

海外論文紹介

卞 增 男*

● 時間적으로 變하는 媒介變數의 二段 推定 裝置

B. Wittenmark, "A two-level Estimator for time varying Parameters", Automatica, vol. 15, pp. 85~89, 1979

適應制御에서 未知變數의 推定은 重要한 問題이다.

이 推定에는 Kalman濾波器 또는 Extended Kalman濾波器가 흔히 쓰인다. 이들은 媒介變數가 서서히 變化할 때에는 좋은 結果를 내지만, 媒介變數가 빨리 變化할 때에는 推定器가 이 變化를 따라가기 어렵다.

이 論文에서는 새로운 試圖로서, 두 부분으로 構成된 推定裝置를 이용하여 時間적으로 빨리 變化하는 媒介變數의 推定에서 누적損失을 줄일 수 있음을 보였다. System의 媒介變數는 制御信號의 영향을 받지 않는다고 假定하였다.

推定裝置는 fine estimation을 위한 Kalman濾波器和 coarse estimation을 위한濾波器的 두 부분으로 나누어지는데, coarse推定器는 媒介變數의 變化를 빨리 따라가도록 하기 위한 것으로 有限개의 미리 定해진 model중에서 損失함수를 最少로 하는 model을 택한다. 그리고, 이 model이 정확히 測定 data와 一致하지 않을 때에는 fine 推定器를 이용하여 適應시킨다.

Coarse推定器에서 fine推定器에 情報를 주는 方法으로는,

- ① fine 推定器의 利得이나 covariance matrix를 變化시키는 方法
- ② fine 推定器의 다음 iteration에서의 初期값을 바꾸는 方法등이 있다.

數值例가 주워져 있으며, 그 結果는 다음과 같다.

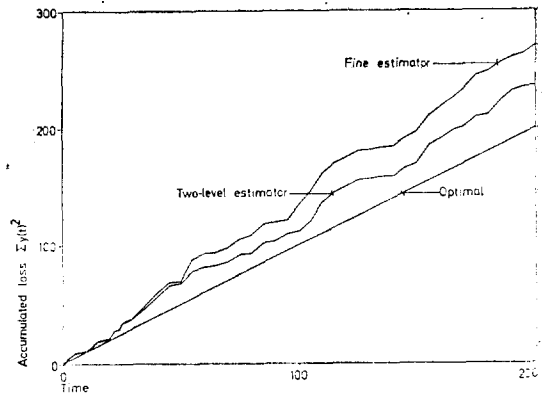


Fig. Accumulated losses when a self-tuning regulator is used with a two-level estimator and with only the fine estimator. The losses are compared with the expected loss which can be obtained when the parameters are known exactly.

二段 推定裝置에서 Kalman濾波器만 썼을 때보다 誤差의 分散은 적지만, 두개의 推定器를 使用하므로 制御裝置가 複雜해지고 iteration 時間이 길어짐을 考慮해야 한다.

● 三相 Bridge型 Thyristor 一整流器를 制御하기 위한 點火回路

B. Ilango, R. Krishnan, R. Subramanian, S. Sadasivam, "Firing circuit for

* 正會員: 韓國科學院 電氣·電子科教授(工博) 當學會編修委員

three-phase Thyristor Bridge Rectifier"
IEEE Trans. Vol. IECI-25, No. 1 Feb.
1978. Introduction

現在 産業用으로 使用되고 있는 一般的인 三相 SCR Bridge 整流器의 點火方式은, 等間隔의 點火 pulse (firing pulse)를 만들기 爲해서 6個의 똑같은 形式의 位相制御回路方式을 彩用하고 있다.

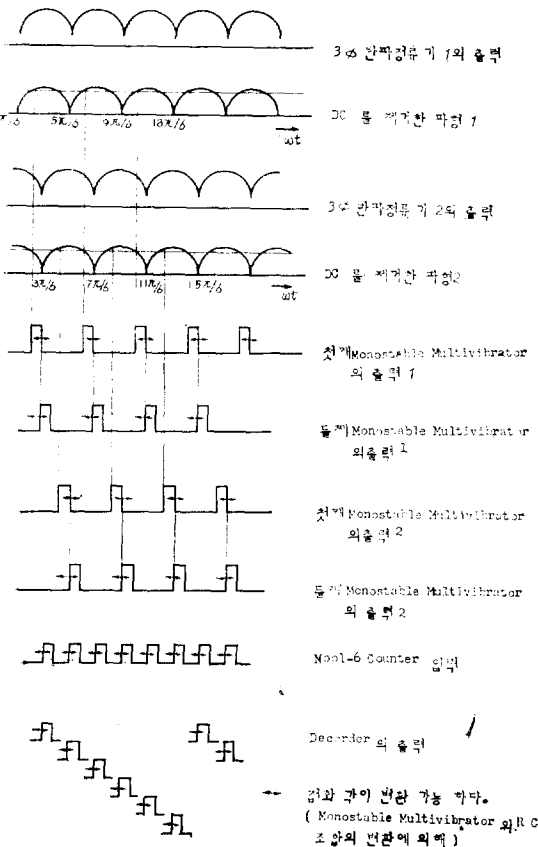
本 論文에서는 最少의 IC (Intepated Circuit)를 使用하여 部分品數를 줄이고 應答特性이 빠른 制御方式을 具現하는 方法을 提示하였는바 먼저 2次側의 中間에 Tap(탭)이 있는 3個의 單相變壓器의 2次側을 二重 星形結線(Double-star Connection)하고 6個의 diode를 利用하여, 位相이 서로 $\pi/6$ 만큼 다른 2種의 三相半波整流電壓을 얻고, 適節한 R-C組合을 利用하여 直流成分을 除去하여 역시 位相差가 $\pi/6$ 인 2種의 脈動電壓을 만든다. 이렇게 해서 만들어진 2種의 波形은, 各各 2個의 單一安定 multivibrator(Monostable-multivibrator)를 거쳐서, 內部的 R-C를 變換하므로써 點火

角이 變化될수 있는 360Hz(360Hz=60Hz×6)의, 電源과 同期된 puke가 만들어진다.

360Hz의 pulse波形은 Mod-6 counter에 設定되며 Decoder로서 適當한 SCR의 게이트(gate)에 必要한 Triggering pulse를 提供하며, 6個의 SCR과 三相電源과의 同期를 맞추기 爲해서, 한개의 單一安定 multivibrator와 微分器, 그리고 간단한 論理回路로 構成된 同期回路가 Mod-6 counter를 制御한다.

이때 負荷및 電源의 異常等에 對해 安定된 Triggering이 되도록 5kHz의 캐리어 주파수(Carrier frequency)로 變調되어 버퍼段 (buffer stage)을 거쳐서 各 SCR의 gate에 供給되도록 하였다. 이상에 설명된 내용을 그림 1에 요약하였다.

本 論文에서 提示한 方式은 全傳導期間中($\pi/6-\pi$) 制御가 可能하고 部品數가 적게 들며 制御信號에 對한 應答이 빠르다는 長點이 있으나, 이 方式을 Feedback loop를 利用한 位置나 速度를 制御하고자 할때 약간의 問題點이 예상된다. 즉, 著者가 提示한 方法에서 點火角을 조절하기 爲해서 monostable multivibrator의 R-C組合을 바꾸어야 하는데, 이러한 方法은 Open-loop 方式에서는 手動으로 可能하지만 Feedback 方式에서는 電壓등의 電氣의量이 制御信號이므로 적절한 變換器(Transducer)等의 使用 또는 特殊한 device (ex. variac etc)나 다른 制御方式을 첨가해야 되리라 생각된다.



<그림 1>

● 狀態依存 軌道이득을 利用한 線形 多變數 시스템의 非線形제어

LEONARD SHAW, "Nonlinear Control of Linear Multivariable Systems via State Dependent Feedback Gains," IEEE Trans. Automat. Contr., vol AC-24, No. 1, pp. 108-112 Feb 1979

本 論文에서 큰 誤差에 對해서는 빨리 反應을 나타내고, 작은 誤差(error)에 對해서는 천천히 反應을 일으키는 特性을 지닌 非線形 制御裝置의 設計 方法이 提示되었다. 여기서 提示된 制御方法은 概存의 狀態依存利得函數를 갖는 最適 線形 狀態制御方法을 變形하여, 遷移反應(Transient Response)이 바람직한 性質을 갖도록 하고, 또 閉回路 시스템이 安定(asymptotically stable)하게 되는, 多變數 시스템을 위한 非線形 制御裝置를 設計할 수 있음을 보여주었다.

提示된 方法의 가장 基本的인 아이디어는 設計變數로

서 settling time을 잡고, 이 變數가 現在의 error 狀態의 函數가 되게 하는 것이다. 즉 error 狀態의 크기에 대한 減少 函數(decreasing function)가 되게 하는 것이다. 이를 얻기 위해서, 本 論文에서는 Receding Horizon 方法과 Virtual Horizon 方法을 提示하였다. 制御 對象인 시스템이 線形多變數일때, 즉 $\dot{X}(t)=A \times (t)+Bu(t)$ 일 때, Receding Horizon 方法에서는 원하는 Settling Time을 얻기 위하여 먼저 最小化시킬 Performance measure를 다음과 같이 選擇한다. 즉,

$$J = \int_{t_0}^{t_0+T} u^T(\tau) R u(\tau) d\tau \quad (1)$$

동시에 $x(t_0+T)=0$ 를 만족 하도록 하는 最適 制御 함수 $u^0(t)$ 는 잘 알려진 最適制御理論에 依하여 아래의 形態를 갖는다.

$$u^0(t) = -R^{-1}B'e^{-A'(t-t_0)}w^{-1}(T) x_0 ; t_0 \leq t \leq t_0+T \quad (2)$$

여기서 W 는 다음의 식을 만족하는 解이다.

$$\frac{dw}{dT} = BR^{-1}B' - Aw - wA'; w(0) = 0 \quad (3)$$

②식에서 t_0 를 現在의 時間 t 로 바꾸고 x_0 를 $x(t)$ 로 바꾸면, (Receding Horizon의 概念) 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$u^0(t) = -R^{-1}B'W^{-1}(T)x(t) \quad (4)$$

이제까지, T 는 고정된 變수였었다. 이제 T 가 error 상태 x 가 커지면 감소하는 x 의 함수가 되도록 하기 위해서 다음의 Liapunov 함수를 $x(t)$ 의 크기의 측정치로 잡는다. 즉,

$$V(x, T) = x^T(t)W^{-1}(T) x(t) \quad (5)$$

그리고

$V(x, T) = F(T) - \text{㉔}$ 라고 놓는다. 이때 $F(T)$ 가 T 의 單調減少이도록 함으로써, V 가 커지면 T 가 작아지게 된다. 만약 $\frac{dF}{dT} < \frac{dV}{dT}$ 이고, T 가 ⑥의 根이면, 그때 $T(x)$ 는 error 狀態가 커지면 Horizon distance를 減少시키는 性質을 갖게 된다.

이제 $F(T)$ 를 選擇하는 方法이 定理로서 제시된다.

定理 1: 만약 $f(T)$ 가 單調減少 Scaler函數이고,

$$\frac{dw^{-1}(T)}{dT} - k \frac{f'(T)}{f(T)} w^{-1}(T) > 0 \text{ 이면 (단 } T_m < T < T_M), \text{ 이때 식 ⑥에 對한 根으로서의 } T(x) \text{는 } (T_m, T_M) \text{ 內에서 기껏해야 1개 存在한다. 그리고}$$

$$F(T) = c^2 [f(T)]^4$$

또한 만약 그러한 T 가 모든 x 에 對해서 存在하면, 그때 閉回路 시스템은 安定하다. (Asymptotically stable)

Virtual Horizon 方法에서는 定해는 安定도를 얻기

위해서 divergence인자를 performance measure에 첨가시킨다.

즉,

$$J = \int_{t_0}^{\infty} [x^T(\tau)Qx(\tau) + u^T(\tau)Ru(\tau)] e^{2\alpha(t-\tau)} d\tau; \alpha > 0$$

여기서 $(\alpha)^{-1}$ 가 Receding Horizon 方法에서의 T 와 비슷한 역할을 한다. 또한 제어 법칙을 유도하는 과정도 앞의 Receding Horizon 方法과 유사하다. 다만 Virtual Horizon의 경우는 Algebraic Equation을 풀면 되는데에 비해 Receding Horizon의 경우는 ③식의 미분방정식을 풀어야되는 점이 다르다.

本 論文에서 제시된 비선형제어장치의 제작에 있어서 전통적인 선형제어장치 보다 복잡하지만, 現在 유행하는 소형 Computer의 사용으로, 많은 비용을 들이지 않고도 제작할수가 있다.

Multiple-Microprocessor System의 버스 혼선과 메모리혼선의 분석

Kwok-Tung Fung, H.C. Torng "On the Analysis of Memory Conflicts and Bus Contentions in a Multiple-Microprocessor System" IEEE Transactions on COMPUTERS, Vol c-27, No. 1 Jan 1979

本論文은 費用이 가장적게드는 Multiple Microprocessor System을 만드는데 있어서 가장 어려운 문제 중의 하나인 버스혼선과 메모리혼선이 混雜해서 일어나는 혼선에 대해서 언급하였다. 해석적인 결과를 얻기 위해서 기준모델을 정의하여 사용하였으며 기준모델은 Instruction, 데이터 I/O의 3가지 종류에 대해서 정의하였다.

Instruction기준모델을 다음과같은 방법에 의해서 정의하였다. 3개의 μP 를 사용하는 경우, Multiple Microprocessor System에 의해서 한 기간마다 수행되는 기능을 집합의 형태로 표시하면,

$$[(1), (2, 3, 4), (5, 6, 7) \dots (25)] \dots \quad (1)$$

즉, 첫번째 기간에서는 "1"이라는 기능을 수행하고, 두번째 기간에서는 "2", "3", "4"라는 기능을 3개의 μP 가 나누어서 수행하는것을 표시하고 있다. 한 기간에서 각각의 기능을 수행할때 필요한 Instruction을 여러 Memory에서 가져오기 위해서 필요한 μP clock cycle의 갯수를 조사하여서 한 기간을 수행하는데 필요한 시간 N_i 및 단위기간당 μP clock cycle의 갯수

N_u 를 적당히 정해서 이 방법에 대해서는 부록에서 설명하고있다. -기준벡터를 정할수 있다. 예를 들어서 ①에서 표시한 기능의 집합에서 두번째 기간에서의 기준벡터는 다음과 같이하여 정한다. ($N_u=3$ 인 경우)

두번째 기간.

기능	Number of instruction reference	μP Cycle
2	$R(1)=7$	11
3	$R(2)=7$	11
4	$R(3)=41$	64

두번째 기간의 $N_i=64$

$$N_{ci} = \frac{N_i}{N_u} = \frac{64}{3} \text{ 기준벡터 } S=(S_1, S_2, S_3)$$

$$S_1=Q\left(\frac{R(1)}{N_{ci}}\right), S_2=Q\left(\frac{R(2)}{N_{ci}}\right), S_3=Q\left(\frac{R(3)}{N_{ci}}\right)$$

$Q(x)$; x 의 값을 반올림하여 정수로 정한값.

위와같이 정하면 기준벡터 $S=(0,0,2)$ 이 때, 많은 기간에서 각각의 기준벡터를 구하면 같은종류의 기준벡터들도 나올수 있는데, 이때 다른 종류의 기준벡터들의 집합을 Instruction 기준모델로 정의하였다(Data, I/O기준모델도 같은 방법으로 정의할 수 있다.) 이 모델을 기준으로 하여서 각기의 기준벡터가 여러개의 Memory Unit를 Reference하는 과정을 구하여서 하나의 Memory Unit를 여러개의 μP 가 Reference하는 경우에 일어나는 메모리 혼선을 해석적으로 구할수 있으며, Held-up Instruction Reference의 갯수를 구하여서 Instruction과 Data reference에 의해서 일어나는 메모리혼선을 다음과 같이 표시하였다.

$$F_m = \frac{r_i h_i + r_d h_d}{1 + r_i h_i + r_d h_d}$$

$r_i(r_d)$: 혼선을 고려하지 않을경우에

μP 가 reference하기 위해서 Instruction (data) memory cycle을 사용할 확률

$h_i(h_d)$: Held-up instruction (data) reference의 갯수

위와 유사한 방법으로 버스혼선과 메모리혼선이 합 일어나는 혼선의 수치 F_{ms} 를 표시하였고, 이 수식에서 부터, 버스의 Bandwidth를 크게 함으로써 $F_{ms} \approx F_m$ 이 되는과정을 보였고, Memory Mapping에 의해서 메모리혼선을 줄이는 과정을 설명하였다.

● 비선형 最適제어 문제에 있어서 변형된 성취도 색인(Performance Index)을 利用한 상호작용 안배 알고리즘(Interaction-Coordination Algorithm)

Y. NISHIKAWA, T. OJIKAWA, H. SHIMAZUTSU & M. OKUDAIRA: An Interaction coordination Algorithm with modified Performance Index for Nonlinear Optimal Control Problems. [Journal of Optimization Theory and applications: Vol. 25, No. 2, June 1978]

本論文은 非線形 다이나믹스의 多重계층 제어의 안배 알고리즘을 제안하였다. 여기서 다루는 전체의 시스템은 비교적 강한 상호작용을 가지거나 또는 비교적 강한 비직선성을 갖는 또는 그 모두를 갖는 서브시스템으로 구성되어 있다. 여기에 제시된 아이디어는 시스템의 상호작용과 비선형성에 관계된 시스템의 변수들을 인위적으로 도입한 상호 작용변수로 대체하고 전체 시스템을 보다 작고 단순한 서브시스템(Subsystem)으로 분해하는 것이다. 그러나 분해된 서브 시스템들이 전체 시스템에 대해 최적인 해를 만들었다는 것을 보여주기 위해서는 상호작용-균형 법칙이 만족되어야 한다. 즉 상호작용 변수와 시스템에 있어서의 대응하는 변수가 실제적으로 같아져야 한다. 따라 本論文은 전에 몇 저자에 의해 제안된(참고문헌 5-6) 상호작용 안배 알고리즘을 확장하여 상호 연관이 강한 시스템이나 비선형성이 강한 시스템에 응용할수 있도록 하는 목적을 두고 있다. 본 알고리즘의 근본개념은 첫째 계층에서 상호 작용이나 비선형성을 시스템의 변수로서 생각하는 것을 배제하고 성취도 색인을 변형하여 본 알고리즘의 수렴을 개선한다. 웨이트(Weight)라고 불리는 2개의 인위적인 매개변수를 도입하여 성취도 색인을 수정한다. 이런 변형은 성취도 색인을 약간 증가시키면서 초기단계에서 많은 제어능력을 갖게한다. 상호작용 변수는 일정한 간격 α 로써 상호작용-균형이 이루어 질때까지 그라디언트(gradient)방법에 의해 수정된다. 예를 들어 다음 (1)식에 표시되는 비선형 제어 시스템의 경우를 보여주고 있다.

$$\dot{x} = A(t; \epsilon)x + B(t)u + \epsilon f(t, x) \quad x(t_0) = x_0 \quad (1)$$

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^t [xQ(t; \epsilon)x + u'R(t)u] dt \quad (2)$$

단, x ; n 차 상태변수

u ; m 차 제 7 변수(크기는 제한되지 않았음)

A ; $n \times n$ 매트릭스

B ; $n \times m$

Q ; 대칭이며 t 에 대해 연속인

positive Semidefinite 매트릭스

R ; Q 와 같으나 positive definite

f; 비선형 벡터함수

c; 서브시스템끼리의 상호연결이나 시스템 비선형성을 나타내는 매개변수.

(1)식에 표현된 시스템은 다음과 같이 2개의 서브시스템으로 나누어지는 모양으로 쓸수 있다.

$$x=(x_1', x_2')' \quad u=(u_1', u_2')'$$

$$f(t,x)=[f_1'(t, x_1, x_2), f_2'(t, x_1, x_2)]'$$

$$A(t;\epsilon)=\begin{bmatrix} A_{11} & \epsilon A_{12} \\ \epsilon A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad Q(t;\epsilon)=\begin{bmatrix} Q_{11} & \epsilon Q_{12} \\ \epsilon Q_{12}' & Q_{22} \end{bmatrix}$$

$$B(t)=\text{diag}(B_{11}, B_{22}) \quad R(t)=\text{diag}(R_{11}, R_{22})$$

단 x_1 ; n_1 차 서브 상태변수

x_2 ; n_2 차 서브 상태변수

u_1 ; m_1 차 서브 제어변수

u_2 ; m_2 차 서브 제어변수

$$n_1+n_2=n, \quad m_1+m_2=m$$

여기에 새로운 벡터변수 $w=(y', q')'$ 를 도입하여 (2)식의 성취도 색인을 다음과 같이 변형 한다.

$$J=\frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [kx'Qx - (k-1)y'Qy' + (1/\beta)u'Ru + (1 - 1/\beta)q'E'q] dt \quad (3)$$

단, $E \triangleq BR^{-1}B'$

K, β ; 양수의 스칼라 매개변수.

이러한 변형된 J수를 사용하는 것이 이 알고리즘이 수렴하는데 매우 효과적임을 보여주고 있다. 여기서 웨이트(Weight)라고 불리는 $w=(y', q')$ 의 선정이 전체 계산 시간을 결정하는 중요한 요인이 되고 있다.

(1) 첫째 계층의 계산

첫째 계층에서는 둘째 계층으로부터 예측된 웨이트 kz_i 에 의하여 선형화한 문제를 풀게된다. 즉 $z_i=(x_i', p_i')$ 로 놓고, (단, p_i 는 식(3)에서 정의된 Hamiltonian에서의 Cosfate vector)

$^kz_i(t)$ 의 해를 구한다. (단, k 는 반복횟수)

(2) 둘째 계층의 계산

첫째 계층의 계산이 끝나고 상호작용 균형이 아직 얻어지지 않았다면

$^k\gamma_i \triangleq ^kz_i(t) - ^kw_i(t)$ 를 계산하여 새로운 웨이트

$^{k+1}w_i(t) = ^kw_i(t) + \alpha^k \gamma_i(t)$ 를 만들어 내는데 이때 성취도 색인은 $\gamma_i(t)$ 가 영으로 만들어지도록 만든다. 즉

$$G \triangleq \left\{ \left[1 / (2n(t_f - t_0)) \right] \sum_{i=1}^2 \int_{t_0}^{t_f} \gamma_i'(t) \gamma_i(t) dt \right\}^{1/2}$$

단, i ; 서브시스템 색인,

제일 처음 계산을 시작할때 최초의 추측 $w_i(t)$ 는 $\epsilon=0$ $w_i(t)=0$ 로 놓고

첫째 계층의 계산을 하여 얻는다.

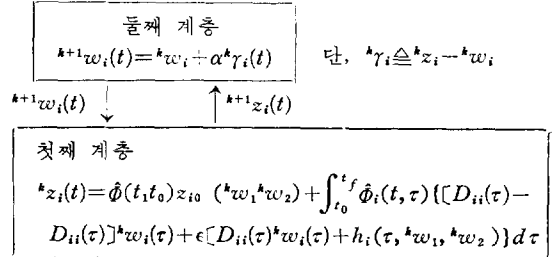
즉 $w_i(t) \triangleq \hat{\phi}_i(t, t_0) z_{i0}(0, 0)$

단, $\hat{\phi}_i$ 는 변형된 선형 시스템의 fundamental ma-

trix

이상의 관계를 그림으로 나타내면 다음과 같이 되겠다. (그림 1)

저자는 수열 $\{^kz_i(t)\}$ 와 $\{^kw_i(t)\}$ 가 어떤 주어진 조건 안에서는 균일하게 $z_i^k(t)$ 라는 한계치함수로 수렴함을 7페이지에 걸쳐 증명하고 있다.



↑ 변형된 선형 시스템.

(그림 1)

이 알고리즘의 실제 응용으로서 다음식을 사용하였다.

서브시스템 1 $\dot{x}_1 = x_2$

$$\dot{x}_2 = x_1 - \epsilon [2x_4 + x_1 / (x_1^2 + x_3^2 + x_5^2)^{3/2}] + u_1$$

서브시스템 2 $\dot{x}_3 = x_4$

$$\dot{x}_4 = x_3 + \epsilon [2x_3 - x_3 / (x_1^2 + x_3^2 + x_5^2)^{3/2}] + u_2$$

서브시스템 3 $\dot{x}_5 = x_6$

$$\dot{x}_6 = -\epsilon x_6 / (x_1^2 + x_3^2 + x_5^2)^{3/2} + u_3$$

*minimum-fuel transfer of a low-thrust propulsion vchicle between circular orbit

다음 그림(2)는 여러 ϵ 값과 $k|_{\beta=1}$ 의 값에 대해 T에 따른 G의 변화를 나타내 보인다. 그림 (3)은 여기에 제시된 방법과 의사 선형화(quasi-linearization) 방법에 의한 것과의 G의 변화를 비교하고 있다.

본 논문의 결과는

(1) 여기에 제시된 방법에 의한 해는 원래의 것과 일치하였다.

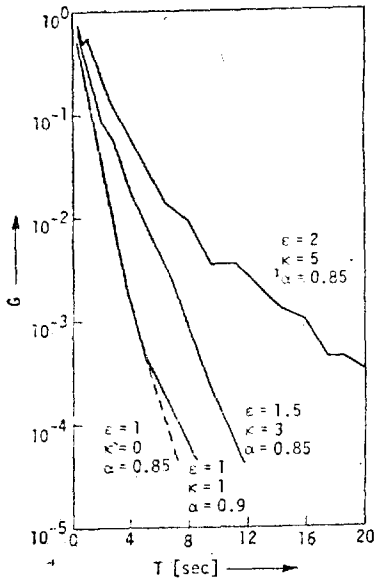
(2) 원래 알고리즘이 수렴하지 않는 경우에 있어서도 웨이트를 잘 택함으로써 수렴 시키는 것이 가능하다.

(3) 웨이트를 적당히 선택하던 수렴 속도가 증가하고 스탭크기 α 의 사용 가능한 변화범위를 넓힐 수 있다.

(4) 적당한 조건하에서는의 사선형화 방법보다 빠른 수렴 속도를 갖는다. 라고 결론 냈고 있다.

시스템이 더욱 복잡하거나 제어 시간간격이 본 논문에서보다 훨씬 길때에는 여기 제시된 방법은 수치적인

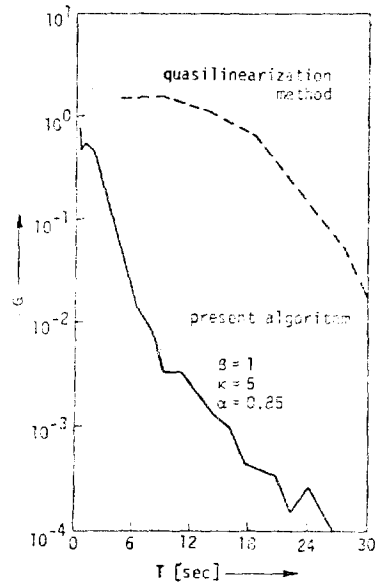
오차가 많아지게 된다. 이런 경우에는 전체 제어시간 간격을 여러개의 서브인터벌(sub interval)로 나누어서 독립된 亞問題로 만들어 그 해가 전체문제의 해에 접근하도록 하게 한다. 그러한 알고리즘을 시간분해 알고리즘(time-decomposition algorithm)이라고 부르는데 독립된 논문으로 다시 발표할 예정이라 한다



$\beta=1$ 일때 K 와 ϵ 변화에 따른 G 의 시간 T 에 따른 변화

참 고 문 헌

1. NISHIKAWA, Y., SANNOMIYA, N. and OJIKAWA, T. an algorithm of Interaction Coordina-



$\epsilon=2$ 일때 현재 제시된 방법과 의사 선형화 방법에 의한 것과의 비교

tion in Multilevel Control of Nonlinear Systems, Memors of Faculty of Engineering, Kyoto Univ. Kyoto, Japan, vol 36 part 1, pp. 46-59 1974.

2. Ojika, T. Dc composition and Coordination algoithms for the optimal contral of nonlinear Dynamical Systems Kyoto Univ. Kyoto Japan Dept. of Electrical Eng. ph D. Thesis 1975.