신에 PV-SV를 사용하는 방법이 있으며 본 논문에서는 후자를 채용한다. 또 본 논문에서 고려되는 열교환기의 셀측 출구온도를 조절하기 위한 PID 제어기는 현장에서 주로 채용하는 식 (4.3)을 식 (6.1)과 같은 표준 PID 제어기의 수정식을 사용한다.

$$U_{pid}(s)/E(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{1 + T_f s} \quad (6.1)$$

여기서 T_f 는 필터 시정수로 T_d/N 이며, T_d 는 미분시간으로 K_d/K_p 이다. N 은 최대 미분이득(maximum derivative gain)으로써 5에서 20 사이에서 경험적으로 정해지는 값이다[67,78]. 이 형은 표준형 PID 제어기에서 일어날 수 있는 미분폭주(derivative kick) 현상을 완화시킬 수 있다.

많은 산업용 프로세스와 같이 본 논문에서 다루고자 하는 열교환기 온도제어 시스템도 예열과정을 거치는 동안 수동모드로 계획된 온도 부근까지 올린 다음 자동모드로 전환해서 정상운전하게 되며 조작변수, 즉 포화기 입력은 식 (6.2)와 같이 쓸 수 있다. 여기서 u_0 는 수동제어로 도입된 바이어스 값, u_{pid} 는 PID 제어기의 출력이다.

$$u(t) = u_0(t) + u_{pid}(t) \quad (6.2)$$

6.2 추종 안티와인드업을 갖는 PID 제어기 설계

앞서 언급하였듯이 3-way 밸브의 동작에는 물리적으로 한계가 존재하는 관계로 설정치나 외란 등이 갑작스레 크게 변하면 포화가 일어나게 된다. 포화로 인해 제어기의 출력이 포화치의 한계치에 도달되면 출력은 변하지 않고 적분기에는 오차가 계속 누적되는 적분기 와인드업 현상이 일어난다. 이 때문에 포화를 고려하지 않고 설계된 제어법칙을 포화가 존재하는 시스템에 적용하면 일반적으로 오버슈트가 커지고 정정시간이 길어져 시스템 성능이 심하게 왜곡될 뿐만 아니라 경우에 따라서는 불안정하게 될 수도 있다. 따라서 본 논문에서는 3-way 밸브 작동용 액추에이터가 포화되는 것이 예측 가능하므로 적분기 와인드업을 완화시킬 수 있는 여러 가지 방법들 중 가장 폭넓게 이용되고 있는 역계산과 추종 안티와인드업(back-calculation and tracking anti-windup) 방법을 이용하고자 한다.

그림 6.1은 추종 안티와인드업을 갖는 PID 제어기의 구조이다.

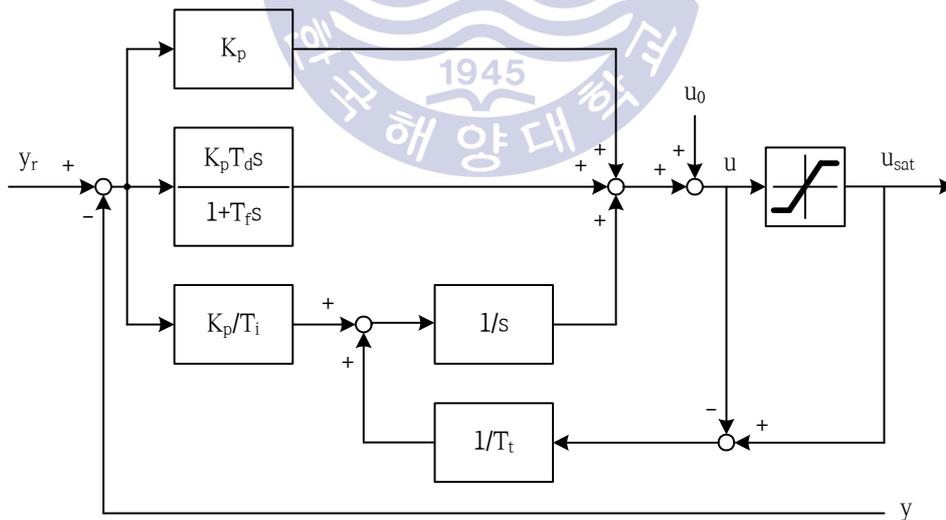


Figure 6.1 PID controller with anti-windup

액추에이터의 포화가 일어나면 내부적으로 포화기의 출력과 제어기 출력 간의 차에 의한 피드백 루프가 형성된다. 적분기의 재설정 속도는 시정수 T_i 에 의해 좌우되며, T_i 가 너무 크면 오버슈트가 커지고, 너무 작으면 응답이 느려진다. T_i 값은 대개 경험적으로 정해지며, Bohn과 Atherton[78]은 T_i 를 T_i 와 동일한 값으로, Astrom[22,66]은 $T_d < T_i < T_i$ 또는 T_i 를 $\sqrt{T_i T_d}$ 로 선택할 것을 제안하고 있으며, T_i 는 K_p/K_i 로 적분시간을 의미한다. 본 논문에서는 T_i 는 T_i 와 동일한 값을 사용한다.

6.3 외란억제를 위한 피드포워드 제어기 설계

일반적으로 열교환기는 대형일수록 열전달 시간이 길어져 제어가 어렵고 또 외란변화가 심한 환경에서 운전될 때 일어날 수 있는 성능저하에 대한 대책이 필요하다. 그림 2.7의 입구측 유체온도 T_{sin} 는 열전대를 사용하면 쉽게 측정될 수 있고, 이 정보를 이용하면 외란에 기인한 오차를 보상하여 성능을 더욱 개선할 수 있다. 따라서 외란이 출력에 영향을 끼치기 전에 이를 계측하여 제어입력에 반영하는 피드포워드 제어를 사용하여 성능을 개선하고자 한다.

액추에이터와 열교환기를 결합한 제어대상의 전달함수 $G_p(s)$ 를 식 (6.3a), 외란의 전달함수 $G_d(s)$ 를 식 (6.3b)라 하면,

$$G_p(s) = \frac{-K_a K_x e^{-Ls}}{(1+T_a s)(1+T_x s)} \quad (6.3a)$$

$$G_d(s) = \frac{K_t}{(1+T_x s)} \quad (6.3b)$$

피드포워드 제어기의 전달함수 $C_{ff}(s)$ 는 식 (6.4)로 주어진다.

$$C_{ff}(s) = -\frac{G_d s}{G_p s} \quad (6.4)$$

특히 $G_p(s)$ 에는 시간지연 요소가 포함되어 있고 또 $C_{ff}(s)$ 는 분자의 차수가 분모보다 큰 다항식이어서 실현이 어려우므로 시간지연 요소를 무시하고 분모에 $(1+\lambda s)^n$ 을 추가하면 식 (6.5)와 같다.

$$C_{ff}(s) = \frac{K_t}{K_a K_x} \frac{(1 + T_a s)(1 + T_x s)}{(1 + T_x s)(1 + \lambda s)^n} \quad (6.5)$$

여기서 $\lambda(>0)$ 는 필터 시정수, $n(\geq 1)$ 은 필터 차수를 의미하며 본 논문에서는 n 은 1을 사용한다. 그림 6.2는 피드백 제어기, 피드포워드 제어기, 안티와인드업 루프가 결합된 전체 제어시스템을 보여준다.

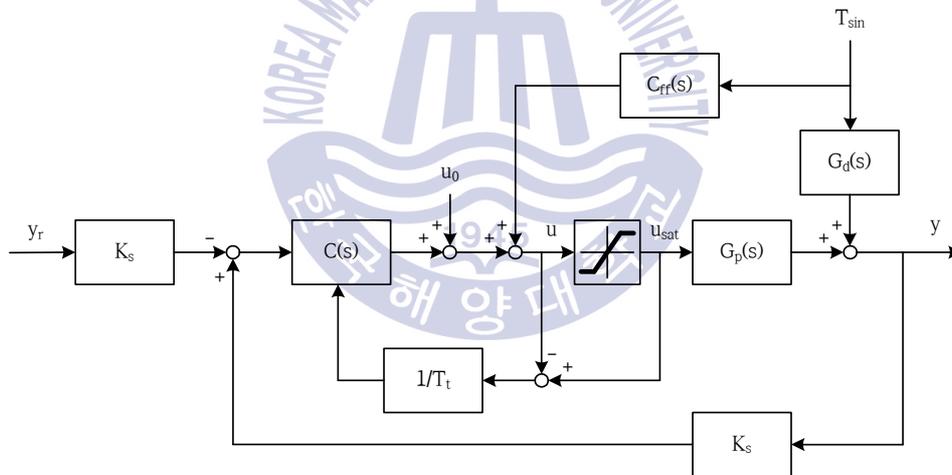


Figure 6.2 Overall PID control system with feedforward and anti-windup to temperature control system for heat exchanger

6.4 RCGA를 이용한 피드포워드 제어기와 안티와인드업 루프를 갖는 PID 제어기의 동조

제어기 동조는 전체 제어시스템이 원하는 성능을 갖도록 적절한 방법으로 제어기 파라미터를 조정하는 것을 말하며, 식 (6.1)과 같은 PID 제어기는 제어 환경에 따라 설정치 추종성능 또는 외란 억제성능이 최적화되도록 동조된다. 지금까지 잘 알려진 동조법으로는 Z-N 동조법, Cohen-Coon 동조법, IMC 동조법 등이 있다. 이들은 산업현장에서 접하는 비선형 포화기를 고려하지 않고 있고, 포화기 문제를 다룰 경우에는 포화기를 고려하지 않은 선형구간에서 제어기를 동조한 후 부가적으로 안티와인드업 루프를 적용하게 된다. 그러나 이것은 전체 제어시스템의 관점에서 최적화라고 말할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 안티와인드업 피드백 루프가 구성되어 있는 그림 6.2의 제어시스템에서 설정치 추종 성능과 외란 억제 성능이 동시에 개선되도록 PID 제어기와 피드포워드 제어기의 파라미터를 최적화하는 문제를 다룬다. 이를 위해 먼저 설정치 추종 성능이 개선되도록 PID 제어기의 $\{K_p, K_i, K_d, N\}$ 를 동조한 다음 이 결과를 이용해서 외란 억제 성능이 개선되도록 $C_{ff}(s)$ 의 λ 를 동조하는 다음과 같은 절차를 제안한다.

- step 1 : Tune $\{K_p, K_i, K_d, N\}$ for PID of $C(s)$ such that the set-point response is optimized
- step 2 : With fixing $\{\hat{K}_p, \hat{T}_i, \hat{T}_d, \hat{N}\}$, tune λ of $C_{ff}(s)$ such that the disturbance response is optimized

설정치 추종 성능을 개선할 경우에는 외란을 고정하고 설정치를 계단상으로 변경하는 동안 최적화 알고리즘으로 동조하고, 외란 억제 성능을 개선할 경우에는 설정치를 고정하고 외란을 계단상으로 변경하는 동안 동조하게 된다. 비선형 다변수 최적화 문제를 풀기 위해 성능의 좋고 나쁨을 계량할 수 있는 평가함수는 식 (6.6)과 같이 시간을 가중한 절대오차적분(ITAE)을 사용한다.

$$J(\phi) = \int_0^{t_f} t|e(t)| dt \quad (6.6)$$

여기서 ϕ 는 $[K_p, K_i, K_d, N]^T \in \mathbb{R}^4$ 또는 $\lambda \in \mathbb{R}$ 이고, $e(t)$ 는 설정치와 출력 간의 오차이며, 적분시각 t_f 는 이후의 적분값이 무시될 수 있도록 충분히 큰 값이다.

적분기 와인드업은 일반적으로 설정치를 과도하게 변경할 때 일어나게 되고, 본 논문에서는 수동모드로 운전될 때 일어날 가능성이 있다. 일반적으로 외란은 시스템이 제어되는 사이클 동안 급격하게 변하지 않으므로 자동모드에서 운전될 때 포화기의 입력인 제어기의 출력은 포화기의 선형구간 내에 있게 되고 안티와인드업 피드백은 일어나지 않는다. 열교환기 온도제어시스템은 기동, 정지를 준비하는 짧은 시간을 제외한 대부분의 시간은 자동모드로 운전되므로 T_i 를 동조해야 할 파라미터로 추가해 탐색하는 노력에 비해 그 효과는 크지 않고, 또 기존 연구[78]의 결과인 T_i 를 T_i 와 동일한 값으로 사용하였을 때 만족스러운 설정치 추종성능을 얻을 수 있었기 때문에 여기서는 제외한다.

물론 설정치와 외란을 동시에 변경하면서 $K_p, K_i, K_d, N, \lambda$ 를 동조할 수도 있지만, 그렇게 하지 않은 것은 첫째, 시스템이 수동 또는 자동 중 하나의 모드로 운전되기 때문이다. 물론 수동모드에서 외란이 변경될 수 있지만 운전시간이 짧고 또 큰 문제가 되지 않는다. 둘째, 설정치와 외란을 동시에 고려해 동조한 이득들은 앞서 언급한 바와 같이 자동 또는 수동모드 중 어느 한 쪽의 관점에서 동조한 이득보다 성능이 떨어지기 때문이다.

본 논문에서 제어기의 파라미터들을 최적화하는 도구로는 RCGA[79]를 사용하였다. 현재까지 개발된 모든 글로벌 최적화법들이 계산해주는 해들은 확률적 기반에서 동작되기 때문에 구해지는 해는 초기집단의 구성에 따라 약간의 차이가 있게 된다. 이는 첫째 최적화법 자체의 한계성 때문이고, 둘째 탐색된 해들을 평가하기 위한 목적함수를 계산하는 과정에서 발생하는 수치적 오차 때문이다. 이와 같은 이유로 식 (6.6)의 성능지수가 최소가 되도록 RCGA를 통한 솔루션이 최적점임을 항상 보장하기 위해 서로 다른 씨드(random seed) 값으로 프로그램을 여러 번 실행하여 구한 결과를 평균하게 된다. 프로그램 실행으로 얻어지는 파라미터들의 정밀도는 초기집단의 선택에 따라 달라질 수 있어 본 논문에서는

20회의 독립된 씨드(seed)로 생성된 초기집단으로 모의실험을 실시하고 그 결과를 평균한다.

그림 6.3은 RCGA를 이용하여 제어시스템의 각 파라미터들을 탐색하는 방법을 보여주고 있다.

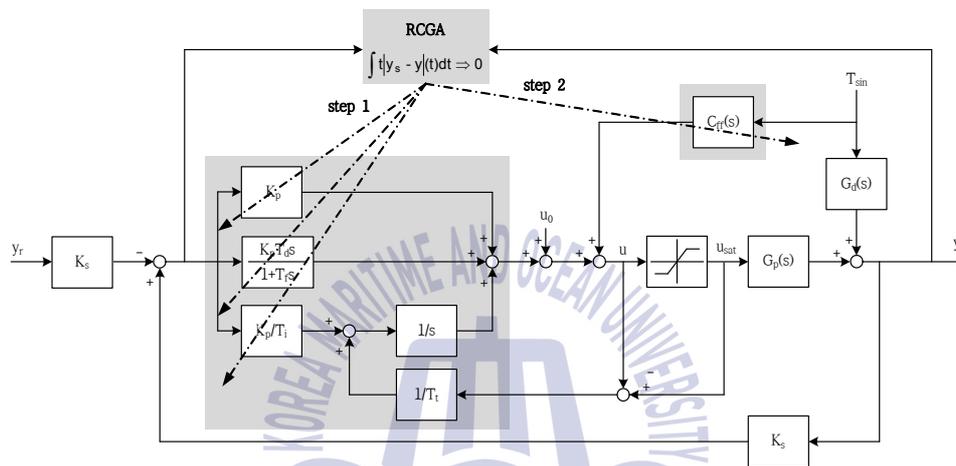


Figure 6.3 Optimization of PID gains and lamda using RCGA

제 7 장 모의실험 및 검토

앞서 제안한 제어기 설계 방법의 유효성을 검증하기 위하여 모의실험을 실시하였다. 제어기 동조는 열교환기 온도제어시스템의 동작점이 80°C인 것으로 간주해 이 부근에서 수행되었고, 동조된 제어기는 PID 제어기 기반의 세 동조법 [1,2,66,80], 즉 Ziegler-Nichols(Z-N)법, Tyreus-Luyben(T-L)법, Cvejn법과 비교하였다. Z-N법과 T-L법을 적용하기 위해 릴레이 피드백 제어 회로를 구성하고 한계이득과 한계주기를 구하였고, Cvejn법을 사용하기 위해 먼저 제어대상을 FOPTD, 즉 $Y(s)/U(s)$ 는 $-K\exp(-L)/(1+\tau s)$ 로 근사화하였다. 비교의 공정성이 유지되도록 다른 세 방법도 본 논문에서 사용하는 안티와인드업 기법을 적용하였다.

7.1 모의실험용 제어대상 시스템의 파라미터

모의실험에 사용된 열교환기의 데이터는 표 7.1과 같고, 샘플링 시간 h 는 0.01s, 포화기의 최소값과 최대값은 각각 $u_{\min}=-50$, $u_{\max}=0$ 으로 하였다.

Table 7.1 Heat exchanger system parameter for simulation

Parameter name	Parameter	Value
actuator gain	K_a	0.021
actuator time constant	T_a	3
gain of the heat exchanger	K_x	50
time constant of the heat exchanger	T_x	30
gain of the disturbance	K_t	0.286
sensor gain	K_s	0.160

주어진 시스템으로부터 한계이득과 한계주기를 구한 결과 각각 K_u 는 42.441, T_u 는 11.350[sec]이고, 설정치 y_s 가 80[°C]인 부근에서 FOPTD의 파라미터를 추정
한 결과 K 는 -1.050, τ 는 30.527, L 은 3.42를 얻었다. 이를 위해 이 등[40]이 제
안한 방법을 사용하였으며 이때 파라미터들은 $-30 \leq K < 0$, $0 < \tau \leq 50$, $0 < L \leq 10$ 의
구간에서 탐색되었다.

그림 7.1은 그림 2.10의 제어대상 시스템과 이를 FOPTD 시스템으로 근사화시
킨 시스템의 개루프 응답을 비교한 것이다. 그림을 통해 확인할 수 있듯이
FOPTD 시스템과 제어대상 시스템이 서로 잘 일치하고 있다.

그림 7.2는 릴레이 제어기를 이용한 페루프 동조법으로 제어대상 시스템의 한
계이득과 한계주기를 구하기 위한 응답곡선이다.



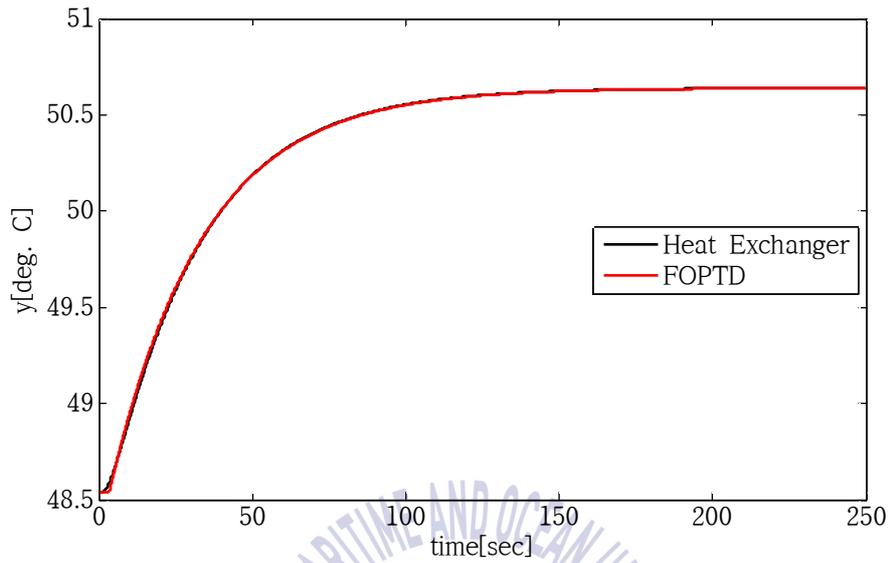


Figure 7.1 Open loop response of heat exchanger system

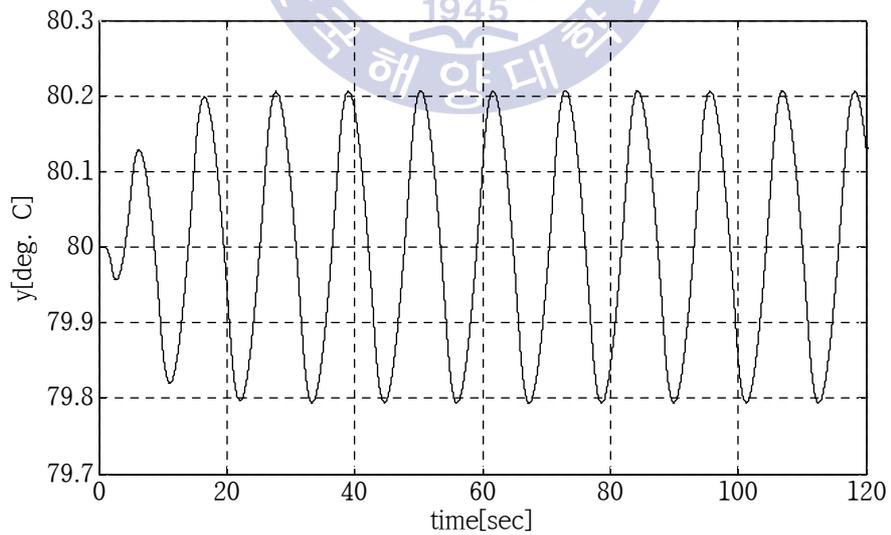


Figure 7.2 Response curve and ultimate period

7.2 PID 제어기와 피드포워드 제어기의 동조

제안된 방법으로 PID 제어기와 피드포워드 제어기를 동조하기 위해 해다 파라미터들은 구간 $0 < \{K_p, K_i, K_d, \lambda\} \leq 60, 5 \leq N \leq 20$ 에서 탐색되었다. 각 제어기의 동조 결과는 표 7.2에 나타내었다. 먼저 설정치 추종 성능을 검토하기 위한 모의실험에서 포화기와 안티와인드업 기법이 제어시스템에 미치는 영향을 비교하기 위해서 제어기 파라미터들의 동조는 열교환기 온도제어시스템에 포화기와 안티와인드업 기법이 포함된 경우와 그렇지 않은 경우를 분리하여 시행되었다.

그림 7.3은 제어시스템에 포화기와 안티와인드업 루프가 포함된 경우에 RCGA가 PID 제어기의 파라미터들을 동조하는 일례를 보인 것이다. 약 30세대 전후로 파라미터들이 탐색된 것을 볼 수 있다.

그림 7.4는 피드포워드 제어기의 파라미터를 RCGA가 탐색하는 과정을 보인 것이다. 약 8세대 전후로 필터 시정수가 탐색된 것을 볼 수 있다.

Table 7.2 Tuned parameters of the PID and feedforward controllers

Method	PID controller					Feedforward controller
	K_p	K_i	K_d	N		λ
Proposed	46.083	1.483	48.754	15.705	no AW	
	34.475	1.063	35.276	9.025	with AW	0.111
Z-N	24.965	4.399	35.420	-		
T-L	19.099	0.765	32.515	-		
Cvejn(tracking)	6.614	0.209	7.267	-		
Cvejn(disturbance)	7.166	0.688	7.268	-		

AW : Anti-Windup

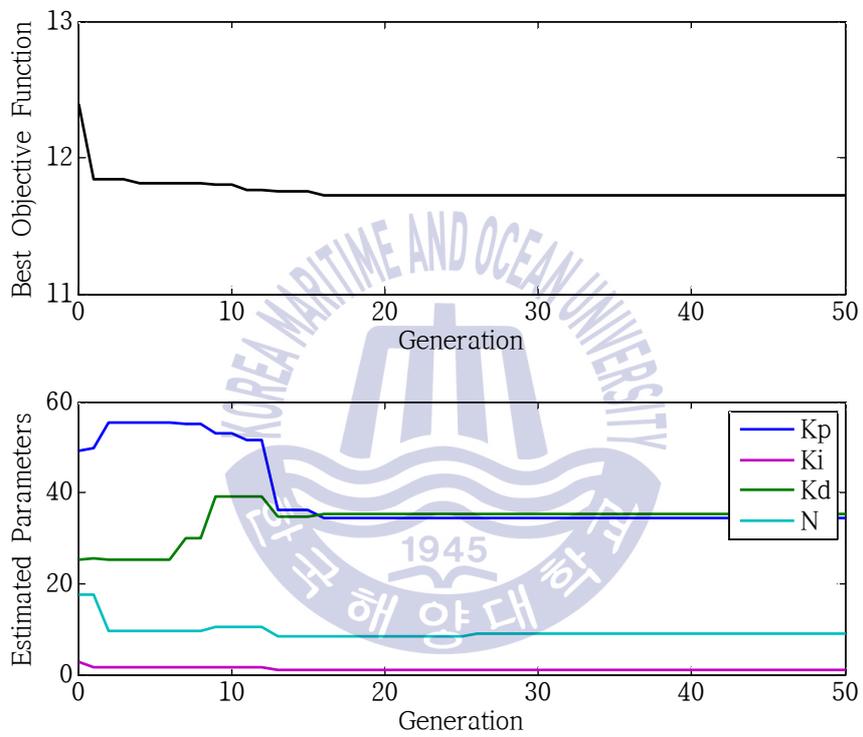


Figure 7.3 RCGA-based evolutionary tuning for PID controller with AW

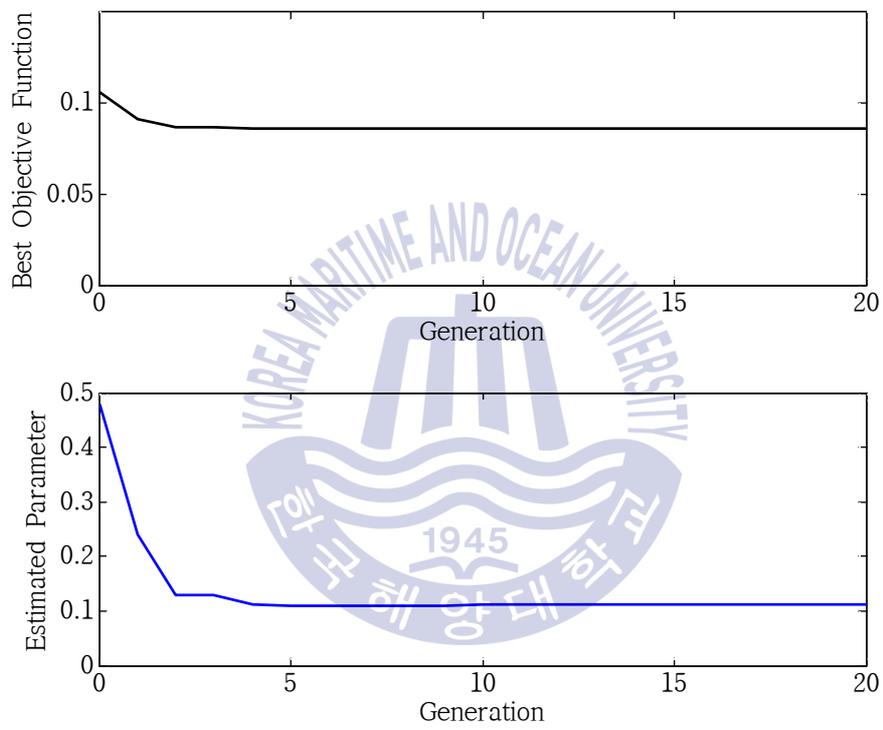


Figure 7.4 RCGA-based evolutionary tuning for feedforward controller with PID controller & AW

7.3 PID 제어기의 성능비교

현장의 열교환기 온도제어시스템은 대부분 두 가지 모드, 즉 수동모드와 자동모드로 운전된다. 시스템의 기동, 정지, 비상 또는 필요시에는 수동모드로 운전되고 나머지 대부분의 시간동안에는 자동모드로 운전된다.

7.3.1 포화기의 영향

그림 7.5는 열교환기 온도제어시스템의 적분기 와인드업 현상을 보인 것이다. 그림에서 가는 실선은 포화기가 없을 때의 입력과 출력이다. 점선은 포화기를 설치하였을 때로 입력이 -50[%]로 포화되는 동안에 수행된 적분 동작으로 말미암아 포화에서 벗어나는데 상당한 시간이 소요되고, 결과적으로 오버슈트가 더 커지고 정정시간이 더 길어지게 된 것을 볼 수 있다. 이 때 적용된 PID 제어기의 파라미터들은 포화기와 안티와인드업 루프가 적용되지 않은 시스템을 대상으로 RCGA에 의해 탐색되었다.

그림 7.6은 PID 제어기의 출력이 포화 한계치에 있고 액추에이터가 포화되는 초기 단계 동안 적분기인 I 제어기의 출력변화를 보여주고 있다.

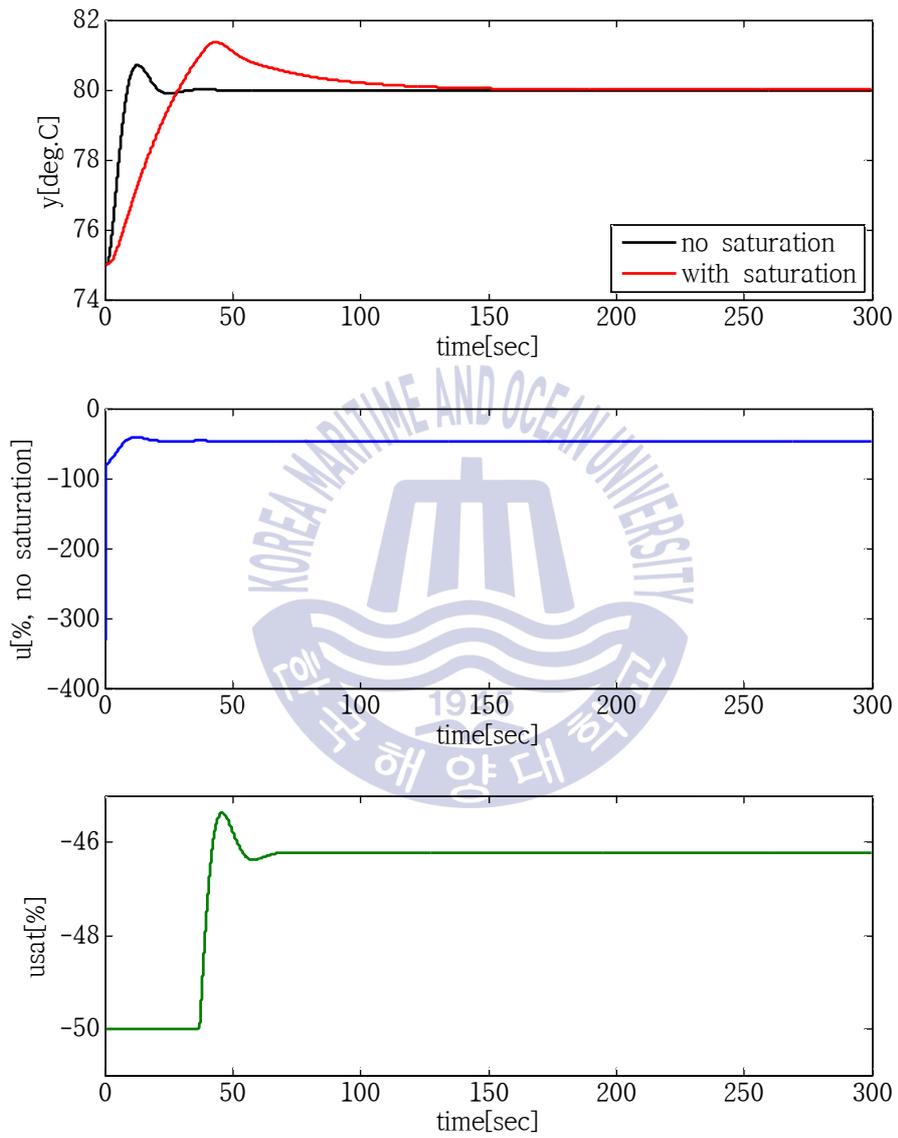


Figure 7.5 Influence of saturation [-50 0] for heat exchanger system

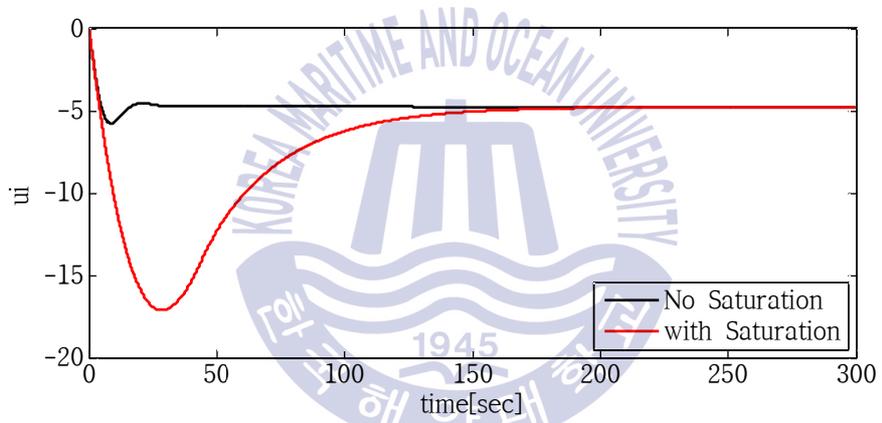


Figure 7.6 Integrator performance by saturation for heat exchanger system

7.3.2 안티와인드업 루프의 효과에 대한 검토

그림 7.7은 안티와인드업 루프를 가진 열교환기 온도제어시스템이 어떻게 반응하는지를 보여준다. 이 때 적용된 PID 제어기의 파라미터들은 포화기와 안티와인드업 루프가 적용되지 않은 시스템을 대상으로 RCGA에 의해 탐색되었다.

그림 7.8은 제어기의 출력이 포화 한계치에 있고 액추에이터가 포화되는 초기 단계 동안 적분기의 재설정 이후 변화된 적분기의 출력변화를 보여주고 있다.

그림 7.8과 같이 안티와인드업에 의한 적분기의 재설정이 이루어짐으로 해서 그림 7.7에서 나타났던 오버슈트와 정정시간이 모두 개선되었음을 확인할 수 있다. 여기서 u_f 는 그림 6.3에서 $u-u_{sat}$ 를 나타낸다.



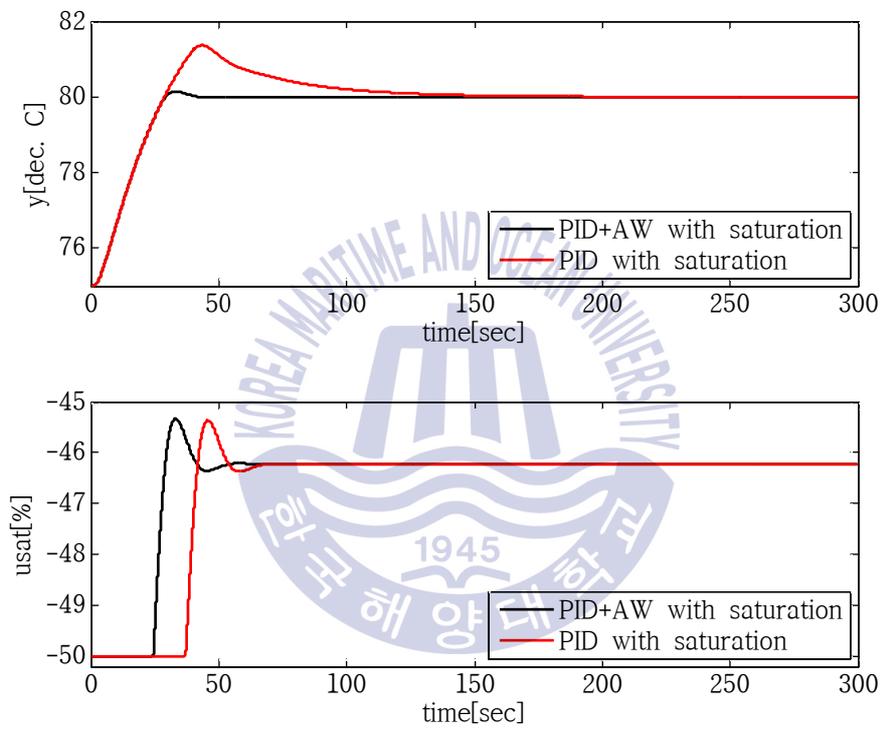


Figure 7.7 Response of PID controller with anti-windup

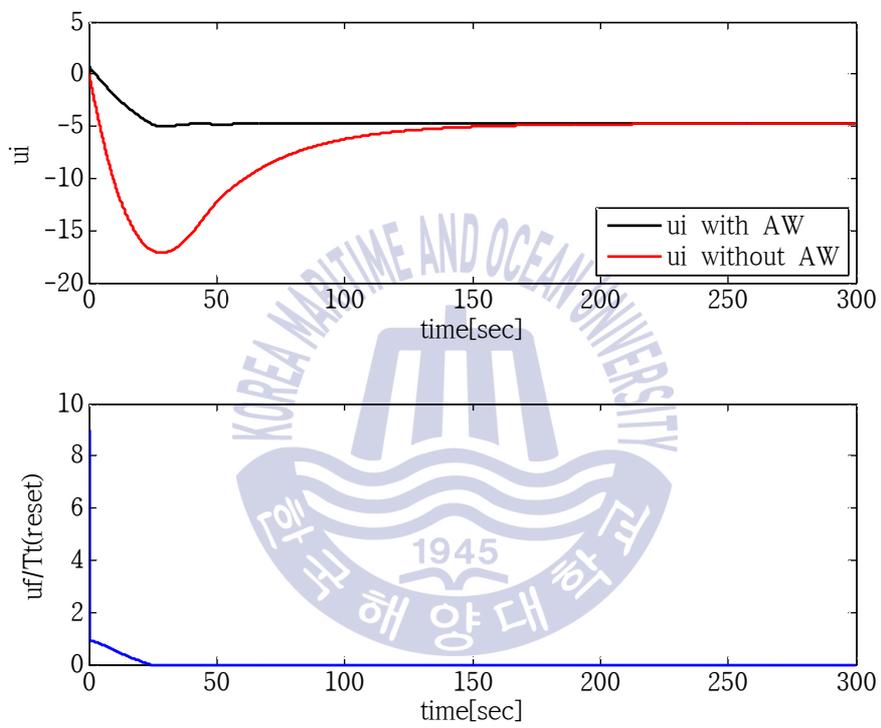


Figure 7.8 Integrator and integrator-reset performance by anti-windup

7.3.3 설정치 추종 성능에 대한 검토

(1) 제어기 동조시 포화기와 안티와인드업 루프가 고려된 경우

본 논문에서는 RCGA를 이용하여 PID 제어기의 파라미터들을, 기존의 방법들과 같이 시스템에서 안티와인드업을 고려하지 않은 상태에서 제어기 파라미터들을 탐색하고 이들을 시스템에 적용할 때 안티와인드업 루프를 추가하는 경우와 시스템에서 안티와인드업 루프를 고려하여 제어기 파라미터들을 탐색하여 시스템에 적용하는 경우의 설정치 추종 성능을 모의실험을 통해 비교하고자 한다. 실험을 위해 고려된 사항은 다음과 같다.

① 열교환기 온도제어시스템에 포화기와 안티와인드업 루프가 없는 상태에서 RCGA를 이용하여 PID 제어기의 파라미터들을 탐색하고, 실험에서는 열교환기 시스템의 포화기[-50 0]와 추종 안티와인드업 기법[u_i/T_i]을 피드백 루프로 추가하였다.

② 열교환기 온도제어시스템에 포화기와 추종 안티와인드업 기법이 피드백 루프로 추가된 상태에서 RCGA를 이용하여 PID 제어기의 파라미터들을 탐색하였다.

그림 7.9는 ①과 ②의 조건으로 각각 탐색된 파라미터들을 포화기와 추종 안티와인드업 루프가 추가된 열교환기 온도제어시스템에 적용하여 설정치에 대한 응답 특성을 비교한 것이다. 비선형 포화기와 안티와인드업 루프를 고려하여 탐색된 PID 제어기가 포화에서 좀 더 빨리 벗어나고 있음을 알 수 있다.

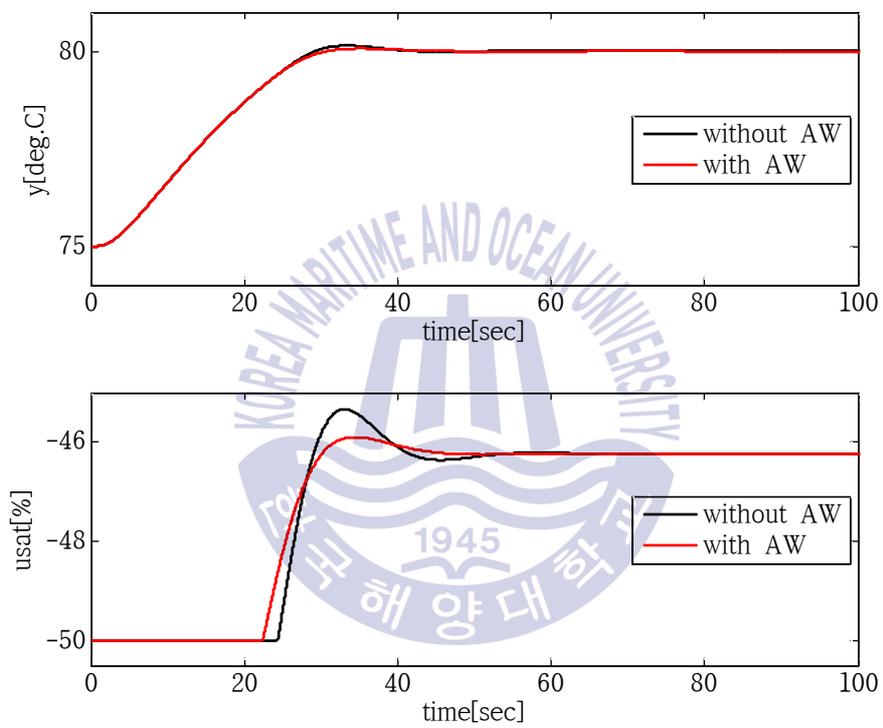


Figure 7.9 Performance comparison between without AW and with AW

(2) 기존의 제어기 파라미터 동조 방법과의 성능비교

수동모드 운전시 열교환기의 출구온도를 증감하게 되는 경우를 고려해 설정치 추종 응답실험을 실시하였다. 그림 7.10은 T_{sin} 이 110[°C]이고 또 열교환기의 출력이 75[°C]로 유지될 때 설정치를 계단상으로 80[°C]로 변경하면서 출력 y 와 포화기 출력 u_{sat} 를 그린 것이다.

그림 7.10에서 보면 모든 응답들은 시간이 경과됨에 따라 설정치에 도달하지만, Z-N법은 큰 오버슈트를 보이며 과도하게 진동하고, Cvejn법은 타 방법에 비해 속응성이 느리며, T-L법은 앞의 두 방법 보다는 낮지만 제안한 방법보다 좋지 못한 것을 알 수 있다.

표 7.3은 각 방법의 성능을 정량적으로 비교하기 위해 오버슈트(M_p), 도달시간(t_r), 2% 정정시간(t_s), IAE를 계산한 결과이다. 이때 t_r 은 $t_{90}-t_{10}$ 이고, t_{10} 과 t_{90} 은 각각 출력이 설정치의 10%와 90%에 도달하는데 걸리는 시간을 의미하며, IAE는 $\int_0^{200} |e(t)|dt$ 를 의미한다. 표에서 보면 제안한 방법의 응답은 M_p 가 약 1.4% 이고, 약 20[sec] 후 설정치에 도달하고 있다. 제안한 방법이 세 방법보다 IAE도 작을 뿐만 아니라 t_s 도 짧은 것을 확인할 수 있다.

Table 7.3 Comparison of set-point tracking performances when y_r is increased from 75[°C] to 80[°C]

Method	Tracking performances			
	M_p	t_r	t_s	IAE
Proposed	1.4075	20.1769	28.9842	73.2933
Z-N	14.4941	20.1346	83.6075	89.2743
T-L	5.4513	20.4773	73.0632	82.995
Cvejn	0	53.9156	99.9088	142.2658

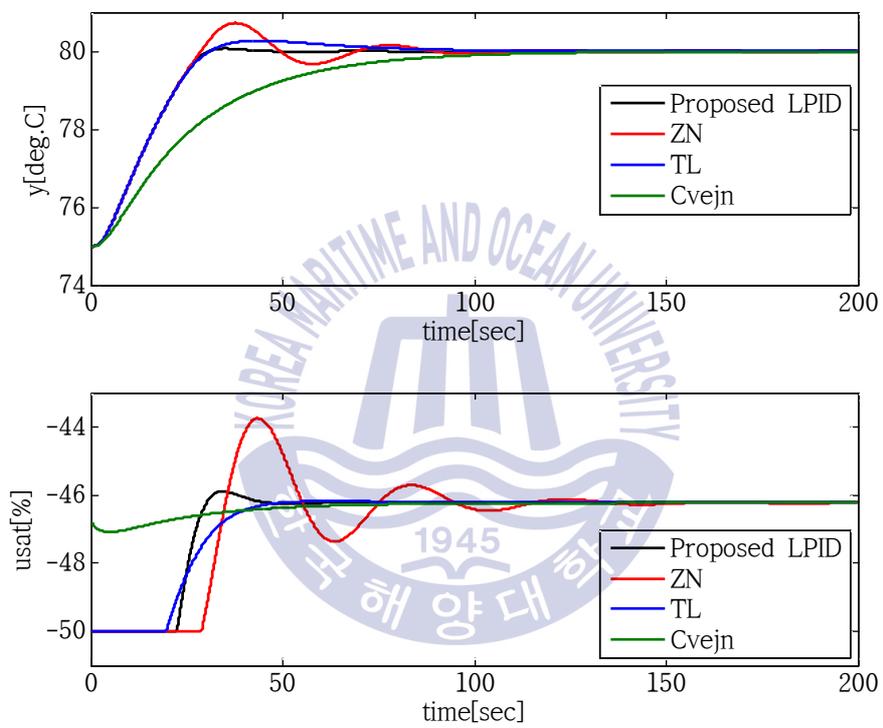


Figure 7.10 Set-point tracking responses when y_r is step-wisely increased from 75[°C] to 80[°C]

7.3.4 외란 억제 성능에 대한 검토

본 논문에서 다루는 열교환기는 자동모드 운전시 설정치 y_r 은 80[°C]에 고정되는 것으로 간주되며, 이때 제어기는 외란으로 교란된 출력이 빨리 설정치로 회복되도록 조절하게 된다. 열교환기에서는 셀측 입구 온도 T_{sin} 의 변화가 다른 것에 비해 클 가능성이 많아 외란으로 간주하였다.

따라서 열교환기 온도제어시스템의 출력이 80[°C]에 유지되고 있을 때 T_{sin} 을 110[°C]에서 계단상으로 120[°C]로 변경하는 모의실험을 수행하였다. 피드포워드 제어를 하지 않을 경우에서도 제안한 방법의 우수성을 확인하도록 응답을 구해 그린 것이 그림 7.11이다.

그림 7.11에서는 피드포워드 제어를 하지 않을 경우에도 제안한 방법의 응답이 세 방법보다 전반적으로 낮고, Cvejn법은 피크치가 크고, Z-N법은 피크치는 상대적으로 작지만 진동이 심한 것을 알 수 있다.

각 방법의 외란 억제 성능을 정량적으로 계량하기 위하여 응답의 피크치 (perturbance peak) M_{peak} 와 외란의 영향이 소멸되는데 걸리는 회복시간 (recovery time) t_{rcy} 그리고 IAE를 구한 것이 표 4이다. 이때 M_{peak} 는 $|y_{max} - y_r|$ 또는 $|y_{min} - y_r|$ 를 의미하고, t_{rcy} 는 y 가 y_r 의 2% 이내로 회복되는데 걸리는 시간을 의미한다. 표에서 보면 제안한 방법이 M_{peak} , t_{rcy} , IAE가 작아 전반적으로 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

다음은 제안한 방법에서 피드포워드 제어를 사용함으로써 외란 억제 성능이 더욱 개선될 수 있음을 보이기 위해 앞의 경우와 같은 모의실험 환경에서 응답 실험을 실시하고 피드포워드 제어가 없을 때와 비교하였다. 그림 7.12에서 보면 피크치도 작아졌고 또 회복시간도 짧아졌음을 확인할 수 있다.

Table 7.4 Comparison of disturbance rejection performances when T_{sin} is step-wisely changed to $+10[^\circ\text{C}]$

Method	Tracking performances			Remark
	M_{peak}	t_{rcy}	IAE	
Proposed	0.107 (0.444)	73.712 (130.155)	1.159 (16.009)	(): No feedforward
Z-N	0.449	96.204	10.384	
T-L	0.590	100.640	22.253	
Cvejn	0.890	145.953	35.485	

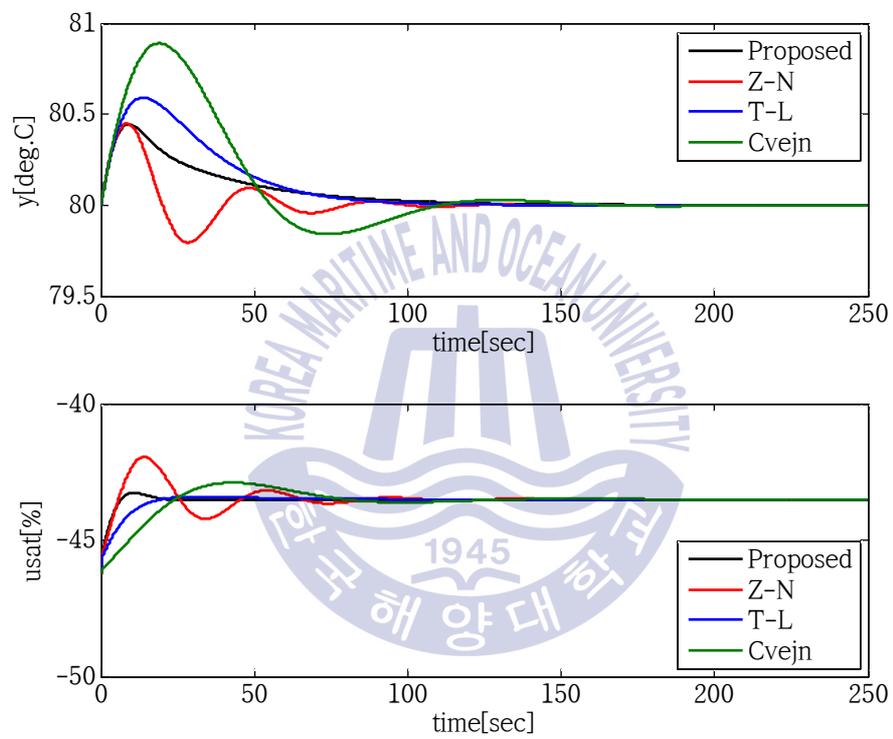


Figure 7.11 Disturbance rejection responses when T_{sin} is step-wisely changed to $10[^\circ\text{C}]$ while $y=80[^\circ\text{C}]$

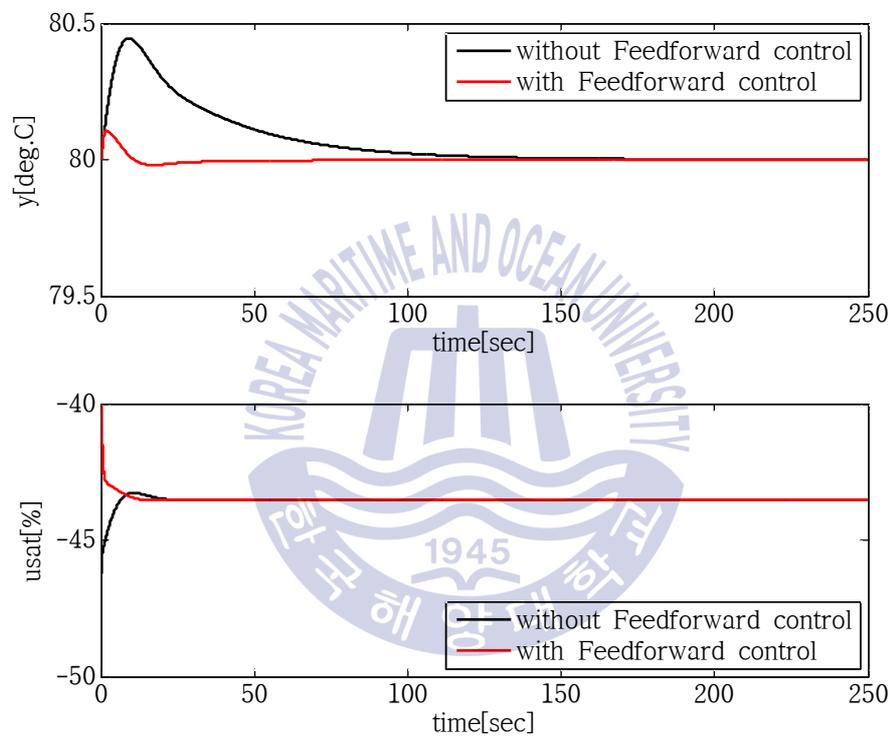


Figure 7.12 Disturbance rejection responses without/with feedforward control

7.3.5 파라미터 변동에 대한 검토

엄밀히 말하면 열교환기 온도제어시스템은 시변 시스템으로서 운전 중 파라미터 변동이 일어날 수 있기 때문에 제안한 방법의 파라미터 변동에 대한 강인성을 확인하기 위해 모의실험을 실시하였다. 제어대상 시스템이 표 7.1의 파라미터를 가지고 75[°C]에 도달해 있을 때 설정치를 80[°C]로 변경할 때 T_x 도 30에서 20으로 변경하며 응답을 그린 것이 그림 7.13이다.

제안된 방법은 파라미터 변동에 덜 민감한데 비해, Z-N법은 응답이 진동하고, T-L법과 Cvejn법은 전반적으로 속응성이 느려졌음을 알 수 있다.

그림 7.14는 그림 7.13과 동일한 실험환경에서 T_x 대신 K_x 를 50에서 47로 변경하며 응답을 그린 것이다. 이 경우에도 제안한 방법의 우수성을 확인할 수 있다.



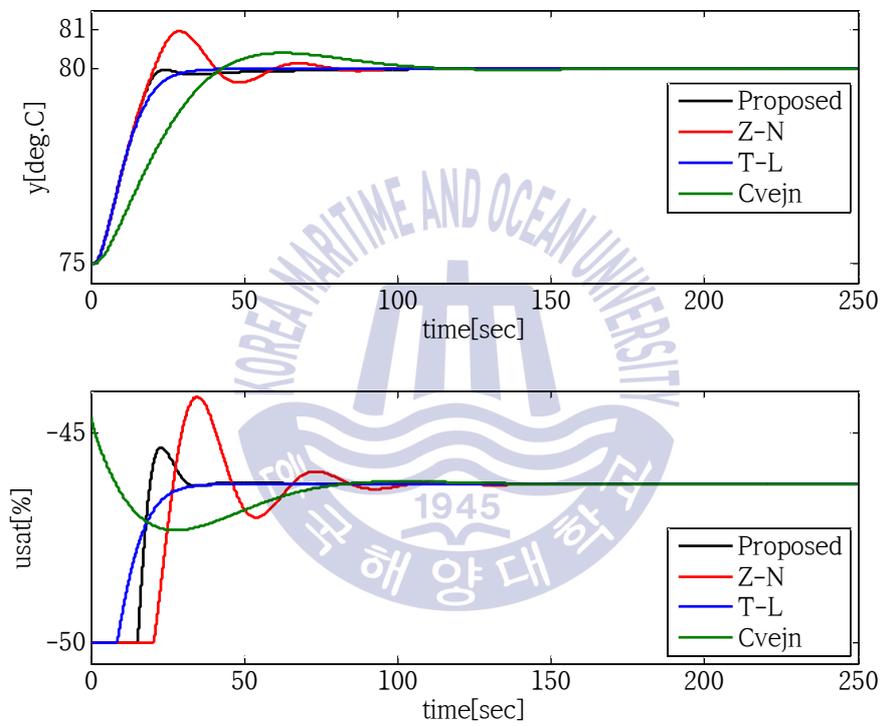


Figure 7.13 Response comparison to change of parameter T_x

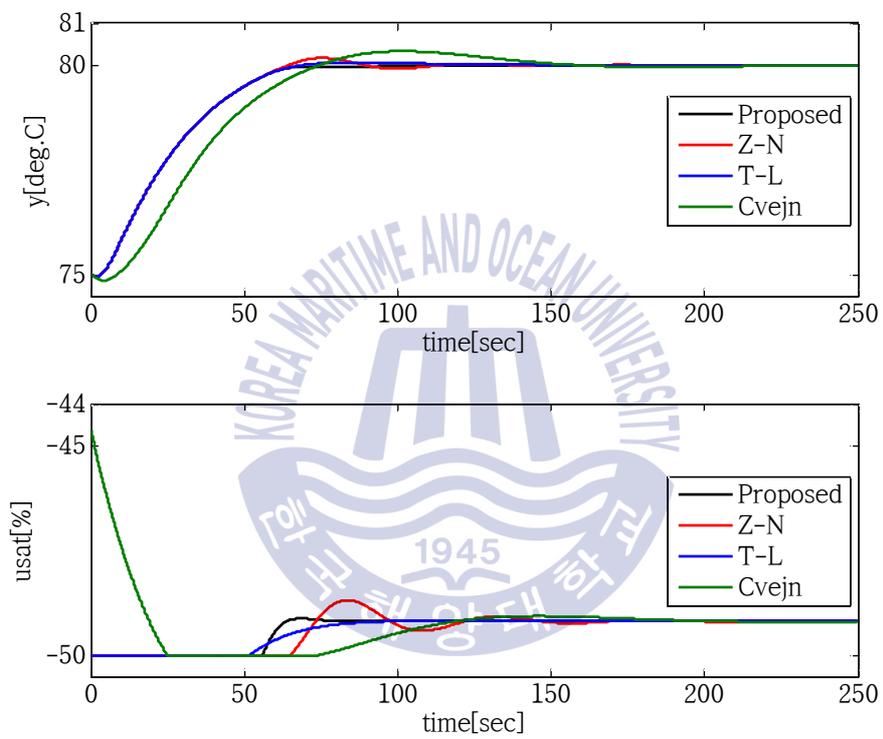


Figure 7.14 Response comparison to change of parameter K_x

7.3.6 잡음에 대한 검토

실제 제어 환경에서는 신호계측 시 항상 센서로부터 잡음이 유입될 가능성이 있으므로 제어기 설계 시 이 점을 유의할 필요가 있다. 제안한 방법의 잡음에 대한 영향을 알아보기 위해 그림 7.15는 센서에 정규잡음 $N(0, 0.05)$ 이 유입되는 것으로 가정하고 출력이 $80[^\circ\text{C}]$ 에 있을 때 y_r 을 $75[^\circ\text{C}]$ 로 계단상으로 변경하면서 응답을 구해 그린 것이다.

Z-N법과 T-L법은 미분폭주 현상으로 응답들이 왜곡되고, Cvejn법은 K_p 값이 상대적으로 작아 미분폭주 현상은 일어나지 않지만 응답이 느리고, 제안한 방법은 만족스러운 성능을 주는 것을 알 수 있다. 특히 Z-N법과 제안한 방법의 u_{sat} 를 그린 그림에서 보면 Z-N법은 -50 과 0 사이에서 심하게 변동되는 것을 알 수 있고(T-L법도 유사), 제안한 방법의 경우 제한된 범위 내에서 진동하고 있다.



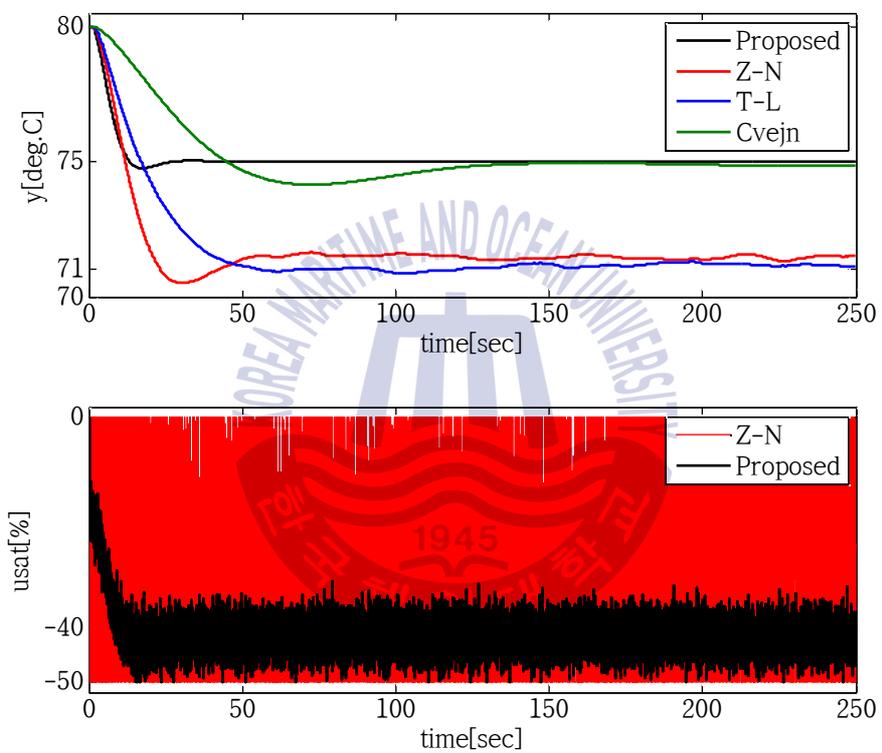


Figure 7.15 Set-point tracking responses when noise $N(0, 0.05)$ exist

제 8 장 결 론

본 논문에서는 RCGA를 이용하여 피드포워드 제어와 안티와인드업기법이 결합된 PID 제어를 설계하는 방법에 대해서 제안하였고, 제안된 방법들의 유효성을 검증하기 위하여 표준형 원통 다관식 열교환기의 온도제어시스템에 적용하였다. 이 때 PID 제어기의 미분동작에 높은 이득을 갖도록 시스템의 잡음으로써 고주파 측정 신호가 영향을 미치는 것을 어느 정도 제거할 수 있도록 이상적인 1차 필터링 시스템을 이용하였고 최대미분이득을 갖는 필터 시정수는 PID 제어기 파라미터들과 함께 RCGA에 의해 동조되었다. 그리고 비선형 포화로 인해 일어날 수 있는 적분기 와인드업 문제를 극복하는 기법 중 하나인 추종 안티와인드업기법을 채택하여 기존의 연구 방법들과는 차별되도록 제어대상의 포화와 안티와인드업 루프를 고려하여 PID 제어기의 파라미터를 동조하였다. 또한, 시간지연에 의해 제어가 어렵고 외란변화가 심한 환경에서 외란 억제 성능을 보완하기 위해 선형 동적 모델에 기반한 피드포워드 제어기법을 사용하였다.

최적화 도구의 한 종류인 RCGA를 이용하여 전체 제어시스템의 설정치 추종 성능이 개선되도록 외란을 고정하고 설정치를 계단상으로 변경하는 동안 미분동작의 필터링 시정수, PID 제어기의 파라미터들을 동조하였고, 다음으로 시스템의 외란 억제 성능을 개선하기 위해 설정치를 고정하고 외란을 계단상으로 변경하는 동안 피드포워드 제어기의 필터 시정수를 최적 동조하였다. 그리고 제안된 방법을 열교환기 온도제어시스템에 적용하였다. 이상으로부터 얻은 결론은 다음과 같다.

- 1) 필터링된 미분동작을 PID 제어기에 사용함으로써 신호계측 센서로부터 유입되는 잡음의 미분폭주 영향을 제한된 범위 내에서 최소화 시켰다.
- 2) 적분기 와인드업 현상을 발생시키는 비선형 포화기를 제어대상에 포함시켜

제어기 파라미터를 동조한 결과가 선형구간에서 제어기를 동조한 다음 적분기 와인드업을 보상하는 기존의 방법들에 비하여 설정치 추종성능이 개선되었다.

3) 제안한 피드백 제어기에서 선형 동적 모델에 기반한 피드포워드 제어기를 사용함으로써 외란 억제 성능이 전반적으로 더욱 개선되었다.

이 결과로 미루어 보아 제안된 방법들은 비선형성과 시변 특성을 가지고 있어 정확한 모델을 얻는 것이 쉽지 않고 시간지연으로 인해 안정된 제어성능이 보장되지 않는 열교환기 온도 제어시스템에 효과적으로 적용될 수 있다고 생각한다.



참고문헌

- [1] W. H. Ray, Advanced Process Control, McGraw-Hill Book Co., N.Y., 1981.
- [2] J. P. Corriou, Process Control: Theory and Applications, Springer-Verlag, London, 2004.
- [3] V. Krishna Vinaya, K. Ramkumar and V. Alagesan, "Control of Heat Exchangers Using Model Predictive Controller," Proc. of the 2012 IEEE Int. Conf. on Advances In Engineering, Science And Management, pp. 242-246, Tamil Nadu, India, 2012.
- [4] M. Pandey, K. Ramkumar and V. Alagesan, "Design of Fuzzy Logic Controller for a Cross Flow Shell and Tube Heat-Exchanger," Proc. of the 2012 IEEE Int. Conf. on Advances In Engineering, Science And Management, pp. 150-154, Tamil Nadu, India, 2012.
- [5] P. Sivakumar, D. Prabhakaran, and T. Kannadasan, "Temperature Control of Shell and Tube Heat Exchanger by Using Intelligent Controllers-Case Study," Int. J. of Computational Engineering Research, vol. 2, no. 8, pp. 285-291, 2012.
- [6] S. Padhee, Y. B. Khare and Y. Singh, "Internal Model Based PID Control of Shell and Tube Heat Exchanger System," Proc. of the 2011 IEEE Students' Technology Symposium, pp. 14-16, Kharagpur, 2011.
- [7] M. A. Ahmad, A. A. Ishak and N. K. Ismail, "New Hybrid Model Reference Adaptive Supervisory Fuzzy Logic Controller for Shell-and-Tube Heat Exchanger Temperature System", Proc. of the 2012 IEEE Control and System Graduate Research Colloquium, pp. 49-54, Shah Alam, Malaysia, 2012.

- [8] G. So, "GA-Based Design of a Nonlinear PID Controller," Master thesis of KMOU, 06, 2014.
- [9] G. Jin, Genetic Algorithms and its Applications, KyoWooSa, 2002.
- [10] https://controls.engin.umich.edu/wiki/index.php/HeatExchange_Model
- [11] http://www.kamui.co.jp/english/products/shell_and_tube/
- [12] 전효중, 김춘식, 박용보기, 효성출판사, 1999
- [13] 서정세 외, 고효율 열교환기 시스템 설계 및 해석 - 열교환기의 종류 및 설계, 부산대학교 에너지기술인력양성센터, 2015
- [14] <http://webserver.dmt.upm.es/~isidoro/bk3/c12/Heatexchangers.pdf>
- [15] R. Levicky, CBE 2124 - Analysis of Chemical and Biological Processes Chapter 7 - Energy and Energy Balances, <http://faculty.poly.edu/~rlevicky/>
- [16] W.M. Kays, A.L. London, Compact Heat Exchangers : a summary of basic heat transfer and flow friction design data, National Press, 1955
- [17] Dale E. Seborg, Duncan A. Mellichamp, Thomas F. Edgar, Francis J. Doyle, III, Process Dynamics and Control, John Wiley & Sons, 2010.
- [18] H. Yamashita, R. Izumi, S. Yamaguchi, "Analysis of the dynamic characteristics of cross-flow heat exchangers with both fluids unmixed," Bull. JSME, vol. 21 (153), pp 479-485, 1978
- [19] K. M. Hangos, J. Bokor, and G. Szederkényi, 2004, Analysis and control of nonlinear process control systems, Advanced Textbooks in Control and Signal Processing, 1st Edition, Ch. 4, Springer-Verlag London limited, pp. 55-61.
- [20] P. Sivakumar, D. Prabhakaran, T. Kannadasan, "Temperature Control of Shell and Tube Heat Exchanger by Using Intelligent Controllers-Case Study," International Journal Of Computational Engineering Research (ijceronline.com) Vol. 2 Issue. 8
- [21] S. Nithya., Abhay Singh Gour, N. Sivakumaran, T.K. Radhakrishnan, N.

- Anantharaman, “Model based Controller design of shell and tube Heat exchanger,” International Journal of Sensors & Transducers, Vol .84(10) ,pp. 1677-686.2007.
- [22] K. J. Åström, and T. Hägglund, Advanced PID Control, ISA Press, 2005.
- [23] A.V. Duka, S.E. Oltean, “Fuzzy Control of a Heat Exchanger,” Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), 2012 IEEE International Conference on 24-27 May 2012
- [24] S. Kim, Instrumentation Control System, YunHakSa, 2006.
- [25] D. E. Goldberg, Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning, Addison-Wesley, 1989.
- [26] Whitley, Darrell, A Genetic Algorithm Tutorial, Statistics and Computing (4): 65-85, 1994.
- [27] M. Gen, R. Cheng, Genetic Algorithms and Engineering Design, A Wiley-Interscience Publication, 1997.
- [28] J. H. Holland, Adaptation in Natural and Artificial Systems, University of Michigan Press, Ann Arbor, MI, 1975.
- [29] J. Matyas, “Random Optimization”, Automation and Remote Control, Vol.26, pp. 246-253, 1965.
- [30] G. Jin and S. Ju, “A Study on a Real-Coded Genetic Algorithm,” Journal of Institute of Control, Robotics and Systems, vol. 6, no. 4, pp. 268-275, 2000.
- [31] M. Gen and R. Cheng, Genetic Algorithms and Engineering Design, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997
- [32] J. L. Kuester and J. H. Mize, Optimization Techniques with Fortran, McGraw-Hill Book Co., N.Y., 1973.
- [33] G. V. Reklaitis, A. Ravindran and K. M. Ragsdell, Engineering Optimization: Methods and Applications, John Wiley and Sons, 1983.
- [34] K. A. De Jong, “an Analysis of the Behavior of a Class of Genetic

- Adaptation Systems” , Ph.D. Dissertation, The University of Michigan, Ann Arbor, 1975.
- [35] J. D. Schaffer et al., “A Study of Control Parameters Affecting Online Performance of Genetic Algorithms for Function Optimization” , Proc. 3rd Int. Conf. on Genetic Algorithms and Their Applications, pp. 51-60, 1989.
- [36] D. J. Montana and L. Davis, “Training Feedforward Neural Networks Using Genetic Algorithms” , Proc. 11th Int. Joint Conf. on Artificial Intelligence, pp. 762-767, 1989.
- [37] P. Arena, R. Caponette, L. Fortuna and M. G. Xibilia, “Genetic Algorithm to Select Optimal Neural Network Topology” , Proc. 35th Midwest Symposium on Circuit and Systems, Washington, 1992.
- [38] P. Arena, R. Caponette, L. Fortuna and M. G. Xibilia, “MLP Optimal Selection Via Genetic Algorithms” , Proc. Int. Conf. Neural Networks and Genetic Algorithms, 1993.
- [39] R. Das and D. E. Goldberg, “Discrete-time Parameter Estimation with Genetic Algorithms” , Proc. 19th Annual Pittsburgh Conf. on Modeling and Simulation, pp. 2391-2395, 1988.
- [40] 이현식, 진강규, “유전알고리즘을 이용한 연속시스템의 온라인 퍼라미터 추정” , 제어·자동화·시스템공학 논문지, Vol. 4, No. 1, pp. 76-81, 1998.
- [41] 황기현, 김태유, 임승욱, 박준호, “유전알고리즘을 이용한 모델추종형 퍼지 제어기의 설계” , 제5회 인공지능, 신경망 및 퍼지시스템 종합학술대회 발표논문집, pp. 38-41, 1996.
- [42] 소명욱, 오세준, 이윤형, “Speed Control System for Marine Diesel Engine Using Genetic Algorithm” , 한국박용기관학회지, Vol. 28, No. 2, pp. 237- 242, 2004.
- [43] 이윤형, 소명욱, 정병진, 진강규, 진선호, “RCGA에 기초한 선박 가스터빈 엔진용 PID제어기의 동조” , 한국박용기관학회지, Vol. 29, No.1, pp. 116- 123, 2005.

- [44] 이운형, 소명옥, 안종갑, 김민정, 유희한, 조권희, 진강규, “실수코딩 유전 알고리즘을 이용한 열 시스템 모델의 식별”, 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회논문집, pp. 51-52, 2006.
- [45] 신명호, 김민정, 이운형, 소명옥, 진강규, “PPGA 기반의 시스템 파라미터 추정과 PID 제어기 동조”, 제어·자동화·시스템공학 논문지, Vol. 12, No.7, pp. 644-649, 2006.
- [46] 안종갑, 이운형, 유희한, 소명옥, 진강규, “RCGA를 이용한 도립진자 시스템의 파라미터 추정 및 안정화 제어”, 한국마린엔지니어링학회지, Vol. 30, No.6, pp. 746-752, 2006.
- [47] 이운형, 소명옥, 황승욱, 안종갑, 김민정, 진강규, “시간지연을 갖는 적분시스템용 PID 제어기의 동조규칙”, 한국마린엔지니어링학회지, Vol. 30, No.6, pp. 753- 759, 2006.
- [48] 이운형, 유희한, 조권희, 소명옥, “RCGA 기법을 이용한 컨테이너 크레인의 최적 상태 피드백 제어”, 한국항해항만학회지, Vol. 31, No. 3, pp. 247-252, 2007.
- [49] 이운형, 안종갑, 진강규, 소명옥, “상태관측기를 이용한 도립진자 시스템의 제어”, 한국마린엔지니어링학회지, Vol. 31, No.4, pp. 462-467, 2007.
- [50] 김민정, 이운형, 소명옥, 하운수, 황승욱, 진강규, “RCGA를 이용한 외란제거용 PID 제어기의 동조규칙”, 한국마린엔지니어링학회지, Vol. 31, No. 4, pp. 448-454, 2007.
- [51] D. M. Etter, M. J. Hicks and K. H. Cho, “Recursive Adaptive Filter Design Using an Adaptive Genetic Algorithm”, Proc. '82 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Paris, France, pp. 635-638, 1982
- [52] D. J. Montana, “Automated Parameter Tuning for Interpretation of Synthetic Images”, Handbook of Genetic Algorithms, VNR Computer Library, 1989.
- [53] D. Abramson and J. Abela, “A Parallel Genetic Algorithm for Solving the School Timetabling Problem”, The 15th Australian Computer Science Conf.,

- Hobart, 1992.
- [54] E. burke, D. Elliman and R. Weare, “A Genetic Algorithm Based University Timetabling System” , Proc. 2nd East-West Int. Conf. on Computer Technologies in Education, pp. 35-40, 1994.
- [55] M. G. Bulmer, “The Mathematical Theory of Quantitative Genetics” , Clarendon Press, 1980.
- [56] D. Whitley, “The Genetic Algorithm and Selection Pressure: Why Rank-based Allocation of Reproductive Trials in Best” , Proc. 3rd Int. Conf. on Genetic Algorithms and Their Applications, pp. 116-121, 1989.
- [57] H. Schwefel, “Numerical Optimization of Computer Models” , Wiley, 1981.
- [58] D. T. Pham and G. Jin, “A Hybrid Genetic Algorithm” , Proc. 3rd World Conf. on Expert Systems, Seoul, Korea, Vol. 2, pp. 748-757, 1996.
- [59] N. J. Radcliffe, “Equivalence Class Analysis of Genetic Algorithms” , Complex Systems, Vol. 5, No. 2, pp. 183-205, 1991.
- [60] A. Wright, Genetic Algorithms for Real Parameter Optimization, Foundations of Genetic Algorithms 1, G. J. E. Rawlin(Ed.), Morgan Kaufmann Publishers, San Mateo, CA, 1991
- [61] Z. Michalewicz, Genetic Algorithms+Data Structure=Evolution Programs, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1996.
- [62] J. J. Grefenstette, “Optimization of Control Parameters for Genetic Algorithms” , IEEE Trans, Syst., Man, Cybern., Vo l. SMC-16, No. 1, pp. 122-128, 1986.
- [63] K. A. De Jong, “An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptive Systems” , Doctoral Dissertation, The University of Michigan, Ahn Arbor, Michigan, 1975.
- [64] G. Jin, Control System Design, Dason Press, 2010.
- [65] K. Ogata, Modern Control Engineering, 5/e, Pearson Education, Prentice

Hall, 2010

- [66] K. J. Åström, and T. Häggglund, PID Controllers: theory, design and tuning, ISA Press, 1995.
- [67] O. Aidan, Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules (3rd Edition), World Scientific, 2009.
- [68] D.E. Seborg, T.F. Edgar and D.A. Mellichamp, Process Dynamics and Control, John Wiley & sons, New York, 1989
- [69] Rivera, D.E., s. Skogestad and M. Morari, "Internal Model Control 4.PID Controller Design." Ind. eng. Chem. Proc. Des. & Dev., 25, 252-265, 1986.
- [70] D. Cooper, A. Houtz, Feed Forward with Feedback Trim For Improved Disturbance Rejection : The Feed Forward Controller, <http://controlguru.com/the-feed-forward-controller/>.
- [71] J. Smuts, A Tutorial on Feedforward Control, Control Notes-Reflections of a Process Control Practitioner, <http://blog.opticontrols.com/archives/297>.
- [72] D. Seok, T. Lee, T. Vinh, J. Won, S. Lee, S. Choi, "The Study on the Motion Control Platform using Real-time Software based Feed-forward PID Controller and Industrial Network Protocols," Conference Journal of The Korean Society of Mechanical Engineers, pp.1051-1056, 2011.
- [73] S. Jeong, J. Byun, S. Kim, J. Yoon, "Precise Temperature Control of Oil Coolers with Hot-gas Bypass Manner for Machine Tools Based on PI and Feedforward Control," Korean Journal of Air-Conditioning and Refrigeration Engineering, Vol.23 No.2 pp.111-119, 2011.
- [74] J. Byun, S. Jeong, "Design of PI and Feedforward Controller for Precise Temperature Control of Oil Cooler System, " Journal of the Korean Society for Power System Engineering, Vol.14 No.6 pp.89 ~ 95, December 2010.
- [75] Shinskey, F. g., Process Control system: application, design, and tuning, 4th ed. McGraw-Hill, New York, 1996, Chapter6

- [76] Smith, C.A., and A.B. Corripio, Principles and Practice of Automatic Process Control, 3rd ed., Wiley, New York, 2006.
- [77] H. Seraji, “A New Class of Nonlinear PID Controllers,” Proc. of 2000 IFAC Workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 2000.
- [78] C. Bohn and D. P. Atherton, “An Analysis Package Comparing PID Anti-windup Strategies,” IEEE Systems Magazine, vol. 15, no. 2, pp.34-40, 1995.
- [79] J. Cvejn, “Simple PI/PID Controller Tuning Rules for FOPDT Plants with Guaranteed Closed-Loop Stability Margin,” Acta Montanistica Slovaca, vol. 16, no. 1, pp. 17-25, 2011.

