

이승원
이진탁*

서울대
서울대

1. 서론

초전도 자석의 제어시스템은 초전도 흐일과 그레이츠 변환기 (Graetz type conveter)로 구성된 IC (inductor conveter)와 제어컴퓨터 그리고 입출력 장치로 구성된다.

초전도 자석의 전류는 극한 제어 되는데 먼저 DCCT를 통해 전류측정이 되면 기준 입력 전류와 비교해서 오차를 계산하고 보상을 위해서 전력변환기의 사이리스터를 동작시킬 게이트 펄스의 점호각 계산을 제어컴퓨터에서 해서 펄스 발생장치로 보내낸다.

그림 1은 초전도 자석 전류제어 시스템이다. 그런데 측정된 전류값과 기준입력전류의 비교에 의해 계산된 오차를 가지고 보상을 해주는 알고리즘은 여러가지가 있는데 일반적으로 PID 알고리즘이 많이 쓰이는데 시스템이 대형화되고 보다 정밀한 제어가 필요한 곳에는 새로운 알고리즘이 필요하다. 실제로 연구에 의하면 소형 초전도 자석은 저항과 인덕턴스를 측정하고 간단한 직렬회로 생각할 수 있으나 대형화되면 초전도 자석제어 시스템의 미개 변수가 변환기의

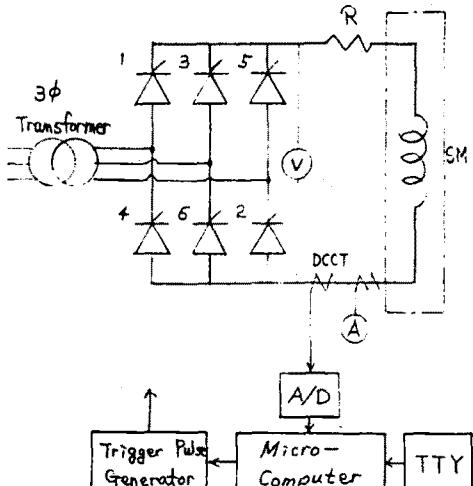


그림1. IC unit Control System

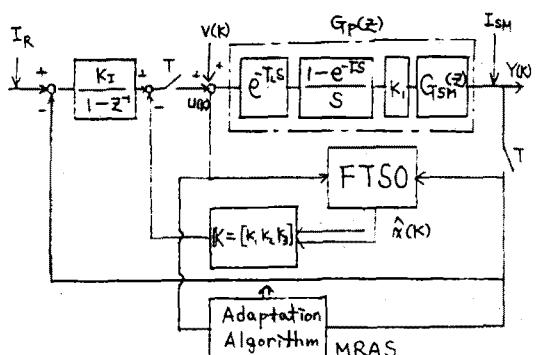


그림2. Block diagram of FTSC with MRAS

출력 전압과 초전도 자석에 흐르는 전류값에

따라 변화한다고 알려져 있다.

본 연구에서는 유한정정 제어 알고리즘을 도입할 때 응답도를 시뮬레이션 해보고 매개변수의 변화에 적응 할 수 있는 적응제어 (adaptive control) 알고리즘을 사용하여 매개변수 추적 (parameter tracking)이 됨을 확인하였다.

2. 본론

그림 2는 적응제어 알고리즘을 병행한 초전도 자석의 유한정정 제어 (FTSC) 시스템이다.

T 는 제어주기이며 3상 교류를 사용하므로 $\frac{1}{60}$ [sec] 또는 $\frac{1}{50}$ [sec]가 일반적이다. T_L 은 제어 컴퓨터의 계산시간인데 기종에 따라 다르다.

제어각에 따른 전력변환기의 출력전압식은

$$e_d = e_{do} \cos \alpha - 3x_c i_d / \pi - 2v_{th} \quad (1)$$

e_{do} : 무부하 무제어시 출력변압

α : 사이티스터 정호각

x_c : 정류 토큐턴스

i_d : 직류 출력전류

v_{th} : 사이디스터 순방향 전압강하

이므로 제어컴퓨터에서는 제어각은 (1)식으로

$$\text{부터 } \alpha = \cos^{-1} [(e_d + 3x_c i_d / \pi + 2v_{th}) / e_{do}] \quad (2)$$

을 계산해서 D/A 변환기를 통해 펄스 발생

장치로 보낸다. $G_{SM}(z)$ 는 소형 초전도

자석에서는 저항과 인덕턴스를 측정하고 적별

회로로 모델링해서 쉽게 계산할 수 있으나

대응량이 되면 등가회로에 의해 모델링을 하지

않고 임의의 입력전압에 대한 출력전류를 측정

해서 Z-transform에 의해서 구한다.

2.1 프로세스 모델

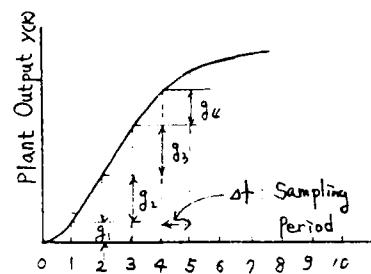


그림3. Typical unit step response of industrial process

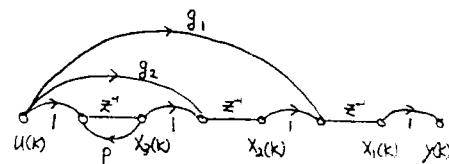


그림4. Signal flow diagram of the plant model ($n = 3$)

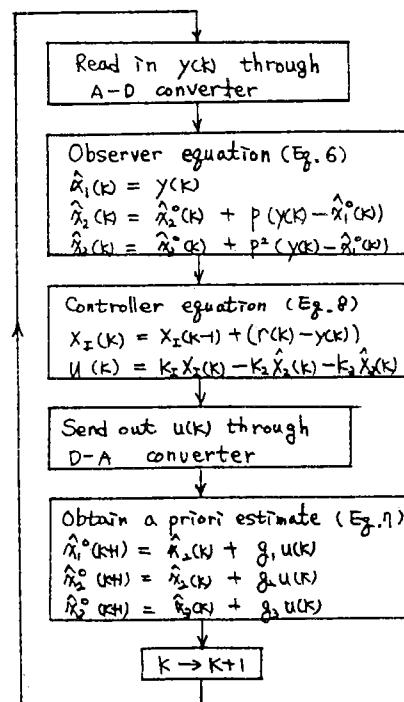


그림5. FTSC Algorithm

어떤 시스템이든 제어를 위해서는 그 시스템을 정확하게 모델링 하여야 한다.

본 연구에서는 단위계단 입력에 대한 응답을 S자 모양 응답 (S-shaped response) 으로 가정을 한다. (그림 3)

이때 전달 함수는

$$G_p(z) = g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2} + \dots + g_n z^{-n} / (1 - Pz^{-1}) \\ = (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}) / (1 - Pz^{-1}) \quad (3)$$

P : decaying factor

이 되고 이득이 K_p 일 때

$$P = 1 - \frac{g_n}{\sum_{i=1}^{n-1} g_i} \quad (4)$$

이다.

그림 4는 n=3 일 때 신호흐름도 (Signal flow diagram) 이다.

식 (3)의 상태 방정식은

$$X(K+1) = P X(K) + Q U(K)$$

$$Y(K) = C X(K) \quad (5)$$

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & P \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_n \end{bmatrix}, \text{and } C = [1 \ 0 \dots 0]$$

2.2 상태 변수추정을 위한 관측기 알고리즘
상태관제에서의 가장 큰 어려움은 각 상태를 바로 측정할 수 없는 것이기 때문에 상태를 추정해야 하는데 그 알고리즘은 아래와 같다.

$$\hat{X}(K+1) = \hat{X}^*(K+1) + f[y(K+1) - \hat{C}\hat{X}^*(K+1)] \quad (6)$$

$$\hat{X}^*(K+1) = P \hat{X}^*(K) + Q_u(K) \quad (7)$$

$$\hat{X}^*(0) = 0$$

$\hat{X}^*(K+1) : \hat{X}^*(K+1)$ 의

우선측정값 (priori estimate)

$$f = [1 \ P \ P^2 \ P^3 \ \dots \ P^{n-1}]$$

2.3 유한정정제어 알고리즘(FTSC Algorithm)

상태 구한 제어를 위한 제어식은

$$U(K) = K_I \sum_{i=0}^k [r(i) - y(i)] - \sum_{j=1}^n K_j X_j(K) \quad (8)$$

K_I, K_j : 제어 이득

X_j : (5)식에서 정의된 상태변수

K_I, K_j 의 계산은 아래와 같다.

$$K_I = \frac{1}{b_1 + b_2 + \dots + b_n} \quad \text{and}$$

$$K_I = 0, K_2 = K_3 = \dots = K_{n-1} = K_I \quad (9)$$

$$K_n = \frac{1}{g_n} [(1+P) - (g_1 + g_2 + \dots + g_{n-1}) K_I]$$

초전도 자석 전류제어 시스템의 모델링은

대개 $n = 3$ 으로 족하다.

$n = 3$ 일 때의 유한정정제어 알고리즘은 그림 5와 같다.

2.4 매개변수 추적 알고리즘

본 연구에서는 시스템 모델링의 오차를 줄이고 시스템의 매개변수가 변화할 때 이를 추적할 수 있도록 다음과 같은 적용 알고리즘을 병행하였다.

$$\hat{P}(K) = \hat{P}(K-1) + K_p [e(K) \hat{y}(K-1)] \quad (10a)$$

$$\hat{b}_i(K) = \hat{b}_i(K-1) + K_i [e(K) U(K-1)] \quad i=1, 2, 3 \quad (10b)$$

$$e(K) = \frac{y(K) - [\hat{P}(K-1) \hat{y}(K-1) + \sum_{i=1}^3 \hat{b}_i(K-1) U(K-i)]}{1 + K_p \hat{y}^2(K-1) + \sum_{i=1}^3 k_i U^2(K-i)} \quad (10c)$$

K_p, K_i : 적용 이득

2.5 시뮬레이션 결과

본 연구에서는 100KJ 규모의 초전도 자석의 데이터를 가지고 유한정정제어 알고리즘을 적용 시켰을 때의 단위 계단 입력 응답과 잡음에 대한 응답을 시뮬레이션하고 모델링이 틀렸을 경우

적용 알고리즘을 병행하여 매개변수를 추적해 보았다.

시뮬레이션의 데이터는

$$g_1 = 0.968, g_2 = 0.445, g_3 = 0.343$$

$$P = 0.997$$

$$b_1 = 0.968, b_2 = -0.52, b_3 = -0.1$$

일때 단위 계단 입력에 대한 응답은 그림 6과 같다. 그림 7은 단위 잡음에 대한 응답도이다. 그림 8은 모델링이 잘못 되었을 때 ($b_1 = 0.8$) 적용 알고리즘 (식 10)을 적용하였을 때의 출력과 parameter tracking 을 나타낸다.

3. 결과

시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 유한정정 제어를 적용 시켜 본 결과 만족스런 응답도를 확인하였고 적용 알고리즘을 병행함으로써 모델링 오차와 시간에 따른 시스템 변화에 재빨리 적용함을 알 수 있었다.

4. 참고문헌

- 1) D.M.Auslander, Y.Takahashi, M.Tomizuka:
Direct Digital Process Control, Proc.
IEEE 66, 2, 199(1978)
- 2) Y.Murakami, T.Taniguchi, T.Hirata, M.
Nishimura: Direct Digital Control of
a Superconducting Magnet, IEEE Trans.
MAG-18, P.866 (1982)
- 3) Y.Takahashi, M.Tomizuka, and D.M.Ausla-
nder, "Simple discrete control of in-
dustrial processes," Trans.ASME,Seri-
es G,J.Dyn.Sys., Meas.and Contr., Vol.
97,no.4,P.354,Dec.1975.

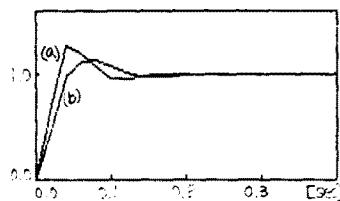


그림6. Unit step response(FTSC with FTSO)

$$(a) : G_p(Z) = G_{PM}(Z)$$

$$(b) : G_p(Z) \neq G_{PM}(Z)$$

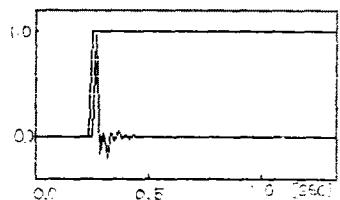


그림7. Response for unit step disturbance

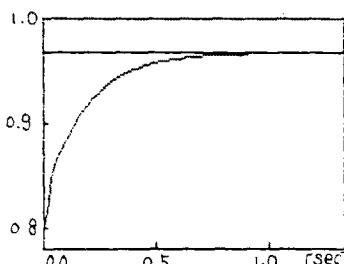
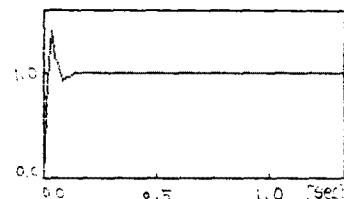


그림8. Parameter tracking by MRAS

(a) step response

(b) Parameter b_1 tracking

대한전기학회 1986년도 학제 학술 회의 논문집 1986년 7월 10일

- 4) Y.Murakami,M.Nishimura,T.Shintomi, and
M.Masuda,"Identification of control
system of Superconducting magnet,"
IEEE Trans.Mag., vol.MAG-17,no.1,p.525,
Jan.1981.
- 5) A.E.Bryson and Y-C Ho, Applied Optimal
Control. New York: Blaisdell ch.12,
sect.4,1969.
- 6) Yoan D.Landau,Adaptive Control. New
York : dekker.1979.