

칼만 필터를 이용한 CSI-FED 유도 전동기
DRIVE SYSTEM의 강인성 설계

백형리 이기용* 백광선
조선대학교 대우모터공업(주)

ROBUST DESIGN OF A CSI-FED INDUCTION MOTOR
DRIVE SYSTEM USING THE KALMAN FILTER

Hyeong-Lae Baek Gie-Yong Lee* Kwang-sun Baik
CHO-SUN UNIVERSITY DAEWOO ELECTRIC MOTOR INDUSTRIES LTD, Co.

ABSTRACT

This paper is an application of Modern control Theory to the control of a current-source inverter (CSI) fed Induction Motor Drive System. A Linear Quadratic-Gaussian (LQG) scheme is developed, in which the Kalman Filter is tuned for high robustness by a method due to Doyle and Stein(8). The design is carried out for a sample system and the robustness by analysis and computer simulation.

1. 서 론

종래에 속도제어를 하기 위해서는 직류 전동기가 사용되어 왔으나, 최근 전력전자의 발달로 정지형 전력변환기가 발달하게 되었고, 이에따라 속도제어 시스템에 유도 전동기의 사용이 증가하고 있다. 속도 제어를 하는데에는 속도응성이 중요시 되므로 속도제어 시스템에 전류형인버터가 많이 사용되고 있다. 전류형 인버터로 속도제어를 하는 경우 항상 불안정 영역에서 동작을 하므로 속도 궤환 제어를 해야한다. 특히, 부하 변동등과 같은 외부의 외란에도 항상 원하는 속도로 일정하게 유지하기 위해서는 속도 제어 루우프가 반드시 필요하다. 이러한 제어 루우프의 구현에 있어서는 종래의 아나로그방식보다는 마이크로 프로세서를 이용한 디지털 방식이 계속 확대되는 추세에 있다. 이와 더불어 이러한 유도전동기 속도 제어 시스템에 대한 특성해석과 더 좋은 특성을 내기 위한 궤환 루우프에 대한 연구가 진행 되어 왔다. 1)우수한 과도특성을 내기 위하여 복잡한 제어 방식이 부분적으로 연구되고있으나, 현실적으로 구현시키기가 매우 힘들기 때문에 비교적 특성이 좋은 슬립주파수 제어 방식이 사용되고 있다. 이렇게 슬립주파수 제어 방식을 제어 루우프에 사용할 경우 제어기의 이득(gain) 선정이 시스템의 안정도는 물론이고, 과도 특성에도 큰 영향을 미치게 된다. 이러한 이득은 강인성 안전영역 내의 것으로 선정해야 더 나아가서는 강인성이 좋은 최적이득으로 선정하는 것이 바람직하다. 최적이득을 얻으려면 먼저 제어기 이득을 포함한 전체 시스템을 수식으로 표현할수 있어야 하며, 다음으로는 최적화에 대한 기준으로 적절한 평가 함수(cost functional)를 설정하고 여기에 리카티 방정식을 적용하여 안정도를 분석 하고있다. 국내에는 유도 전동기를 간단한 1차 내지 2차의 전달함수로 표현하여 제어기를 포함하는 폐루우프 전달함수를 구한후 원하는 이득여유(gain margin)를 가지는 제어기 이득으로 결정하는 논문들이 발표 되었다. 2,3)

이러한 해석 방법은 실제 시스템과 모델링오차가 크며 제어 루우프내에 다수의 제어기가 있을 경우 각 제어기마다 전달함수를 구해야 하는 상당히 복잡한 계산이 요구되며, 더구나 디지털 시스템인 경우는 이 어려움이 더욱 심화된다. 4) 본 논문에서는 유도전동기의 특성을 간략화함이 없이 5차의 방정식으로 비교적 정확하게 표현하여 실제 시스템의 특성에 더욱 근접시켰으며 제어 루우프까지 포함시킨 전체시스템을 상태방정식 형태로 표시하고 여기에 칼만필터를 적용함으로써, 강인한 특성을 가지도록 구성하였다.

2. MODELLING

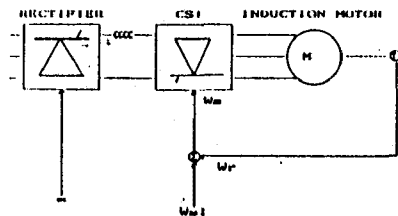


그림.1 시스템의 개형도

그림.1은 전류형 인버터의 속도 제어 루우프중 가장 일반적인 슬립 주파수 제어 방식을 나타내었다. 이 시스템을 식으로 표현하기 위하여 먼저 전동기 속도로 회전하는 d-q축을 기준속도로 하는 유도 전동기의 전압-전류방정식에 전류형인버터까지 포함시킨 식은

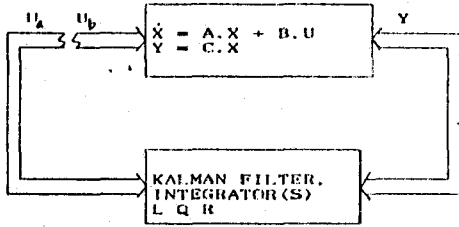
$$\begin{bmatrix} \dot{V}_d \\ \dot{V}_q \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r L_s \\ \omega_r L_s & -R_s \\ -\omega_r L_r & -R_r \\ -\omega_r L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r L_s I_q \\ -\omega_r L_s I_d \\ R_r I_d \\ R_r I_q \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

단, $R' = R_s + (\pi/18) R_f$
 $L' = L_s + (\pi/18) L_f$
 $V_r = (3\sqrt{3}/\pi) V_m \cos \alpha$
 여기서 V_r 는 정류자 출력 전압이고, V_m 는 최대 최대 공급 전압이다. R_f 와 L_f 는 필터(링크)의 저항과 인덕턴스를 나타낸 것이다. 것이다. 전동기 발생 토크는 $T_e = (3/4) P M I_{qs} I_{dr}$
 $= T_1 + (2J/P) p \omega_r + (2f/P) \omega_r$ (2.2)
 이며, T_1 는 부하 토크이고, J 와 f 는 전동기와 부하의 관성 모멘트 및 마찰 계수이다. P 는 전동기 극수, p 는 미분 연산자이다. 미분 방정식을 풀기 위한 정류자 출력 전압은 $V_r = (3\sqrt{3}/\pi) V_m \cos \alpha$ 이고, 정류기의 소오리액턴스를 무시하면, 동기속도는 식 (2.3)으로 나타낼 수 있다.

전달행렬로 그림 3을 이용하여 구할 수 있다. 특히 강인성은 식(3.11)에 의해 계산될 수 있는 것으로

$$\rho = \min F(\omega) \quad (3.11)$$

여기서 식(3.11)은 가능하면 큰 값이어야 한다. (8)



Ua(s) = Gc(s) * Ub(s)
그림 3. LOOP 전달 행렬 개요

3.5 DESIGN ADJUSTMENT PROCEDURE

모든 상태에서 동작하는 LQR를 설계하는데 있어, ρ는 충분히 큰 값이지만, 관측기나 예측기가 LQR에 포함되어 있으면 일반적으로 그 값은 줄어들게 된다. (8)

Doyle와 Stein이 기초한 설계 조정 과정을 통해(9) LQR을 설계하면, ρ는 충분히 큰 값이 되며, full-state LQR에 의한 시스템은 점근적으로 정상상태에 도달한다. 이 과정을 통하여, 칼만 필터의 설계에 있어 noise 행렬 Q와 R은 다음식(3.12), (3.13)과 같이 선택된다.

$$Q = E_f \text{var}[w] E_f^T + B_f V B_f^T \quad (3.12)$$

$$R = \text{var}[\mu] \quad (3.13)$$

여기서 ρ > 0과 V는 positive definite 대칭 행렬이고, β가 ∞로감에 따라 부우프 전달 행렬 Gc(s)와 ρ는 공칭 PLANT 전달함수가 최소라면 full-state LQR 설계의 전달 함수에 접근한다.

강인성회복은 noise 성분이 나빠지는 대신 이루어지고 이 noise 성분은 식(3.4)의 해인 오차-공분산 행렬과 S의 큰 요소로 나타난다. 그러므로 설계하는 동안 이것들을 적절히 선택해야 한다.

3.6 폐LOOP선형 SYSTEM

아래방정식은 구성I, 구성II를 위해 그림2로부터 직접 나타낼 수 있으며, 방정식(3.1)을 다시 구성한 후, 이것을 근거로 선행화 동작점으로 Interface-operating point를 사용한다.

$$\dot{X} = A_c X_c + B_c r + E_c [W \mu] \quad (3.14)$$

$$Y = C_c X_c + F_c [W \mu] \quad (3.15)$$

구성I과 구성II에 대하여 식(3.16), (3.17)로 나타낼 수 있으며, 계수행렬의 세부 사항들을 여기서는 생략한다.

구성I에 대하여

$$Xc1 = [X \ Xc1] ^T, \quad r = [r1] \quad (3.16)$$

구성II에 대하여

$$Xc1 = [X \ Xc1 \ xc2] ^T, \quad r = [r1, r2] ^T \quad (3.17)$$

본 논문에서는 페루우프 선형시스템에 대해 안정도 연구와 시뮬레이션이 실행된다. 이 시스템은 실제 페루우프 비선형 시스템과 근사하게 된다.

그러나, 이것은 실제 PLANT 상태가 Interface operating point으로부터 멀리 떨어져 있지 않을때 성립한다 (이 Interface operating point도 앞에서 언급된 것처럼 공유동작점이다.)

4. 설계 및 시뮬레이션

3절에서 개괄적으로 논의된 설계 방법이 샘플시스템에 적용되고 세부 사항을 표.1에 나타낸다. 이것을 해석하기 위하여 PLANT 전달함수 행렬을 식(4.1)으로 나타낸다.

$$G(s) = C(sI_n - A)^{-1}B \quad (4.1)$$

주어진 PLANT 전달함수 행렬에는 단지 하나의 transmission zero를 가지고 있고, 이 0는 Vro와 Wro가 아닌 Ws1에 의존한다. 이 계산에 의하면, 매개변수들의

nominal한 값들에 대하여, 0 < Ws1o < 2.55일때 G(s)는 최소가 되고, Ws1o > 2.55일때는 최소가 되지 않는다. 선택된 설계 동작점은 Vro = 198.8V, Ws1o > 2, Wro = 275이고, iqso, iqro, idro, T1o의 값은 61.5A, -21.5A, 27.6A, 74 N-m로 각각 나타난다. 칼만 필터와 LQR를 설계하는데 사용되는 A, B, E, C 행렬은 식(2.6) ~ 식(2.9)을 이용하여 계산할 수 있으며, 설계 동작점과 PLANT 매개변수의 공칭값들을 사용한다 A행렬 고유치는 -2.87 + j 3.64, -8.21 + j 55.86이고 결과적으로 G(S)의 transmission-zero는 -1.01이다. 나중에 지시된 대로 3.5절에 주어진 설계조정 과정이 적용 가능하다는 것을 알 수 있다.

표. 1 모델링 구동 SYSTEM

NAME-PLATE MACHINE DATA
25HP 4P 3-PHASE Y-CONNECTED 60Hz 230V 64A 1735 RPM

구동 SYSTEM의 공칭요소

rs=0.0788 Ω	Lr=0.0159 H	f=0.0056 Nms/rad
rr=0.0408 Ω	M=0.0147 H	Lf=0.0146 H
Ls = 0.0153 H	J=0.0316 N-m	Rf=0.091 Ω

* 특별히 규정된 것 이외는 Ws1, Wr, Ws, Ws1o, Wro, Wso, ΔWs1, ΔWr, ΔWsl, r1, r2의 각각의 단위는 전기각속도이다.

4.1 구성I를 이용한 설계

LQR : 성능지수 Q1과 R1를 다음과 같이 선택할때,

$$Q1 = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 14 \end{bmatrix} \quad R1 = 12 \quad (4.2)$$

계산된 이득 행렬 K는 (4.3)과 같다.

$$K = \begin{bmatrix} 0.043 & 0.046 & 3.304 & 1.015 & -0.999 \\ 31.674 & 0.042 & 0.091 & 0.047 & -0.049 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

KALMAN FILTER : W, μ1, μ2의 표준편차는 각각 3.7N.m, 0.1A IORPM(또는 2.09 elect rad/s)의 임의 상수로 추정할 수 있다. 또한, μ1과 μ2는 독립변수라고 가정한다. 따라서,

$$\text{var}[w] = (3.7)^2, \quad \text{var}[\mu] = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 4.39 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

full-state 실행에 상용하는 ρ는 1.0임을 알 수 있다 이치럼 β와 행렬 V사이에는 무한히 많은 경우의 조합이 가능하다. 큰 ρ와 좋은 감응 성분이 상호 대립하는 경우 그 요구에 최대한 만족하도록 하나를 선택한다는 것은 매우 어렵다. 그래서 임의로 β = 0.1,

$$V = \begin{bmatrix} 1000 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

라고 했을때, ρ = 0.815가 된다. F(w)대 W의 도표를 그림4에 나타낸다. 칼만 이득행렬 Kf와 공분산 행렬 S는 아래(4.6)과 (4.7)에 나타낸다.

$$Kf = \begin{bmatrix} 39114 & -0.528 \\ -36034 & -40.46 \\ -146.97 & 48.78 \\ -231.93 & 170.28 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$S = \begin{bmatrix} 391.4 & -360.3 & -1.5 & -2.3 \\ -360.3 & 489.6 & -179.5 & -177.6 \\ -1.5 & -179.5 & 220.5 & 214.1 \\ -2.3 & -177.6 & 214.1 & 747.5 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

안정도 분석

페루우프 선형 시스템의 안정도는 Ac1행렬의 고유값을 결정하여 분석할 수 있다. PLANT 매개변수들이 자체의 공칭값에 일정하게 유지되면, 변화하는 선형화동작점에 대한 안정도 해석을 통하여 그림.5에 나타난 것처럼 안정도 경계인 ws1o ≥ 2.6를 구할 수 있다. 그러나, 페루우프 선형 시스템은 Vro, Wro와 관계 없이 불안하며, Ws1o가 고정되어 있을때, Wro-Wro 평면에 있어 일정 Teo 그래프는 직선이다.

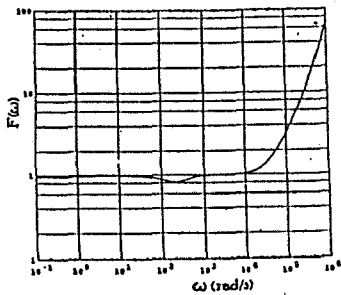


그림4. THE PLOT OF F(W)

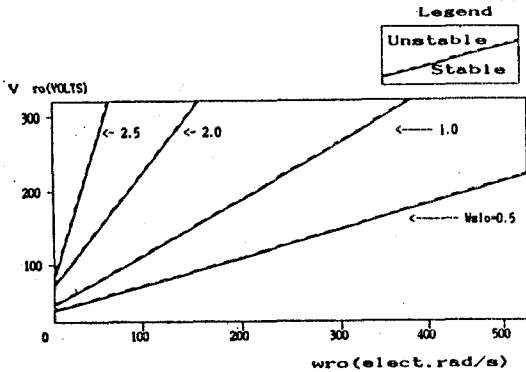


FIG.5 CLOSE-LOOP STABILITY WITH OPERATING POINT-VARIATION

그림.5에 나타난 직선들을 각 Wslo 값들에 대한 일정 Teo의 직선이다. Wslo = 0.5, 1.0, 2.0, 2.5의 직선에 상응하는 Teo의 값은 76, 151, 304, 382N-μ에 근사한 값이다. 그림.5에서 Wslo = 2.0일 때 Teo ≤ 304 N.μ 이면 페루우프 선형시스템은 안정하다.

구성I에 있어 일반적으로 ui과 Wsli는 안정상태에서 0이 아니며, 새로운 정상 상태에 상응하는 새로운 Interface-operating point를 얻으면서 Wsli가 2.6보다 크게 되어 페루우프 선형 시스템은 불안정하게 된다. 그러므로 명백하게 ui이 정상 상태에서 적절한 값을 가질 필요가 있다. 이것은 구성II를 사용하여 제어기를 재설계하므로써 달성될 수 있다.

4.2 구성II를 이용한 설계

LQR : 성능지수 Q1과 R1를 선택하여 나타내면(4.8)과 같다.

$$Q1 = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix}, R1 = I_2 \quad (4.8)$$

이것으로 산출하면 K는 아래와 같다.

$$K = \begin{bmatrix} 0.04 & 0.044 & 3.301 & 1.015 & -0.999 & -0.049 \\ 31.725 & 0.097 & 0.0163 & 0.048 & -0.049 & 0.999 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

KALMAN FILTER : 잡음성분을 선택하는 것은 구성I과 동일하다.

ρ와 V를 동일하게 선택하면, ρ = 0.815가 되어 똑 같아지고, Kf는 동일하게 된다. F(w)의 그림도 그림4와 거의 동일하다.

안정도-분석

4.1절에서의 것과 유사한 안정도해석을 통해 그림.5의 것과 매우 유사한 경계선들을 얻을 수 있다. 그러나

주요한 차이점을 언급하면 Wslo=2.0이고, 페루우프 선형 시스템이 안정한 초기 동작점의 경우와 기준입력 r1≠0, r2=0이 적용되었을 경우 가정하면, interface-operating point이 새로운 정상 상태(제어기 동작으로 달성된)에 상응하는 값으로 변환된 후, 새로운 페루우프 선형 시스템은 Tec ≤ 304 N.μ 동안은 안정하다.(이것은 전부하 정격 부하로오르가 100N.μ일

경우이다.) 이 예플 근거로 구성II를 이용할 경우 페루우프 선형 시스템의 안정도 특성은 크게 개선되는데 그것은 Wsli이 정상 상태에 적당한 값으로 바뀌기 때문이다. 안정도 해석은 매개변수가 그들의 공칭값으로부터 근사하게 벗어났다고 가정하므로써 이루어진다.

rs와 rr의 값이 20%증가하고, Ls, Lr, M의 값이 10%로 증가했을 때 Wslo≥2.9이고 각각 Wslo = 0.5, 1.0, 2.0, 2.5, Teo = 69, 139, 274, 339 N.μ에 상응하는 경계선에서 페루우프 선형 시스템은 불안정하다.

표.2 시뮬레이션 DATA

경	초기동작지점	중요(W)	r1	r2	PLOT FOR Y2
1	Wslo Vro	Wro E(w) var(w)	100	0	FIG.6
2	2.0 46.8	250 0 (0.25) ²	0	0	FIG.7
3	2.0 269.0	377 10 (1.0) ²	0	0	FIG.8

4.3 시뮬레이션

앞절에서 논의된 구성II의 설계는 디지털 컴퓨터를 이용하여 시뮬레이션시킴으로서 입증된다. 페루우프 선형 시스템의 시뮬레이션은 표.2에 제시된 3가지 경우에 대해 이루어졌다. 공칭값이라고 가정된 PLANT 매개변수들과 측정잡음 매개변수들은 칼만필터 설계에 사용된 것과 동일하게 취급되었다. 경우1과 경우3에서는 부하 변화없이 100elec.rad/s까지의 회전자 속도를 증가시키고, 경우2에서는 회전자 속도를 일정하게 유지하면서 부하를 10 N.μ 만큼 단계적으로 변화시켜 시뮬레이션 시켰다. 사용된 interface-operating point (공유 동작점)은 초기 정상 상태 동작점이다.

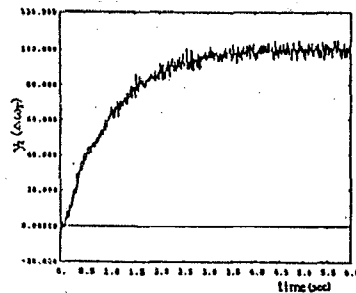


그림.6 LINEAR SIMULATION RESULT (경우 1)

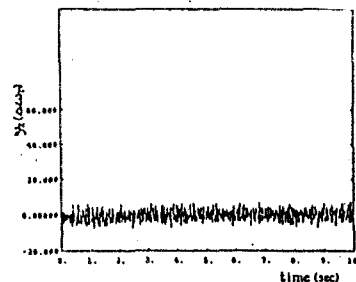


그림.7 LINEAR SIMULATION RESULT (경우 2)

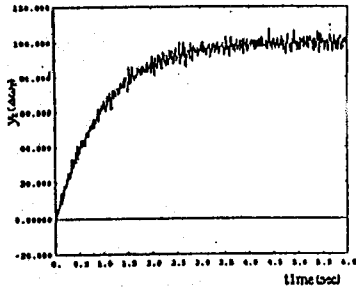


그림.8 LINEAR SIMULATION RESULT (경우 3)

결 론

본 논문에서 제시한 내용을 기초로 공간상태에서 설계할 하면 설계가 비교적 쉽고, 실제로 시스템 영역에서도 선형 시스템 모델링과 매우 유사한 설계를 할수 있을 것으로 사료되며, 중요한 매개변수 변화에 중요한 매개 변수 변화에 대해서도 페루우프 선형 대에서도 페루우프 선형시스템이 실제로 모든 가능한 동작점에 대해서 안정하다는 것이 확증 되어 왔다. 강인성 분석과 안정도 연구들 기본적인 것으로 할 경우에 실제 PLANT의 페루우프 시스템은 동작점과 매개 변수의 변화, 부하오오크, noise, 비 선형성, 그리고 전력변환기 등 여러가지 다른 비구조적인 움직임과 직면했을 때 상당히 안정될 것이 요구된다. 본 논문에서 칼만필터 설계를 위해 사용된 설계조정 과정의 결과는 결과적으로 페루우프시스템이 좋지않은 잡음성분을 가지고 있다는 것이다. 구동시스템의 링크전류 출력은 실제로순수한 DC전류가 아니며, 약간의 리플을 가지고 있으므로 좋은 필터가 요구된다. 가능하다면 필터의 동적인 상태가 모델내부에 포함되어야 한다. 이 논문에서 개괄적으로 보여준 제어기의 설계원리는 구동시스템이 속도와 토오크에 다양한 동작조건과 부하 요구에 동작하는 분야에 적합하다. 그리고, 잡음성분은 필연적으로 감소되어야 한다. 본 논문은 안정도에 있어 SLIP-SPEED가 매우 중요함을 알수 있으며, 또한 이 주제는 많은 연구가 필요하리라 본다.

* REFERENCE

1. W. Leonhard, "Control of Electrical Drive." Springer-Verlag 1985 pp.204-237
2. P.C.Sen and W.S.Mok, "Modelling and Stability Analysis of Microcomputer Control of Induction Motor Drives." International Semiconductor Power Conference 1982 pp.239-251
3. S.Bolognani and G.S.Buja, "Control System Design of a Current Inverter Induction Motor Drive." IEEE Trans. ind appl. vol. ia-21, no. 5, pp.145-1153, sept/oct. 1985
4. 박민호, 전태인, 문병훈, "마이크로프로세서에 의한 전압형 유도전동기 시스템의 적응 이득 설계." KIEE Trans. vol 37, NO. 6, JUN. 1988 pp.368-375
5. P.C.Kranse and T.A.Lipo, "Analysis and Simplified Replisentations of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive." IEEE Trans. power APP. SYST. Vol. PSA-88 pp.588-596 May 1969

6. R.Parkash, S.Vittal Rao, Frank, J.Kern, "Robust Control of A CSI-Fed Induction Motor Drive System." IEEE, 86, pp.66-71
7. T.F.Elbert, "Estimation and Control of System." VNR Company, Inc. 1984
8. J.C.Doyle and G.Stein, "Multivariable Feedback Design Concepts for a Classical Modern Synthesis." IEEE Trans. on Automatic Control, Feb 81, pp 4-16.
9. J.C.Doyle and G.Stein, "Robustness with Observer" IEEE Trans. on Automatic Control 29, 607-611
10. Speyer, J.L ; "Mimo Control Design for Longitudinal Decoupled Motion" AIAA G & C conference Aug., 1983
11. Athans. M. et al ; "Multivariable Control for the F-100 Engine using the LQR/LQG Methodology" AIAA G & C conference Aug. 1984
12. Brockett, R.W ; "Finite Dimensional Linear System" John Wiley & sons. 1970
13. Arklerson, B.D.O. et al ; "Linear Optimal Control" Prentice-hall. 1971
14. Kailath, t ; Linear System, Prentice hall. 1980