

# Teoría de Control

Roberto Cadena Vega

14 de octubre de 2014



# Índice general

Todo list	5
1. Criterio de Estabilidad de Routh-Hurwitz	9
Tabla de Routh . . . . .	10
Casos Especiales . . . . .	12
Aplicación del criterio de Routh . . . . .	14
Ejemplo: . . . . .	15
Acción Proporcional . . . . .	16
Estabilidad . . . . .	16
Error en el estado permanente al escalón unitario . . . . .	16
Acción Integral . . . . .	17
Estabilidad . . . . .	17
Error en el estado permanente al escalón unitario . . . . .	17
Acción Proporcional Integral . . . . .	18
Estabilidad . . . . .	18
Error en el estado permanente al escalón unitario . . . . .	18
2. Lugar de las Raíces	19
3. Compensador Adelanto/Atraso (LR)	23
Compensador de adelanto de fase . . . . .	23
Compensador de atraso de fase . . . . .	23
Error estático de posición $k_p$ . . . . .	23
Error estático de velocidad $k_v$ . . . . .	23
4. Diagramas de Bode	25
Factor integral . . . . .	25
Factor derivativo . . . . .	25
Factores de primer orden . . . . .	25
Factores de segundo orden . . . . .	25
Frecuencia de resonancia $\omega_n$ y valor par de resonancia $M_R$ . . . . .	25
5. Diagramas de Nyquist	27
Factor integral . . . . .	27
Factor derivativo . . . . .	27
Factores de primer orden . . . . .	27
Factores de segundo orden . . . . .	27

<b>6. Criterio de Estabilidad de Nyquist</b>	<b>29</b>
Ejemplos . . . . .	29
<b>7. Estabilidad Relativa</b>	<b>31</b>
Margen de Fase . . . . .	31
Estable . . . . .	31
Inestable . . . . .	31
Margen de Ganancia . . . . .	31
Estable . . . . .	31
Inestable . . . . .	31
<b>8. Compensador de adelanto y atrase de fase (Frecuencia)</b>	<b>33</b>
Compensador de adelanto de fase . . . . .	33
Compensador de atraso de fase . . . . .	33
Ejemplos . . . . .	33
<b>9. Controladores PID</b>	<b>35</b>
Sintonización: Reglas de Ziegler-Nichols . . . . .	35
Respuesta al escalón . . . . .	35
Respuesta a oscilaciones sostenidas . . . . .	35
Esquemas modificados . . . . .	35
Controlador PID . . . . .	35
Controlador PI-D . . . . .	35
Controlador I-PD . . . . .	35
<b>10. Representación de estado</b>	<b>37</b>
Solución temporal de la ecuación de estado . . . . .	40
Función (Matriz) de transferencia de la ecuación de estado . . . . .	43
Función de transferencia de la representación de estado . . . . .	44
Matriz sistema . . . . .	46
Propiedades de la Matriz A . . . . .	47
<b>11. Controlabilidad y asignación de polos</b>	<b>51</b>
Alcanzabilidad y Controlabilidad . . . . .	52
Asignación de polos . . . . .	54
Propiedades de la matriz de controlabilidad . . . . .	58
Formas canónicas . . . . .	61
Forma canónica controlador . . . . .	61
Forma canónica controlabilidad . . . . .	61
<b>12. Inobservabilidad y observador de estado</b>	<b>63</b>
Observabilidad e inobservabilidad . . . . .	65
Dualidad . . . . .	68
Propiedades de la matriz de observabilidad . . . . .	69
Formas canónicas . . . . .	70
Forma canónica observador . . . . .	70
Forma canónica observabilidad . . . . .	70
Observador de estado . . . . .	71
<b>13. Principio de Separación</b>	<b>73</b>





# Todo list

Falta escribir apunte . . . . .	23
Falta escribir apunte . . . . .	23
Falta escribir apunte . . . . .	23
Falta escribir apunte . . . . .	23
Falta escribir apunte . . . . .	25
Falta escribir apunte . . . . .	25
Falta escribir apunte . . . . .	25
Falta escribir apunte . . . . .	25
Falta escribir apunte . . . . .	25
Falta escribir apunte . . . . .	27
Falta escribir apunte . . . . .	27
Falta escribir apunte . . . . .	27
Falta escribir apunte . . . . .	27
Falta escribir apunte . . . . .	29
Falta escribir apunte . . . . .	31
Falta escribir apunte . . . . .	31
Falta escribir apunte . . . . .	31
Falta escribir apunte . . . . .	31
Falta escribir apunte . . . . .	31
Falta escribir apunte . . . . .	31
Falta escribir apunte . . . . .	31
Falta escribir apunte . . . . .	33
Falta escribir apunte . . . . .	33
Falta escribir apunte . . . . .	33
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	35
Falta escribir apunte . . . . .	70
Falta escribir apunte . . . . .	70
Falta escribir apunte . . . . .	70
Falta escribir apunte . . . . .	71
Falta escribir apunte . . . . .	73
Buscar demostración en Teoría de Matrices . . . . .	77





# Capítulo 1

## Criterio de Estabilidad de Routh-Hurwitz

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{R}(s)} = \frac{b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots + b_{m-1}s + b_m}{a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n} = \frac{B(s)}{A(s)} \tag{1.1}$$

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{R}(s)} = \sum \frac{k_{1,i}}{s + \alpha_i} + \sum \frac{k_{2,j} + k_{3,j} \cdot s}{(s + \beta_i)^2 + \gamma_i^2}; m \leq n \tag{1.2}$$

El criterio de Routh-Hurwitz determina si existen raíces en el semiplano complejo derecho cerrado.

# Tabla de Routh

La tabla de Routh es un método para obtener el numero de raíces con parte real positiva que se encontraran en el polinomio característico del sistema (Ecuación 1.3) sin tener que calcular las raíces en cuestión. Se puede dividir en cuatro pasos que se enumeran a continuación.

$$A(s) = a_0s^n + a_1s^{n-1} + ... + a_{n-1}s + a_n = 0 \tag{1.3}$$

- 1. Hipótesis Si  $a_0 = 0 \Rightarrow$  el polinomio es de orden menor a  $n$ .  
Si  $a_n = 0 \Rightarrow \exists$  una raíz que es  $0 \Rightarrow A(s) = (\tilde{n}_0s^{\tilde{n}} + \tilde{a}_{\tilde{n}}s^{\tilde{n}-1} + ...)s^k$ .
- 2. Si existen coeficientes nulos o de diferente (cambio de) signo, entonces existen raíces con parte real positiva.

3. Construir la tabla de Routh (Ver Cuadro 1.1).

$s^n$	$a_0$	$a_2$	$a_4$	$a_6$	...
$s^{n-1}$	$a_1$	$a_3$	$a_5$	$a_7$	...
$s^{n-2}$	$b_1$	$b_3$	$b_5$	$b_7$	...
$s^{n-3}$	$c_1$	$c_3$	$c_5$	$c_7$	...
$s^{n-4}$	$d_1$	$d_3$	$d_5$	$d_7$	...
$\vdots$					
$s^2$	$e_1$	$e_2$			
$s^1$	$f_1$				
$s^0$	$g_1$				

Cuadro 1.1: Ejemplo de tabla de Routh.

Donde:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}, b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1}, \dots \\
 c_1 &= \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1}, c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1}, \dots \\
 d_1 &= \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1}, d_2 = \frac{c_1 b_3 - b_1 c_3}{c_1}, \dots \\
 &\vdots
 \end{aligned}$$

4. El número de raíces con parte real positiva es igual al numero de cambios de signo en la primera columna(Ver Cuadro 1.2).

$s^n$	$a_0$
$s^{n-1}$	$a_1$
$s^{n-2}$	$b_1$
$s^{n-3}$	$c_1$
$s^{n-4}$	$d_1$
$\vdots$	$\vdots$
$s^2$	$e_1$
$s^1$	$f_1$
$s^0$	$g_1$

Cuadro 1.2: Números en los que hay que revisar el cambio de signo.

# Casos Especiales

1. En los casos en los que un coeficiente es 0 se puede intercambiar por un  $\epsilon$  lo suficientemente pequeño para aproximar a 0 (Véase el Cuadro 1.3).

$$A(s) = s^3 + 2s^2 + s + 2 = 0$$

```
>> A = [1 2 1 2];
>> r = roots(A)
r =
    -2.00000 + 0.00000i
    -0.00000 + 1.00000i
    -0.00000 - 1.00000i
```

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & 1 \\ s^2 & 2 & 2 \\ s^1 & 0 \approx \epsilon & \\ s^0 & 2 & \end{array}$$

Cuadro 1.3: Caso Especial 1.

2. Cuando existen cambios en los coeficientes del polinomio característico se sabe que existirán raíces con parte real positiva (Véase el cuadro 1.4).

$$A(s) = s^3 - 3s + 2 = 0$$

```
>> A = [1 0 -3 2];
>> r = roots(A)
r =
    -2.00000
     1.00000
     1.00000
```

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & -3 \\ s^2 & 0 \approx \epsilon & 2 \\ s^1 & -\frac{2}{\epsilon} & 0 \\ s^0 & 2 & \end{array}$$

Cuadro 1.4: Caso Especial 2.

3. Cuando todos los coeficientes en una linea se eliminan se puede crear un nuevo polinomio auxiliar con la linea anterior, obtener su derivada e insertar en la siguiente linea para continuar calculando la tabla (Véase el Cuadro 1.5 y 1.6).

$$A(s) = s^5 + 2s^4 + 24s^3 + 48s^2 - 25s - 50 = 0$$

$$p_{aux}(s) = 2s^4 + 48s^2 - 50$$

$$\frac{d}{dx}p_{aux}(s) = 8s^3 + 96s$$

```
>> A = [1 2 24 48 -25 -50];
>> r = roots(A)
r =
-0.00000 + 5.00000i
-0.00000 - 5.00000i
 1.00000 + 0.00000i
-2.00000 + 0.00000i
-1.00000 + 0.00000i
```

$$\begin{array}{c|ccc} s^5 & 1 & 24 & -25 \\ s^4 & 2 & 48 & -50 \\ s^3 & 0 & 0 & 0 \\ s^2 & & & \\ s^1 & & & \\ s^0 & & & \end{array}$$

Cuadro 1.5: Caso Especial 3a.

$$\begin{array}{c|ccc} s^5 & 1 & 24 & -25 \\ s^4 & 2 & 48 & -50 \\ s^3 & 8 & 96 & 0 \\ s^2 & 24 & -50 & 0 \\ s^1 & 112,6 & 0 & \\ s^0 & -50 & & \end{array}$$

Cuadro 1.6: Caso Especial 3b.

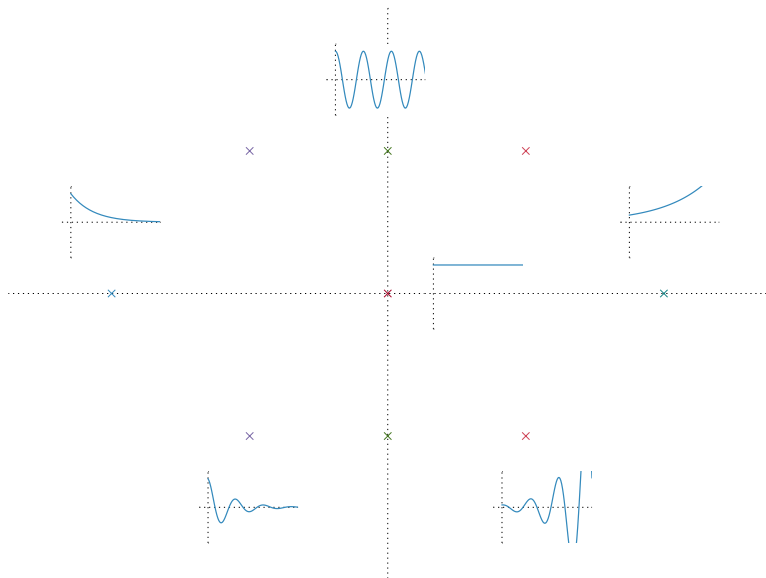


Figura 1.1: Polos en el plano complejo.

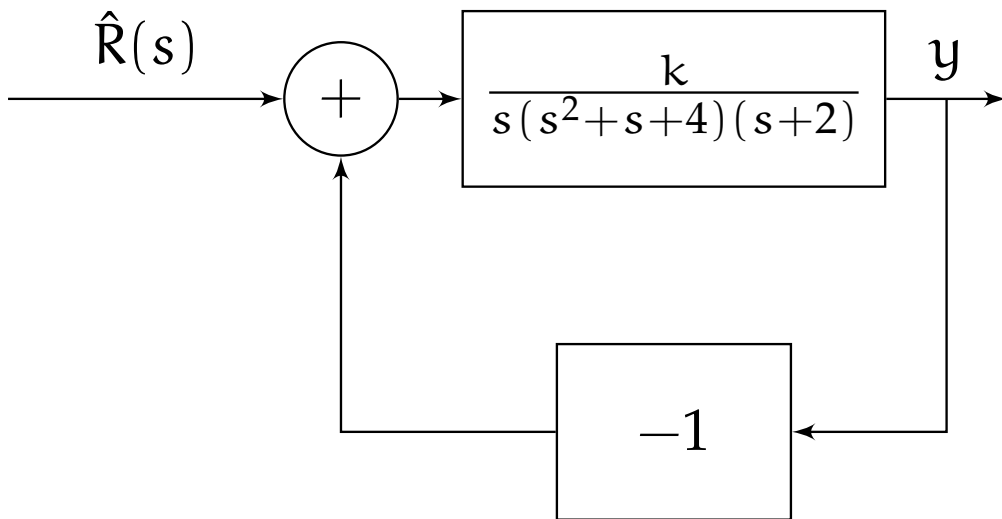
## Aplicación del criterio de Routh

Si bien los sistemas numéricos actuales permiten el cálculo de las raíces de un sistema de manera más rápida y sencilla que con la aplicación de este método, aun existen aplicaciones prácticas en las que es de suma importancia el determinar el número de raíces positivas. Por ejemplo podemos tener ganancias en un sistema para las que queremos determinar de primera instancia, un rango de valores para los cuales el sistema no se volverá inestable.

Para ello calculamos la tabla de Routh de la misma manera en que lo hicimos anteriormente, pero teniendo en cuenta las ganancias a incluir en el cálculo de las raíces (Por ejemplo con una ganancia proporcional véase Cuadro 1.7).

$s^n$	$a_0$	$a_2$	$a_4$	$a_6$	...
$s^{n-1}$	$a_1$	$a_3$	$a_5$	$a_7$	$k$
$s^{n-2}$	$b_1$	$b_3$	$b_5$	$b_7$	...
$s^{n-3}$	$c_1$	$c_3$	$c_5$	$c_7$	...
$s^{n-4}$	$d_1$	$d_3$	$d_5$	$d_7$	...
$\vdots$					
$s^2$	$e_1$	$e_2$			
$s^1$	$f_1$				
$s^0$	$g_1$				

Cuadro 1.7: Aplicación del criterio de Routh.



### Ejemplo:

Se toma el sistema  $\frac{\hat{y}(s)}{\hat{R}(s)} = \frac{k}{s^4 + 3s^3 + 3s^2 + 2s + k}$ , entonces el polinomio característico del sistema será  $F(s) = s^4 + 3s^3 + 3s^2 + 2s + k$ .

Construimos su tabla de Routh (Cuadro 1.8):

$s^4$	1	3	k
$s^3$	3	2	0
$s^2$	$\frac{7}{3}$	k	0
$s^1$	$2 - \frac{9}{7}k$	0	
$s^0$	k		

Cuadro 1.8: Ejemplo de Aplicación del criterio de Routh.

De lo anterior podemos concluir que, para que no existan cambios de signos, toda la primera columna tiene que ser positiva, por lo que  $k > 0$  y  $2 - \frac{9}{7}k > 0$ , por lo que el rango de valores que puede ocupar la ganancia k es  $0 < k < \frac{14}{9}$ .

Si bien esto no nos aporta una ganancia específica para un comportamiento deseado, si nos da la pauta a los valores a tomar en cuenta, si no se desea que el sistema sea inestable.

# Acción Proporcional

Tenemos un sistema de primer orden, al que le agregaremos un controlador de ganancia proporcional y una retroalimentación negativa, por lo que las ecuaciones que describen la salida y el error del sistema quedan:

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{R}(s)} = \frac{k}{Ts + 1 + k} \tag{1.4}$$

$$\frac{\hat{e}(s)}{\hat{R}(s)} = \frac{R(s) - Y(s)}{R(s)} = \frac{Ts + 1}{Ts + 1 + k} \tag{1.5}$$

## Estabilidad

El problema reside en encontrar un conjunto de ganancias  $k$  para las cuales el sistema es estable.

$$F(s) = s + \frac{1 + k}{T} \tag{1.6}$$

Aplicamos una tabla de Routh a este polinomio característico (Cuadro 1.9).

$$\begin{array}{c|c} s^1 & 1 \\ s^0 & \frac{1+k}{T} \end{array}$$

Cuadro 1.9: Tabla de Routh para acción proporcional.

Por lo que concluimos que la ganancia  $k$  debe de seguir:  $k > -1$

## Error en el estado permanente al escalón unitario

También es importante investigar el error que causara el controlador al introducirse. Si ponemos como señal de referencia al escalón unitario( $R(s) = \frac{1}{s}$ ), podemos ver lo siguiente:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} se(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Ts + 1}{Ts + 1 + k} = \frac{1}{1 + k}$$



# Acción Integral

Tenemos un sistema de primer orden, al que le agregaremos un controlador de ganancia integral y una retroalimentación negativa, por lo que las ecuaciones que describen la salida y el error del sistema quedan:

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{R}(s)} = \frac{k}{s(Ts + 1) + k} \tag{1.7}$$

$$\frac{\hat{e}(s)}{\hat{R}(s)} = \frac{R(s) - Y(s)}{R(s)} = \frac{s(Ts + 1)}{s(Ts + 1) + k} \tag{1.8}$$

## Estabilidad

El problema reside en encontrar un conjunto de ganancias  $k$  para las cuales el sistema es estable.

$$F(s) = s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{k}{T} \tag{1.9}$$

Aplicamos una tabla de Routh a este polinomio característico (Cuadro 1.10).

$s^2$	$1$	$\frac{k}{T}$
$s^1$	$\frac{1}{T}$	$0$
$s^0$	$\frac{k}{T}$	

Cuadro 1.10: Tabla de Routh para acción integral.

Por lo que concluimos que la ganancia  $k$  debe de seguir:  $k > 0$

## Error en el estado permanente al escalón unitario

También es importante investigar el error que causara el controlador al introducirse. Si ponemos como señal de referencia al escalón unitario( $R(s) = \frac{1}{s}$ ), podemos ver lo siguiente:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} se(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left( \frac{s(Ts + 1)}{s(Ts + 1) + k} \frac{1}{s} \right) = 0$$

# Acción Proporcional Integral

Estabilidad

Error en el estado permanente al escalón unitario

# Capítulo 2

## Lugar de las Raíces

Si tenemos un sistema con retroalimentación, su polinomio característico es el siguiente:

$$F(s) = 1 + H(s)G(s) = 0 \quad (2.1)$$

Donde  $G(s)$  es la planta y  $H(s)$  es el elemento de retroalimentación. Las condiciones de ángulo y magnitud son las siguientes:

$$\angle H(s)G(s) = \pm 180^\circ (2R + 1) \mid R \in \mathbb{Z}^+ \quad (2.2)$$

$$|H(s)G(s)| = 1 \quad (2.3)$$

De aquí notamos que la condición de ángulo, nos da la forma del lugar de las raíces, y la condición de magnitud nos da su posición.

Pues bien, para trazar el lugar geométrico de las raíces seguimos una serie de pasos enumerados a continuación:

1. Determinar el lugar de las raíces en el eje real.

Ejemplo:  $H(s) = 1, G(s) = \frac{k}{s(s+1)(s+2)}$

Sabemos, por una inspección visual, que los polos del sistema son 0,  $-1$ , y  $-2$ , y que este sistema no tiene ceros. Lo cual nos indica, por la condición de ángulo, que la suma de las interacciones de estas raíces, nos dará la interacción total del sistema:

$$\angle G(s) = -\angle s - \angle s + 1 - \angle s + 2 = \pm 180^\circ (2R + 1)$$

Notemos que cualquier lugar de las raíces en el semiplano derecho complejo (inestable), viene con un ángulo de  $0^\circ$ , por lo que las interacciones de cada polo serían:

$$\angle G(s) = -0^\circ - 0^\circ - 0^\circ = 0^\circ$$

lo cual obviamente no cumple con la condición de ángulo del sistema.

Si pasamos a la siguiente sección del eje real (creada por los mismos polos del sistema), tenemos que los ángulos de interacción de cada polo son:

$$\angle G(s) = -180^\circ - 0^\circ - 0^\circ = -180^\circ$$

lo cual cumple con la condición de ángulo del sistema.

En la siguiente sección (entre  $-1$  y  $-2$ ), tenemos lo siguiente:

$$\angle G(s) = -180^\circ - 180^\circ - 0^\circ = -360^\circ = 0^\circ$$

y esto no cumple con la condición de ángulo del sistema.

En la última sección (entre  $-2$  y  $-\infty$ ) tenemos:

$$\angle G(s) = -180^\circ - 180^\circ - 180^\circ = -540^\circ = -180^\circ$$

por lo que esta última sección también es parte del lugar geométrico de las raíces.

## 2. Determinar las asíntotas del lugar de las raíces.

El lugar de las raíces se aproxima a sus asíntotas, mientras  $s \rightarrow \infty$ , por lo que podemos hacer una simplificación:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} G(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{k}{s(s+1)(s+2)} = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{K}{s^3}$$

por lo que la condición de ángulo queda:

$$\angle G(s) = -3\angle s = \pm 180^\circ(2R+1) \implies \angle s = \pm 60^\circ(2R+1)$$

lo cual nos da que los ángulos de las asíntotas son  $60^\circ$ ,  $-60^\circ$  y  $120^\circ$ .

Por otro lado, si hacemos un proceso similar, pero con el polinomio característico desarrollado, podremos ver que hay términos más importantes que otros, en especial cuando hacemos  $s \rightarrow \infty$ , por lo que:

$$G(s) = \frac{k}{s(s+1)(s+2)} = \frac{k}{s^3 + 3s^2 + 2s} \approx \frac{k}{(s+1)^3}$$

por lo que podemos ver que las asíntotas tienen esa forma, y que podemos asegurar que parten del punto  $-1 + 0i$ .

## 3. Determinar el punto de ruptura o partida de las asíntotas en el eje real.

Para determinar el punto de ruptura del lugar de las raíces, tenemos que pensar en el polinomio característico como la suma de 2 polinomios diferentes  $A(s)$  y  $B(s)$ , de tal manera que ninguno contenga a la ganancia  $k$ , entonces tendremos:

$$F(s) = B(s) + kA(s) = 0 \implies k = -\frac{B(s)}{A(s)}$$

implicando que estamos obteniendo las ganancias, para las cuales se tienen polos en el plano complejo.

De aqui podemos pensar en el punto maximo de esta función de ganancias, como el punto de ruptura buscado, es decir:

$$\frac{dk}{ds} = 0 \tag{2.4}$$

En nuestro ejemplo, esto nos da como resultado:

$$k = -s^3 - 3s^2 - 2s \implies \frac{dk}{ds} = -3s^2 + 6s + 2 = 0$$

de donde obtenemos un par de respuestas  $s_1 = -0,423$  y  $s_2 = -1,577$ , con ganancias asociadas  $k_1 = 0,385$  y  $k_2 = -0,385$ .

De aqui podemos descartar  $s_2$  ya que no se encuentra en el lugar de las raices del eje real, y obviamente no puede partir de ahi, si no existe en ese lugar en especifico.

4. Determinar los puntos donde el lugar de las raíces atraviesa el eje imaginario.

Ya hemos visto que los polos sobre el eje real no cruzan el eje imaginario, ahora solo tenemos que encontrar las ganancias criticas, es decir, cuando los polos estan sobre el eje imaginario.

$$F(s) = s^3 + 3s^2 + 2s + k$$

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & 2 \\ s^2 & 3 & k \\ s^1 & 2 - k/3 & 0 \\ s^0 & k & \end{array}$$

De donde obtenemos que  $k > 0$ , lo cual ocurre en el polo del origen y  $k < 6$ , que es justo cuando cruza por el eje imaginario.

Ahora, tan solo tenemos que obtener las raices del polinomio caracteristico con la ganancia adecuada y obtendremos el punto de cruce, alternatively, podemos usar el polinomio auxiliar de la tabla de Routh, usaremos el correspondiente a  $s^2$ .

$$P_{aux} = 3s^2 + k = 3s^2 + 6 = 0 \implies s = \pm\sqrt{2}j$$



# Capítulo 3

## Compensador Adelanto/Atraso (LR)

Compensador de adelanto de fase

---

Compensador de atraso de fase

---

Error estático de posición  $k_p$

---

Error estático de velocidad  $k_v$

---





# Capítulo 4

## Diagramas de Bode

Factor integral

---

Factor derivativo

---

Factores de primer orden

---

Factores de segundo orden

---

Frecuencia de resonancia  $\omega_n$  y valor par de resonancia  $M_R$

---



# Capítulo 5

## Diagramas de Nyquist

Factor integral

---

Factor derivativo

---

Factores de primer orden

---

Factores de segundo orden

---



# Capítulo 6

## Criterio de Estabilidad de Nyquist

### Ejemplos

---



# Capítulo 7

## Estabilidad Relativa

### Margen de Fase

Estable

Inestable

### Margen de Ganancia

Estable

Inestable





# Capítulo 8

## Compensador de adelanto y atrase de fase (Frecuencia)

Compensador de adelanto de fase

---

Compensador de atraso de fase

---

Ejemplos

---



# Capítulo 9

## Controladores PID

### Sintonización: Reglas de Ziegler-Nichols

Respuesta al escalón

Respuesta a oscilaciones sostenidas

### Esquemas modificados

Controlador PID

Controlador PI-D

Controlador I-PD



# Capítulo 10

## Representación de estado

La siguiente funcion de transferencia es la Transformada de Laplace de la ecuacion diferencial ordinaria de orden  $n$  que describe al sistema.

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n} = \frac{B(s)}{A(s)}, m \leq n \quad (10.1)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^n}{dt^n} y(t) + a_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} y(t) + \dots + a_{n-1} \frac{d}{dt} y(t) + a_n y(t) \\ = b_0 \frac{d^m}{dt^m} u(t) + b_1 \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} u(t) + \dots + b_{m-1} \frac{d}{dt} u(t) + b_m u(t) \end{aligned} \quad (10.2)$$

Haciendo la siguiente asignacion de variables:

$$\begin{aligned} x_1 &= z \\ x_2 &= \frac{d}{dt} x_1 = \frac{d}{dt} z \\ x_3 &= \frac{d}{dt} x_2 = \frac{d^2}{dt^2} z \\ &\vdots \\ x_{n-1} &= \frac{d}{dt} x_{n-2} = \frac{d^{n-2}}{dt^{n-2}} z \\ x_n &= \frac{d}{dt} x_{n-1} = \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} z \end{aligned}$$

Donde:

$$\frac{d}{dt} x_n = -a_n x_1 - a_{n-1} x_2 - \dots - a_2 x_{n-1} - a_1 x_n + u(t) \quad (10.3)$$

$$y = b_m x_1 + b_{m-1} x_2 + \dots + b_1 x_{m-1} + b_0 x_m \quad (10.4)$$

Por lo que se obtiene:

$$\left( \frac{d^n}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \cdots + a_{n-1} \frac{d}{dt} + a_n \right) z(t) = u(t)$$

$$y(t) = \left( b_m + b_{m-1} \frac{d}{dt} + \cdots + b_1 \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} + b_0 \frac{d^m}{dt^m} \right) z(t)$$

es decir:

$$M \left( \frac{d}{dt} \right) z(t) = u(t) \quad (10.5)$$

$$y(t) = N \left( \frac{d}{dt} \right) z(t) \quad (10.6)$$

Lo cual implica  $M \left( \frac{d}{dt} \right) y(t) = N \left( \frac{d}{dt} \right) u(t)$ . Donde:

$$M \left( \frac{d}{dt} \right) = \left( \frac{d^n}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \cdots + a_{n-1} \frac{d}{dt} + a_n \right)$$

$$N \left( \frac{d}{dt} \right) = \left( b_m + b_{m-1} \frac{d}{dt} + \cdots + b_1 \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} + b_0 \frac{d^m}{dt^m} \right)$$

Esta es la misma ecuación diferencial con la que empezamos. Note que la escritura matricial de esta Ecuación Diferencial Ordinaria<sup>1</sup> es:

$$\frac{d}{dt} \vec{x} = A \vec{x}(t) + \vec{b} u(t) \quad (10.7)$$

$$\vec{y}(t) = \vec{c}^T \cdot \vec{x}(t) \quad (10.8)$$

Donde:

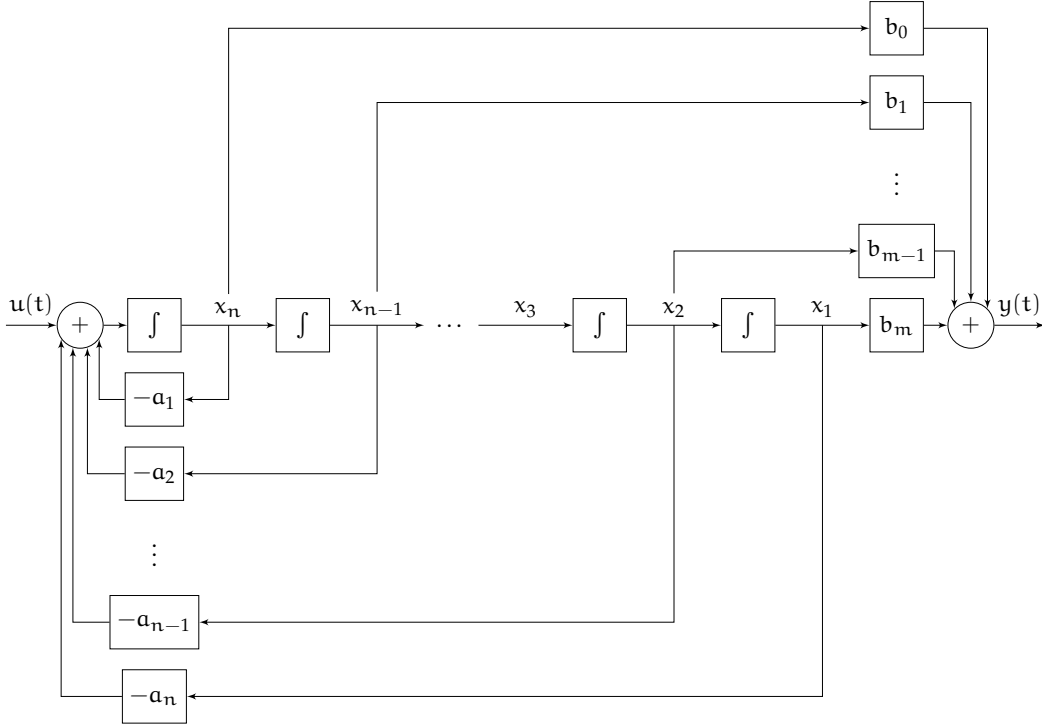
$$\vec{x}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{pmatrix} \quad (10.9)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \cdots & -a_2 & -a_1 \end{pmatrix} \quad (10.10)$$

$$\vec{b} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \quad (10.11)$$

---

<sup>1</sup>Si bien la notación correcta es la que se utiliza justo ahora, al final del capítulo se dejará a un lado, para obviar el hecho de que son vectores y matrices, sin que por eso se entienda que ya no lo son.



$$\vec{c} = \begin{pmatrix} b_m \\ b_{m-1} \\ \vdots \\ b_1 \\ b_0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{10.12}$$

# Solución temporal de la ecuación de estado

1. Para el caso en que  $A$  es un escalar y la solución es homogénea se considera la siguiente Ecuación Diferencial Ordinaria:

$$\frac{d}{dt}x(t) = ax(t) \mid x(0) = x_0 \quad (10.13)$$

Suponga una solución de la forma:

$$x(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2 + \dots + \alpha_k t^k + \dots \quad (10.14)$$

Entonces se tiene:

$$\begin{aligned} \alpha_1 + 2\alpha_2 t + 3\alpha_3 t^2 + \dots + k\alpha_k t^{k-1} + \dots \\ = a\alpha_0 + a\alpha_1 t + a\alpha_2 t^2 + \dots + a\alpha_k t^k + \dots \end{aligned}$$

Por lo que las  $\alpha_i$  deben satisfacer:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= a\alpha_0 = \frac{1}{1!} a^1 \alpha_0 \\ \alpha_2 &= a\alpha_1 = \frac{1}{2!} a^2 \alpha_0 \\ \alpha_3 &= a\alpha_2 = \frac{1}{3!} a^3 \alpha_0 \quad ; \quad \alpha_0 = x_0 \\ \vdots &= \vdots = \vdots \\ \alpha_k &= a\alpha_{k-1} = \frac{1}{k!} a^k \alpha_0 \end{aligned} \quad (10.15)$$

Esto es:

$$\begin{aligned} x(t) &= \left( \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (at)^i \right) x_0 \\ x(t) &= e^{at} x_0 \end{aligned} \quad (10.16)$$

Notese que:  $\frac{d}{dt}x(t) = \left( \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \frac{d}{dt} (at)^i \right) x_0 = \left( \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{(i-1)!} (at)^{i-1} \right) ax_0 = \left( \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!} (at)^j \right) ax_0$

$$\frac{d}{dt}x(t) = ae^{at}x_0 = ax(t) \quad x(0) = x_0$$

2. Para el caso en que  $A$  es una matriz y la solución es homogénea se considera la siguiente Ecuación Diferencial Ordinaria:

$$\frac{d}{dt}\vec{x}(t) = A\vec{x}(t) \mid \vec{x}(0) = \vec{x}_0 \quad (10.17)$$

De la misma manera que en el caso escalar, se supone una solución de la forma:

$$\vec{x}(t) = \vec{\alpha}_0 + \vec{\alpha}_1 t + \vec{\alpha}_2 t^2 + \dots + \vec{\alpha}_k t^k + \dots \quad (10.18)$$



Entonces se tiene:

$$\begin{aligned}\vec{\alpha}_1 + 2\vec{\alpha}_2 t + 3\vec{\alpha}_3 t^2 + \dots + k\vec{\alpha}_k t^{k-1} + \dots \\ = A\vec{\alpha}_0 + A\vec{\alpha}_1 t + A\vec{\alpha}_2 t^2 + \dots + A\vec{\alpha}_k t^k + \dots\end{aligned}$$

Por lo que las  $\vec{\alpha}_i$  deben satisfacer:

$$\begin{aligned}\vec{\alpha}_1 &= A\vec{\alpha}_0 = \frac{1}{1!}A^1\vec{\alpha}_0 \\ \vec{\alpha}_2 &= A\vec{\alpha}_1 = \frac{1}{2!}A^2\vec{\alpha}_0 \\ \vec{\alpha}_3 &= A\vec{\alpha}_2 = \frac{1}{3!}A^3\vec{\alpha}_0 \quad ; \quad \vec{\alpha}_0 = \vec{x}_0 \\ \vdots &= \vdots = \vdots \\ \vec{\alpha}_k &= A\vec{\alpha}_{k-1} = \frac{1}{k!}A^k\vec{\alpha}_0\end{aligned}\tag{10.19}$$

Esto es:

$$\vec{x}(t) = \left( \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (At)^i \right) \vec{x}_0$$

En análisis real, se demuestra que esta serie es absolutamente convergente y se define como:

$$\exp(At) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (At)^i\tag{10.20}$$

Notese que:

$$\frac{d}{dt} \exp(At) = \frac{d}{dt} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (At)^i = \left( \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{(i-1)!} (At)^{i-1} \right) A = A \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!} (At)^j = A \exp(At)$$

Por lo que:

$$\vec{x}'(t) = \exp(At)\vec{x}_0$$

$$\frac{d}{dt} \vec{x}(t) = A \exp(At)\vec{x}_0 = A\vec{x}(t) \quad \vec{x}(0) = \vec{x}_0$$

3. Para el caso en que A es escalar y la solución es forzada:

$$\frac{d}{dt} x(t) = ax(t) + bu(t) \mid x(0) = 0\tag{10.21}$$

La solución a esta ecuación es:

$$x(t) = \int_0^t e^{a(t-\tau)} bu(\tau) d\tau \quad (10.22)$$

$$\frac{d}{dt}x(t) = e^{a(t-t)}bu(t) + \int_0^t \frac{d}{dt}e^{a(t-\tau)}bu(\tau) d\tau = bu(t) + a \int_0^t e^{a(t-\tau)}bu(\tau) d\tau$$

$$\frac{d}{dt}x(t) = bu(t) + ax(t) \quad (10.23)$$

Por lo que la solución general (con  $x(0) = x_0$ ):

$$x(t) = e^{at}x_0 + \int_0^t e^{a(t-\tau)}bu(\tau) d\tau \quad (10.24)$$

4. Para el caso en que  $A$  es una matriz y la solución es forzada:

$$\frac{d}{dt}\vec{x}(t) = A\vec{x}(t) + \vec{b}u(t) \mid \vec{x}(0) = 0 \quad (10.25)$$

La solución de esta ecuación es:

$$\vec{x}(t) = \int_0^t \exp(A(t-\tau))\vec{b}u(\tau) d\tau \quad (10.26)$$

En efecto, derivando tenemos:

$$\frac{d}{dt}\vec{x}(t) = \exp(A(t-t))\vec{b}u(t) + \int_0^t \frac{d}{dt}\exp(A(t-\tau))\vec{b}u(\tau) d\tau = \vec{b}u(t) + A \int_0^t \exp(A(t-\tau))\vec{b}u(\tau) d\tau$$

$$\frac{d}{dt}\vec{x}(t) = \vec{b}u(t) + A\vec{x}(t) \quad (10.27)$$

Por lo que la solución general (con  $x(0) = x_0$ ):

$$\vec{x}(t) = \exp(At)\vec{x}_0 + \int_0^t \exp(A(t-\tau))\vec{b}u(\tau) d\tau \quad (10.28)$$

# Función (Matriz) de transferencia de la ecuación de estado

1. Para el caso escalar, se tiene que la transformada de Laplace con coeficientes independientes nulos es:

$$\begin{aligned}sx(s) &= ax(s) + bu(s) \\(s - a)x(s) &= bu(s) \\x(s) &= (s - a)^{-1}bu(s) \\x(s) &= \frac{b}{s - a}u(s)\end{aligned}$$

Por lo que:

$$e^{at} = \mathcal{L}^{-1} \left\{ (s - a)^{-1} \right\} \quad (10.29)$$

2. Para el caso matricial, tenemos que la transformada de Laplace con coeficientes independientes nulos es:

$$\begin{aligned}s\vec{x}(s) &= A\vec{x}(s) + \vec{b}u(s) \\(sI - A)\vec{x}(s) &= \vec{b}u(s) \\x(s) &= (sI - A)^{-1}\vec{b}u(s)\end{aligned}$$

Por lo que:

$$\exp (At) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ (sI - A)^{-1} \right\} \quad (10.30)$$

# Función de transferencia de la representación de estado

Sea la siguiente Ecuación Diferencial Ordinaria:

$$M\left(\frac{d}{dt}\right)y(t) = N\left(\frac{d}{dt}\right)u(t)$$

donde:

$$M\left(\frac{d}{dt}\right) = \frac{d^n}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \cdots + a_{n-1} \frac{d}{dt} + a_n$$
$$N\left(\frac{d}{dt}\right) = b_m + b_{m-1} \frac{d}{dt} + \cdots + b_1 \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} + b_0 \frac{d^m}{dt^m}$$

La función de transferencia con coeficientes independientes nulos de las ecuaciones es:

$$F(s) = \frac{N(s)}{M(s)} = \frac{\frac{d^n}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \cdots + a_{n-1} \frac{d}{dt} + a_n}{b_m + b_{m-1} \frac{d}{dt} + \cdots + b_1 \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} + b_0 \frac{d^m}{dt^m}} \tag{10.31}$$

**Ceros.** Las raíces del polinomio  $N(s)$ .

**Polos.** Las raíces del polinomio  $M(s)$ .

Sea la siguiente representación de estado de la Ecuación Diferencial Ordinaria:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x &= Ax + bu \\ y &= c^T x + du \end{aligned}$$

La función de transferencia con coeficientes independientes nulos en esta representación es:

$$\begin{aligned} sx(s) &= Ax(s) + bu(s) \\ y(s) &= c^T x(s) + du(s) \end{aligned}$$

$\vdots$

$$\begin{aligned} (sI - A)x(s) &= bu(s) \\ y(s) &= c^T x(s) + du(s) \end{aligned}$$

$\vdots$

$$\begin{aligned} x(s) &= (sI - A)^{-1}bu(s) \\ y(s) &= c^T x(s) + du(s) \end{aligned}$$

$$\vdots$$

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{c}^T[(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b}\mathbf{u}(s)] + \mathbf{d}\mathbf{u}(s) = [\mathbf{c}^T(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b} + \mathbf{d}]\mathbf{u}(s)$$

$$\vdots$$

$$F(s) = \mathbf{c}^T(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b} + \mathbf{d} \tag{10.32}$$

# Matriz sistema

$$\Sigma(s) = \begin{pmatrix} sI - A & b \\ -c^T & d \end{pmatrix} \tag{10.33}$$

Note que:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} (sI - A)^{-1} & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} sI - A & b \\ -c^T & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I & -(sI - A)b \\ 0 & I \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} I & (sI - A)^{-1}b \\ -c^T & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I & -(sI - A)b \\ 0 & I \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} I & 0 \\ -c^T & c^T(sI - A)^{-1}b + d \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Por lo que:

$$\det \left( (sI - A)^{-1} \right) \cdot \det (\Sigma(s)) \cdot I = c^T (sI - A)^{-1} b + d$$

$$F(s) = \frac{\det (\Sigma(s))}{\det (sI - A)} \tag{10.34}$$

Por lo que los polos coinciden con los valores propios de A y los ceros son los números complejos que hacen perder rango a la matriz sistema.

$$\text{Polos: } F(s) = \{s \in \mathbb{C} \mid \det (sI - A) = 0\} \tag{10.35}$$

$$\text{Ceros: } F(s) = \{s \in \mathbb{C} \mid \det (\Sigma(s)) = 0\} \tag{10.36}$$

# Propiedades de la Matriz A

I) Definición de la matriz exponencial.

$$\exp (At)=\sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!}(At)^i \tag{10.37}$$

II) Derivada de la matriz exponencial.

$$\frac{d}{dt} \exp (At)=A \exp (At)=(\exp (At))A \tag{10.38}$$

III) Linealidad del operador matriz exponencial bajo escalar.

$$\begin{aligned} \exp (At) \exp (A\tau) &= \left(\sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!}(At)^i\right) \left(\sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!}(A\tau)^j\right) \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} A^{i+j} \frac{t^i \tau^j}{i!j!} = \sum_{k=0}^{\infty} A^k \sum_{i=0}^k \frac{t^i \tau^{k-i}}{i!(k-i)!} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} A^k \frac{(t+\tau)^k}{k!} = \exp (A(t+\tau)) \end{aligned} \tag{10.39}$$

IV) Linealidad del operador matriz exponencial bajo matriz.

$$\exp ((A+B)t)=\exp (At) \exp (Bt) \iff AB=BA \tag{10.40}$$

V) Cambio de base.

Sean dos matrices similares A y  $\bar{A}$ , esto es, dos matrices relacionadas por un cambio de base, T matriz invertible, esto es  $\bar{A}=T^{-1}AT$ .

a) Las matrices exponenciales asociadas a las matrices A y  $\bar{A}$  también son similares. En efecto:

$$\begin{aligned} T^{-1} \exp (At)T &= T^{-1} \left(\sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!}(At)^i\right) T = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} T^{-1} A^i T t^i \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (T^{-1}AT)^i t^i = \exp \bar{A}t \end{aligned}$$

b) Los valores propios son invariantes bajo cambio de base. En efecto:

$$\begin{aligned} \det (sI-\bar{A}) &= \det (sI-T^{-1}AT) = \det (sT^{-1}T-T^{-1}AT) \\ &= \det (T^{-1}(sI-A)T) = \det (T^{-1}) \det (sI-A) \det (T) \\ &= \frac{1}{\det (T)} \det (sI-A) \det (T) = \det (sI-A) \end{aligned}$$

- c) Las raíces de la matriz sistema son invariantes bajo cambio de base. En efecto, sea el sistema representado por:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}x &= Ax + bu \\ y &= c^T x + du\end{aligned}$$

Sea el cambio de variable  $x = T\bar{x}$ ,  $T$  invertible. Entonces:

$$\begin{aligned}T \frac{d}{dt} \bar{x} &= AT\bar{x} + bu \\ y &= c^T T\bar{x} + du\end{aligned}$$

$\vdots$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \bar{x} &= T^{-1}AT\bar{x} + T^{-1}bu \\ y &= c^T T\bar{x} + du\end{aligned}$$

$\vdots$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \bar{x} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{b}u \\ y &= \bar{c}^T \bar{x} + du\end{aligned} \tag{10.41}$$

donde  $\bar{A} = T^{-1}AT$ ,  $\bar{b} = T^{-1}b$ ,  $\bar{c}^T = c^T T$ . La matriz sistema se puede escribir de la siguiente manera:

$$\Sigma = \begin{pmatrix} sI - A & b \\ -c^T & d \end{pmatrix} \implies \bar{\Sigma} = \begin{pmatrix} sI - \bar{A} & \bar{b} \\ -\bar{c}^T & d \end{pmatrix} \tag{10.42}$$

Notese que:

$$\bar{\Sigma} = \begin{pmatrix} sI - \bar{A} & \bar{b} \\ -\bar{c}^T & d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T^{-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} sI - A & b \\ -c^T & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Por lo que:

$$\det \bar{\Sigma} = \det T^{-1} \det \Sigma \det T = \det \Sigma$$



## VI) Forma de Jordan

Dada una matriz  $A$ , existe una matriz de cambio de base  $T$ , tal que:

$$T^{-1}AT = J = D + N \quad (10.43)$$

donde  $D$  es una matriz diagonal (conteniendo los valores propios) y  $N$  es una matriz nilpotente ( $\exists \gamma \in \mathbb{N} \mid N^\gamma = 0$ ) de la forma:

$$D = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{pmatrix}$$

$$N = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}$$

Note que  $DN = ND$ , por lo que:

$$\exp((D + N)t) = \exp(Dt) \exp(Nt) \quad (10.44)$$

donde:

$$\exp(Dt) = \begin{pmatrix} e^{\lambda_1 t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 t} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\lambda_n t} \end{pmatrix}$$

$$\exp(Nt) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (Nt)^i = \sum_{i=0}^{\gamma-1} \frac{1}{i!} (Nt)^i$$

## VII) Teorema de Cayley-Hamilton

Toda transformación lineal  $A$  satisface su polinomio característico.

$$\Pi(s) = \det(sI - A) = s^n + \pi_1 s^{n-1} + \dots + \pi_{n-1} s + \pi_n \quad (10.45)$$

$$\Pi(A) = A^n + \pi_1 A^{n-1} + \dots + \pi_{n-1} A + \pi_n I = 0 \quad (10.46)$$

Una implicación directa es que la  $n$ -ésima potencia de una transformación lineal  $A$ , es una combinación lineal de sus potencias predecesoras.

$$A^n = -\pi_n I - \pi_{n-1} A - \dots - \pi_1 A^{n-1}$$

A su vez, esto implica:

$$\exp (At)=\sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} A^i t^i=\sum_{i=0}^{n-1} \varphi(t) A^i \tag{10.47}$$

donde:

$$\varphi_i(t)=\sum_{j=0}^{\infty} \varphi_{ij} t^j$$

# Capítulo 11

## Controlabilidad y asignación de polos

Sea un sistema para la Ecuación Diferencial Ordinaria:

$$M \left( \frac{d}{dt} \right) y(t) = N \left( \frac{d}{dt} \right) u(t) \quad (11.1)$$

Sea la siguiente representación de estado de esta Ecuación Diferencial Ordinaria:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x &= Ax + bu \\ y &= c^T x + du \end{aligned}$$

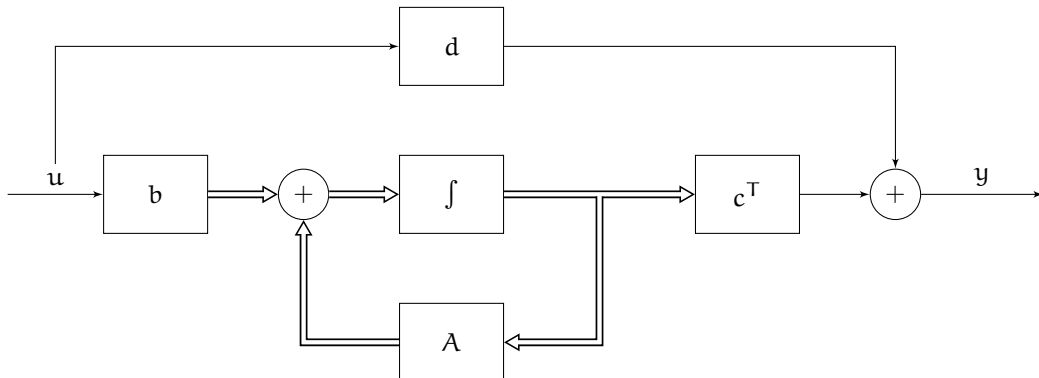
donde  $x \in \mathbb{R}^n$  y  $u, y \in \mathbb{R}$ .

**Problema.** Se desea encontrar una ley de control  $u = f(x)$ , que nos permita asignar los polos a voluntad.

Sabemos que:

**Polos.**  $\{s \in \mathbb{C} \mid M(s) = 0\} = \{s \in \mathbb{C} \mid \det(sI - A)\}$

Para resolver este problema hay que investigar el concepto estructural de la alcanzabilidad.



# Alcanzabilidad y Controlabilidad

- Una representación de estado se dice controlable, si para cualquier condición inicial,  $x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^n$ , existe una trayectoria,  $x(\cdot)$ , solución de la ecuación de estado, tal que en tiempo finito  $t_f \in \mathbb{R}$  se llega al origen ( $x(t_f) = 0$ ).
- Una representación de estado se dice alcanzable, si para cualquier punto  $x \in \mathbb{R}$ , existe una trayectoria,  $x(\cdot)$ , solución de la ecuación de estado, tal que en tiempo finito  $t_f \in \mathbb{R}$  se llega a un punto cualquiera ( $x(t_f) = x_f$ ) desde el origen.

En los sistemas lineales estas dos propiedades están mutuamente implicadas, por lo que se les trata indistinguiblemente. Pero en general:

$$\text{Alcanzabilidad} \implies \text{Controlabilidad} \tag{11.2}$$

La solución temporal de  $\frac{dx}{dt} = Ax + bu$  con  $x(0) = 0$  es:

$$x(t) = \int_0^t \exp(A(t-\tau))bu(\tau)d\tau \tag{11.3}$$

del teorema de Cayley-Hamilton se tiene:

$$\exp(At) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} A^i t^i = \sum_{i=0}^{n-1} \varphi_i(t) A^i \tag{11.4}$$

donde  $\varphi_i(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \varphi_{ij} t^j$ ,  $\varphi_{ij} \in \mathbb{R}$ ,  $n \in \mathbb{N}$ ,  $j \in \mathbb{Z}^+$ . Por lo anterior, tenemos:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{i=0}^{n-1} \psi_i(t) A^i b \\ x(t) &= (b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-1}b) \begin{pmatrix} \psi_0(t) \\ \psi_1(t) \\ \vdots \\ \psi_{n-1}(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{11.5}$$

donde  $\psi_i(t) = \int_0^t \varphi_i(t-\tau)u(\tau)d\tau$ .

Entonces una condición necesaria para que  $x(t_f) = x_f \quad \forall x \in \mathbb{R}, \forall t_f \in \mathbb{R}, t_f > 0$ , es que la matriz de controlabilidad

$$C_{(A,b)} = (b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-1}b) \tag{11.6}$$

sea de rango pleno por filas, de lo contrario existen componentes de  $x(t)$  que siempre serán nulos. En nuestro caso particular ( $y, u \in \mathbb{R}^n$ ):

$$\det C_{(A,b)} \neq 0 \tag{11.7}$$

Si la matriz de controlabilidad  $C_{(A,b)}$  es de rango pleno por filas, entonces el gramiano de controlabilidad es invertible.<sup>1</sup>

---

<sup>1</sup> Aquí se está abusando de la notación, ya que el gramiano de controlabilidad corresponde al caso en que  $t \rightarrow \infty$

$$W = \int_0^t \exp(A\sigma)bb^t \exp(A^t\sigma)d\sigma \quad t > 0, \sigma = t - \tau \quad (11.8)$$

Entonces, con la siguiente ley de control se tiene:

$$u(t) = b^t \exp(A^t(t_f - t))W_{t_f}^{-1}x_f \quad (11.9)$$

Por lo que si sustituimos  $t_f$  en la solución para  $x(t)$ :

$$\begin{aligned} x(t_f) &= \int_0^{t_f} \exp(A(t - \tau))bu(\tau)d\tau \\ &= \int_0^{t_f} \exp(A(t - \tau))bb^t \exp(A^t(t_f - \tau))W_{t_f}^{-1}x_f d\tau \\ &= \int_{t_f}^0 \exp(A\sigma)bb^t \exp(A^t\sigma)d\sigma W_{t_f}^{-1}x_f \\ &= W_{t_f}W_{t_f}^{-1}x_f = x_f \quad (11.10) \end{aligned}$$

- Por lo que una condición suficiente y necesaria para que la ecuación de estado sea alcanzable (y por lo tanto controlable), es que su matriz de controlabilidad,  $C_{(A,b)}$ , sea de rango pleno por filas.
- Cuando la matriz de controlabilidad es de rango pleno por filas, se dice que el par  $(A, b)$  es controlable.

# Asignación de polos

Sea la ecuación de estado controlable, es decir  $\frac{dx}{dt} = Ax + bu$  con  $b \neq 0$ ,  $\det (C_{(A,b)}) \neq 0$ ,  $\Pi(s)$  y  $\alpha(s)$  los polinomios característico y mínimo de  $A$  respectivamente.

$$\Pi(s) = \det (sI - A) \quad \text{grado } \Pi(s) = n$$

$\alpha(s)$  es el polinomio de menor grado tal que  $\alpha(A) = 0$

Sea  $\kappa = \text{grado } \alpha(s)$ , donde obviamente  $1 \leq \kappa \leq n$ .

$$\alpha(s) = s^\kappa + (a_\kappa + a_{\kappa-1}s + \cdots + a_1s^{\kappa-1})$$

$$\alpha(A) = A^\kappa + (a_\kappa + a_{\kappa-1}A + \cdots + a_1A^{\kappa-1})$$

Sean  $\alpha_i$  con  $i \in \{0, 1, \dots, \kappa\}$ , los polinomios mónicos auxiliares tales que:

$$\begin{aligned} \alpha_0(s) &= \alpha(s) \\ \alpha_1(s) &= s^{\kappa-1} + (a_{\kappa-1} + a_{\kappa-2}s + \cdots + a_1s^{\kappa-2}) \\ &\vdots \\ \alpha_{\kappa-1}(s) &= s + a_1 \\ \alpha_\kappa(s) &= 1 \end{aligned}$$

en donde, por definición,  $\alpha_1(A) \neq 0$  y  $\alpha_0(A) = 0$ .  
 Sea  $b \neq 0$ , un vector en  $\mathbb{R}^n$  tal que su polinomio mínimo coincide con  $\alpha(s)$ .

$$\begin{aligned} \alpha_i(A)b &\neq 0 \quad i \in \{1, 2, \dots, \kappa\} \\ \alpha_0(A)b &= 0 \end{aligned}$$

$$\vdots$$

$$\begin{aligned} (A^{\kappa-1} + (a_{\kappa-1} + a_{\kappa-2}A + \cdots + a_1A^{\kappa-2}))b &\neq 0 \\ \alpha_0(A)b &= 0 \end{aligned}$$

$$\vdots$$

$$\begin{aligned} (b \quad Ab \quad \dots \quad A^{\kappa-1}b) \begin{pmatrix} a_{\kappa-1} \\ a_{\kappa-2} \\ \vdots \\ a_1 \end{pmatrix} &\neq 0 \\ \alpha_0(A)b &= 0 \end{aligned}$$

Suponga que el par  $(A, b)$  es controlable, por lo tanto  $\det C_{(A,b)} \neq 0$ , entonces:

$$(b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-1}b)v \neq 0 \quad \forall v \neq 0 \quad \therefore \kappa = n \quad (11.11)$$

Por lo que el polinomio mínimo y el polinomio característico coinciden cuando el par  $(A, b)$  es controlable. Definimos la base:

$$\begin{aligned} e_n &= \alpha_n(A)b = b \\ e_{n-1} &= \alpha_{n-1}(A)b = (A + a_1I)b = Ae_n + a_1e_n \\ e_{n-2} &= \alpha_{n-2}(A)b = (A^2 + (a_2I + a_1A))b = A(A + a_1I)b + a_2b = Ae_{n-1} + a_2e_n \\ &\vdots \\ e_1 &= \alpha_1(A)b = Ae_2 + a_{n-1}e_n \end{aligned} \quad (11.12)$$

Note que sustituyendo  $A$ , tenemos:

$$\alpha(A)b = (A^n + (a_nI + a_{n-1}A + \dots + a_1A^{n-1}))b = Ae_1 + a_ne_n = 0 \quad (11.13)$$

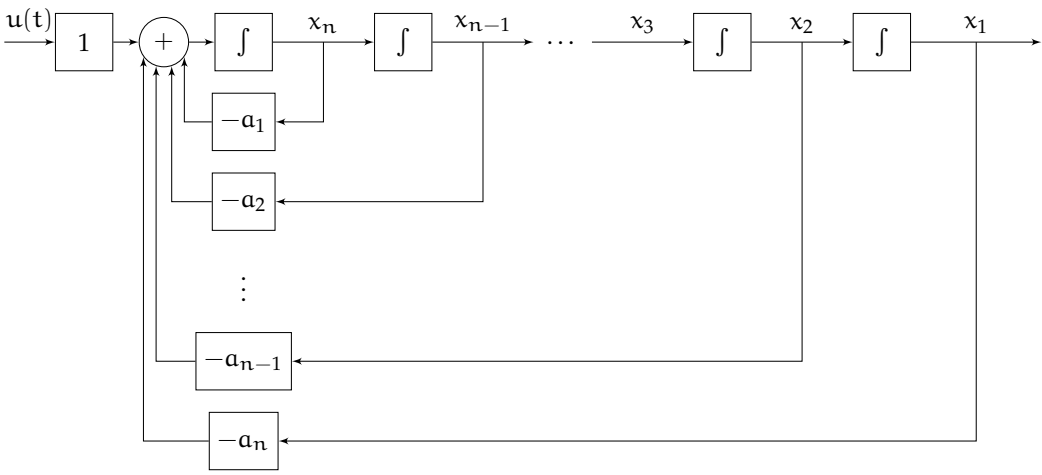
Por lo que:

$$\begin{aligned} e_n &= b \\ Ae_n &= e_{n-1} - a_1e_n \\ Ae_{n-1} &= e_{n-2} - a_2e_n \\ &\vdots \\ Ae_2 &= e_1 - a_{n-1}e_n \\ Ae_1 &= -a_ne_n \end{aligned} \quad (11.14)$$

Entonces, bajo la base definida, las transformaciones lineales tienen la siguiente forma:

$$A_c = [A]_{\{e_1, e_2, \dots, e_n\}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{pmatrix} \quad (11.15)$$

$$b_c = [b]_{\{e_1, e_2, \dots, e_n\}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (11.16)$$



Por lo tanto:

$$\frac{d}{dt}x_c = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{pmatrix} x_c + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} u \quad (11.17)$$

## Observaciones.

### 1. Polinomio Característico

$$\det(sI - A_c) = s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n = \Pi(s)$$

### 2. Retroalimentación de Estado

Sea  $u = f_c x_c + v$ , donde  $f_c = (a_n - \bar{a}_n)(a_{n-1} - \bar{a}_{n-1}) \dots (a_1 - \bar{a}_1)$ . Entonces el sistema de lazo cerrado es:

$$\frac{d}{dt}x_c = A_{f_c} x_c + b_c v \quad (11.18)$$

donde  $A_{f_c} = A_c + b_c f_c$ , es decir:

$$A_{f_c} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -\bar{a}_n & -\bar{a}_{n-1} & -\bar{a}_{n-2} & \dots & -\bar{a}_3 & -\bar{a}_2 & -\bar{a}_1 \end{pmatrix} \quad (11.19)$$



y su polinomio característico es  $\det(sI - A_{f_c}) = s^n + \bar{a}_1 s^{n-1} + \cdots + \bar{a}_{n-1} s + \bar{a}_n$ .

# Propiedades de la matriz de controlabilidad

1. Matriz de controlabilidad del par  $(A_c, b_c)$ .

$$C_{(A_c, b_c)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & \dots & * \\ 0 & 1 & * & \dots & * \\ 1 & * & * & \dots & * \end{pmatrix} \quad (11.20)$$

lo que implica:

$$\det C_{(A_c, b_c)} = \pm 1 \quad (11.21)$$

2. Invarianza de la matriz de controlabilidad bajo cambio de base.

Sea el par  $(A, b)$  controlable, sea  $T$  una matriz de cambio de base y sean  $A_1 = T^{-1}AT$  y  $b_1 = T^{-1}b$  las matrices de nuestra nueva base.

$$\begin{aligned} C_{(A_1, b_1)} &= (b_1 \quad A_1 b_1 \quad \dots \quad A_1^{n-1} b_1) = \\ &= (T^{-1}b \quad T^{-1}AT T^{-1}b \quad \dots \quad (T^{-1}AT \dots T^{-1}AT) T^{-1}b) = \\ &= (T^{-1}b \quad T^{-1}Ab \quad \dots \quad T^{-1}A^{n-1}b) = \\ &= T^{-1} (b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-1}b) = T^{-1} C_{(A, b)} \end{aligned}$$

por lo que, podemos notar la siguiente correspondencia:

$$C_{(A_1, b_1)} = \frac{C_{(A, b)}}{T}$$

Mas notablemente podemos notar una manera de calcular la transformación lineal a una forma controlable.

$$T = C_{(A, b)} C_{(A_1, b_1)}^{-1} \quad (11.22)$$

3. Invarianza de la matriz de controlabilidad bajo retroalimentación de estado,  $u = f^T x + v$ .

Sea  $A_f = A + bf^T$  la matriz  $A$  del sistema bajo la retroalimentación de estado  $u = f^T x + v$ . Tendremos que la matriz de controlabilidad de este sistema retroalimentado será:

$$\begin{aligned} C_{(A_f, b)} &= (b \quad A_f b \quad \dots \quad A_f^{n-1} b) = \\ &= (b \quad (A + bf^T) b \quad \dots \quad (A + bf^T)^{n-1} b) \end{aligned}$$

en donde podemos notar que los terminos van obteniendo la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
(A + bf^T)b &= Ab + b(f^Tb) = Ab + k_1b \\
(A + bf^T)^2b &= A^2b + k_1Ab + b(f^TAb + k_1(f^Tb)) \\
&= A^2b + k_1Ab + k_2b \\
&\vdots \\
(A + bf^T)^{n-1}b &= A^{n-1}b + k_1A^{n-2}b + \dots + k_{n-2}Ab + k_{n-1}b
\end{aligned}$$

en donde los terminos  $k_i$  estan relacionados unicamente con  $f^T$  y  $b$ , y dejan de fuera a un termino  $b$ , por lo que es inmediato ver que lo podemos reescribir de la siguiente manera:

$$C_{(A_f, b)} = \begin{pmatrix} b & Ab & \dots & A^{n-1}b \end{pmatrix} \mathbb{X}$$

$$C_{(A_f, b)} = C_{(A, b)} \mathbb{X} \quad (11.23)$$

donde  $\mathbb{X}$  toma la forma:

$$\mathbb{X} = \begin{pmatrix} 1 & k_1 & k_2 & \dots & k_{n-1} \\ 0 & 1 & k_1 & \dots & k_{n-2} \\ 0 & 0 & 1 & \dots & k_{n-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}$$

lo cual implica que  $\det \mathbb{X} = \pm 1$ , es decir:

$$\det C_{(A, b)} \neq 0 \implies \det C_{(A_f, b)} \neq 0$$

en particular nosotros tenemos que:

$$\det C_{(A, b)} = \det C_{(A_f, b)} \quad (11.24)$$

Dada la invarianza de la matriz de controlabilidad ( $C_{(A, b)}$ ) bajo cambio de base y retroalimentación de estado, Brunovskii estudió la controlabilidad de los sistemas lineales con todos sus valores propios (polos) en el origen<sup>2</sup>:

$$(A_{Br} \quad b_{Br}) = \left( \begin{array}{cccc|ccc} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{array} \right) \quad (11.25)$$

<sup>2</sup>El teorema de Brunovskii en realidad esta redactado para sistemas multientradas, y se expresa en matrices diagonales por bloques de tamaño  $k_i \times (k_i + 1)$ , con  $\sum_{i=0}^n k_i = n$ , donde  $k_i$  son los indices de controlabilidad

A los índices  $k_i$  de los polinomios mínimos se les denomina índices de controlabilidad. En nuestro caso particular, existe solamente un índice de controlabilidad;  $k_i = n$ .

#### 4. Invarianza de los ceros del sistema bajo retroalimentación de estado.

Sea la matriz sistema del sistema en lazo abierto la siguiente:

$$\Sigma(s) = \begin{pmatrix} sI - A & b \\ -c^T & d \end{pmatrix}$$

entonces, la matriz sistema bajo la retroalimentación será:

$$\Sigma_{lc}(s) = \begin{pmatrix} sI - (A + bf^T) & b \\ -(c^T + df^T) & d \end{pmatrix}$$

notando que:

$$\begin{pmatrix} sI - A & b \\ -c^T & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I & 0 \\ -f^T & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} sI - (A + bf^T) & b \\ -(c^T + df^T) & d \end{pmatrix}$$

por lo que:

$$\det \Sigma(s) = \det \Sigma_{lc}(s) \quad (11.26)$$

Se concluye que la retroalimentación de estado no afecta a los ceros del sistema; solo puede modificar a los polos controlables.

# Formas canónicas

Sea un sistema lineal invariante en el tiempo, una entrada, una salida (SISO), descrito por la siguiente Ecuación Diferencial Ordinaria (EDO):

$$\left( \frac{d^n}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \cdots + a_{n-1} \frac{d}{dt} + a_n \right) y(t) = \left( b_n + b_{n-1} \frac{d}{dt} + \cdots + b_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} \right) u(t) \quad (11.27)$$

## Forma canónica controlador

$$\frac{d}{dt} x_c = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{pmatrix} x_c + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} u \quad (11.28)$$

$$y = (b_n \quad b_{n-1} \quad b_{n-2} \quad \dots \quad b_2 \quad b_1) x_c \quad (11.29)$$

## Polos.

$$\det(sI - A_c) = s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \cdots + a_{n-1} s + a_n \quad (11.30)$$

## Ceros.

$$\det \Sigma(s) = b_1 s^{n-1} + \cdots + b_{n-1} s + b_n \quad (11.31)$$

## Matriz de Controlabilidad.

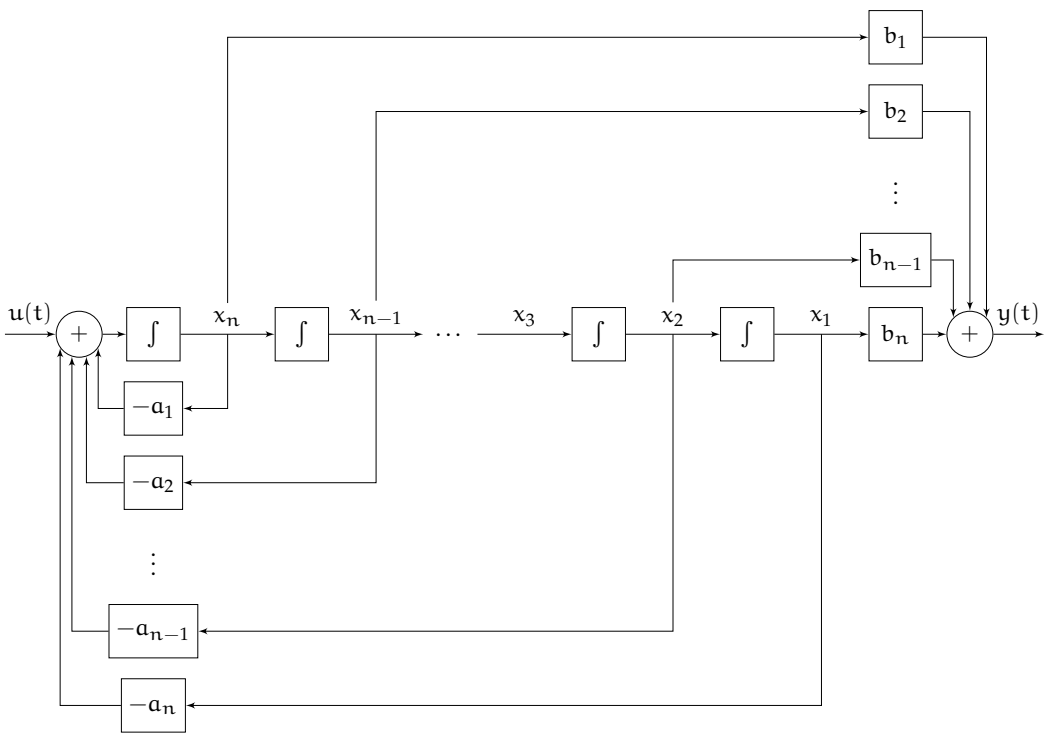
$$C_{(A_c, b_c)} = (b_c \quad A_c b_c \quad \dots \quad A_c^{n-1} b_c) \implies \det C_{(A_c, b_c)} = 1 \quad (11.32)$$

## Forma canónica controlabilidad

$$\frac{d}{dt} x_c = \begin{pmatrix} -a_1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -a_2 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -a_3 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_{n-2} & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ -a_{n-1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -a_n & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} x_c + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} u \quad (11.33)$$

$$y = (\beta_n \quad \beta_{n-1} \quad \beta_{n-2} \quad \dots \quad \beta_2 \quad \beta_1) x_c \quad (11.34)$$

donde:



$$\begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \\ \vdots \\ \beta_{n-1} \\ \beta_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -a_1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -a_2 & -a_1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ -a_{n-3} & -a_{n-4} & -a_{n-5} & \dots & 0 & 0 \\ -a_{n-2} & -a_{n-3} & -a_{n-4} & \dots & 1 & 0 \\ -a_{n-1} & -a_{n-2} & -a_{n-3} & \dots & -a_1 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ b_{n-2} \\ b_{n-1} \\ b_n \end{pmatrix} \quad (11.35)$$

**Polos.**

$$\det(sI - A_{co}) = s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \dots + a_{n-1} s + a_n \quad (11.36)$$

**Ceros.**

$$\det \Sigma(s) = b_1 s^{n-1} + \dots + b_{n-1} s + b_n \quad (11.37)$$

**Matriz de Controlabilidad.**

$$C_{(A_{co}, b_{co})} = (b_{co} \quad A_{co} b_{co} \quad \dots \quad A_{co}^{n-1} b_{co}) \implies \det C_{(A_{co}, b_{co})} = \pm 1 \quad (11.38)$$

## Capítulo 12

# Inobservabilidad y observador de estado

Sea la siguiente representación de estado:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \\ \mathbf{y} &= \mathbf{c}^T\mathbf{x} + du\end{aligned}\tag{12.1}$$

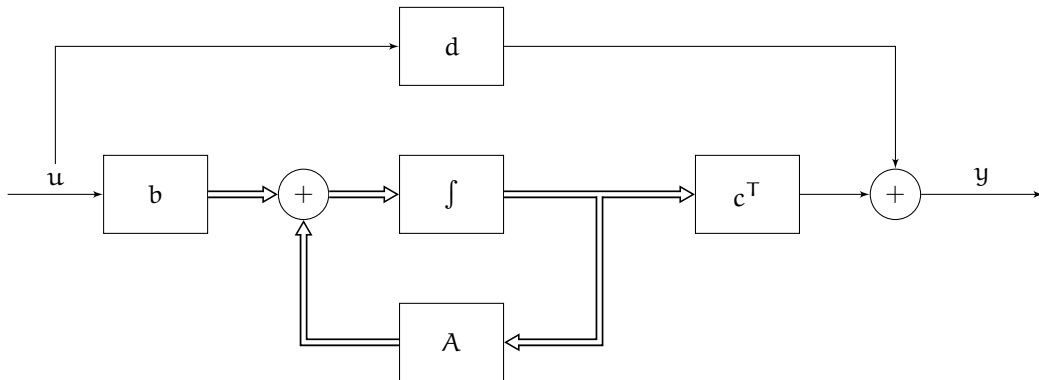
para el siguiente sistema:

donde  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$  es el estado,  $u(t) \in \mathbb{R}^n$  y  $y(t) \in \mathbb{R}^n$  sean la entrada y salida respectivamente; siendo la condición inicial del estado  $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^n$ . La solución esta descrita por:

$$\mathbf{x}(t) = \exp(\mathbf{A}t)\mathbf{x}_0 + \int_0^t \exp(\mathbf{A}(t-\tau))\mathbf{b}u(\tau)d\tau$$

**Problema.** Sea la representación de estado 12.1, donde el estado  $\mathbf{x}$  no esta disponible. Se desea reconstruir el estado  $\mathbf{x}$ , para poder aplicar una retroalimentación de estado.

$$\mathbf{u} = \mathbf{f}^T\mathbf{x} + v\tag{12.2}$$



Para resolver este problema, hay que investigar el concepto estructural de la inobservabilidad.



# Observabilidad e inobservabilidad

Una representación de estado se dice observable si dadas las trayectorias de salida,  $y(t)$ , y entrada,  $u(t)$ , en un horizonte de tiempo finito,  $t_1 \in \mathbb{R}$ ,  $t_1 > 0$ , existe una función  $\mathbb{F}(t, u, y)$ , tal que:

$$\mathbb{F}(t_1, u(t), y(t)) = x(0) \quad t \in [0, t_1] \tag{12.3}$$

Una representación de estado se dice inobservable, si no es observable.

$$\begin{aligned} x(t) &= \exp (At)x_0 + \int_0^t \exp (A(t-\tau))bu(\tau) d\tau \\ y(t) &= c^T \exp (At)x_0 + \int_0^t c^T \exp (A(t-\tau))bu(\tau) d\tau + du(t) \end{aligned} \tag{12.4}$$

Sabemos del teorema de Caley-Hamilton que:

$$\exp (At) = \sum_{i=0}^{n-1} \varphi(t)A^i \tag{12.5}$$

donde:

$$\varphi_i(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \varphi_{ij}t^j, \quad \varphi_{ij} \in \mathbb{R}, \quad i \in \{0, 1, \dots, n-1\}, \quad j \in \mathbb{Z}^+$$

Si juntamos las ecuaciones 12.4 y 12.5 obtendremos:

$$\begin{aligned} y(t_1) &= \sum_{i=0}^{n-1} \varphi_i(t_1)c^T A^i x_0 + \\ &\quad \int_0^{t_1} c^T \exp (A(t-\tau))bu(\tau) d\tau + du(t_1) = \\ &\quad (\varphi_0(t_1) \quad \varphi_1(t_1) \quad \dots \quad \varphi_{n-1}(t_1)) \begin{pmatrix} c^T \\ c^T A \\ \vdots \\ c^T A^{n-1} \end{pmatrix} x_0 + \\ &\quad \int_0^{t_1} c^T \exp (A(t-\tau))bu(\tau) d\tau + du(t_1) \\ &= \varphi^T(t_1)\mathcal{O}_{(c^T, A)}x(0) = y(t_1) - \int_0^{t_1} c^T \exp (A(t-\tau))bu(\tau) d\tau + du(t_1) \end{aligned} \tag{12.6}$$

siendo el lado derecho, la función  $\mathbb{F}$ . Entonces, una condición necesai para que se pueda inferir cualquier condición inicial del estado  $x(0) = x_0$ , a partir de las trayectorias de salida,  $y(t)$ , y de entrada  $u(t)$ , en el horizonte de tiempo, es que la matriz de observabilidad:

$$\mathcal{O}_{(c^T, A)} = \begin{pmatrix} c^T \\ c^T A \\ \vdots \\ c^T A^{n-1} \end{pmatrix} \quad (12.7)$$

sea de rango pleno por columnas.

En nuestro caso particular, como la entrada y la salida estan en  $\mathbb{R}$ , esta condición es:

$$\det \mathcal{O}_{(c^T, A)} \neq 0$$

En efecto, si  $\mathcal{O}_{(c^T, A)}$ , no es de rango pleno por columna, existe una transformación  $T$ , invertible, tal que:

$$\mathcal{O}_{(c^T, A)} T^{-1} = (\mathbb{X} \quad 0)$$

siendo  $\mathbb{X}$  una matriz de rango plano por columnas.

Haciendo el cambio de base,  $\bar{x} = Tx$ , se obtiene de la ecuación 12.6:

$$\begin{aligned} \varphi^T(t_1) \mathcal{O}_{(c^T, A)} T^{-1} \bar{x}(0) &= \bar{\mathbb{F}}(t_1, u, y) \\ \varphi^T(t_1) (\mathbb{X} \quad 0) \begin{pmatrix} \bar{x}_1(0) \\ \bar{x}_2(0) \end{pmatrix} &= \bar{\mathbb{F}}(t_1, u, y) \\ \varphi^T(t_1) \mathbb{X} \bar{x}_1(0) &= \bar{\mathbb{F}}(t_1, u, y) \end{aligned}$$

por lo que no es posible determinar la segunda parte de componentes,  $\bar{x}_2(0)$ , a partir de  $\bar{\mathbb{F}}(t_1, u, y)$ .

Si la matriz de observabilidad es de rango pleno por columnas, entonces:

$$\ker \mathcal{O}_{(c^T, A)} = 0$$

y para nuestro caso particular,  $u, y \in \mathbb{R}$ :

$$\det \mathcal{O}_{(c^T, A)} \neq 0$$

es decir,  $\mathcal{O}_{(c^T, A)}$  es invertible.

De la representación de estado en la ecuación 12.1 se tiene:

$$y = c^T x + du$$

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= c^T \frac{dx}{dt} + d \frac{du}{dt} \\ &= c^T Ax + c^T bu + d \frac{du}{dt} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2y}{dt^2} &= c^T A \frac{dx}{dt} + c^T b \frac{du}{dt} + d \frac{d^2u}{dt^2} \\ &= c^T A^2 x + c^T A bu + c^T b \frac{du}{dt} + d \frac{d^2u}{dt^2} \end{aligned}$$

$\vdots$

$$\frac{d^{n-1}y}{dt^{n-1}} = c^T A^{n-1}x + \sum_{i=0}^{n-2} c^T A^i b \frac{d^{n-2-i}u}{dt^{n-2-i}}$$

por lo que tendremos que:

$$\begin{pmatrix} 1 \\ \frac{d}{dt} \\ \vdots \\ \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} \end{pmatrix} y = \begin{pmatrix} c^T \\ c^T A \\ \vdots \\ c^T A^{n-1} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 + d \\ b + d \frac{d}{dt} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{n-2} c^T A^i b \frac{d^{n-2-i}}{dt^{n-2-i}} + d \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} \end{pmatrix} u$$

o escrito de otra manera:

$$\Delta \left( \frac{d}{dt} \right) y = \mathcal{O}_{(c^T, A)} x + \Gamma \left( \frac{d}{dt} \right) u$$

lo cual implica:

$$x = \mathcal{O}_{(c^T, A)}^{-1} \left[ \Delta \left( \frac{d}{dt} \right) y - \Gamma \left( \frac{d}{dt} \right) u \right] \quad (12.8)$$

Por lo que es una condición necesaria y suficiente, para que la representación de estado sea observable que su matriz de observabilidad,  $\mathcal{O}_{(c^T, A)}$ , sea de rango pleno por columnas.

Cuando la matriz de observabilidad es de rango pleno por columnas, se dice que el par  $(c^T, A)$  es observable.

# Dualidad

La operación matricial "transpuesta", establece una dualidad entre la observabilidad y la controlabilidad. En efecto,

$$\mathcal{O}_{(c^T, A)} = \begin{pmatrix} c^T \\ c^T A \\ \vdots \\ c^T A^{n-1} \end{pmatrix} \tag{12.9}$$

$$\mathcal{O}_{(c^T, A)}^T = \begin{pmatrix} c^T \\ c^T A \\ \vdots \\ c^T A^{n-1} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} c & A^T c & \dots & (A^T)^{n-1} c \end{pmatrix} = C_{(A^T, c)} \tag{12.10}$$

$$C_{(A, b)}^T = \begin{pmatrix} b & Ab & \dots & A^{n-1}b \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} b^T \\ b^T A^T \\ \vdots \\ b^T (A^T)^{n-1} \end{pmatrix} = \mathcal{O}_{(b^T, A^T)} \tag{12.11}$$

note tambien que la función de transferencia es una funcion continua en  $\mathbb{R}^1$ , por lo que:

$$FT = FT^T$$

$$b^T \left( sI - A^T \right)^{-1} c + d = c^T (sI - A)^{-1} b + d \tag{12.12}$$

ademas, el polinomio caracteristico es el mismo:

$$\det (sI - A) = \det (sI - A^T) \implies \sigma(A) = \sigma(A^T) \tag{12.13}$$

Por lo que obtenemos la siguiente dualidad:

$$A \leftrightarrow A^T$$

$$b \leftrightarrow c$$

$$c^T \leftrightarrow b^T$$

$$d \leftrightarrow b$$

$$f^T \leftrightarrow k^T$$

# Propiedades de la matriz de observabilidad

Dada la dualidad entre observabilidad y controlabilidad, todos los resultados de controlabilidad del par  $(A, b)$  son extrapolables a la observabilidad del par  $(c^T, A)$ .

1. Asignación de los valores propios (polos), mediante la inyección de salida.

a) Si  $\det C_{(A,b)} \neq 0$ , entonces dado un conjunto simétrico con respecto al eje real de  $n$  números complejos,  $\Lambda$ , existe un vector  $f \in \mathbb{R}^n$ , tal que:

$$\sigma(A + bf^T) = \Lambda$$

b) Si  $\det \mathcal{O}_{(c^T,A)} \neq 0$ , entonces dado un conjunto simétrico con respecto al eje real de  $n$  números complejos,  $\Lambda$ , existe un vector  $k \in \mathbb{R}^n$ , tal que:

$$\sigma(A + kc^T) = \Lambda$$

$$\sigma(A^T + ck^T) = \Lambda$$

2. Invarianza de la matriz de observabilidad bajo cambio de base

Sea el siguiente cambio de base:

$$A_1 = T^{-1}AT \tag{12.14}$$

$$c_1^T = c^T T \tag{12.15}$$

dado un cambio de base  $T$  invertible; entonces tendremos lo siguiente:

$$\mathcal{O}_{(c_1^T,A_1)} = \mathcal{O}_{(c^T,A)} T^{-1} \tag{12.16}$$

de donde podemos notar que:

$$T = \mathcal{O}_{(c_1^T,A_1)}^{-1} \mathcal{O}_{(c^T,A)} \tag{12.17}$$

siempre que el par  $(c^T, A)$  sea observable.


3. Invarianza de la matriz de observabilidad bajo inyección de salida

4. Invarianza de los ceros del sistema bajo inyección de salida

# Formas canónicas



Forma canónica observador



Forma canónica observabilidad

# Observador de estado

---





# Capítulo 13

## Principio de Separación

---



# Capítulo 14

## Estabilidad de Lyapunov

Dada la siguiente representación de estado:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + bu(t) \quad (14.1)$$

con  $x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^n$ .

**Definición 1.** El sistema representado por la ecuación 14.1 es estable si para cada  $\epsilon > 0$ , existe un  $\delta = \delta(\epsilon)$  tal que:

$$\|x_0\| < \delta(\epsilon) \implies \|x(t)\| < \epsilon \quad \forall t \geq 0$$

Si no es estable, decimos que es inestable.

**Teorema 1.** Una matriz  $A$  es Hurwitz estable, es decir  $\Re\{\lambda(A)\} < 0$ , si y solo si para cualquier matriz simétrica definida positiva dada,  $Q$ , existe una matriz simétrica definida positiva,  $P$ , que satisface:

$$A^T P + PA = -Q \quad (14.2)$$

**Nota 1.** Una matriz  $H \in \mathbb{C}^{n \times n}$ , se dice Hermitiana si su transpuesta conjugada es ella misma,  $H^* = H$ . Si  $H \in \mathbb{R}^{n \times n}$ , se dice simétrica si su transpuesta es ella misma,  $H^T = H$ .

De estas matrices, podemos notar ciertas propiedades:

1. Todos sus valores propios son reales.
2. Cuando los valores propios de  $H$  son todos positivos o negativos, se dice que  $H$  es definida positiva o negativa, y se escribe  $H > 0$  o  $H < 0$  respectivamente.
3. Cuando los valores propios de  $H$  son todos no negativos o no positivos, se dice que  $H$  es semidefinida positiva o semidefinida negativa y se escribe  $H \geq 0$  o  $H \leq 0$  respectivamente.
4. Desigualdad de Raleigh

Dada  $H$  Hermitiana:

$$\lambda_{\min}(H)x^*x \leq x^*Hx \leq \lambda_{\max}(H)x^*x \quad \forall x \in \mathbb{C}^n$$

Dada  $H$  simétrica:

$$\lambda_{\min}(H)x^T x \leq x^T H x \leq \lambda_{\max}(H)x^T x \quad \forall x \in \mathbb{C}^n$$

5.  $H$  es semidefinida positiva, si y solo si, puede escribirse de la forma factorizada:

$$H = G^* G$$

para alguna matriz  $G$ , conocida como raíz cuadrada de  $H$ , también denotada por  $H_{1/2}$ ,  $\sqrt{H}$ ,  $H^{1/2}$ , por lo que la factorización queda como sigue:

$$H = H_{1/2}^* H_{1/2}$$

Cuando  $H$  es definida positiva,  $H_{1/2}$  es una matriz de rango pleno.

*Demostración.* Sea la función de Lyapunov:

$$V(x(t)) = x^T P x(t) \quad \forall t \geq 0 \quad (14.3)$$

con  $P = P^T > 0$ .

Derivando a la ecuación 14.3 con respecto del tiempo, a lo largo de las trayectorias solución de la ecuación 14.1, con  $u = 0$ , se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{dx(t)}{dt}^T P x(t) + x^T(t) P \frac{dx(t)}{dt} \\ &= x^T(t) A^T P x(t) + x^T(t) P A x(t) \\ &= x^T(t) (A^T P + P A) x(t) \\ &= -x^T(t) Q x(t) \end{aligned} \quad (14.4)$$

Por otro lado, de la ecuación 14.3 se tiene:

$$\lambda_{\min}(P) x^T(t) x(t) \leq V(x(t)) \leq \lambda_{\max}(P) x^T(t) x(t)$$

por lo que:

$$0 \leq \frac{V(x(t))}{\lambda_{\min}(P)} \leq x^T(t) x(t) \leq \frac{V(x(t))}{\lambda_{\max}(P)} \quad (14.5)$$

Entonces, de las ecuaciones 14.4 y 14.5 se obtiene:

$$\frac{dV(x(t))}{dt} \leq -\frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} V(x(t)) \quad (14.6)$$

De manera análoga

$$\lambda_{\min}(Q) x^T(t) x(t) \leq x^T(t) Q x(t) \leq \lambda_{\max}(Q) x^T(t) x(t)$$

Si integramos la ecuación 14.6 tendremos:

$$\int_0^t \frac{dV(x(\tau))}{d\tau} d\tau \leq -\frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} \int_0^t V(x(\tau)) d\tau$$

para lo cual necesitamos el lema de Bellman - Grönwall.

**Nota 2.**

$$u(t) \leq c + \int_0^t K(\tau)u(\tau)d\tau \implies u(t) \leq c \exp\left(\int_0^t K(\tau)d\tau\right) \quad \forall t \geq 0$$

por lo tanto, podemos ver que:

$$V(x(t)) \leq V(x(0)) - \frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} \int_0^t V(x(\tau))d\tau \tag{14.7}$$

y aplicando el lema de Bellman - Grönwall aqui:

$$V(x(t)) \leq V(x(0)) \exp - \frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} t \quad \forall t \geq 0 \tag{14.8}$$

de la ecuación 14.5 y 14.8, obtenemos finalmente:

$$0 \leq x^T(t)x(t) \leq \frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)} x^T(0)x(0) \exp\left(-\frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} t\right)$$

es decir:

$$\|x(t)\|^2 \leq \frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)} \|x(0)\|^2 \exp\left(-\frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} t\right)$$

Dado que A es Hurwitz estable tenemos que  $\Re\lambda(A) < 0$ , sea la siguiente matriz definida positiva:

$$P = \int_0^\infty \exp(A^T t) Q \exp(At) dt$$

con  $Q = Q^T > 0$ . Entonces tendremos:

$$\begin{aligned} A^T P + P A &= \int_0^\infty \left( A^T \exp(A^T t) Q \exp(At) + \exp(A^T t) Q \exp(At) A \right) dt \\ &= \int_0^\infty \frac{d}{dt} \left( \exp(A^T t) Q \exp(At) \right) dt \\ &= \exp(A^T t) Q \exp(At) \Big|_0^\infty \\ &= \lim_{t \rightarrow \infty} \exp(A^T t) Q \exp(At) - \exp(A^T \cdot 0) Q \exp(A \cdot 0) \\ &= 0 - Q = -Q \end{aligned}$$

□

**Lema 1.** La ecuación matricial  $AX = XB$ , tiene unicamente la solución trivial,  $X = 0$ , si y solo si, A y B no tienen valores propios en común, es decir:

$$\sigma(A) \cap \sigma(B) \neq \emptyset$$

Demostración. □

**Corolario 1.** En el teorema 1 se puede elegir a  $Q$  como una matriz semidefinida positiva,  $Q \geq 0$ , bajo la condición inicial de que  $x^T(t)Qx(t)$  no sea idénticamente nula a lo largo de cualquier trayectoria no nula, solución de:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t)$$

El requerimiento de este corolario se reduce a la condición de que el par  $(Q_{1/2}, A)$  sea observable:

$$Q \geq 0 \exists Q_{1/2} \text{ tal que } Q = Q_{1/2}^T Q_{1/2}$$

**Corolario 2.** Si  $A$  es una matriz Hurwitz estable entonces la ecuación de Lyapunov,  $A^T P + PA = -Q$ , tiene una única solución para cada  $Q$ .

*Demostración.* Suponga que existen dos soluciones,  $P_1$  y  $P_2$ , de la ecuación de Lyapunov, es decir:

$$\begin{aligned} A^T P_1 + P_1 A &= -Q \\ A^T P_2 + P_2 A &= -Q \end{aligned}$$

lo cual implica:

$$\begin{aligned} A^T (P_2 - P_1) + (P_2 - P_1) A &= 0 \\ A^T (P_2 - P_1) - (P_2 - P_1)(-A) &= 0 \end{aligned}$$

pero sabemos que el espectro de una matriz, no cambia debido a la transposición,  $\sigma(A^T) = \sigma(A)$ , y por otro lado tenemos que la matriz  $A$  es Hurwitz estable, es decir  $\Re\{\lambda(A)\} < 0$ , lo cual implica que:

$$\Re\{\lambda(-A)\} > 0$$

por lo que podemos concluir que:

$$\sigma(A^T) \cap \sigma(-A) = \emptyset$$

por lo tanto, solo hay una solución y es la trivial. □