

FONDAMENTI DI AUTOMATICA

Federico Mainetti Gambera

27 luglio 2020

Indice

| | | |
|----------|---|-----------|
| I | Prima parte del corso | 6 |
| 1 | SLIDE: Introduzione al corso | 6 |
| 1.1 | Informazioni generale | 6 |
| 1.2 | Concetti preliminari | 6 |
| 1.3 | Prerequisiti, motivazione e collocamento del corso | 6 |
| 1.4 | Relazione fra automatica e informatica | 6 |
| 2 | Il problema del controllo | 7 |
| 2.1 | Concetti fondamentali | 7 |
| 2.2 | Strategie di controllo | 7 |
| 2.2.1 | Controllo in anello aperto (AA) | 7 |
| 2.2.2 | Controllo in anello aperto (AA) con compensazione del disturbo misurabile | 7 |
| 2.2.3 | Controllo in anello chiuso (AC) o in retroazione o Feedback | 8 |
| 2.2.4 | Controllo in anello chiuso (AC) con compensazione del disturbo | 8 |
| 2.2.5 | Esempio | 8 |
| 3 | Sistemi dinamici (SD) | 10 |
| 3.1 | Introduzione | 10 |
| 3.2 | Esempi | 10 |
| 3.3 | Sistema dinamico (SD) a tempo continuo (TC) | 12 |
| 3.3.1 | Espressione del sistema | 12 |
| 3.3.2 | Definizioni | 13 |
| 3.3.3 | Esempi | 13 |
| 3.4 | Sistema dinamico (SD) a tempo discreto (TD) | 14 |
| 3.4.1 | Espressione del sistema | 14 |
| 3.4.2 | Definizioni | 15 |
| 3.4.3 | Esempi | 15 |
| 3.5 | Sistemi dinamici (SD) lineari tempo invarianti (LTI) | 16 |
| 4 | Equilibrio | 17 |
| 4.1 | Definizione | 17 |
| 4.2 | Calcolo degli equilibri | 17 |
| 4.3 | Esempi | 17 |
| 5 | Movimento | 19 |
| 5.1 | Definizione | 19 |
| 5.2 | Formule di Lagrange (TD LTI) | 19 |
| 5.2.1 | Caso a tempo discreto (TD) lineare tempo invariante (LTI) | 19 |
| 5.2.2 | Caso a tempo continuo (TC) lineare tempo invariante (LTI) | 20 |
| 5.3 | Esempi | 20 |
| 5.4 | Esponenziale di matrice | 20 |
| 5.4.1 | Dimostrazione | 20 |
| 5.4.2 | Metodo pratico | 21 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 6 | Linearizzazione di sistemi dinamici non lineari (SD, NL, SISO, TC) nell'intorno di un equilibrio | 22 |
| 6.1 | Per l'equazione di stato | 22 |
| 6.2 | Per l'equazione d'uscita | 22 |
| 6.3 | Sistema linearizzato nell'intorno dell'equilibrio $\bar{u}, \bar{x}, \bar{y}$ | 23 |
| 6.4 | Interpretazione | 23 |
| 7 | Stabilità | 24 |
| 7.1 | Stabilità di un equilibrio | 24 |
| 7.1.1 | Equilibrio stabile (S) | 24 |
| 7.1.2 | Equilibrio asintoticamente stabile (AS) | 24 |
| 7.1.3 | Equilibrio instabile (I) | 24 |
| 7.2 | Stabilità nei sistemi dinamici (SD) lineari tempo invarianti (LTI) | 24 |
| 7.2.1 | Stabilità come proprietà di sistema (SD LTI a TC) | 24 |
| 7.2.2 | Proprietà di sistemi asintoticamente stabili (SD LTI a TC) | 25 |
| 7.2.3 | Matrice A e Stabilità (SD LTI a TC e a TD) | 26 |
| 7.2.4 | Criteri di stabilità dedotti dalla matrice A (SD LTI a TC) | 27 |
| 7.2.5 | Criterio di stabilità secondo Routh (SD LTI a TC) | 28 |
| 8 | Segnali e trasformate | 30 |
| 8.1 | Serie di Fourier | 30 |
| 8.2 | Trasformata di Fourier | 30 |
| 8.3 | Trasformata di Laplace | 31 |
| 8.3.1 | Esempi | 31 |
| 8.3.2 | Proprietà della trasformata di Laplace | 32 |
| 8.4 | Teorema del valore iniziale | 33 |
| 8.5 | Teorema del valore finale | 33 |
| 8.6 | Trasformate di Laplace notevoli | 33 |
| 8.7 | Antitrasformazione secondo Heaviside | 34 |
| 9 | Funzione di trasferimento | 36 |
| 9.1 | Trasformata di Laplace delle equazioni di stato e d'uscita | 36 |
| 9.1.1 | Equazione di stato | 36 |
| 9.1.2 | Equazione d'uscita | 36 |
| 9.2 | Calcolo e aspetto di una funzione di trasferimento | 37 |
| 9.3 | Esempi | 37 |
| 10 | Esercizi di ricapitolazione degli argomenti fino ad ora trattati | 39 |
| 10.1 | Es. Equilibri e stabilità in un sistema non lineare, TDE 06/05/2014 E1 | 39 |
| 10.2 | Es. Stabilità, funzione di trasferimento e calcolo del movimento forzato con Heaviside, TDE 04/05/2015 E1 | 39 |
| 10.3 | Es Applicazione reale | 41 |
| 11 | Raggiungibilità e osservabilità | 43 |
| 11.1 | Raggiungibilità (SD LTI a TC SISO) | 43 |
| 11.1.1 | Definizioni | 43 |
| 11.1.2 | Criterio di raggiungibilità | 43 |
| 11.1.3 | Esempi | 45 |
| 11.2 | Osservabilità (SD LTI a TC SISO) | 45 |
| 11.2.1 | Definizioni | 45 |
| 11.2.2 | Criterio di osservabilità | 45 |
| 11.2.3 | Esempi | 45 |
| 11.3 | Osservazioni | 46 |
| 12 | Realizzazione | 47 |
| 12.1 | Forma canonica di raggiungibilità | 47 |
| 12.1.1 | Dimostrazione | 47 |
| 12.1.2 | Metodo pratico | 48 |
| 12.2 | Esempi | 49 |

| | |
|--|-----------|
| 13 Sistemi interconnessi (LTI a TC) | 50 |
| 13.1 Logica fondamentale degli schemi a blocchi | 50 |
| 13.2 Elaborazione degli schemi a blocchi | 50 |
| 13.2.1 Blocchi in serie o cascata | 50 |
| 13.2.2 Blocchi in parallelo | 51 |
| 13.2.3 Blocchi in retroazione o feedback | 52 |
| 14 Risposta esponenziale (SD LTI a TC, SISO) | 54 |
| 14.1 Domanda | 54 |
| 14.2 Risposta alla domanda (dimostrazione) | 54 |
| 14.3 Generalizzazione della risposta | 54 |
| 14.4 Riassunto e proprietà | 55 |
| 15 Risposta sinusoidale (SD LTI a TC, SISO) | 56 |
| 15.1 Domanda | 56 |
| 15.2 Risposta alla domanda (dimostrazione) | 56 |
| 15.3 Generalizzazione della risposta (Teorema fondamentale della risposta in frequenza) . . | 56 |
| 15.4 Definizione di risposta in frequenza | 57 |
| 15.5 Esempio | 57 |
| 16 Rappresentazioni della risposta in frequenza di una funzione di trasferimento | 58 |
| 16.1 Diagramma polare | 58 |
| 16.2 Diagrammi cartesiani o di Bode | 58 |
| 16.2.1 Diagramma di Bode del modulo | 58 |
| 16.2.2 Diagramma di Bode della fase | 58 |
| 16.3 Tracciamento dei diagrammi di Bode (asintotici) | 59 |
| 16.3.1 Forma della funzione di trasferimento per diagrammi di Bode | 59 |
| 16.3.2 Diagrammi di bode di modulo e fase di $G_{a,b,c,d}$ | 59 |
| 16.3.3 Tracciamento complessivo | 63 |
| 16.3.4 Metodo di tracciamento | 65 |
| 16.3.5 Esempio | 65 |
| II Seconda parte del corso | 67 |
| 17 Schema fondamentale di un anello di controllo (SD LTI a TC, SISO) | 67 |
| 17.1 Schema completo | 67 |
| 17.2 Schema semplificato | 67 |
| 17.3 Requisiti del controllo | 68 |
| 18 Stabilità asintotica di sistemi retroazionati (SD LTI a TC SISO) | 70 |
| 18.1 Diagramma di Nyquist | 70 |
| 18.1.1 Esempi | 71 |
| 18.2 Studio di una funzione complessa razionale fratta $G(s)$ di variabile complessa su una curva chiusa | 72 |
| III Esercitazioni | 75 |
| 19 Esercitazione 1 | 75 |
| 19.1 Schema a blocchi | 75 |
| 19.1.1 Primo metodo (analitico) | 75 |
| 19.1.2 Secondo metodo (Funzione di trasferimento) | 75 |
| 19.1.3 Terzo metodo (Integratori) | 75 |
| 20 Esercitazione 2 | 76 |
| 20.1 Stabilità per sistemi non lineari | 76 |
| 20.2 Linearizzazione di un sistema non lineare nell'intorno di un equilibrio | 77 |
| 20.3 Ritardi nelle trasformate | 77 |
| 21 Esercitazione 3 | 78 |

| | |
|--|---------------|
| 22 Esercitazione 4 | 78 |
| 22.1 Regolo delle fasi | 78 |
| 23 Esercitazione 5 | 78 |
| 24 Esercitazione 6 | 79 |
| 25 Esercitazione 7 | 79 |
| 25.1 Diagrammi polari | 79 |
| IV Formulario | 82 |
| 26 Terminologia | 83 |
| 27 Equilibrio | 83 |
| 27.1 Caso generale | 83 |
| 27.2 Caso lineare | 83 |
| 27.3 Caso non lineare | 83 |
| 28 Movimento | 84 |
| 28.1 Formula di Lagrange TC, LTI | 84 |
| 28.2 Formula di Lagrange TD, LTI | 84 |
| 28.3 Esponenziale di matrice (con A diagonalizzabile) | 84 |
| 28.4 Movimento libero con Jordanizzazione (con A non diagonalizzabile) | 84 |
| 28.5 Osservazioni | 85 |
| 29 Stabilità | 86 |
| 29.1 Criteri di stabilità | 86 |
| 29.2 Criteri di stabilità dedotti dalla matrice A | 86 |
| 29.3 Routh | 86 |
| 30 Linearizzazione | 87 |
| 30.1 Linearizzazione di sistemi tempo invarianti non lineari nell'intorno di un equilibrio | 87 |
| 30.2 Stabilità dell'equilibrio di sistemi tempo invarianti non lineari | 87 |
| 31 Trasformate e funzioni di trasferimento a TC | 88 |
| 31.1 Laplace | 88 |
| 31.2 Antitrasformazione con Heaviside | 88 |
| 31.3 Formula di Lagrange nel dominio delle trasformate | 88 |
| 31.4 FdT | 88 |
| 32 Raggiungibilità e osservabilità | 89 |
| 32.1 Raggiungibilità | 89 |
| 32.2 Osservabilità | 89 |
| 32.3 Cancellazioni | 89 |
| 33 Realizzazione | 89 |
| 34 Schemi a blocchi | 89 |
| 34.1 Costruzione dello schema a blocchi | 89 |
| 35 Risposta esponenziale | 89 |
| 36 Risposta sinusoidale | 89 |
| 37 Diagramma di Bode | 90 |
| 37.1 Metodo di tracciamento | 90 |
| 38 Diagramma polare | 90 |
| 39 Ritardi | 90 |

| | |
|---|-----------|
| 40 Funzioni fondamentali di un anello di controllo | 91 |
| 41 Stabilità di sistemi retroazionati | 91 |
| 41.1 Diagramma di Nyquist | 91 |
| 41.2 Stabilità asintotica | 91 |
| 41.3 Criterio di Nyquist | 91 |
| 41.4 Criterio di Bode | 91 |
| 42 Sintesi del controllore in retroazione | 92 |
| 42.1 Progetto statico | 92 |
| 42.2 Progetto dinamico | 92 |
| 42.3 Sistema dinamico (AS) "a fase minima" | 92 |
| 43 compensazione di un disturbo misurabile | 92 |
| 44 Controllo a due gradi di libertà | 93 |
| 45 Cenno al progetto del regolatore in condizioni d'incertezza | 93 |
| 46 Regolatore PID | 94 |
| 46.1 Azione proporzionale P | 94 |
| 46.2 Azione integrale I | 94 |
| 46.3 Azione derivativa D | 94 |
| 46.4 Forme alternative della legge di controllo PID | 94 |
| 46.5 Metodi di taratura | 94 |
| 46.6 Principio del modello interno (IMC) | 94 |
| 46.7 Regola di taratura per IMG PID per processi AS | 94 |
| 46.8 Metodo di Ziegler-Nichols | 94 |
| 46.9 PID a due gradi di libertà ed effetto dei pesi b e c e di N sugli zeri | 94 |
| 47 Cenno al controllo di sistemi instabili | 95 |
| 48 Sistemi di controllo digitale | 96 |
| 48.1 Trasformata Zeta | 96 |
| 48.1.1 Funzione di trasferimento | 96 |
| 48.2 Schema di controllo (loop) ibrido | 96 |
| 48.3 Discretizzazione | 96 |
| 48.3.1 Discretizzazione esatta | 96 |
| 48.3.2 Discretizzazione approssimata | 96 |
| 48.3.3 Discretizzazione e stabilità | 96 |
| 48.3.4 Metodo di Tustin | 96 |
| 48.4 Da $R^*(z)$ alla legge di controllo a TD | 96 |
| 48.4.1 Windup | 97 |
| 48.4.2 Soluzione anti windup | 97 |
| 48.5 Scelta di T_s | 97 |
| 48.5.1 Modello del campionatore | 97 |

Parte I

Prima parte del corso

LEZIONE 1 9/03/2020

[link](#) clicca qui

1 SLIDE: Introduzione al corso

Slide: ../pdf/IntroduzioneCorsoFdA-2019.2020.pdf.

1.1 Informazioni generale

[0-10]

Prof. Alberto Leva

Il materiale didattico è distribuito su Beep e sulla pagina del corso.

Le slide e il materiale del corso non è sufficiente, bisogna prendere appunti e studiare dai testi.

Non ci sono prove in itinere.

1.2 Concetti preliminari

[11]

[12]

[13]

[14]

[15]

[16]

[17]

[18] Laboratorio: due transistor (marroni) non in contatto diretto, ma legati da una barretta di rame (azzurra), ci sono tre sensori di temperatura (blu), due sui transistor e uno sulla barretta (non si vede), c'è anche una ventola che può essere azionata o meno. Lo scopo è controllare la temperatura della barretta agendo su uno dei due transistor, mentre l'altro ha lo scopo di rappresentare un disturbo.

[19]

[20]

[21]

[22]

1.3 Prerequisiti, motivazione e collocamento del corso

[23]

[24]

[25]

[26]

[27] Struttura del corso. Nozioni base da sapere: derivate, integrali, invertire un matrice, autovalori e autovettori.

1.4 Relazione fra automatica e informatica

[28]

[29]

[30]

[31]

[32]

[33]

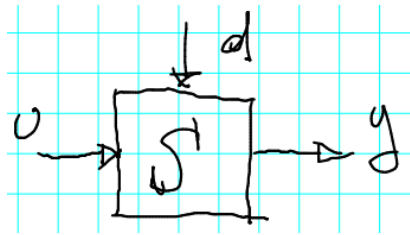
[34]

[35]

2 Il problema del controllo

2.1 Concetti fondamentali

[immagine dagli appunti del prof]



S : sistema da controllare.

U : variabili di controllo o in generale variabili di ingresso. Da notare è che per esempio anche una pompa che possiamo comandare e che tira fuori acqua dal nostro sistema è una variabile di ingresso perchè la controlliamo, nonostante la massa fisica dell'acqua esca.

y : variabili d'uscita.

w : andamento desiderato di y o segnale di riferimento o set point.

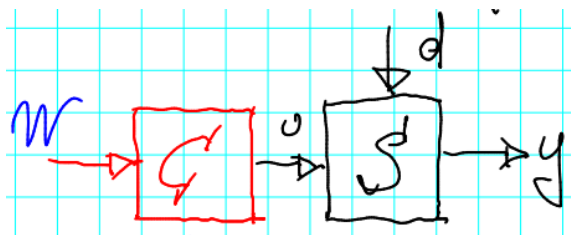
d : disturbi.

L'obiettivo è che y sia il più possibile uguale a w nonostante d e nonostante una conoscenza potenzialmente imperfetta di S .

2.2 Strategie di controllo

2.2.1 Controllo in anello aperto (AA)

[immagine dagli appunti del prof]



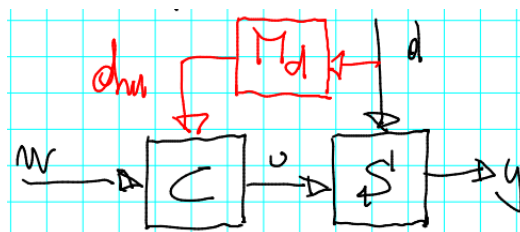
C : controllore.

Il controllore decide l'andamento di U sulla base di w . Il controllore non sa cosa succede in y e non conosce d .

Questo approccio funziona se il legame $U \rightarrow y$ è esattamente noto e non ci sono disturbi d .

2.2.2 Controllo in anello aperto (AA) con compensazione del disturbo misurabile

[immagine dagli appunti del prof]



M_d : misuratore del disturbo.

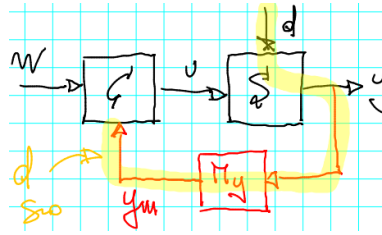
d_m : misura del disturbo d .

Il controllore in questo caso non vede y , ma vede d (o meglio d_m).

Questo approccio funziona se il legame $(U, d) \rightarrow y$ è esattamente noto e se $d_m = d$, cioè se la misura del disturbo è corretta.

2.2.3 Controllo in anello chiuso (AC) o in retroazione o Feedback

[immagine dagli appunti del prof]



M_y : misuratore dell'uscita.

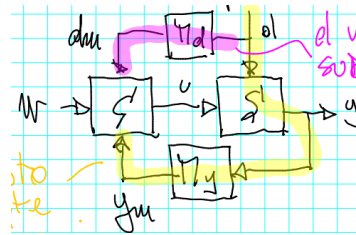
y_m : misura dell'uscita y .

Questo sistema può contrastare i disturbi ed errori di modello anche senza conoscerli, infatti il controllore ne vede gli effetti tramite y_m .

Naturalmente occorre sempre che $y_m = y$, se la misurazione è sbagliata non si può fare nulla. Facciamo notare che le misurazioni sono particolarmente importanti, non lavoriamo con le grandezze vere e proprie, ma con le loro misurazioni.

2.2.4 Controllo in anello chiuso (AC) con compensazione del disturbo

[immagine dagli appunti del prof]

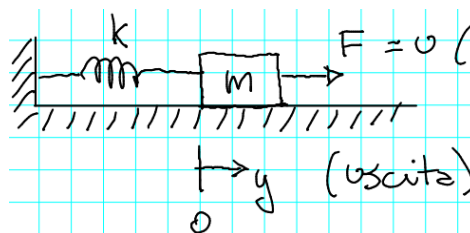


Questo approccio è come il caso precedente ma più pronto nel reagire ai disturbi d . Nel caso precedente potevamo correggere gli effetti di un disturbo osservando i suoi effetti sull'uscita, in questo caso, invece, si reagisce in maniera preventiva ai disturbi, cioè non appena viene rilevato un disturbo il controllore può già andare a contrastarlo senza dover aspettare che questo influenzi l'uscita.

oss. La precisione di M_d conta meno di quella di M_y .

2.2.5 Esempio

[immagine dagli appunti del prof]



Abbiamo una guida su cui scorre una massa M attaccata con una molla di costante elastica k . La massa viene spinta da una forza $F = U$ (che è l'ingresso con cui possiamo interagire col sistema). La y (uscita) del sistema è la posizione della massa sulla guida, che vale 0 quando il sistema è a riposo.

$$F_{molla} = -ky \quad F_{attrito} = -h \frac{d}{dt}y = -h\dot{y}$$

Analizziamo ora questo sistema nel caso in cui sia in equilibrio (cioè fermo) e nel caso in cui sia in movimento.

Modello statico

Per prima cosa vediamo un **modello statico (all'equilibrio)** di questo sistema:

In un modello statico la velocità è nulla, e quindi la $F_{\text{attrito}} = 0$ e $F + F_{\text{molla}} = 0$, che diventa $F - k\bar{y} = 0$, dove per \bar{y} si intende il valore di y in stato di equilibrio, e dunque $\bar{y} = \frac{F}{k}$.

Quindi se voglio $y = y^o$, dove per y^o si intende un y desiderato, dovrò applicare una forza $F = ky^o$.

Analizziamo ora il sistema con un controllo in **AA**, supponendo che la costante elastica della molla sia $k = k_n + \Delta k$, dove k_n è detto k nominale e Δk rappresenta un possibile errore di modello a noi sconosciuto.

Applicando quindi $F = k_n y^o$, otterrò $y = \frac{F}{k_n + \Delta k} = \frac{k_n}{k_n + \Delta k} y^o$. Quindi si può avere un errore di modello dovuto a quel Δk , che provoca un errore di controllo, cioè un errore in cui l'uscita effettiva non è esattamente l'uscita che volevamo: $y \neq y^o$.

$$\text{Errore nel modello } (\Delta k) \implies \text{errore nel controllo } (y \neq y^o)$$

Analizziamo ora il sistema con un controllo in **AC**.

Posso decidere di applicare una forza $F = \alpha(y^o - y)$, con $\alpha > 0$. Il termine $(y^o - y)$ rappresenta l'errore, (quello che voglio - quello che ho). F è la variabile di controllo ed è proporzionale (α) all'errore. Questo è un esempio di applicazione di controllo ad anello chiuso.

Con questo approccio ottengo $y = \frac{F}{k_n + \Delta k} = \frac{\alpha(y^o - y)}{k_n + \Delta k}$ e continuando i conti si arriva a $\frac{y - y^o}{y^o} = \frac{k}{k + \alpha}$, dove il termine $\frac{y - y^o}{y^o}$ prende il nome di errore normalizzato. Se $k = k_n$ non ho errore, però con α abbastanza grande posso rendere l'errore piccolo a piacere (con possibili problemi di stabilità di cui parleremo più avanti).

Quindi:

- il controllo in AA è basato sul modello (usa k_n); l'errore è nullo se il modello è esatto, se no non si può contrastare l'incertezza.
- il controllo in AC è basato su misure (usa $y^o - y$); l'errore può essere reso piccolo a piacere.

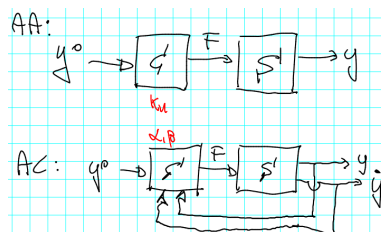
Modello dinamico

Vediamo ora il **modello dinamico**: Partiamo dalla famosa formula "massa · accelerazione = \sum forze". Quindi $m \cdot \ddot{y} = F - ky - h\dot{y}$, cioè $m\ddot{y}(t) + h\dot{y}(t) + ky(t) = F(t)$.

Nel caso di un sistema con controllo in **AA**, $F(t)$ non dipende da $y(t)$ e quindi l'integrale generale non cambia qualunque sia $F(t)$.

Nel caso di un sistema con controllo in **AC**, se, per esempio, $F(t) = \alpha(y^o(t) - y(t)) + \beta\dot{y}(t)$, ovvero se faccio dipendere la forza istante per istante, devo scrivere che $m\ddot{y}(t) + h\dot{y}(t) + ky(t) = \alpha(y^o(t) - y(t)) + \beta\dot{y}(t)$, cioè $m\ddot{y}(t) + (h - \beta)\dot{y}(t) + (k + \alpha)y(t) = \alpha y^o(t)$. Agendo su α e β sto cambiando il polinomio caratteristico dell'equazione differenziale e quindi sto cambiando l'integrale generale. L'integrale generale dipende dai parametri di controllo α e β .

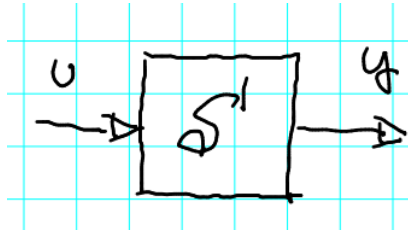
[immagine dagli appunti del prof]: schema a blocchi (verrà spiegato meglio più avanti) dell'esempio appena fatto.



3 Sistemi dinamici (SD)

3.1 Introduzione

[immagine dagli appunti del prof]



Premettendo che per questa trattazione la presenza del disturbo non è influente, ci poniamo la seguente domanda: dato un sistema S , se conosco l'andamento del segnale di ingresso $u(t)$ sull'intervallo $[t_0, t]$, questo mi basta per conoscere $y[t_0, t]$, cioè l'andamento del segnale di uscita $y(t)$ nell'intervallo $[t_0, t]$?

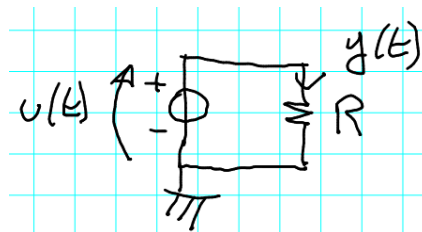
Se la risposta a questa domanda è sì, significa che siamo in presenza di un sistema non dinamico, se la risposta è no, il sistema è dinamico.

Un **sistema dinamico (SD)** è un sistema in cui la conoscenza degli ingressi su un intervallo di tempo non è sufficiente per determinare l'andamento delle uscite sullo stesso intervallo di tempo.

3.2 Esempi

es. sistema non dinamico:

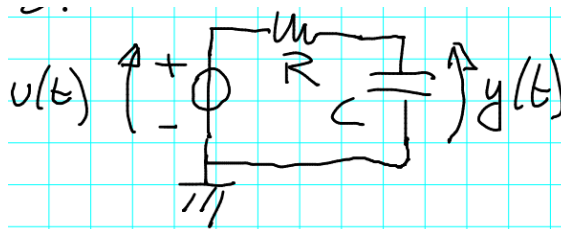
[immagine dagli appunti del prof]



La tensione $u(t)$ è l'ingresso, la corrente sulla resistenza R è l'uscita $y(t)$. La legge che governa questo circuito è $y(t) = \frac{1}{R}u(t)$, quindi noto $u(t)$ conosco $y(t)$. Siamo in presenza di un sistema non dinamico.

es. sistema dinamico:

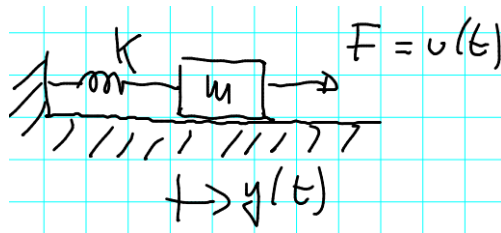
[immagine dagli appunti del prof]



La tensione $u(t)$ è l'ingresso, la corrente sulla capacità C è l'uscita $y(t)$. Per conoscere $y[t_0, t]$ mi occorrono $u[t_0, t]$ e $y(t_0)$ (lo stato iniziale del condensatore), notiamo che ci serve un solo numero (l'equazione differenziale che governa questo sistema è del primo ordine, quindi necessità di una sola costante arbitraria). Siamo in presenza di un sistema dinamico.

es. sistema dinamico:

[immagine dagli appunti del prof]



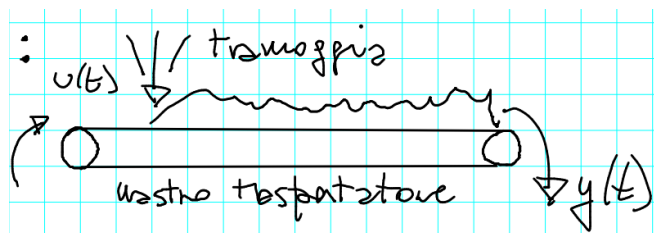
E' lo stesso esempio visto alla lezione precedente (massa-molla). Per conoscere $y[t_0, t]$ mi occorrono $u[t_0, t]$ e la posizione e la velocità iniziali, notiamo che ci servono due numeri (l'equazione differenziale che governa questo sistema è del secondo ordine, quindi necessita di due costanti arbitrarie). Siamo in presenza di un sistema dinamico.

es. sistema dinamico:

Prendiamo come esempio un tram che fa delle fermate numerate da $0, \dots, N$. Abbiamo un indice k che indica la fermata corrente, definiamo con $u(k)$ la differenza fra il numero di passeggeri saliti e il numero di passeggeri scesi alla fermata k e con $y(k)$ il numero di passeggeri a bordo quando il tram lascia la fermata k . Siamo in presenza di un sistema dinamico, perchè per conoscere $y[k_0, k]$ mi occorrono $u[k_0, k]$ e $y(k_0)$, notiamo che ci serve un solo numero.

es. sistema dinamico:

[immagine dagli appunti del prof]



Supponiamo di avere un nastro trasportatore, sopra il quale c'è una tramoggia che fa cadere del granulato. Definiamo come $u(t)$ la portata in ingresso in $[kg/s]$. Il granulato viene trasportato dal nastro finchè non cade e definiamo come $y(t)$ questa portata in uscita. Diciamo che il tempo di transito sul nastro trasportatore τ è costante.

Per conoscere $y[t_0, t]$ mi occorrerà analizzare la portata $u[t_0 - \tau, t - \tau]$ (notare i τ) e... in questo caso notiamo che ci servono informazioni su un intervallo di tempo diverso da quello desiderato ($[t_0, t]$). Per proseguire nell'esempio in maniera più semplice non utilizziamo $u[t_0 - \tau, t - \tau]$, ma utilizziamo un approccio del tutto analogo: per conoscere $y[t_0, t]$ mi occorrono $u[t_0, t]$ e $y[t_0 - \tau, t_0]$, che rappresenta cosa c'era sul nastro. Comunque notiamo che, senza fissarci in maniera troppo pignola su questo esempio, diversamente dagli esempi precedenti, la condizione iniziale del sistema sono infiniti numeri, che è ciò che succede quando un sistema è ritardato.

Siamo in presenza di un sistema dinamico.

Quindi un sistema dinamico, per conoscere l'andamento dell'uscita, ha bisogno di conoscere l'andamento dell'ingresso e il valore iniziale di qualcos'altro (variabili di stato), che solitamente è un numero finito di numeri, ma può anche essere un numero infinito se si è in presenza di un ritardo.

es. caso particolare:

Prendiamo in considerazione un sistema costituito da un pulsante e una lampadina e il cui funzionamento segue il seguente meccanismo: quando si rilascia il pulsante la lampada cambia stato (si accende se era spenta e viceversa).

Per conoscere l'andamento dell'accensione y nell'intervallo $[t_0, t]$ occorre conoscere l'ingresso (istanti di rilascio del pulsante entro $[t_0, t]$) e lo stato iniziale della lampada, che non rappresenta un numero, ma una variabile booleana. Non sarebbe sbagliato dire che lo stato iniziale della lampada è un numero, ma lo indichiamo come variabile booleana, per mostrare in maniera marcata che non è una variabile di cui si può fare una derivata temporale, l'intero sistema non è governato da un'equazione differenziale.

oss. Se mi interessa soltanto lo stato della lampada all'istante t , l'informazione che mi occorre è lo

stato della lampada a t_0 e se il numero di volte in cui il pulsante è stato rilasciato è pari o dispari.

Tutti questi esempi mostrano i vari sistemi che esistono, noi ci specializzeremo in due classi di sistemi dinamici, quelli a tempo continuo e quelli a tempo dinamico.

3.3 Sistema dinamico (SD) a tempo continuo (TC)

Le quantità di cui occorre il valore iniziale per conoscere l'uscita, noto l'ingresso, si dicono **variabili di stato** e si indicano tipicamente con x .

$$\left. \begin{array}{l} x(t_0) \\ u[t_0, t] \end{array} \right\} \rightarrow x(t), y(t) \text{ su } [t_0, t] \quad t \in \mathbb{R}$$

In questo corso consideriamo (quasi) sempre sistemi dinamici con solo un ingresso e solo un'uscita, i quali si dicono **SISSO** (Single Input, Single Output), quindi non lavoriamo con vettori, ma con numeri scalari.

Nel caso a TC abbiamo

- $t \in \mathbb{R}$ (scalare)
- $u, y \in \mathbb{R}$ (scalari)
- $x \in \mathbb{R}^n$ (non per forza uno scalare, può essere un vettore) (come esempio di caso vettoriale si può usare il terzo visto nella sezione precedente, che aveva bisogno di due variabili di stato: posizione e velocità)

dove con n si intende il numero di variabili di stato, (quasi) sempre finito, che prende il nome di **ordine**.

oss. Un sistema dinamico è definito su un campo, per noi in \mathbb{R} .

3.3.1 Espressione del sistema

Il valore assunto dalla prima variabile di stato $x_1(t)$ all'istante t è una funzione $\phi_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u[t_0, t], t)$, quindi dipende da se stessa e da tutte le altre variabili di stato, da $u[t_0, t]$ e dal tempo t se il sistema è tempo variante. E così pure per le altre variabili di stato:

$$\left. \begin{array}{l} x_1(t) = \phi_1(x_1(t_0), x_2(t_0), \dots, x_n(t_0), u[t_0, t], t) \\ \dots = \dots \\ x_n(t) = \phi_n(x_1(t_0), x_2(t_0), \dots, x_n(t_0), u[t_0, t], t) \end{array} \right\} \rightarrow \text{funzioni di transizione dello stato}$$

Queste espressioni prendono il nome di **funzioni di transizione dello stato**.

$$\left. \begin{array}{l} y(t) = \gamma(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t), t) \end{array} \right\} \rightarrow \text{equazione o trasformazione d'uscita}$$

Questa espressione prende il nome di **equazione o trasformazione d'uscita**.

La differenza fra ϕ e γ è che γ è una semplice funzione a cui noi diamo dei parametri e ci viene restituita la y , mentre le ϕ sembrano "qualcosa di strano" che ci richiede la "storia" del sistema come parametri.

Tutte queste espressioni possono sostanzziarsi matematicamente in diversi modi. Vediamo quello principale e il solo di nostro interesse.

Nei sistemi dinamici a tempo continuo:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{x}_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t), t) \\ \dots = \dots \\ \dot{x}_n(t) = f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t), t) \end{array} \right\} \rightarrow \text{equazioni (differenziali) di stato}$$

Queste espressioni prendono il nome di **equazioni (differenziali) di stato**.

$$y(t) = g(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t), t) \left. \vphantom{y(t)} \right\} \rightarrow \text{equazione o trasformazione d'uscita}$$

Quello che è cambiato rispetto a prima è che siamo in presenza di un'equazione differenziale e quindi, quando noi integriamo questa equazione differenziale, il valore della funzione dipende da tutta la storia del termine noto.

Espressione vettoriale:

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t) \\ y(t) = g(x(t), u(t), t) \end{cases} \quad u, y \in \mathbb{R}, \quad x \in \mathbb{R}^n$$

3.3.2 Definizioni

- Se f e g sono lineari in x e in u , allora dirò che il sistema dinamico è **lineare**.
- Se $f = f(x, u)$ (non compare esplicitamente t) e $g = g(x, u)$ (non compare esplicitamente t), allora dirò che il sistema dinamico è **tempo invariante o stazionario**.
- Se $g = g(x, t)$ (non compare u), allora dirò che il sistema dinamico è **strettamente proprio**.

3.3.3 Esempi

Rivediamo alcuni degli esempi di prima ed altri nuovi analizzandoli con le definizioni e i concetti appena introdotti.

es. esempio del condensatore:

Equazione della maglia $x + Ri = u$ e equazione del condensatore $i = C\dot{x}$.

$$\begin{cases} x + RC\dot{x} = u \\ y = x \end{cases} \quad \begin{cases} \dot{x} = -\frac{1}{RC}x + \frac{1}{RC}u \\ y = x \end{cases} \quad f(x, u) = -\frac{1}{RC}x + \frac{1}{RC}u \quad \text{e} \quad g(x, u) = x$$

Evidentemente questo è un sistema dinamico, è lineare, è tempo invariante, è del prim'ordine (una equazione di stato), è strettamente proprio.

es. Massa-molla:

Nell'esempio di prima eravamo arrivati a dire che $m\ddot{y} = F - ky - h\dot{y}$, dove $F = u$.

A questo punto aggiungiamo che $x_1 = \text{posizione} = y$ e $x_2 = \text{velocità} = \dot{y}$, da cui deduciamo che $m\dot{x}_2 = u - kx_1 - hx_2$ e $\dot{x}_1 = x_2$.

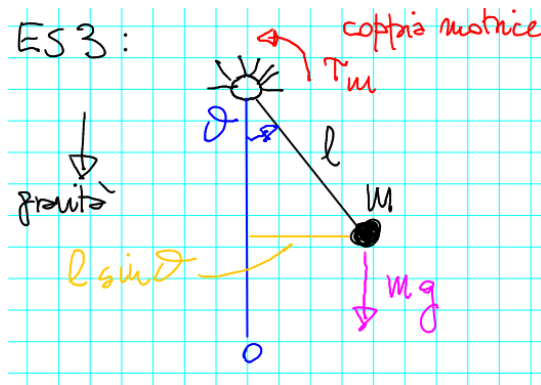
Mettendo tutto assieme ottengo:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{h}{m}x_2 + \frac{1}{m}u \\ y = x_1 \end{cases}$$

Questo è un sistema dinamico, è lineare, è tempo invariante, è strettamente proprio, è del secondo ordine.

es. nuovo esempio:

[immagine dagli appunti del prof]



Il sistema è composta da una cerniera a cui è attaccato un pendolo (un'asta lunga l (senza peso) con attaccato un peso m). θ è l'angolo di sfasamento del pendolo rispetto all'asse verticale. Diciamo che su questo oggetto c'è una coppia (sinonimo di momento) motrice, che chiamo τ_m .

L'equazione che governa questo oggetto è $j = \ddot{\theta} = \sum \text{coppie}$, dove j è il momento di inerzia e $\ddot{\theta}$ è l'accelerazione angolare. In questo ingresso ci sono diverse coppie: τ_m = coppia motrice, il nostro ingresso = u , τ_f = coppia d'attrito = $-h\dot{\theta}$ ($h > 0$), τ_g = coppia gravità = $mg \cdot l \sin(\theta)$ (mg forza di gravità e $l \sin(\theta)$ è il braccio).

Quindi $x_1 = \theta$ e $x_2 = \dot{\theta} = \dot{x}_1$.

Il momento di inerzia è ml^2 .

Quindi riscrivendo l'equazione che governa il sistema otteniamo: $ml^2 \dot{x}_2 = u - hx_2 - mg \cdot l \sin(x_1)$.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{g}{l} \sin(x_1) - \frac{h}{ml^2} x_2 + \frac{l}{ml^2} u \\ y = x_1 \end{cases}$$

Questo è un sistema dinamico, è tempo invariante, è non lineare (per via del termine $\sin(x_1)$), è strettamente proprio, è del secondo ordine.

3.4 Sistema dinamico (SD) a tempo discreto (TD)

Per tempo discreto si intende che l'evoluzione temporale è "a passi", esiste infatti un indice temporale k intero che tiene traccia dei numeri di passi. In alcuni casi fra k e il tempo t esiste una relazione, nel senso che k rappresenta un intervallo temporale.

3.4.1 Espressione del sistema

Come sarà fatto un sistema dinamico a tempo discreto?

$$\left. \begin{aligned} x_1(k) &= \phi_1(x_1(k_0), x_2(k_0), \dots, x_n(k_0), u[k_0, k], k) \\ \dots &= \dots \\ x_n(k) &= \phi_n(x_1(k_0), x_2(k_0), \dots, x_n(k_0), u[k_0, k], t) \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{funzioni di transizione dello stato}$$

Queste espressioni prendono il nome di **funzioni di transizione dello stato**.

$$\left. y(k) = \gamma(x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k), u(k), k) \right\} \rightarrow \text{equazione o trasformazione d'uscita}$$

Queste espressioni prendono il nome di **equazione o trasformazione d'uscita**.

E' la stessa identica cosa scritta per i sistemi dinamici a tempo continuo, solo che invece di t abbiamo k .

Anche qui ci domandiamo come effettivamente sostanziare queste formule a livello pratico. Nel caso a tempo continuo abbiamo usato le equazioni differenziali. Nel caso a tempo discreto, invece, usiamo le **equazioni (di stato) alle differenze** grazie al concetto di "passo prima", cioè del passo $k - 1$ (capiremo perchè più avanti nel corso).

Nei sistemi dinamici a tempo discreto:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1(k) &= f_1(x_1(k-1), x_2(k-1), \dots, x_n(k-1), u(k-1), k) \\ \dots &= \dots \\ \dot{x}_n(k) &= f_n(x_1(k-1), x_2(k-1), \dots, x_n(k-1), u(k-1), k) \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{equazioni (di stato) alle differenze}$$

$$\left. y(k) = g(x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k), u(k), k) \right\} \rightarrow \text{equazione o trasformazione d'uscita}$$

Nel caso a tempo continuo usavamo l'integrazione per esprimere la dipendenza dagli stati passati, qui abbiamo un equivalente a tempo discreto, in cui lo stato attuale (k) dipende dallo stato di prima ($k-1$).

3.4.2 Definizioni

Le definizioni di **lineare**, **tempo invariante**, **strettamente proprio**, **ordine**, sono le stesse di quelle a tempo continuo (sostituendo t con k).

3.4.3 Esempi

Anche per tempo discreto, come abbiamo fatto per il tempo continuo, rivediamo uno degli esempi già visti la lezione scorsa, analizzandolo con le definizioni e i concetti appena introdotti.

es. Esempio del tram:

$y(k) = x(k)$ = numero di passeggeri a bordo alla partenza dalla fermata k .

$u(k)$ = numero di passeggeri saliti - numeri di passeggeri scesi alla fermata k .

Vediamo la legge che governa questo sistema:

$$x(k) = x(k-1) + u(k)$$

oss. non è un eq. di stato ben posta perchè a secondo membro c'è $u(k)$ (e non $u(k-1)$ come vorremmo).

Per capire bene perchè questa equazione di stato non è corretta vediamo un gioco di ragionamento - o come lo chiama il prof: "educational game":

Definisco un operatore "anticipo di un passo" e lo chiamo z , cioè, quando scrivo $z[v(k)]$ (qualunque cosa sia v), intendo in realtà dire $v(k+1)$. Questo operatore è lineare: $z(av_1(k) + bv_2(k)) = av_1(k+1) + bv_2(k+1) = a(zv_1(k)) + b(zv_2(k)))$.

Tornando al sistema: $y(k) = x(k) = x(k-1) + u(k)$, siccome questo sistema è tempo invariante la stessa cosa succede anche se sposto l'indice di un'unità, quindi posso riscrivere quest'equazione come $x(k+1) = x(k) + u(k+1)$. Ora posso usare il nostro operatore z e scrivere $zx(k) = x(k) + zu(k)$, $(z-1)x(k) = zu(k)$.

A questo punto posso scrivere $y(k) = \frac{z}{z-1}u(k) = (1 + \frac{1}{z-1})u(k) = \frac{1}{z-1}u(k) + u(k)$, dove chia-

mando $\xi(k) = \frac{1}{z-1}u(k)$, posso scrivere $\begin{cases} \xi(k) = \frac{1}{z-1}u(k) \\ y(k) = \xi(k) + u(k) \end{cases}$. Arrivati a questo punto scriviamo

$(z-1)\xi(k) = u(k)$ e $\xi(k+1) - \xi(k) = u(k)$. Se sfasiamo indietro l'indice di quest'ultima equazione

otteniamo $\begin{cases} \xi(k) = \xi(k-1) + u(k-1) \text{ (equazione di stato ben posta, non c'è più } u(k)) \\ y(k) = \xi(k) + u(k) \end{cases}$.

Tutto questo mi evidenzia che il sistema è dinamico, lineare tempo invariante, del primo ordine, e non strettamente proprio (compare $u(k)$ nell'equazione d'uscita).

La ragione per cui il sistema è dinamico è che c'è un legame fra ciò che succede al passo prima rispetto al passo corrente.

Quindi nel caso a tempo continuo, la ragione per cui il sistema è dinamico è perchè c'è un'equazione differenziale e l'operatore utilizzato era la derivata. Nel caso a tempo discreto abbiamo usato

questo operatore z , definito da noi.

Questo ci fa capire che andando a lavorare sugli operatori che rendono dinamico un sistema, si può elaborare il sistema stesso in modo da far emergere la sua struttura in termini di equazioni di stato e d'uscita.

LEZIONE 3 12/03/2020

[link](#) clicca qui

3.5 Sistemi dinamici (SD) lineari tempo invarianti (LTI)

I sistemi dinamici **lineari tempo invarianti** sono sistemi in cui f e g sono lineari in x e in u , e per cui non c'è dipendenza esplicita da t (TC) o da k (TD).

Li vedremo solo SISO (single input, single output).

Cominciamo per il caso a **tempo continuo** (TC). L'unico modo per avere un sistema dinamico a tempo continuo lineare tempo invariante (SD TC LTI) è il seguente:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) &= a_{11}x_1(t) + \dots + a_{1n}x_n(t) + b_1u(t) \\ \dots &= \dots \\ \dot{x}_n(t) &= a_{n1}x_1(t) + \dots + a_{nn}x_n(t) + b_nu(t) \\ y(t) &= c_1x_1(t) + \dots + c_nx_n(t) + du(t) \end{cases}$$

In forma vettoriale:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix}, \quad c = [c_1 \quad \dots \quad c_n]$$

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases}$$

I termini A, b, c, d prendono il nome di **descrizione di stato**.

Il caso a **tempo discreto** (TD) è analogo.

$$\begin{cases} x(k) = Ax(k-1) + bu(k-1) \\ y(k) = cx(k) + du(k) \end{cases}$$

oss. Nei libri di testo si può trovare scritto così: $\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + bu(k) \\ y(k+1) = cx(k+1) + du(k+1) \end{cases}$, comunque sia scritta, ciò che importa è che nella prima equazione del sistema ci siano due valori successivi di k (quello corrente e quello successivo oppure quello corrente e quello precedente) e nella seconda ci sia un solo valore di k (stesso valore consistente, che sia quello corrente, quello successivo o quello precedente, etc.).

4 Equilibrio

4.1 Definizione

Poniamoci una domanda:

$$\left. \begin{array}{l} x(0) = \bar{x} \\ u(t) \text{ (o } u(k)) = \bar{u} \text{ per } t \text{ (o } k) \geq 0 \end{array} \right\} \rightarrow x(t) \text{ (o } x(k)) = \bar{x} \text{ per } t \text{ (o } k) \text{ maggiore di } 0$$

Cioè: con un ingresso costante deciso ($u(t)$ (o $u(k)$) = \bar{u} costante), esiste un qualche stato costante (\bar{x} costante) tale che, prendendo proprio questo stato come stato iniziale e applicando l'ingresso costante deciso, lo stato non cambia?

oss. Il concetto di equilibrio è che se si pone un sistema in uno stato di equilibrio, lui rimane lì. Da notare è che la stabilità è un'altra cosa: se "sposto" il sistema dallo stato di stabilità, il sistema tende a ritornare lì.

4.2 Calcolo degli equilibri

Vediamo il caso a **tempo continuo** (TC). Se x deve rimanere costante, significa che la derivata deve essere nulla $\dot{x} = 0$. Quindi in generale con $\dot{x} = f(x, u)$, noto il valore \bar{u} segnato che applico, gli eventuali \bar{x} sono le soluzioni di $f(\bar{x}, \bar{u}) = 0$.

Vediamo il caso a **tempo discreto** (TD). Se x deve rimanere costante, significa che $x(k+1) = x(k)$ per ogni k , cioè $x(k+1)$ deve rimanere costante. Quindi in tal caso dovrò risolvere per \bar{x} l'equazione $f(\bar{x}, \bar{u}) = \bar{x}$.

Vediamo ora il caso **tempo continuo** (TC) **lineare tempo invariante** (LTI) (per sistemi non lineari guardare l'osservazione più avanti). In questo caso l'equazione da risolvere diventa $0 = A\bar{x} + b\bar{u}$ (risolvendo questo sistema matriciale si trovano i vari stati di equilibrio). Se A non è singolare, allora esiste uno e uno solo $\bar{x} = -A^{-1}b\bar{u}$, altrimenti o non esiste \bar{x} o esistono infiniti \bar{x} .

Vediamo ora il caso **tempo discreto** (TD) **lineare tempo invariante** (LTI). In questo caso l'equazione da risolvere diventa $\bar{x} = A\bar{x} + b\bar{u}$. Questa equazione si scrive anche $(I - A)\bar{x} = b\bar{u}$ e se $I - A$ non è singolare, cioè se A non ha autovalori in 1, allora esiste uno e uno solo $\bar{x} = (I - A)^{-1}b\bar{u}$, altrimenti o non esiste \bar{x} o esistono infiniti valori \bar{x} .

oss. Nel **caso non lineare** $g(\bar{x}, \bar{u})$ potrebbe anche non avere significato, quindi non esiste un'uscita d'equilibrio. Invece nel caso lineare (sia TC sia TD) se esiste \bar{x} , allora esiste sempre $\bar{y} = c\bar{x} + d\bar{u}$.

Se esiste un \bar{x} (cioè se un sistema ammette un certo stato di equilibrio) per un certo $u = \bar{u}$, in generale esiste un **uscita di equilibrio** $\bar{y} = g(\bar{x}, \bar{u})$.

4.3 Esempi

es. Esempio della massa-molla visto la lezione scorsa:

L'equazione che governa il sistema è $m\ddot{y} = F - ky - h\dot{y}$, con $u = F$, ed eravamo arrivati a dire che

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{h}{m}x_2 + \frac{1}{m}u \\ y = x_1 \end{cases} \quad , \text{ con } x_1 \text{ posizione e } x_2 \text{ velocità.}$$

Riscriviamo il tutto in forma matriciale:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{m} & -\frac{h}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} u \\ y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases}$$

Ponendo $u = \bar{u}$ esiste un equilibrio \bar{x} ?

Pongo $\dot{x}_1 = 0 \Rightarrow \bar{x}_2 = 0$, ovvio perchè la velocità è nulla all'equilibrio.

Pongo $\dot{x}_2 = 0$, quindi $-\frac{k}{m}\bar{x}_1 - \frac{h}{m}\bar{x}_2 + \frac{1}{m}\bar{u} = 0 \Rightarrow \bar{x}_1 = \frac{\bar{u}}{k}$.

es. Esempio del pendolo visto la lezione scorsa:

Avevamo posto $x_1 = \theta$ e $x_2 = \dot{\theta}$. Andando a rivedere le equazioni che governano questo sistema che

abbiamo scritto la volta scorsa si arriva ad avere
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{g}{l}\sin(x_1) - \frac{h}{ml^2}x_2 + \frac{1}{ml^2}u \end{cases}.$$

Ponendo $u = \bar{u}$ esiste un equilibrio \bar{x} ?

Pongo $\dot{x}_1 = 0 \implies x_2 = 0$, ovvio perchè la velocità angolare è nulla all'equilibrio.

Pongo $\dot{x}_2 \implies 0 = -\frac{g}{l}\sin(\bar{x}_1) + \frac{1}{ml^2}\bar{u}$.

Il risultato è che
$$\begin{cases} \bar{x}_1 = \arcsin(\frac{\bar{u}}{mgl}) \\ \bar{x}_2 = 0 \end{cases}$$
 e quindi:

- se $|\bar{u}| > mgl$, non esiste equilibrio \bar{x} , e il pendolo continua a girare.
- se $\bar{u} = 0$, allora abbiamo due soluzioni: $\bar{x}_1 = 0$ o $\bar{x}_1 = \pi$ (sono due equilibri).

5 Movimento

5.1 Definizione

uno stato iniziale $x(0)$ }
un ingresso $u(t)$ (o $u(k)$) per t (o k) ≥ 0 } \rightarrow producono $x(t)$ (o $x(k)$) e un $y(t)$ (o $y(k)$)

Questi $x(t)$ (o $x(k)$) e $y(t)$ (o $y(k)$) prendono il nome di **movimenti di stato e uscita**.

5.2 Formule di Lagrange (TD LTI)

5.2.1 Caso a tempo discreto (TD) lineare tempo invariante (LTI)

Studiamo il caso **tempo discreto (TD) lineare tempo invariante (LTI)**:

$$\begin{cases} x(k) = Ax(k-1) + bu(k-1) \\ y(k) = cx(k) + dx(k) \end{cases}$$

Vediamo cosa succede se imponiamo un $x(0)$ e un $u(k)$ con $k \geq 0$.

Calcoliamo il movimento dello stato x :

$x(0)$ è il dato di partenza,

$$x(1) = Ax(0) + bu(0),$$

$$x(2) = Ax(1) + bu(1) = A^2x(0) + Abu(0) + bu(1),$$

...

Quindi per il generico k possiamo scrivere la **formula di Lagrange a tempo discreto per lo stato**

$$x(k) = A^k x(0) + \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} bu(l)$$

dove il termine

$$A^k x(0)$$

è il **movimento libero (ML) dello stato** e il termine

$$\sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} bu(l)$$

è il **movimento forzato (MF) dello stato**.

oss. ML dipende linearmente solo dallo stato iniziale $x(0)$ e non dall'ingresso $u(k)$, MF dipende linearmente solo dall'ingresso $u(k)$ e non dallo stato iniziale $x(0)$.

oss. ML e MF sommati danno il movimento totale, vale quindi il **principio di sovrapposizione degli effetti (PSE)**.

oss. Se il sistema non è lineare, in genere non si riesce a separare il movimento in ML e MF.

Calcoliamo il movimento dell'uscita u :

Analogamente si giunge alla **formula di Lagrange a tempo discreto per l'uscita**:

$$y(k) = cx(k) + du(k) = cA^k x(0) + c \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} bu(l) + du(k)$$

dove il termine

$$cA^k x(0)$$

è il **movimento libero (ML) dell'uscita** e il termine

$$c \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} bu(l) + du(k)$$

è il **movimento forzato (MF) dell'uscita**.

5.2.2 Caso a tempo continuo (TC) lineare tempo invariante (LTI)

Vediamo il caso **tempo continuo (TC) lineare tempo invariante (LTI)**.

Formula di Lagrange a tempo continuo per lo stato

$$x(t) = e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau$$

dove il termine

$$e^{At}x(0)$$

è il **movimento libero (ML) dello stato** e il termine

$$\int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau$$

è il **movimento forzato (MF) dello stato**.

Formula di Lagrange a tempo continuo per l'uscita

$$y(t) = ce^{At}x(0) + c \int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau + du(t)$$

dove il termine

$$ce^{At}x(0)$$

è il **movimento libero (ML) dell'uscita** e il termine

$$c \int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau + du(t)$$

è il **movimento forzato (MF) dell'uscita**.

5.3 Esempi

es. Movimento a TC:

siano

$\dot{x} = -2x$ (solo ML dello stato) e $x(0) = 4$

Che cosa è $x(t)$ per $t \geq 0$?

Applicando la formula otteniamo: $x(t) = e^{At}x(0) = e^{-2t}4$

es. Da risolvere a casa!

Siano $\dot{x} = Ax$, con $A = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 1 \end{bmatrix}$ e $x(0) = \begin{bmatrix} 3 \\ 4 \end{bmatrix}$, allora come è $x(t)$ per $t \geq 0$?

[il professore lo risolve con Maxima]

5.4 Esponenziale di matrice

Per sistemi a tempo continuo lineari tempo invarianti di ordine maggiore di 1, nel calcolo dei movimenti dello stato e dell'uscita occorre calcolare l'esponenziale di matrice e^{At} .

Vediamo come fare per il caso in cui A sia **diagonalizzabile** (cioè se il numero di autovalori contati con la loro molteplicità è pari all'ordine della matrice e se la molteplicità geometrica di ciascun autovalore coincide con la relativa molteplicità algebrica; notiamo che una matrice quadrata di ordine n che ammette esattamente n autovalori distinti è sicuramente diagonalizzabile), altrimenti il movimento non è calcolabile con l'esponenziale di matrice e quindi si userà un altro approccio, che incontreremo più avanti.

5.4.1 Dimostrazione

Definizioni e concetti importanti:

- Data una matrice M , scriviamo $e^M = I + M + \frac{M^2}{2!} + \frac{M^3}{3!} + \dots$

- Se M è diagonalizzabile, allora esiste una matrice T^{-1} (non singolare) tale che $T^{-1}MT = D$ è una matrice diagonale tale che i suoi elementi sulla diagonale sono gli autovalori λ_i di M . Di conseguenza $M = TDT^{-1}$.
(oss. T è la matrice degli autovettori accostati, T^{-1} si ricava da T , e la matrice diagonale D ha lungo la sua diagonale gli autovalori nell'ordine corrispondente agli autovettori di T).

Quindi unendo questi due concetti posso scrivere

$$\begin{aligned} e^M &= I + M + \frac{M^2}{2!} + \frac{M^3}{3!} + \dots = \\ &= TT^{-1} + TDT^{-1} + \frac{TDT^{-1}TDT^{-1}}{2!} + \frac{TDT^{-1}TDT^{-1}TDT^{-1}}{3!} + \dots = \\ &= TT^{-1} + TDT^{-1} + \frac{TD^2T^{-1}}{2!} + \frac{TD^3T^{-1}}{3!} + \dots = \end{aligned}$$

[dove $TT^{-1} = I$. Ora raccogliendo ottengo]

$$= T(I + D + \frac{D^2}{2!} + \frac{D^3}{3!} + \dots)T^{-1} = Te^DT^{-1}$$

ma siccome $D = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_n \end{bmatrix}$, allora elevando D a un generico indice k , otteniamo $D^k = \begin{bmatrix} \lambda_1^k & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_n^k \end{bmatrix}$.

Di conseguenza $Te^DT^{-1} = T \begin{bmatrix} e^{\lambda_1} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & e^{\lambda_n} \end{bmatrix} T^{-1}$.

Tornando alla nostra matrice A (diagonalizzabile),

$$e^{At} = e^{TDAT^{-1}t} =$$

[con $D_A = T^{-1}AT$ diagonale (cioè la matrice A diagonalizzata). Porre molta **attenzione** alla posizione dei T e T^{-1} , è un errore molto gettonato all'esame.]

$$= T(It + D_A t + \frac{(D_A t)^2}{2!} + \dots)T^{-1} = T \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & e^{\lambda_n t} \end{bmatrix} T^{-1}$$

con λ_i autovalore i -esimo di A , gli autovalori $e^{\lambda_i t}$ prendono il nome di **modi del sistema**.

5.4.2 Metodo pratico

I passaggi per calcolare un generico esponenziale di matrice e^{At} da seguire sono:

- calcolare gli autovalori di A ;
- calcolare gli autovettori corrispondenti per ogni autovalore di A ;
- definire la matrice diagonalizzante T come l'accostamento degli autovettori (e ricordarsi l'ordine) e, una volta determinato T , calcolare la sua inversa T^{-1} ;
- notare che $T^{-1}AT = D$ = matrice con gli autovalori di A lungo la diagonale nell'ordine in cui compaiono gli autovettori in T ;
- $e^{At} = e^{TDT^{-1}t}$ (notare l'ordine con cui sono scritti T e T^{-1} , un errore tipico è confondersi in questo punto)

$$\bullet e^{At} = Te^{Dt}T^{-1} = T \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 t} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & 0 & e^{\lambda_n t} \end{bmatrix} T^{-1}, \text{ fare i conti e fine.}$$

6 Linearizzazione di sistemi dinamici non lineari (SD, NL, SISO, TC) nell'intorno di un equilibrio

Consideriamo un sistema dinamico non lineare (TI):

$$S: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = g(x, u) \end{cases}$$

e un suo equilibrio $(\bar{u}, \bar{x}, \bar{y})$.

Volgiamo determinare un sistema dinamico lineare tempo invariante che approssimi il comportamento di S nell'intorno dell'equilibrio, cioè finché $u(t)$, $x(t)$ e $y(t)$ non si discostano "troppo" dai valori \bar{u} , \bar{x} e \bar{y} di equilibrio.

6.1 Per l'equazione di stato

Consideriamo l'equazione di stato e sviluppiamola in serie fermandoci al primo ordine:

$$f(\bar{x} + \delta x, \bar{u} + \delta u) = f(\bar{x}, \bar{u}) + f_x|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta x + f_u|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta u + \dots$$

dove

- δx e δu rappresentano gli scostamenti di x e di u rispetto all'equilibrio;
- $f(\bar{x}, \bar{u})$ vale 0 perchè \bar{x} è stato di equilibrio per $u = \bar{u}$;
- f_x è la derivata parziale rispetto a x : $\frac{\delta f}{\delta x}$;
- $(+\dots)$ indica i termini di ordine superiore al primo dello sviluppo.

Calcoliamo ora la derivata temporale dello scostamento di x rispetto all'equilibrio:

$$\frac{d}{dt}(\bar{x} + \delta x) = \frac{d}{dt}(\delta x) = \delta \dot{x}$$

Siccome $\dot{x} = f(x, u)$ e $\dot{x} = \delta \dot{x}$ e $x = \bar{x} + \delta x$ e $u = \bar{u} + \delta u$, posso scrivere:

$$\delta \dot{x} = f_x|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta x + f_u|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta u + \dots$$

che è un'equazione di stato lineare, alle variazioni.

Abbiamo dunque trovato l'equazione di stato del sistema linearizzato.

6.2 Per l'equazione d'uscita

Consideriamo ora l'equazione d'uscita $y = g(x, u)$ e come prima sviluppiamola in serie fermandoci al primo ordine:

$$g(\bar{x} + \delta x, \bar{u} + \delta u) = g(\bar{x}, \bar{u}) + g_x|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta x + g_u|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta u + \dots$$

dove

- $g(\bar{x} + \delta x, \bar{u} + \delta u) = g(x, u) = y$;
- $g(\bar{x}, \bar{u}) = \bar{y}$;
- $(+\dots)$ indica i termini di ordine superiore al primo dello sviluppo.

Per cui possiamo scrivere:

$$y - \bar{y} = g_x|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta x + g_u|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta u$$

Da cui ricaviamo:

$$\delta y = g_x|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta x + g_u|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta u$$

che è un'equazione d'uscita lineare.

Abbiamo dunque trovato l'equazione dell'uscita del sistema linearizzato.

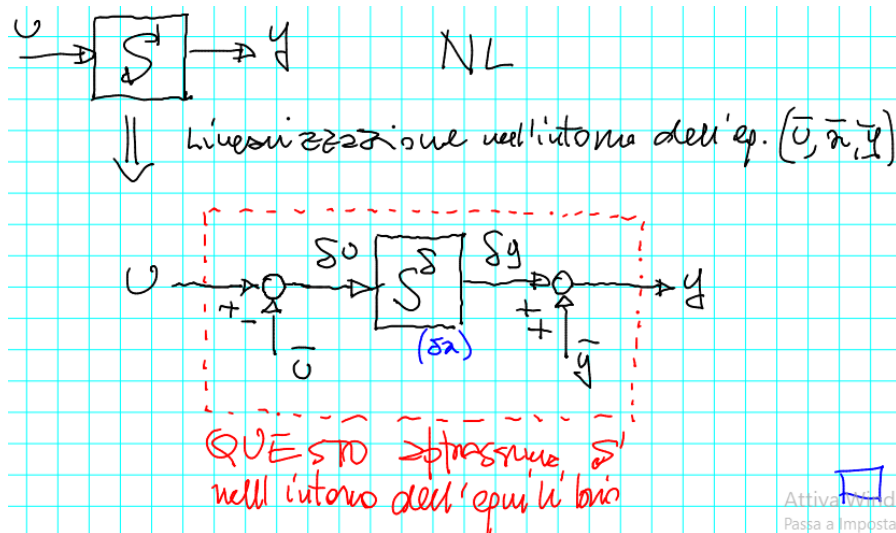
6.3 Sistema linearizzato nell'intorno dell'equilibrio $\bar{u}, \bar{x}, \bar{y}$

$$\mathcal{L}^\delta : \begin{cases} \delta \dot{x} = f_x|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta x + f_u|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta u \\ \delta y = g_x|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta x + g_u|_{\bar{x}, \bar{u}} \delta u \end{cases}$$

con $\delta u = u - \bar{u}$, $\delta x = x - \bar{x}$, $\delta y = y - \bar{y}$.

6.4 Interpretazione

[immagine dagli appunti del prof]



Facendo una linearizzazione di un sistema non lineare S , con un ingresso u e un'uscita y , nell'intorno dell'equilibrio $(\bar{u}, \bar{x}, \bar{y})$, otteniamo un sistema S^δ che ha come ingresso δu e un'uscita δy , cioè l'ingresso e l'uscita sono le variazioni. Allora per avere un sistema linearizzato che abbia un effettivo ingresso u e un'uscita y , dobbiamo aggiungere i due nodi sommatori che si vedono in figura.

oss. Il riquadro tratteggiato di rosso nell'immagine (non solo S^δ) è ciò che approssima S nell'intorno dell'equilibrio, un errore molto tipico è pensare che il solo S^δ sia la linearizzazione.

7 Stabilità

7.1 Stabilità di un equilibrio

7.1.1 Equilibrio stabile (S)

Sia \bar{x} uno stato di equilibrio del sistema dinamico non lineare generico $\dot{x} = f(x, u)$ per $u = \bar{u}$ costante, si dice equilibrio stabile se

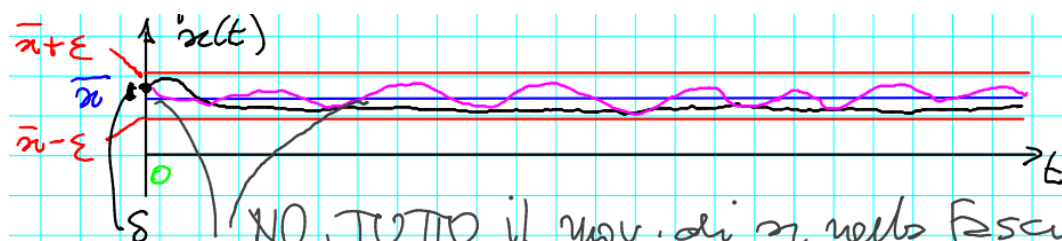
$$\forall \epsilon > 0 \exists \delta > 0 : \|x(0) - \bar{x}\| < \delta \Rightarrow \|x(t) - \bar{x}\| < \epsilon \quad \forall t \geq 0$$

dove per $\|\dots\|$ si intende la "norma" (lunghezza del vettore).

Questo significa che desideriamo che il sistema, partendo vicino all'equilibrio, non si allontani mai dall'equilibrio più di un ϵ , allora qualunque sia questo ϵ scelto, se l'equilibrio è stabile, esiste un δ tale per cui se "partiamo" non più lontani di δ dall'equilibrio, allora tutto il movimento rimarrà vicino all'equilibrio entro ϵ .

Interpretazione con x scalare:

[immagine dagli appunti del prof]



Prendiamo un valore di equilibrio \bar{x} (in blu), allora tutto il movimento si deve sviluppare in una fascia compresa fra $\bar{x} + \epsilon$ e $\bar{x} - \epsilon$. Qualunque sia questo ϵ preso, esiste un δ , tale per cui, partendo dal valore $x(0) = \bar{x} + \delta$, l'intero movimento si sviluppa all'interno della fascia.

Due esempi di movimento in stabilità sono la curva nera e la curva rosa. Un esempio non valido di stabilità è la curva grigia, esce dalla fascia rossa!

7.1.2 Equilibrio asintoticamente stabile (AS)

Si dice asintoticamente stabile l'equilibrio per cui, oltre a valere la stabilità semplice stabile, vale

$$\|x(t) - \bar{x}\| \rightarrow 0 \text{ per } t \rightarrow \infty$$

Cioè il movimento oltre a essere contenuto nella fascia compresa fra $\bar{x} + \epsilon$ e $\bar{x} - \epsilon$, deve ritornare esattamente al punto di equilibrio \bar{x} .

7.1.3 Equilibrio instabile (I)

In tutti gli altri casi.

7.2 Stabilità nei sistemi dinamici (SD) lineari tempo invarianti (LTI)

7.2.1 Stabilità come proprietà di sistema (SD LTI a TC)

L'equazione di stato per sistemi dinamici lineari tempo invarianti a tempo continuo è:

$$\dot{x} = Ax + bu$$

Sia \bar{x} uno stato di equilibrio per $u = \bar{u}$, allora, prendendo lo stato iniziale all'equilibrio e mantenendo l'ingresso al valore \bar{u} lo stato non si muove e rimane nell'equilibrio:

$$\left. \begin{array}{l} x(0) = \bar{x} \\ u(t) = \bar{u} \quad t \geq 0 \end{array} \right\} \rightarrow x(t) = \bar{x} \quad t \geq 0$$

Quindi possiamo ora esprimere il movimento $x(t)$ con la formula di Lagrange e porlo uguale a \bar{x}

$$x(t) = e^{At} \bar{x} + \int_0^t e^{A(t-\tau)} b \bar{u} d\tau = \bar{x}$$

Vediamo ora cosa succede se invece di partire dallo stato di equilibrio ci scostiamo di un certo valore $\Delta\bar{x}$. Consideriamo il **movimento perturbato** x_Δ , prodotto da $u(t) = \bar{u}$ e $x(0) = \bar{x} + \Delta\bar{x}$

$$x_\Delta(t) = e^{At}(\bar{x} + \Delta\bar{x}) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} b \bar{u} d\tau$$

in cui notiamo che il secondo termine $\int_0^t e^{A(t-\tau)} b \bar{u} d\tau$ è uguale a prima.

Scriviamo la differenza fra il movimento perturbato appena scritto e \bar{x} trovato prima:

$$x_\Delta(t) - \bar{x} = e^{At} \Delta\bar{x}$$

Notiamo che gli integrali si sono elisi a vicenda.

Da quest'ultima equazione, deduciamo diverse osservazioni:

oss. Questa equazione ci mostra che la maniera in cui x_Δ si muove rispetto a \bar{x} (cioè il termine $x_\Delta(t) - \bar{x}$) non dipende dal particolare \bar{x} (che al secondo membro dell'equazione non compare).

oss. Tutti gli equilibri (se ve ne sono) hanno le stesse caratteristiche di stabilità. Quindi **nei sistemi lineari** (tempo invarianti) **la stabilità è una proprietà del sistema**, e non una proprietà dell'equilibrio, **non ci possono essere equilibri instabili e equilibri stabili in uno stesso sistema lineare, devono essere tutti dello stesso "tipo"**. Se il sistema fosse non lineare questo discorso non varrebbe.

oss. La stabilità del sistema dipende soltanto dal comportamento di e^{At} , cioè dalla matrice A .

Quindi riassumendo:

$$x_\Delta(t) - \bar{x} = e^{At} \Delta\bar{x}$$

- Se $e^{At} \rightarrow$ tende a diventare la matrice nulla $0_{n \times n}$ per $t \rightarrow \infty \implies$ allora il sistema è AS (cioè il movimento libero di x tende a 0);
- Se e^{At} diverge per $t \rightarrow \infty \implies$ Allora il sistema è I (perchè il movimento libero di x diverge, salvo eccezioni, quali per esempio partire dall'equilibrio stesso);
- Se e^{At} nè tende a 0 nè diverge per $t \rightarrow \infty \implies$ Allora il sistema è S.

es. Sistema LTI a TC di ordine 1:

$\dot{x} = ax$, con a scalare e equilibrio $\bar{x} = 0$.

$x(0) = \Delta\bar{x}$

$$x(t) = e^{at} \Delta\bar{x} \Rightarrow \begin{cases} a < 0 & x(t) \rightarrow 0 = \bar{x} \text{ equilibrio AS} \\ a = 0 & x(t) = \Delta\bar{x} \text{ equilibrio S} \\ a > 0 & x(t) \text{ diverge equilibrio I} \end{cases}$$

7.2.2 Proprietà di sistemi asintoticamente stabili (SD LTI a TC)

Per i nostri scopi ci interessa principalmente la stabilità asintotica, che ha le seguenti particolari proprietà:

- i movimenti liberi di x e di y tendono a 0 per $t \rightarrow \infty$, quindi tali sistemi "dimenticano lo stato iniziale", cioè da un certo punto in poi il movimento libero diventa trascurabile;
- Se $u(t) = \begin{cases} \text{qualsiasi segnale} & t < \bar{t} \\ 0 & t \geq \bar{t} \end{cases}$ allora per $t \geq \bar{t}$ c'è solo movimento libero e quindi $x, y \rightarrow 0$ per $t \rightarrow \infty$.

7.2.3 Matrice A e Stabilità (SD LTI a TC e a TD)

caso a tempo continuo (TC) e A diagonalizzabile

Caso in cui A è diagonalizzabile.

Partiamo dal movimento libero di x : $x_L(t) = e^{At}x(0) = e^{T \text{diag}\{\lambda_i\} T^{-1} t} x(0) = T \text{diag}\{e^{\lambda_i t}\} T^{-1} x(0)$, dove $x_L(t)$ è il movimento libero di x , T è la matrice che diagonalizza A e i vari $e^{\lambda_i t}$ prendono il nome di **modi del sistema**.

Se A è reale, allora λ_i sono o reali o coppie complesse coniugate.

Se il movimento libero tende a 0 per ogni $x(0)$ vuol dire che tutti i modi devono tendere a 0 per $t \rightarrow \infty$.

- se λ_i è reale, allora si definiscono

$$\begin{cases} \lambda_i > 0 & \text{modo divergente} \\ \lambda_i = 0 & \text{modo costante} \\ \lambda_i < 0 & \text{modo} \rightarrow 0 \end{cases}$$

- se $\lambda_{h,k} = \alpha \pm i\beta$ è una coppia complessa coniugata, con α e β reali, allora si ha che $e^{(\alpha \pm i\beta)t} = e^{\alpha t} \sin(\beta t) + i \cos(\beta t)$ [perché $\sin(\beta t) + i \cos(\beta t)$ è limitata] e quindi si definiscono

$$\begin{cases} \text{Re}(\lambda) < 0 & \text{modo convergente} \\ \text{Re}(\lambda) = 0 & \text{modo limitato ma non tendente a 0} \\ \text{Re}(\lambda) > 0 & \text{modo divergente} \end{cases}$$

Notiamo che tutto ciò che conta ("in entrambi i casi") è la parte reale degli autovalori.

Possiamo quindi dedurre dei **criteri di stabilità basati sull'analisi degli autovalori di A**:

- Tutti gli autovalori di A hanno $\text{Re} < 0 \iff$ Sistema AS.
- Almeno un autovalore di A ha $\text{Re} > 0 \implies$ Sistema I.
- Tutti gli autovalori di A hanno $\text{Re} \leq 0$ e ne esiste almeno uno con $\text{Re} = 0 \implies \begin{cases} \text{sistema I;} \\ \text{oppure sistema S, ma non AS.} \end{cases}$

Per capire se si tratta di un sistema stabile o instabile bisogna andare a calcolare il movimento libero per un generico ingresso $x(0)$ e vederne il comportamento per $t \rightarrow \infty$. Se il movimento libero rimane sempre limitato allora il sistema è stabile, se il movimento libero diverge (anche una sola delle componenti del movimento libero) allora il sistema è instabile (Puoi trovare degli esempi di esercizi nell'esercitazione 1, es. 2 e es. 3).

Esiste anche un altro metodo (per capire meglio questo esempio guardare l'esercitazione 2 es. 9) per capire se il sistema è stabile o instabile: guardando la matrice di Jordan, se il più grande miniblocco di Jordan ha dimensione 1 allora il sistema è stabile, altrimenti è instabile. Un buon metodo per ricordarlo è usare i seguenti due esempi che abbiamo visto a esercitazione:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ ha due miniblocchi di dimensione 1 e quindi è semplicemente stabile}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ ha un miniblocco di dimensione 2 e quindi è instabile}$$

Noi saremo prevalentemente interessati a sistemi asintoticamente stabili, per cui è importante che tutti gli autovalori di A abbiano parte reale negativa.

caso a tempo discreto (TD) e A diagonalizzabile

Partiamo anche qua dal movimento libero: $x_L(k) = A^k x(0)$

In cui $A^k = (T \text{diag}\{\lambda_i\} T^{-1})^k = T \text{diag}\{\lambda_i\} T^{-1} T \text{diag}\{\lambda_i\} T^{-1} \dots (k \text{ volte}) = T \text{diag}\{\lambda_i^k\} T^{-1}$,

dove λ_i^k sono i **modi del sistema**.

Quindi il discorso è del tutto analogo a quello del caso a tempo continuo, solo che non conta la parte reale, ma il modulo. **Criteri di stabilità basati sull'analisi degli autovalori di A :**

- Tutti gli autovalori di A hanno $|\lambda_i| < 1 \iff$ sistema AS.
- Almeno un autovalore di A con modulo $|\lambda_i| > 1 \implies$ sistema I.
- Tutti gli autovalori di A hanno $|\lambda_i| \leq 1$ e ne esiste almeno uno tale che $|\lambda_1| = 1 \implies$
 $\begin{cases} \text{sistema I;} \\ \text{oppure sistema S, ma non AS.} \end{cases}$

Per capire se il sistema è instabile o stabile nell'ultimo punto, controlla l'osservazione fatta per il caso a tempo continuo.

oss. Errore tipico: Nel caso a tempo continuo si guarda la parte reale degli autovalori, nel caso a tempo discreto si guarda il modulo (!) degli autovalori.

oss. Errore tipico: Più avanti vedremo il criterio di Routh, ma da notare è che non vale per i sistemi a tempo discreto, vale solo per sistemi a tempo continuo (!).

7.2.4 Criteri di stabilità dedotti dalla matrice A (SD LTI a TC)

Domanda: dato il sistema S di matrice A , posso dire se tutti gli autovalori di A hanno o meno $Re < 0$ senza calcolarli, in modo da stabilire che il sistema è asintoticamente stabile??

Sì, vi sono criteri per dirlo basati sull'ispezione di A o del suo polinomio caratteristico $\Pi(s) = \det(sI - A)$:

- Siccome $\det(A) = \prod_{i=1}^n S_i$, dove con S_i si intendono gli autovalori \implies allora se $\det(A) = 0$ esiste $S_i = 0 \implies$ sistema non AS.
 - Siccome $tr(A) = \sum_{i=1}^n S_i$, dove con S_i si intendono gli autovalori \implies se $tr(A) > 0$ esiste S_i tale che $Re(S_i) > 0 \implies$ sistema I.
 - Se $Re(S_i) < 0$ per ogni i (cioè se il sistema è asintoticamente stabile), allora i coefficienti di $\Pi(S)$ sono tutti concordi e non nulli
- oss.** Errore tipico: il viceversa vale solo per polinomi del secondo ordine.

oss. Questi tre criteri non ci permettono di capire se un sistema è asintoticamente stabile, ma ci permettono facilmente di capire se non lo è (primi due criteri).

oss. Per stabilire se un sistema è asintoticamente stabile abbiamo due possibilità: per prima cosa con i primi due dei tre criteri appena esposti stabiliamo se non è asintoticamente stabile, altrimenti, se non abbiamo avuto fortuna con questi criteri, usiamo il criterio di Routh (prossimo argomento, vedi più avanti). Un caso particolare è rappresentato dai polinomi di secondo ordine, in cui possiamo evitare di usare Routh e usare il terzo criterio appena visto.

LEZIONE 5 17/03/2020

link [clicca qui](#)

Esempi

es. Prendiamo un polinomio caratteristico $\Pi(s) = 5s^2 + s$: questo è chiaramente non asintoticamente stabile (c'è una radice nulla).

es. $\Pi(s) = s^3 - s^2 + s + 4$: anche questo non è asintoticamente stabile (c'è un coefficiente discorde)

es. $\Pi(s) = s^5 + 4s^3 + 3s^2 + s + 5$: anche questo non è asintoticamente stabile (manca il termine s^4 che quindi ha coefficiente nullo).

es. $\Pi(s) = s^4 + 2s^3 + 4s^2 + s + 5$: in questo esempio le condizioni necessarie sono soddisfatte, ma non sappiamo dire se è o meno asintoticamente stabile. Ci serve ora un criterio per stabilire se è asintoticamente stabile.

7.2.5 Criterio di stabilità secondo Routh (SD LTI a TC)

Il criterio di Routh è una condizione necessaria e sufficiente per la stabilità asintotica di un SD LTI a TC (NOTA BENE: **non vale per sistemi a tempo discreto**! L'analogo a TD è il criterio di Jury, ma noi non lo tratteremo).

Il criterio di Routh si basa sulla tabella di Routh che si costruisce a partire dal polinomio caratteristico $\Pi(s)$.

Tabella di Routh

Definiamo il polinomio caratteristico come

$$\Pi(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n$$

oss. il polinomio deve avere tutti i termini, altrimenti violiamo una delle condizioni necessarie esposta nella sezione precedente "Criteri di stabilità dedotti dalla matrice A", e il sistema non è sicuramente asintoticamente stabile.

La tabella di Routh si costruisce nel seguente modo:

- Si compilano le prime due righe a "zig-zag" (come mostrato dalle frecce) con i coefficienti del polinomio.

$$\begin{array}{ccccc} a_0 & & a_2 & & \dots \\ \downarrow & \nearrow & \downarrow & \nearrow & \downarrow \\ a_1 & & a_3 & & \dots \end{array}$$

- a seconda che il numero di termini sia pari (le due righe sono di pari lunghezza) o dispari (la prima riga ha un termine in più della seconda, per cui si aggiunge uno 0) l'ultima colonna può terminare in due modi:

$$\begin{array}{ccc} \dots & a_{n-1} & \\ \dots & a_n & \end{array} \quad \text{oppure} \quad \begin{array}{ccc} \dots & a_n & \\ \dots & 0 & \end{array}$$

- In totale, considerando anche le prime due righe, ci sono $n + 1$ righe. Ogni riga dalla terza in poi dipende dalle due precedenti seguendo una regola:

$$\begin{array}{cccc} h_1 & h_2 & h_3 & \dots \\ q_1 & q_2 & q_3 & \dots \\ w_1 & w_2 & w_3 & \dots \end{array}$$

prese due generiche righe (h_i e q_i), i termini della riga successiva (w_i) si costruiscono come

$$w_i = -\frac{1}{q_1} \det \begin{bmatrix} h_1 & h_{i+1} \\ q_1 & q_{i+1} \end{bmatrix}.$$

Se manca un termine in una delle righe precedenti (h e q) si assume nullo.

- Se troviamo un elemento nullo in prima colonna, ci si ferma, sicuramente il sistema non è asintoticamente stabile, e siamo in presenza di un caso particolare che non ci permette di calcolare la tabella di Routh.

Criterio di Routh

Un sistema dinamico con polinomio caratteristico $\Pi(s)$ è asintoticamente stabile se e solo se tutti gli elementi della prima colonna della tabella di Routh sono concordi (e non nulli).

Corollario: Se non vi sono elementi nulli in prima colonna, allora il numero di inversioni di segno sulla prima colonna è uguale al numero di radici di $\Pi(s)$ con $Re > 0$. [non lo useremo mai questo corollario].

Esempi

es. $\Pi(s) = s^4 + 2s^3 + 4s^2 + s + 5$: soddisfa le condizioni necessarie, quindi facciamo la tabella di Routh. Siccome $n = 4$ la tabella avrà $n + 1 = 5$ righe:

$$\begin{array}{ccc} 1 & 4 & 5 \\ 2 & 1 & 0 \\ \alpha & \beta & \\ \gamma & & \\ \delta & & \end{array} \quad \alpha = -\frac{1}{2} \det \begin{bmatrix} 1 & 4 \\ 2 & 1 \end{bmatrix} = \frac{7}{2}$$

$$\beta = -\frac{1}{2} \det \begin{bmatrix} 1 & 5 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} = 5 \quad \gamma = -\frac{1}{\alpha} \det \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ \alpha & \beta \end{bmatrix} = -\frac{13}{7} \quad \delta = -\frac{1}{\gamma} \det \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & 0 \end{bmatrix}$$

Siccome γ è discorde, sappiamo che non è asintoticamente stabile.

Inoltre fra α e γ c'è un'inversione di segno e fra γ e δ c'è un'altra inversione di segno. Avendo due inversioni di segno, so che ci sono due radici con $Re > 0$.

oss. Da notare che, anche se abbiamo un solo elemento discorde, ci sono due inversioni di segno.

es. Dato il SD LTI a TC con polinomio caratteristico $\Pi(s) = s^3 + 2s^2 + hs + k$, dire per quali valori di (h, k) esso è asintoticamente stabile.

Deduciamo che dovremo avere $h > 0$ e $k > 0$ (altrimenti violo una delle condizioni necessarie). Usiamo ora Routh, l'unico caso in cui si può evitare di usare Routh è se il polinomio caratteristico è di secondo grado.

$$\begin{array}{ccc} 1 & h & \\ 2 & k & \\ \alpha & & \\ \beta & & \end{array} \quad \alpha = -\frac{1}{2} \det \begin{bmatrix} 1 & h \\ 2 & k \end{bmatrix} = \frac{2h - k}{2} \quad \beta = -\frac{1}{\alpha} \det \begin{bmatrix} 2 & k \\ \alpha & 0 \end{bmatrix} = k$$

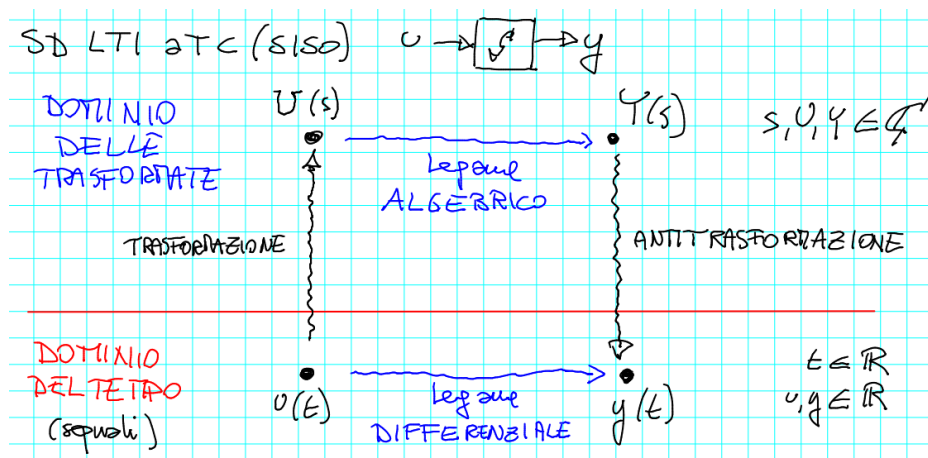
Disequazioni per imporre che i termini della prima colonna siano concordi:

$$\begin{cases} h - \frac{k}{2} > 0 \\ k > 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k > 0 \\ k > 2h \end{cases} \quad \text{ricordando che } k > 0 \text{ e } h > 0$$

8 Segnali e trasformate

Consideriamo un sistema S dinamico LTI a TC (SISO), con un ingresso u e un'uscita y .

[immagine dagli appunti del prof]



Dominio del tempo: fra il segnale $u(t)$ (la causa) e il segnale $y(t)$ (l'effetto) nel dominio del tempo c'è un legame differenziale ($u(t) \rightarrow y(t)$). Ciò che attribuisce a un sistema il carattere dinamico è la presenza di equazioni differenziali. Nel dominio del tempo abbiamo $t, u, y \in \mathbb{R}$.

Dominio delle trasformate: Supponiamo di poter associare a $u(t)$ del dominio del tempo, con un'operazione che chiamiamo "trasformazione", un'altra funzione $U(s)$ del dominio delle trasformate ($u(t) \rightarrow U(s)$), dove U è una funzione e s è una variabile complessa. Nel dominio delle trasformate fra il segnale $U(s)$ (la causa) e il segnale $Y(s)$ (l'effetto) c'è un legame algebrico ($U(s) \rightarrow Y(s)$). Facciamo ora l'operazione opposta alla trasformazione con $Y(s) \rightarrow y(t)$, questa operazione prende il nome di "antitrasformazione". Nel dominio delle trasformate abbiamo $s, U, Y \in \mathbb{C}$.

Date queste premesse, il legame fra $U(s)$ e $Y(s)$, il cui corrispondente nel dominio del tempo è **differenziale**, nel dominio delle trasformate è di tipo **algebrico**.

8.1 Serie di Fourier

Dato un segnale $v(t)$ periodico di periodo T , posso esprimerlo come

$$v(t) = v_0 + \sum_{k=1}^{\infty} v_k \sin(k\omega_0 t + \phi_k)$$

dove $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$. Questo significa che posso esprimere un segnale periodico come somma di infinite (infinito numerabile) sinusoidi di frequenze multiple di una fondamentale (ω_0 , di periodo T).

8.2 Trasformata di Fourier

Dato un segnale $v(t)$ definito su tutto \mathbb{R} (non necessariamente periodico), chiamiamo la sua **trasformata di Fourier** il termine

$$V(j\omega) = \mathcal{F}[v(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{se esiste})$$

L'**antitrasformata di Fourier**, invece, è

$$v(t) = \mathcal{F}^{-1}[V(j\omega)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{+\infty} V(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

oss. una trasformata è definita dal suo **nucleo**, che è $e^{-j\omega t}$.

oss. l'antitrasformata è un integrale sulla variabile ω . L'integrale viene solitamente introdotto ad analisi 1 con il concetto di somme parziali (... per calcolare l'area sottesa a una funzione, si fanno i

tipici rettangolini e si sommano, poi si fa tendere l'ampiezza dei rettangolini a zero...). Immaginiamo di fare tanti rettangolini dell'asse delle ω , prendiamo uno di questi rettangolini e il suo contributo a $v(t)$ nell'antitrasformata è $e^{j\omega t}$ moltiplicata per un numero complesso $V(j\omega)$. Il termine $e^{j\omega t}$, il nostro nucleo, può avere due aspetti, se $\omega = 0$ è una costante, altrimenti se $\omega \neq 0$ è una sinusoidale (in realtà sarebbe un numero complesso, ma ricordiamo che un numero complesso può essere espresso come somma di seni e coseni). Ora prendiamo il caso in cui il nucleo è una sinusoidale, moltiplicarla per un numero complesso $V(j\omega)$ significa attenuarla o amplificarla (modulo) e sfasarla (argomento). Quindi noi per ricostruire $v(t)$ con l'antitrasformata dobbiamo sommare infinite sinusoidi, ognuna delle quali caratterizzate da una propria ampiezza e una propria fase indicata dal valore di $V(j\omega)$, **cioè $V(j\omega)$ ci dice quanto pesa ogni frequenza in $v(t)$** . In questo caso $v(t)$ è somma di infinite (infinito del continuo) sinusoidi.

8.3 Trasformata di Laplace

Dato un segnale $v(t)$ definito per $t \geq 0$ (o equivalentemente nullo per $t < 0$), definiamo trasformata di Laplace il termine

$$V(s) = \mathcal{L}[v(t)] = \int_0^{\infty} v(t)e^{-st} dt$$

con $s, V \in \mathbb{C}$.

L'antitrasformata di Laplace, invece, è

$$v(t) = \mathcal{L}^{-1}[V(s)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} V(s)e^{st} ds$$

dove gli estremi dell'integrale rappresentano il fatto che quanto integriamo rispetto a una variabile complessa (s) dobbiamo specificare su quale linea si muove la variabile: la variabile di integrazione s si muove su una retta parallela all'asse immaginario di parte reale (ascissa) α , andando con la sua parte immaginaria (ordinata) da $-\infty$ a $+\infty$.

oss. Per le trasformate di Laplace il **nucleo** è $e^{st} = e^{(\alpha+j\omega)t} = e^{\alpha t}(\cos(\omega t) + j\sin(\omega t))$. Con questa forma di nucleo si possono rappresentare molti più segnali rispetto al nucleo di Fourier. Con il nucleo di Fourier si potevano rappresentare solo le costanti e le sinusoidi, mentre con il nucleo di Laplace anche le sinusoidi che si smorzano, le sinusoidi che divergono, i segnali che esponenzialmente divergono e i segnali che esponenzialmente convergono.

I segnali che si lasciano trasformare secondo Fourier, sono i segnali che si lasciano ricostruire per mezzo di una somma infinita di segnali che partono dal nucleo $e^{j\omega t}$ (costanti e sinusoidi) moltiplicato per un numero complesso $V(j\omega)$ (amplificate o attenuate, e sfasate).

I segnali che si lasciano trasformare secondo Laplace, sono molti di più, perchè il nucleo di partenza e^{st} rappresenta un insieme di segnali molto più grande.

Tutti i segnali trasformabili secondo Fourier sono trasformabili anche secondo Laplace, ma non vale il viceversa.

oss. (Errore tipico) Per trasformare secondo Laplace il termine $\mathcal{L}[v(t-\tau)]$ dobbiamo scrivere $\int_0^{\infty} v(t-\tau)e^{-st} dt$. Se avessimo scritto $\mathcal{L}[v(t-\tau)] = \int_0^{\infty} v(t-\tau)e^{-s(t-\tau)} dt$ non avremmo applicato correttamente la definizione di trasformata: il termine $e^{-st} dt$ nell'integrale è sempre fatto così, non va modificato mai, dobbiamo vedere la trasformata di Laplace come un "modulo da compilare": $\mathcal{L}[-] = \int_0^{\infty} - e^{-st} dt$.

Riassunto dei concetti chiave introdotti

- Le trasformate sono strumenti che legano biunivocamente segnali nel tempo a funzioni complesse di variabile complessa.
- Le trasformate di Fourier interpretano un segnale come somma di infinite sinusoidi, invece le trasformate di Laplace non considerano solamente le sinusoidi, ma delle esponenziali complesse (categoria nella quale rientrano anche le sinusoidi).

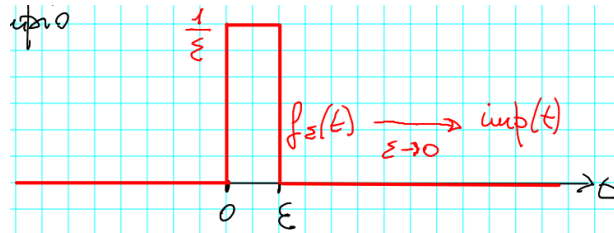
8.3.1 Esempi

Vediamo tre **trasformate di Laplace notevoli** (da imparare a memoria, useremo praticamente solo queste!).

es. $v(t) = sca(t) := \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$, la trasformata di Laplace è

$$\mathcal{L}[sca(t)] = \int_0^{\infty} sca(t)e^{-st}dt = \int_0^{\infty} 1 \cdot e^{-st}dt = \left[\frac{e^{-st}}{-s} \right]_0^{\infty} = 0 - \frac{1}{-s} = \frac{1}{s}$$

es. $v(t) = imp(t) := \begin{cases} imp(t) = 0 & \forall t \neq 0 \\ \int_{-\infty}^{\infty} imp(t)dt = 1 \end{cases}$
[immagine dagli appunti del prof]



La trasformata di Laplace è

$$\begin{aligned} \mathcal{L}[imp(t)] &= \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \mathcal{L}[f_{\epsilon}(t)] = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \int_0^{\infty} f_{\epsilon}(t)e^{-st}dt = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \int_0^{\epsilon} \frac{1}{\epsilon} e^{-st}dt = \\ &= \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left[\frac{e^{-st}}{-s\epsilon} \right]_0^{\epsilon} = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left(\frac{e^{-s\epsilon}}{-s\epsilon} - \frac{1}{-s\epsilon} \right) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1 - e^{-s\epsilon}}{s\epsilon} = [F.I., Hopital] = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{s e^{-s\epsilon}}{s} = 1 \end{aligned}$$

es. $v(t) = e^{at}$ per $t \geq 0$ o equivalentemente $v(t) = e^{at}sca(t)$, la trasformata di Laplace è

$$\mathcal{L}[e^{at}sca(t)] = \int_0^{\infty} e^{at}e^{-st}dt = \int_0^{\infty} e^{(a-s)t}dt = \left[\frac{e^{(a-s)t}}{a-s} \right]_0^{\infty} = \frac{1}{s-a} \quad \text{se } Re(a-s) < 0, \text{ cioè } Re(s) > a$$

8.3.2 Proprietà della trasformata di Laplace

- La trasformata di Laplace è un **operatore lineare**:

$$\mathcal{L}[\alpha v_1(t) + \beta v_2(t)] = \alpha \mathcal{L}[v_1(t)] + \beta \mathcal{L}[v_2(t)]$$

- Trasformata di Laplace della derivata:**

$$\mathcal{L}\left[\frac{dv(t)}{dt}\right] = s\mathcal{L}[v(t)] - v(0)$$

dove se v è discontinua in 0 si può usare 0^- .

Questa proprietà fa sì che legami differenziali diventino legami algebrici. L'operazione che nel dominio del tempo è la derivata, corrisponde nel dominio delle trasformate a una moltiplicazione per s e alla differenza di un termine $v(0)$.

es. $\mathcal{L}\left[\frac{d}{dt}sca(t)\right] = s\mathcal{L}[sca(t)] - sca(0^-) = s\frac{1}{s} - 0 = 1.$

- Trasformata di Laplace dell'integrale:**

$$\mathcal{L}\left[\int_0^t v(\tau)d\tau\right] = \frac{1}{s}\mathcal{L}[v(t)]$$

L'integrale nel dominio del tempo corrisponde a una divisione per s nel dominio delle trasformate.

• **Trasformata di Laplace di un segnale ritardato:**

$$\mathcal{L}[v(t - \tau)] = e^{-s\tau} \mathcal{L}[v(t)]$$

con $\tau > 0$ detto ritardo.

dim. $\mathcal{L}[v(t - \tau)] = \int_0^\infty v(t - \tau) e^{-st} dt$. Facciamo un cambio di variabile $x = t - \tau \Rightarrow$
 $\begin{cases} t = x + \tau \\ dt = dx \end{cases} \quad \begin{cases} t = 0 \rightarrow x = -\tau \\ t = \infty \rightarrow x = \infty \end{cases}$, quindi $\int_0^\infty v(t - \tau) e^{-st} dt = \int_{-\tau}^\infty v(x) e^{-s(x+\tau)} dx =$
 $\int_0^\infty v(x) e^{-sx} e^{-s\tau} dx = e^{-s\tau} \int_0^\infty v(x) e^{-sx} dx = e^{-s\tau} \mathcal{L}[v(t)]$.

LEZIONE 6 18/03/2020

[link clicca qui](#)

8.4 Teorema del valore iniziale

$$V(s) = \mathcal{L}[v(t)] \implies v(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} sV(s)$$

dove possiamo usare $v(0^+)$ se v è discontinua in 0.

es. dato $v(t) = sca(t)$, la sua trasformata è $V(s) = \frac{1}{s}$ e $v(0^+) = 1$ perchè $\lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot \frac{1}{s} = 1$.

8.5 Teorema del valore finale

$$V(s) = \mathcal{L}[v(t)] \implies \text{se esiste } \lim_{t \rightarrow \infty} v(t), \text{ allora } \lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sV(s)$$

8.6 Trasformate di Laplace notevoli

| $v(t)$ | $V(s)$ |
|---|--------------------------|
| $k \cdot imp(t)$ | $k \cdot 1$ |
| $k \cdot sca(t)$ | $k \cdot \frac{1}{s}$ |
| $k \cdot ram(t) = k \cdot t \cdot sca(t)$ | $k \cdot \frac{1}{s^2}$ |
| $k \cdot e^{at} sca(t)$ | $k \cdot \frac{1}{s-a}$ |
| $t^n \cdot e^{at} sca(t)$ | $\frac{n!}{(s-a)^{n+1}}$ |

oss. Da notare è che la rampa è l'integrale dello scalino, che a sua volta è l'integrale dell'impulso (vedi trasformata di Laplace dell'integrale). Queste prime tre trasformate fanno parte di un gruppo di segnali che prendono il nome di **segnali canonici**, e sono tutte quelle trasformate di Laplace che valgono $\frac{1}{s^n}$.

oss. Data una funzione $f(t)$ nel dominio del tempo, un ritardo τ è solitamente espresso come $f(t - \tau)$. Sia f una dei segnali di cui sappiamo le trasformate notevoli, allora la corrispondente trasformata di Laplace ritardata è la trasformata di Laplace della funzione f senza il ritardo, moltiplicata per il termine $e^{-\tau s}$ che rappresenta il ritardo (es. $ram(t - \tau) \rightarrow \frac{1}{s^2} e^{-\tau s}$).

oss. Questo concetto è da tenere a mente anche durante l'operazione inversa di antitrasformazione secondo Heaviside: Heaviside è utilizzato per antitrasformare trasformate di Laplace che sono razionali fratte ($\frac{N(s)}{D(s)}$), ma nel caso in cui la trasformata con cui sto lavorando presenta un termine esponenziale dovrò aggiungere un ritardo.

L'importante è tenere la parte razionale fratta separata dalla parte esponenziale, inizialmente si ignora l'esponenziale e si eseguono tutti i passaggi di Heaviside sulla razionale fratta, e, solo alla fine, si aggiunge il ritardo espresso dall'esponenziale:

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{N(s)}{D(s)} e^{-s\tau} \right] \rightarrow \text{Heaviside di } \frac{N(s)}{D(s)} \text{ ottengo } y(t), \text{ poi con } e^{-s\tau} \text{ aggiungo ritardo } \tau \rightarrow y(t - \tau)$$

oss. Notiamo che i segnali trigonometrici sono rappresentabili come esponenziali complessi, per esempio $\sin(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \dots$ e così possiamo ricavare le **trasformate di Laplace di tutte le funzioni trigonometriche**.

8.7 Antitrasformazione secondo Heaviside

Questo metodo vale per trasformate di Laplace razionali fratte, cioè trasformate che possono essere scritte come

$$V(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

dove N, D sono polinomi in s ; inoltre **il grado di N è sempre minore o uguale al grado di D** .

Il meccanismo di antitrasformazione di Heaviside consiste nella scomposizione di $V(s)$ in una somma di fratti semplici la cui \mathcal{L}^{-1} è nota.

Vediamo un esempio per capire il meccanismo dell'antitrasformata secondo Heaviside, successivamente esporremo il metodo generale.

es. sia la trasformata di Laplace $V(s) = \frac{s+2}{s(s+1)(s+3)}$, per antitrasformarla scrivo $V(s) = \frac{\alpha}{s} + \frac{\beta}{s+1} + \frac{\gamma}{s+3}$, a questo punto devo calcolare α, β e γ facendo il denominatore comune ed eguagliando i numeratori:

$$\alpha(s+1)(s+3) + \beta s(s+3) + \gamma s(s+1) = s+2$$

e ora mi basta eguagliare i coefficienti dei vari gradi di s in modo da avere un sistema con cui trovare α, β e γ , oppure, più semplicemente, mi basta notare che imponendo $s = 0, s = -1$ e $s = -3$ deduco che:

$$\begin{cases} s = 0 \Rightarrow 3\alpha = 2 \Rightarrow \alpha = \frac{2}{3} \\ s = -1 \Rightarrow \beta = -\frac{1}{3} \\ s = -3 \Rightarrow \gamma = -\frac{1}{6} \end{cases}$$

Quindi $V(s) = \frac{2/3}{s} - \frac{1/2}{s+1} - \frac{1/6}{s+3}$ di cui so fare l'antitrasformata sfruttando le trasformate notevoli:

$$\mathcal{L}^{-1} = \frac{2}{3} \text{sca}(t) - \frac{1}{2} e^{-t} \text{sca}(t) - \frac{1}{6} e^{-3t} \text{sca}(t)$$

Vediamo ora il **caso generale**:

Sia

$$V(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

una trasformata di Laplace, con N, D polinomi in s .

Le radici di $N(s)$ prendono il nome di **zeri** della trasformata di Laplace, mentre le radici di $D(s)$ prendono il nome di **poli** della trasformata di Laplace.

Il primo passaggio è quello di fattorizzare $D(s)$, che risulterà così espresso come prodotto di termini del tipo $s - p$ (dove quindi sarà presente un polo reale semplice) oppure $(s - p)^n$ (dove quindi sarà presente un polo reale multiplo) oppure altri casi complessi che però non tratteremo.

- **Polo reale semplice:**

La trasformata è della forma

$$\frac{N(s)}{\dots (s - p) \dots} =$$

(al denominatore ci possono essere vari fattori, l'importante è che ci sia il fattore $(s - p)$), la scomposizione è della forma

$$= \dots + \frac{\alpha}{s - p} + \dots$$

- **Polo reale multiplo:**

La trasformata è della forma

$$\frac{N(s)}{\dots (s-p)^n \dots} =$$

la scomposizione è della forma

$$= \dots + \frac{\alpha_1}{s-p} + \frac{\alpha_2}{(s-p)^2} + \dots + \frac{\alpha_n}{(s-p)^n} + \dots$$

- **Casi complessi:** [non li vediamo nel corso]

A seguito della scomposizione l'antitrasformata di Laplace è facilmente calcolabile usando le trasformate di Laplace notevoli.

es. dato $V(s) = \frac{2}{(s-1)^2(s+2)}$, trovare $v(t)$:

Scompongo la trasformata:

$$V(s) = \frac{\alpha}{s-1} + \frac{\beta}{(s-1)^2} + \frac{\gamma}{s+2}$$

Denominatore comune ed eguaglio i numeratori:

$$\alpha(s-1)(s+2) + \beta(s+2) + \gamma(s-1)^2 = 2$$

Per trovare α, β e γ ci sono due possibilità, o svolgo tutte le moltiplicazioni dell'equazione precedente e poi costruisco un sistema eguagliando i coefficienti dei vari s^0, s^1, s^2, \dots , oppure più semplicemente cerco i poli che sono 1 e -2 e ricavo α, β e γ sostituendoli in s :

$$\begin{cases} s=1 \Rightarrow 3\beta=2 \Rightarrow \beta=\frac{2}{3} \\ s=-2 \Rightarrow 9\gamma=2 \Rightarrow \gamma=\frac{2}{9} \\ s=[\text{qualunque numero a piacere, per esempio } 0]=0 \Rightarrow \\ \Rightarrow \text{usando i valori precedentemente trovati di } \beta \text{ e } \gamma \Rightarrow \alpha=-\frac{2}{9} \end{cases}$$

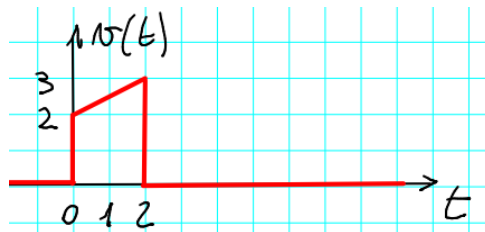
Quindi

$$V(s) = \frac{-2/9}{s-1} + \frac{2/3}{(s-1)^2} + \frac{2/9}{s+3}$$

$$\mathcal{L}^{-1}[V(s)] = v(t) = -\frac{2}{9}e^t \text{sca}(t) + \frac{2}{3}te^t \text{sca}(t) + \frac{2}{9}e^{-2t} \text{sca}(t)$$

es.

[immagine dagli appunti del prof]



Cerchiamo di scrivere il segnale $v(t)$ a partire dal suo grafico in una somma di segnali canonici eventualmente ritardati.

Ogni volta che c'è un cambio di pendenza interviene una rampa.

$$v(t) = 2\text{sca}(t) + 0,5\text{ram}(t) - 3\text{sca}(t-2) - 0,5\text{ram}(t-2)$$

$$V(s) = \frac{2}{s} + \frac{0,5}{s^2} - \frac{3}{s}e^{-2s} - \frac{0,5}{s^2}e^{-2s}$$

9 Funzione di trasferimento

Lavoriamo con SD LTI a TC SISO.

9.1 Trasformata di Laplace delle equazioni di stato e d'uscita

9.1.1 Equazione di stato

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases}$$

Trasformiamo secondo Laplace l'**equazione di stato**:

$$\mathcal{L}[\dot{x}(t)] = \mathcal{L}[Ax(t) + bu(t)]$$

Usiamo ora la proprietà della derivata e la proprietà di linearità della trasformata di Laplace:

$$sX(s) - x(0) = AX(s) + bU(s)$$

che posso riscrivere come

$$(sI - A)X(s) = x(0) + bU(s)$$

Allora per qualunque s che appartiene all'insieme degli autovalori di A posso scrivere:

$$X(s) = (sI - A)^{-1}x(0) + (sI - A)^{-1}bU(s)$$

La trasformata di Laplace dell'equazione di stato è quindi composta da due termini: il primo dipende linearmente solo dallo stato iniziale, il secondo dipende linearmente solo dall'ingresso.

Quindi il primo termine

$$(sI - A)^{-1}x(0)$$

è la trasformata di Laplace del **movimento libero (ML)** di x , e il secondo termine

$$(sI - A)^{-1}bU(s)$$

è la trasformata di Laplace del **movimento forzato (MF)** di x .

oss. Questa formula che abbiamo scritto è la corrispondente nel dominio delle trasformate di ciò che nel dominio del tempo è la **formula di Lagrange** dello stato.

9.1.2 Equazione d'uscita

Ora trasformiamo l'**equazione d'uscita** e vi sostituiamo $X(s)$ che abbiamo calcolato precedentemente:

$$Y(s) = cX(s) + dU(s) = c(sI - A)^{-1}x(0) + [c(sI - A)^{-1}b + d]U(s)$$

Anche qui il primo termine

$$c(sI - A)^{-1}x(0)$$

è la trasformata di Laplace del **movimento libero (ML)** di y , e il secondo termine

$$[c(sI - A)^{-1}b + d]U(s)$$

è la trasformata di Laplace del **movimento forzato (MF)** di y .

Il movimento forzato contiene al suo interno il fattore $c(sI - A)^{-1}b$, che prende il nome di **funzione di trasferimento** $G(s)$. La funzione di trasferimento è il termine che moltiplicato per la trasformata dell'ingresso ti restituisce il movimento forzato.

Riassunto per SD LTI a TC SISO:

- Descrizione nello spazio di stato: quaterna A, b, c, d .
- Descrizione ingresso/uscita: funzione di trasferimento (FdT) $G(s) = c(sI - A)^{-1}b + d$.
- Interpretazione: $\mathcal{L}[\text{uscita forzata da } u(t)] = G(s)\mathcal{L}[u(t)]$

9.2 Calcolo e aspetto di una funzione di trasferimento

$$\text{Funzione di trasferimento: } G(s) = c(sI - A)^{-1}b + d$$

Come è fatta? Analizziamone la struttura.

Analizziamo prima il solo termine

$$(sI - A)^{-1} = \frac{1}{\det(sI - A)} \begin{bmatrix} \Delta_{11}(s) & \dots & \Delta_{1n}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta_{n1}(s) & \dots & \Delta_{nn}(s) \end{bmatrix}$$

dove il denominatore $\det(sI - A)$ è il polinomio caratteristico di A , che quindi ha grado n (= ordine del sistema); e dove i termini $\Delta_{ik}(s)$ sono determinanti di matrici $(n-1) \times (n-1)$ e quindi hanno grado al più $n-1$.

Vediamo ora il termine

$$c(sI - A)^{-1}b = \frac{1}{\det(sI - A)} [c_1 \quad \dots \quad c_n] \{\Delta_{ij}(s)\} \begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}$$

, dove $\{\Delta_{ij}(s)\} = \begin{bmatrix} \Delta_{11}(s) & \dots & \Delta_{1n}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta_{n1}(s) & \dots & \Delta_{nn}(s) \end{bmatrix}$ come al punto precedente. Ancora una volta otteniamo un polinomio di al più grado $n-1$.

Vediamo ora il termine finale $G(s)$

$$G(s) = c(sI - A)^{-1}b + d = \frac{\bar{N}(s)}{D(s)} + d$$

dove il termine $c(sI - A)^{-1}b$ ci riconduce a un'espressione razionale fratta $\frac{\bar{N}(s)}{D(s)}$, con $D(s)$ polinomio caratteristico di A e quindi grado n , e invece $\bar{N}(s)$ è un polinomio di grado al più $n-1$.

Se e solo se $d = 0$ (cioè se il sistema è strettamente proprio) abbiamo $G(s) = \frac{\bar{N}(s)}{D(s)}$ in cui il grado del numeratore è minore del grado del denominatore.

Altrimenti (se e solo se $d \neq 0$) abbiamo $G(s) = \frac{\bar{N}(s) + dD(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{D(s)}$, con $N(s) = \bar{N}(s) + dD(s)$, in cui il grado del numeratore è uguale al grado del denominatore.

Quindi, riassumendo,

- $G(s)$ è razionale fratta.
- I suoi poli (radici del denominatore) sono autovalori di A .
oss. In alcuni casi può darsi che non tutti gli autovalori di A compaiano come poli, perchè capita che alcuni termini del numeratore si semplifichino con alcuni termini del denominatore (ci torneremo più avanti).
- Il grado del numeratore è uguale al grado del denominatore se e solo se (\Leftrightarrow) $d \neq 0$, altrimenti il grado del numeratore è minore ($<$) del grado del denominatore.

9.3 Esempi

es. Dato il Sd LTI a TC SISO descritto nello spazio di stato da

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 3 & 4 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad c = [2 \quad 1] \quad d = 0$$

calcolare la funzione di trasferimento $G(s)$.

$$G(s) = c(sI - A)^{-1}b + d = [2 \quad 1] \begin{bmatrix} s-1 & 1 \\ -3 & s-4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + 0 =$$

[esiste un trucchetto per calcolare l'inversa della generica matrice M 2x2: si moltiplica $\frac{1}{\det(M)}$ per la matrice ottenuta scambiando di posto i termini sulla diagonale principale e invertendo il segno dei termini sulla diagonale secondaria]

$$= \frac{1}{(s-1)(s-4)+3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s-4 & -1 \\ 3 & s-1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} =$$

$$\frac{1}{s^2-5s+7} \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s-4 \\ 3 \end{bmatrix} = \frac{2s-5}{s^2-5s+7}$$

10 Esercizi di ricapitolazione degli argomenti fino ad ora trattati

10.1 Es. Equilibri e stabilità in un sistema non lineare, TDE 06/05/2014 E1

Dato il SD NL a TC:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_1^3 + x_2 + u \\ \dot{x}_2 = x_1 e^{x_2} \\ y = x_1(x_2 - u) + u^2 \end{cases}$$

Domande:

- Trovare gli stati e le uscite di equilibrio per $u(t) = \bar{u} = -1$;
- Trovare le stabilità degli equilibri eventualmente trovati al punto precedente.

Equilibri:

essendo a TC, la caratteristica degli equilibri è che le derivate dello stato sono nulle (devono essere ferme)

$$\begin{aligned} \bar{x}_1^3 + \bar{x}_2 + \bar{u} &= 0 \\ \bar{x}_1 e^{\bar{x}_2} &= 0 \end{aligned}$$

Con la seconda equazione ricaviamo immediatamente che $\bar{x}_1 = 0$ e con la prima equazione invece ricaviamo che $\bar{x}_2 = -\bar{u}$.

Quindi per $\bar{u} = -1$ esiste il solo equilibrio $\bar{x} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$.

Stato dell'uscita d'equilibrio:

$$\bar{y} = \bar{x}(\bar{x}_2 - \bar{u}) + \bar{u}^2 = 1$$

Sistema linearizzato e stabilità degli equilibri:

Ripasso dei criteri:

- Sistema linearizzato è asintoticamente stabile, (\Rightarrow) allora abbiamo un equilibrio asintoticamente stabile.
- Matrice A del sistema linearizzato con almeno un autovalore con parte reale positiva, (\Rightarrow) allora equilibrio instabile.
oss. un sistema lineare (o linearizzato) può essere instabile anche senza avere autovalore con parte positiva (ricontrolla la teoria per saperne di più).
- Altrimenti non si può dire nulla, può essere qualunque cosa.

Applichiamo questi criteri:

$$\text{Calcoliamo } f_x = \begin{bmatrix} 3x_1^2 & 1 \\ e^{x_2} & x_1 e^{x_2} \end{bmatrix}.$$

$$\text{Nell'equilibrio } f_x|_{\bar{x}, \bar{u}} = [\bar{x}_1 = 0, \bar{x}_2 = 1, \bar{u} = -1] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ e & 0 \end{bmatrix}.$$

Autovalori: $\det \begin{bmatrix} s & -1 \\ -e & s \end{bmatrix} = 0 \rightarrow s^2 - e = 0$, quindi abbiamo un autovalore con parte reale positiva e quindi siamo in presenza di un equilibrio instabile.

10.2 Es. Stabilità, funzione di trasferimento e calcolo del movimento forzato con Heaviside, TDE 04/05/2015 E1

Dato il SD LTI SISO a TC

$$\begin{cases} \dot{x} = \begin{bmatrix} -11 & 9 \\ -12 & 10 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -3 \\ -3 \end{bmatrix} u \\ y = \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix} x \end{cases}$$

determinare

- Se è asintoticamente stabile, stabile o instabile;
- la funzione di trasferimento $G(s)$;
- $y(t)$ prodotto da $x(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ (cioè solo movimento forzato) e $u(t) = 2sca(t)$.

Stabilità:

Autovalori di A :

$$\det \begin{bmatrix} s+11 & -9 \\ 12 & s-10 \end{bmatrix} = 0 \rightarrow s^2 + s - 110 + 108 = 0 \rightarrow s^2 + s - 2 = 0$$

Abbiamo una variazione di segno e un autovalore con parte reale positiva, quindi il sistema è instabile. La risposta a questa domanda termina qua, senza dover calcolare gli autovalori, ma noi proseguiamo coi conti, perchè tanto ci servono per i punti successivi.

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2} \mp \sqrt{\frac{1}{4} + 2} = -\frac{1}{2} \mp \sqrt{\frac{9}{4}} = \begin{cases} -2 \\ 1 \end{cases}$$

Funzione di trasferimento:

$$G(s) = c(sI - A)^{-1}b + d = \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s+11 & -9 \\ 12 & s-10 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -3 \\ -3 \end{bmatrix} =$$

[per il calcolo della inversa di una matrice 2x2 (solo e soltanto 2x2) si moltiplica $\frac{1}{\det(matrice)}$ per la matrice ottenuta cambiando di posizione i termini della diagonale principale e invertendo i segni dei termini della diagonale secondaria]

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{s(+2)(s-1)} \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s-10 & 9 \\ -12 & s+11 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -3 \\ -3 \end{bmatrix} = \frac{1}{s(+2)(s-1)} \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -3s+3 \\ -3s+3 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{s(+2)(s-1)} (-6s+6-3s+3) = \frac{-9s+9}{(s+1)(s-1)} = \frac{-9(s-1)}{(s+2)(s-1)} = \frac{-9}{s+2} \end{aligned}$$

Movimento forzato prodotto da $u(t) = 2sca(t)$:

Nella consegna il fatto che si imponga $x(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ significa che nel calcolo dell'uscita nel dominio delle trasformate, non c'è bisogno di calcolare il movimento libero, perchè è nullo, ma per calcolare l'uscita è sufficiente considerare il movimento forzato:

$$U(s) = \frac{2}{s} \Rightarrow Y(s) = G(s)U(s) = -\frac{18}{s(s+2)}$$

Uso Heaviside:

$$U(s) = \frac{\alpha}{s} + \frac{\beta}{s+2}$$

Denominatore comune e uguaglio i numeratori:

$$\alpha(s+2) + \beta s = 18 \Rightarrow \begin{cases} s=0 \rightarrow \alpha = -9 \\ s=-2 \rightarrow \beta = 9 \end{cases}$$

Quindi

$$Y(s) = -\frac{9}{s} + \frac{9}{s+2}$$

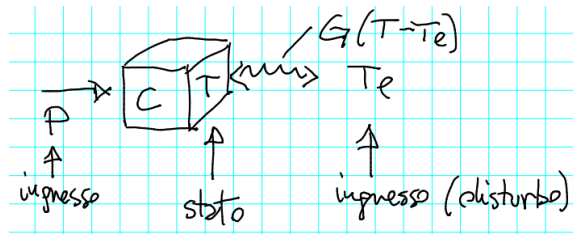
che antitrasformata mi produce

$$y(t) = -9sca(t) + 9e^{-2t}sca(t) = 9sca(t)(-1 + e^{-2t})$$

10.3 Es Applicazione reale

Consideriamo un corpo solido riscaldato e che scambia convettivamente temperatura con una temperatura fissa.

[immagine dagli appunti del prof]



La potenza termica P e la temperatura fissa T_e rappresentano gli ingressi del sistema, la temperatura T del corpo rappresenta lo stato del sistema, inoltre il corpo è caratterizzato da una certa capacità termica C , c'è anche uno scambio termico per convezione con la temperatura fissa e vale $G(T - T_e)$, con G una costante chiamata conduttanza termica.

Diciamo che la capacità termica $C = 10 \text{ J/K}$, e che la conduttanza termica $G = 2 \text{ W/K}$

Modello:

Bilancio dinamico di energia:

$$\frac{d}{dt}E = \sum P$$

con $E = CT$ e $P = P - G(T - T_e)$.

Quindi

$$C\dot{T} = P - G(T - T_e)$$

$$\dot{T} = \frac{1}{C}P - \frac{G}{C}T + \frac{G}{C}T_e$$

$$\dot{T} = -\frac{G}{C}T + \frac{1}{C}P + \frac{G}{C}T_e$$

Che è proprio una equazione di stato in cui $\dot{x} = \dot{T}$, $a = -\frac{G}{C}$, $u = \frac{1}{C}P$, disturbo = $\frac{G}{C}T_e$.

Trasformiamo secondo Laplace e guardiamo soltanto i movimenti forzati:

$$sT(s) = -\frac{G}{C}T(s) + \frac{1}{C}P(s) + \frac{G}{C}T_e(s)$$

$$T(s) = \frac{1}{s + \frac{G}{C}} \left(\frac{1}{C}P(s) + \frac{G}{C}T_e(s) \right) = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{G}{C}} P(s) + \frac{\frac{G}{C}}{1 + \frac{G}{C}s} T_e(s)$$

Dove il termine $\frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{G}{C}} P(s)$ è la funzione di trasferimento da P a T , cioè l'effetto di P su T , e il termine

$\frac{\frac{G}{C}}{1 + \frac{G}{C}s} T_e(s)$ è la funzione di trasferimento da T_e a T , cioè l'effetto di T_e su T .

T è quindi calcolabile con il principio di sovrapposizione degli effetti.

Scriveremo spesso la funzione di trasferimento da un generico U a un generico Y come $\frac{Y(s)}{U(s)}$, ovvero come nel nostro caso:

$$T(s) = \frac{T(s)}{P(s)} P(s) + \frac{T(s)}{T_e(s)} T_e(s)$$

dove $\frac{T(s)}{P(s)}$ e $\frac{T(s)}{T_e(s)}$ sono funzioni di trasferimento e, invece, $P(s)$ e $T_e(s)$ sono trasformate di Laplace degli ingressi/disturbi.

Si può essere tentati dal fatto di fare erroneamente la seguente semplificazione:

$$T(s) = \cancel{\frac{T(s)}{P(s)}} P(s) + \cancel{\frac{T(s)}{T_e(s)}} T_e(s)$$

L'errore sta nel fatto che i termini $\frac{T(s)}{P(s)}$ e $\frac{T(s)}{T_e(s)}$ sono entità uniche, sono funzioni di trasferimento che vanno lette come $\frac{T_{\text{dovuta a } P}(s)}{P(s)}$ e $\frac{T_{\text{dovuta a } T_e}(s)}{T_e(s)}$!

Riscriviamo le funzioni di trasferimento in modo leggermente diverso:

$$\frac{T(s)}{P(s)} = G_{TP}(s) = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{G}{C}} = \frac{\frac{1}{G}}{1 + \frac{C}{G}s}$$

$$\frac{T(s)}{Te(s)} = G_{TTe}(s) = \frac{\frac{G}{C}}{s + \frac{G}{C}} = \frac{1}{1 + \frac{C}{G}s}$$

Supponiamo di applicare uno scalino a P , quindi l'ingresso $P(s) = \frac{\bar{P}}{s}$, calcoliamo l'effetto su T :

$$T(s) = G_{TP}(s) \cdot P(s) = \frac{\frac{1}{G}}{1 + \frac{C}{G}s} \cdot \frac{\bar{P}}{s} =$$

chiamiamo per semplicità $\mu = \frac{1}{G}$ e $\tau = \frac{C}{G}$

$$T(s) = \frac{\mu}{1 + s\tau} \frac{\bar{P}}{s}$$

Usiamo ora Heaviside:

$$T(s) = \frac{\alpha}{s} + \frac{\beta}{1 + s\tau}$$

Facendo denominatore comune ed uguagliando i numeratori:

$$\alpha(1 + s\tau) + \beta s = \mu\bar{P}$$

Avendo radici $s = 0$ e $s = -\frac{1}{\tau}$ ottengo:

$$\alpha = \mu\bar{P} \quad \beta = -\mu\tau\bar{P}$$

Quindi:

$$T(s) = \frac{\mu\bar{P}}{s} - \frac{\mu\tau\bar{P}}{1 + s\tau} = \frac{\mu\bar{P}}{s} - \frac{\mu\bar{P}}{s + \frac{1}{\tau}}$$

Antitrasformiamo con le trasformate notevoli:

$$\mathcal{L}^{-1}[T(s)] = T(t) = \mu\bar{P}sca(t) - \mu\bar{P}e^{-\frac{t}{\tau}}sca(t) = \mu\bar{P}sca(t)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

[c'è un errore di un 1 al posto di una s da qualche parte in uno dei passaggi precedenti... il prof dice che correggerà i suoi appunti più tardi, quindi per i conti precisi guardare quelli, tanto quel che conta è il ragionamento]

Aspetto della risposta:

$T(0) = 0$ (n.b. è l'effetto di P , cioè la variazione rispetto all'effetto di Te , cioè significa che non si scalda rispetto a Te , ma rimane a temperatura di regime Te).

$$T(\infty) = \mu\bar{P} = \frac{1}{G}\bar{P}.$$

$\frac{dT}{dt}|_{t=0}$, verifico e calcolo con teorema valore iniziale e teorema valore finale: $T(s) = \frac{\mu\bar{P}}{s(1+s\tau)}$, considerando $\tau > 0$.

$$1) T(0^+) = \lim_{s \rightarrow \infty} sT(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{\mu\bar{P}}{1+s\tau} = 0, \text{ verificato.}$$

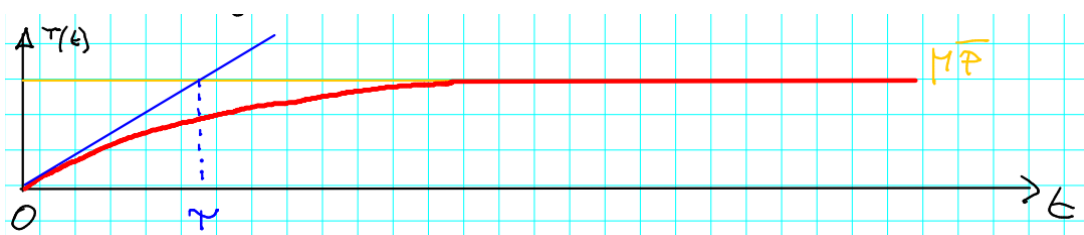
$$2) T(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sT(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\mu\bar{P}}{1+s\tau} = \mu\bar{P}, \text{ verificato.}$$

$$\mathcal{L}[\dot{T}] = s\mathcal{L}[T] - T(0) = \frac{\mu\bar{P}}{1+s\tau}$$

$$3) \dot{T}(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} s\mathcal{L}[\dot{T}] = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{\mu\bar{P}s}{1+s\tau} = \frac{\mu\bar{P}}{\tau}$$

Adesso con le equazioni 1), 2) e 3) possiamo disegnare come è fatta:

[immaginate dagli appunti del prof]



11 Raggiungibilità e osservabilità

11.1 Raggiungibilità (SD LTI a TC SISO)

Vogliamo capire sotto quali ipotesi la rappresentazione di stato (A, b, c, d) e la funzione di trasferimento $(G(s))$ sono rappresentazioni equivalenti di un sistema. Inoltre affronteremo il problema di studiare la stabilità di un sistema dalla funzione di trasferimento, tenendo in mente che la funzione di trasferimento può avere delle "parti nascoste".

11.1.1 Definizioni

Uno stato \tilde{x} si dice **raggiungibile** (da zero) se esiste un ingresso $\tilde{u}(t)$ tale che

$$\left. \begin{array}{l} x(0) = 0 \\ u(t) = \tilde{u}(t) \quad t \geq 0 \end{array} \right\} \longrightarrow x(\tilde{t}) = \tilde{x} \quad \tilde{t} < \infty$$

Cioè uno stato (\tilde{x}) è raggiungibile se esiste un ingresso $(\tilde{u}(t))$ che partendo da zero porta il sistema in quel determinato stato in un tempo finito.

Un **sistema** si dice (completamente) **raggiungibile** se ogni stato è raggiungibile.

11.1.2 Criterio di raggiungibilità

Come si determina se un sistema dinamico è o meno raggiungibile?

Introduciamo il **Teorema di Cayley-Hamilton**: Ogni matrice annulla il polinomio caratteristico. Capiamo meglio questo teorema guardando il polinomio caratteristico di una matrice A che è il determinante della matrice $sI - A$:

$$\Pi(s) = \det(sI - A) = s^n + \beta_1 s^{n-1} + \dots + \beta_n$$

quindi, se calcoliamo il polinomio caratteristico in A , vediamo che questo si annulla:

$$\Pi(A) = \det(AI - A) = \det(0) = 0$$

Ne segue che

$$\begin{aligned} A^n + \beta_1 A^{n-1} + \dots + \beta_n I &= 0 \\ A^n &= -\beta_1 A^{n-1} - \beta_2 A^{n-2} - \dots - \beta_n I \end{aligned}$$

cioè la potenza ennesima della matrice A può essere scritta come combinazione lineare di tutte le potenze inferiori, fino alla potenza 0, cioè la matrice identità.

Applichiamo questo concetto al calcolo del movimento.

Scriviamo la formula di Lagrange nel caso $x(0) = 0$ (cioè solamente movimento forzato):

$$x(t) = \int_0^t e^{A(t-\tau)} b u(\tau) d\tau$$

dove la matrice $e^{A(t-\tau)}$ è

$$e^{A(t-\tau)} = I + A(t-\tau) + \frac{A^2(t-\tau)^2}{2!} + \dots + \frac{A^{n-1}(t-\tau)^{n-1}}{(n-1)!} + [\text{combinazione lineare dei termini precedenti}] \dots$$

di conseguenza posso fare dei raccoglimenti di tutti i termini "combinazione lineare dei termini precedenti" e scrivere questo termine grazie a una sommatoria:

$$e^{A(t-\tau)} = \sum_{l=0}^{n-1} \gamma_l(t-\tau) \cdot A^l$$

Ora quindi sostituiamo questo risultato nell'espressione del movimento forzato:

$$x(t) = \int_0^t \sum_{l=0}^{n-1} \gamma_l(t-\tau) \cdot A^l b u(\tau) d\tau =$$

dove $\gamma_l(t-\tau)$ sono termini che non mi interessa calcolare, ma mi basta sapere che ci sono e che rappresentano i termini "combinazione lineare dei termini precedenti",

$$= \sum_{l=0}^{n-1} A^l b \int_0^t \gamma_l(t-\tau) u(\tau) d\tau =$$

chiamiamo ora l'integrale $\zeta_l(t) = \int_0^t \gamma_l(t-\tau) u(\tau) d\tau$, che dipende solo da t perchè τ muore durante l'integrazione, inoltre, siccome γ_l sono termini di cui non ci interessa la forma, non ci interessa calcolare $\zeta_l(t)$, ci basta sapere che è presente.

Siamo quindi giunti a scrivere che

$$x(t) = \sum_{l=0}^{n-1} A^l b \zeta_l(t)$$

Il termine $\zeta_l(t)$ contiene

- i coefficienti del polinomio caratteristico di A ;
- l'ingresso.

Vediamo la scrittura matriciale:

$$x(t) = \begin{bmatrix} b & Ab & A^2b & \dots & A^{n-1}b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \zeta_0(t) \\ \zeta_1(t) \\ \dots \\ \zeta_{n-1}(t) \end{bmatrix}$$

La prima matrice prende il nome di $M_R = \text{matrice di raggiungibilità} = \begin{bmatrix} b & Ab & A^2b & \dots & A^{n-1}b \end{bmatrix}$, dove nel caso SISO ogni suo termine è una matrice colonna $n \times 1$, e quindi in totale è una matrice $n \times n$.

Invece la seconda matrice (quella colonna) la indichiamo come $Z(t) = \begin{bmatrix} \zeta_0(t) \\ \zeta_1(t) \\ \dots \\ \zeta_{n-1}(t) \end{bmatrix}$ ed è composta

da scalari, quindi in totale è una matrice $n \times 1$. Notiamo che $Z(t)$, essendo composta da tutti i $\zeta_l(t)$ contiene al suo interno i coefficienti del polinomio caratteristico (che sono fissi e conosciamo) e l'ingresso (che è quello che veramente ci interessa nel concetto di raggiungibilità). Quello che è importante da capire è che $Z(t)$ è una riflessione dell'ingresso.

La moltiplicazione di queste due matrici risulta quindi in una matrice $n \times 1$.

Possiamo quindi scrivere

$$x(t) = M_R \cdot Z(t)$$

Tornando al concetto di raggiungibilità:

Supponiamo ora di voler portare lo stato (da zero) a \tilde{x} . Perchè questo sia possibile, deve esistere una certa $\tilde{Z}(t)$ tale che

$$M_R \tilde{Z}(t) = \tilde{x}$$

Quindi dire che ciò è possibile, per ogni \tilde{x} , equivale a dire che M_R non è singolare.

Sistema raggiungibile se e solo se (\Leftrightarrow) M_R è non singolare, dove:

$$M_R = \text{matrice di raggiungibilità} = \begin{bmatrix} b & Ab & A^2b & \dots & A^{n-1}b \end{bmatrix}$$

11.1.3 Esempi

es.

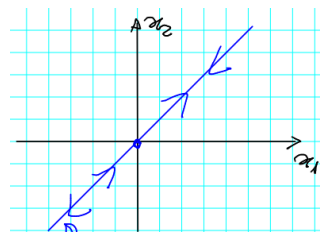
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + u \\ \dot{x}_2 = -x_2 + u \end{cases}$$

Ovviamente se $x(0) = 0$, risulterà $x_1(t) = x_2(t)$ per ogni $u(t)$; nel senso che, data l'espressione di questi due stati, non potrò mai raggiungere lo stato $x = \begin{bmatrix} k \\ j \end{bmatrix}$ con $k \neq j$, ma posso solo raggiungere gli stati nella forma $\begin{bmatrix} k \\ k \end{bmatrix}$.

Quindi qualunque stato con $x_1 \neq x_2$ non è raggiungibile. Verifichiamo ora questa affermazione col criterio esposto prima:

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad M_R = [b \quad Ab] = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \text{ singolare}$$

[immagine dagli appunti del prof]



Esprimiamo lo spazio di stato con un piano di assi x_1, x_2 , notiamo che lo stato non può muoversi liberamente in tutto lo spazio, ma è vincolata alla retta $x_1 = x_2$ che è il suo sottospazio di raggiungibilità.

11.2 Osservabilità (SD LTI a TC SISO)

11.2.1 Definizioni

Uno stato \tilde{x} è **non osservabile** se

$$\left. \begin{array}{l} x(0) = \tilde{x} \\ u(t) = 0 \quad t \geq 0 \end{array} \right\} \rightarrow y(t) = 0$$

Cioè uno stato è non osservabile se produce sull'uscita un movimento libero nullo.

Un **sistema** è (completamente) **osservabile** se nessuno stato è non osservabile.

11.2.2 Criterio di osservabilità

Chiamiamo M_O una **matrice di osservabilità** $n \times n$ definita come:

$$M_O = [c' \quad A'c' \quad \dots \quad (A^{n-1})'c']$$

Abbiamo ottenuto questa matrice con ragionamenti molto simili (che evitiamo di ripetere) a quelli fatti per la matrice di raggiungibilità.

Sistema osservabile se e solo se $(\Leftrightarrow) M_O$ è non singolare.

11.2.3 Esempi

es.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + u \\ \dot{x}_2 = 4x_2 + u \\ y = x_2 \end{cases}$$

La relazione tra u e y (cioè fra l'ingresso e l'uscita, la funzione di trasferimento) è tutta racchiusa nelle due ultime righe del sistema, cioè \dot{x}_1 non influenza y .

Verifichiamo col criterio di osservabilità:

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 4 \end{bmatrix} = A' \quad A'c' = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 4 \end{bmatrix}$$

$$M_O = [c' \quad A'c'] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 4 \end{bmatrix} \text{ singolare}$$

11.3 Osservazioni

- Un sistema può avere parti non raggiungibili e/o non osservabili.

es. Riprendiamo l'esempio fatto precedentemente per la raggiungibilità:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + u \\ \dot{x}_2 = -x_2 + u \end{cases}$$

Questo sistema non è completamente raggiungibile, e come si vede a occhio il suo sottospazio di raggiungibilità è la sola retta $x_1 = x_2$. Stato "non raggiungibile" significa che, qualunque sia l'ingresso, non posso raggiungere quel determinato stato a partire da 0.

Facciamo un cambio variabili $q_1 = x_1 - x_2$ e $q_2 = x_1 + x_2$ e il sistema diventa:

$$\begin{cases} \dot{q}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_2 = -x_1 + u + x_2 - u = -q_1 \\ \dot{q}_2 = \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = -q_2 + 2u \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} \dot{q}_1 = -q_1 \\ \dot{q}_2 = -q_2 + 2u \end{cases}$$

Con questa trasformazione il significato di "non raggiungibile" cambia: significa che u non influenza una parte dello stato.

- **Le parti non raggiungibili e/o non osservabili non sono presenti nella funzione di trasferimento:** la funzione di trasferimento rappresenta il legame ingresso/uscita e quindi la sola parte raggiungibile e osservabile del sistema.
- Gli autovalori delle parti non raggiungibili e/o non osservabili del sistema nel calcolo della funzione di trasferimento sono cancellati.
Per **cancellazione** intendiamo il fatto che nel calcolo della funzione di trasferimento alcuni poli e zeri si possono cancellare fra di loro, e questi rappresentano proprio le parti non raggiungibili e/o non osservabili.

definizione: Una cancellazione è **critica** se avviene al di fuori della regione di asintotica stabilità (a tempo continuo significa che se l'autovalore è cancellato, non ha la parte reale negativa).

Conseguenze:

- La rappresentazione di stato (A, b, c, d) e la funzione di trasferimento $(G(s))$ sono rappresentazioni equivalenti di un sistema dinamico, a meno di una trasformazione di similarità (cioè una trasformazione che preserva gli autovalori), se nel calcolo di $G(s)$ non si hanno cancellazioni o equivalentemente se il sistema è raggiungibile e osservabile.
- Poichè i poli di $G(s)$ sono gli autovalori della parte raggiungibile e osservabile del sistema, perchè si possa studiare la stabilità (asintotica) del sistema usando $G(s)$, non vi devono essere cancellazioni critiche.

12 Realizzazione

Per realizzazione si intende partire dalla funzione di trasferimento $G(s)$ e trovare le infinite quaterne (A, b, c, d) corrispondenti:

$$G(s) \rightarrow \infty(A, b, c, d)$$

Le quaterne (A, b, c, d) costruibili a partire da $G(s)$ sono infinite perchè è sufficiente aggiungere una qualunque "parte nascosta" al nostro sistema per creare una nuova quaterna accettabile.

Limitandosi al caso in cui la dimensione di A coincide col grado del denominatore di $G(s)$ (cioè realizzando quaterne minime) esistono dei modi "comodi" per trovare una quaterna (A, b, c, d) corrispondente a $G(s)$? Sì.

Premessa: Se in $G(s)$ il grado del numeratore è uguale al grado del denominatore, allora possiamo esprimere $G(s)$ nel seguente modo:

$$G(s) = d + \frac{N(s)}{D(s)}$$

con d costante e grado di $N(s) < \text{grado di } D(s)$.

Con questa espressione della funzione di trasferimento, d ce lo abbiamo già e le matrici A, b, c le ricaviamo da $\frac{N(s)}{D(s)}$.

oss. Questa premessa ci mostra che è sufficiente imparare a trattare il caso in cui $\frac{N(s)}{D(s)}$ ha grado di $N(s) < \text{grado di } D(s)$ (perchè avevamo già dimostrato precedentemente che sicuramente $N(s)$ non può avere grado $>$ del grado di $D(s)$, e nel caso in cui il grado di $N(s) = \text{grado di } D(s)$ possiamo ricondurci al caso grado di $N(s) < \text{grado di } D(s)$ estraendo il termine d).

12.1 Forma canonica di raggiungibilità

12.1.1 Dimostrazione

Vediamo ora uno dei possibili modi di operare:

Nel caso più estremo il numeratore ha al massimo grado $n - 1$:

$$G(s) = \frac{b_1 s^{n-1} + b_2 s^{n-2} + \dots + b_n}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n} = \frac{N(s)}{D(s)}$$

In uno schema a blocchi possiamo quindi rappresentare il blocco della funzione di trasferimento

$$u \rightarrow \left[\frac{N(s)}{D(s)} \right] \rightarrow y$$

come due blocchi in cascata $\frac{1}{D(s)}$ e $N(s)$

$$u \rightarrow \left[\frac{1}{D(s)} \right] \rightarrow [N(s)] \rightarrow y$$

Chiamiamo X il segnale fra i due blocchi $\frac{1}{D(s)}$ e $N(s)$:

$$u \rightarrow \left[\frac{1}{D(s)} \right] \xrightarrow{X} [N(s)] \rightarrow y$$

Analizzando il primo blocco $\left(\frac{1}{D(s)}\right)$, ricaviamo le seguenti informazioni sulla struttura della matrice A e b :

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{1}{D(s)} = \frac{1}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n}$$

$$X(s)D(s) = U(s)$$

$$s^n X_n + a_1 s^{n-1} X + \dots + a_n X = U$$

Siccome stiamo operando con funzioni di trasferimento e quindi solo col moto forzato ($x(0) = 0$), allora posso scrivere che $s^n X$ diventa $\frac{d^n x(t)}{dt^n}$ e quindi:

$$\frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \dot{x}(t) + a_n x(t) = u(t)$$

Rinominiamo ora i termini nel seguente modo:

$$x_n = \frac{d^{n-1}x(t)}{dt^{n-1}}; \quad \dots; \quad x_2 = \dot{x}(t); \quad x_1 = x(t);$$

e quindi possiamo dire che

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; \\ \dot{x}_2 = x_3; \\ \dots; \\ \dot{x}_n = -a_1x_n - a_2x_{n-1} - \dots - a_nx_1 + u \end{cases}$$

Quindi vediamo ora le matrici A e b del sistema:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & \dots & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} U$$

dove la matrice A è composta da una colonna di 0 accostata a una matrice identità di dimensione $n-1$ e l'ultima riga è la riga dei coefficienti della funzione di trasferimento; la matrice b è invece composta da un vettore colonna con tutti 0 tranne l'ultimo elemento che è un 1.

Abbiamo quindi fino ad ora trovato A, b . Per calcolare c usiamo il secondo blocco ($N(s)$) dello schema a blocchi:

$$u \rightarrow \left[\frac{1}{D(s)} \right] \rightarrow^X \rightarrow [N(s)] \rightarrow y$$

Scriviamo

$$Y(s) = N(s)X(s) = (b_1s^{n-1} + b_2s^{n-2} + \dots + b_n)X(s)$$

Dove il termine $b_1s^{n-1}X(s)$, nel dominio del tempo, diventa $\rightarrow b_1 \frac{d^{n-1}x(t)}{dt^{n-1}} = b_1x_n(t)$.

Allo stesso modo $b_2s^{n-2}X(s) \rightarrow b_2x_{n-1}(t)$.

...

E così fino al termine $b_nX(s) \rightarrow b_nx_1(t)$.

Assemblando il tutto otteniamo la matrice c :

$$y(t) = [b_n \quad b_{n-1} \quad \dots \quad b_1] x(t)$$

12.1.2 Metodo pratico

Preso una funzione di trasferimento, per ottenere una quaterna (A, b, c, d) di dimensione minima si procede così: se il grado del numeratore è uguale al grado del denominatore si fa la divisione e si ottiene $G(s) = d + \frac{N(s)}{D(s)}$, da cui si ricava il valore d . A questo punto riscriviamo la frazione

$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_1s^{n-1} + b_2s^{n-2} + \dots + b_n}{s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_n}$ e scriviamo le A, b e c :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & \dots & -a_1 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad c = [b_n \quad b_{n-1} \quad \dots \quad b_1]$$

LEZIONE 11 26/03/2020

link clicca qui [registrazione solo audio, no video]

Questa realizzazione è sempre raggiungibile, infatti usando questi (A, b, c, d) , la matrice di raggiungibilità ha la seguente forma:

$$M_R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & * \\ \dots & 0 & 1 & * & \dots \\ 0 & 1 & * & \dots & * \\ 1 & * & \dots & * & * \end{bmatrix}$$

Questa matrice è ovviamente non singolare.

Infatti questo metodo di realizzazione prende il nome di **forma canonica di raggiungibilità**.

Esiste anche la **forma canonica di osservabilità**: vedi libro, studio autonomo.

Concetti fondamentali:

- Partendo dalle matrici (A, b, c, d) , esiste sempre una e una sola funzione di trasferimento $G(s)$, una e una sola matrice di raggiungibilità M_R , una e una sola matrice di osservabilità M_O . Quindi siamo a conoscenza dell'intero sistema.
- Se invece partiamo da una funzione di trasferimento senza cancellazioni, allora esistono infinite (a meno di una trasformazione di similarità) quaterne (A, b, c, d) . Queste quaterne possono essere divise in due famiglie:
 - Minime: in cui la dimensione di A è uguale al grado della funzione di trasferimento $G(s)$; queste sono raggiungibili e osservabili, e non ci sono cancellazioni.
 - Non minime: in cui esistono cancellazioni e possono essere o non raggiungibili (ma osservabili) o non osservabili (ma raggiungibili) o non raggiungibili e non osservabili.

12.2 Esempi

es. Esempio di funzione di trasferimento con cancellazione, cioè con parte nascosta:

$$G(s) = \frac{(s+1)(s+2)}{(s+1)(s+3)(s+4)}$$

Ci sarebbe da fare una semplificazione fra $(s+1)$ al numeratore e $(s+1)$ al denominatore. Però vediamo cosa succede se non facciamo la cancellazione:

$$G(s) = \frac{s^2 + 3s + 2}{s^3 + 8s^2 + 19s + 12}$$

Scriviamo ora la forma canonica di raggiungibilità:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -12 & -19 & -8 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad c = [2 \quad 3 \quad 1]; \quad d = 0.$$

Premettiamo che **la presenza di una cancellazione ci impone il fatto che la realizzazione (A, b, c, d) non può essere raggiungibile e osservabile contemporaneamente**. Quindi siccome abbiamo eseguito la realizzazione con la forma canonica di raggiungibilità, sicuramente (A, b, c, d) sarà raggiungibile e di conseguenza non osservabile (perchè esiste una cancellazione). Se avessimo usato la forma canonica di osservabilità saremmo giunti a una realizzazione osservabile, ma non raggiungibile.

oss. Errore tipico: Questo concetto è anche utilizzato nell'analisi di funzioni di trasferimento in cui sono presenti cancellazioni: se abbiamo valutato che è raggiungibile è inutile controllare se è anche osservabile, ovviamente non lo sarà! Vale anche il viceversa, cioè se abbiamo valutato che è osservabile, sicuramente non sarà raggiungibile. Da notare è che se si valuta la funzione di trasferimento non raggiungibile, bisogna per forza controllare se sia o meno osservabile! E anche il viceversa, cioè se valutiamo che è non osservabile, dobbiamo controllare se sia o meno raggiungibile! Potrebbe essere sia non osservabile sia non raggiungibile.

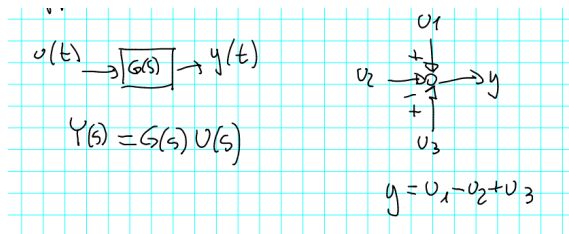
Quindi dalla sola funzione di trasferimento (con una parte nascosta) non possiamo sapere se il sistema è raggiungibile e osservabile (contemporaneamente), lo possiamo sapere solo dalle matrici. Se partiamo dalla funzione di trasferimento, le cancellazioni possono essere provocate o da una non raggiungibilità o da una non osservabilità, ma non sappiamo quale, quindi dobbiamo decidere se realizzare il sistema con la forma canonica osservabile o raggiungibile.

13 Sistemi interconnessi (LTI a TC)

13.1 Logica fondamentale degli schemi a blocchi

Rappresentiamo i sistemi interconnessi (LTI a TC) con schemi a blocchi.

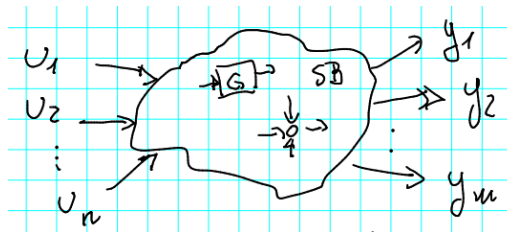
Logica fondamentale dei sistemi interconnessi:



(a sinistra abbiamo una formula molto usata che lega la funzione di trasferimento all'ingresso e all'uscita, a destra un nodo sommatore).

Vediamo il seguente problema:

[immagine dagli appunti del prof]



Ipotesi: tutti i blocchi sono privi di parti nascoste, ovvero tutte le loro funzioni di trasferimento hanno numeratore e denominatore coprimi (non ci sono cancellazioni).

Domande:

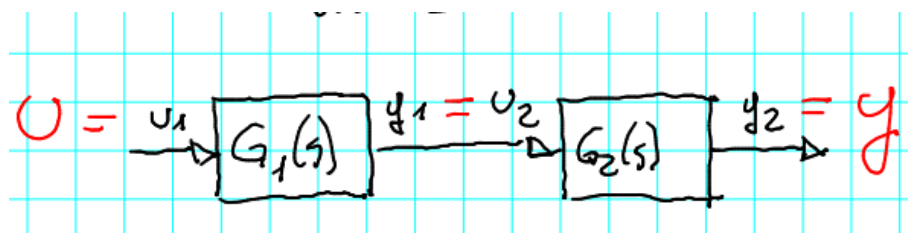
- Come calcolo la generica funzione di trasferimento da $Y_i(s)$ a $U_j(s)$?
- Che relazione c'è tra la stabilità delle singole funzioni di trasferimento e quella del sistema complessivo?
- Posto che i singoli blocchi non hanno parti nascoste, il sistema complessivo può averne?

13.2 Elaborazione degli schemi a blocchi

Andiamo a vedere tre configurazioni particolari che ci permettono di studiare gli schemi a blocchi.

13.2.1 Blocchi in serie o cascata

[immagine dagli appunti del prof]



Quale è la funzione di trasferimento $\frac{Y(s)}{U(s)}$ per un blocco in serie?

$$Y = Y_2 = G_2 U_2 = G_2 Y_1 = G_2 G_1 U_1 = G_2 G_1 U \implies \frac{Y}{U} = G_2 G_1$$

Scriviamo ora $G_1 = \frac{N_1}{D_1}$ e $G_2 = \frac{N_2}{D_2}$:

$$\Rightarrow \frac{Y}{U} = G_2 G_1 = \frac{N_1 N_2}{D_1 D_2}$$

Per ipotesi abbiamo detto che N_i e D_i sono coprimi fra di loro, ma non per forza lo sono anche N_i e D_j .

Quindi gli autovalori del sistema complessivo sono $\{\text{poli di } G_1\} \cup \{\text{poli di } G_2\}$, ma possono esserci cancellazioni tra N_1 e D_2 e/o tra N_2 e D_1 .

Di conseguenza:

- G_1 e G_2 (entrambi) asintoticamente stabili è condizione necessaria e sufficiente (\Leftrightarrow) per avere un sistema complessivo asintoticamente stabile.
- possono esserci cancellazioni, cioè parti nascoste.

Vediamo ora la stessa cosa nello spazio di stato (realizzazione minime e quindi raggiungibili e osservabili).
Le equazioni costitutive dei blocchi sono:

$$G_1 : \begin{cases} \dot{x}_1 = A_1 x_1 + b_1 u_1 \\ y_1 = c_1 x_1 + d_1 u_1 \end{cases} ; \quad G_2 : \begin{cases} \dot{x}_2 = A_2 x_2 + b_2 u_2 \\ y_2 = c_2 x_2 + d_2 u_2 \end{cases}$$

Le equazioni di connessione sono:

$$u = u_1; \quad y_1 = u_2 \quad y = y_2$$

Di conseguenza:

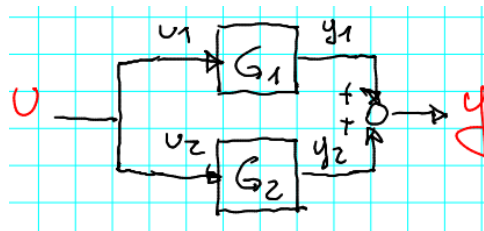
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_1 x_1 + b_1 u \\ \dot{x}_2 = A_2 x_2 + b_2 y_1 = A_2 x_2 + b_2 c_1 x_1 + b_2 d_1 u \\ y = c_2 x_2 + d_2 y_1 = c_2 x_2 + d_2 c_1 x_1 + d_2 d_1 u \end{cases}$$

Che ci danno il sistema matriciale nella forma:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ b_2 c_1 & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 d_1 \end{bmatrix} u \\ y = \begin{bmatrix} d_2 c_1 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + d_1 d_2 u \end{cases}$$

13.2.2 Blocchi in parallelo

[immagine dagli appunti del prof]



$$Y = Y_1 + Y_2 = G_1 U_1 + G_2 U_2 = (G_1 + G_2)U \Rightarrow \frac{Y}{U} = G_1 + G_2$$

scrivendo $G_i = \frac{N_i}{D_i}$

$$\Rightarrow \frac{Y}{U} = \frac{N_1}{D_1} + \frac{N_2}{D_2} = \frac{N_2 D_1 + N_1 D_2}{D_1 D_2}$$

Gli autovalori del complessivo sistema sono $\{\text{poli di } G_1\} \cup \{\text{poli di } G_2\}$:

- G_1 e G_2 (entrambi) asintoticamente stabili è condizione necessaria e sufficiente (\Leftrightarrow) per avere un sistema complessivo asintoticamente stabile.

- possono esserci cancellazioni, cioè parti nascoste (ce ne sono di sicuro se D_1 e D_2 non sono coprimi).

Vediamo questo ragionamento applicato allo spazio di stato:

Equazioni costitutive dei blocchi:

$$G_1 : (A_1, b_1, c_1, d_1); \quad G_2 : (A_2, b_2, c_2, d_2).$$

Equazioni di connessione:

$$u_1 = u; \quad u_2 = u \quad y = y_1 + y_2$$

Di conseguenza:

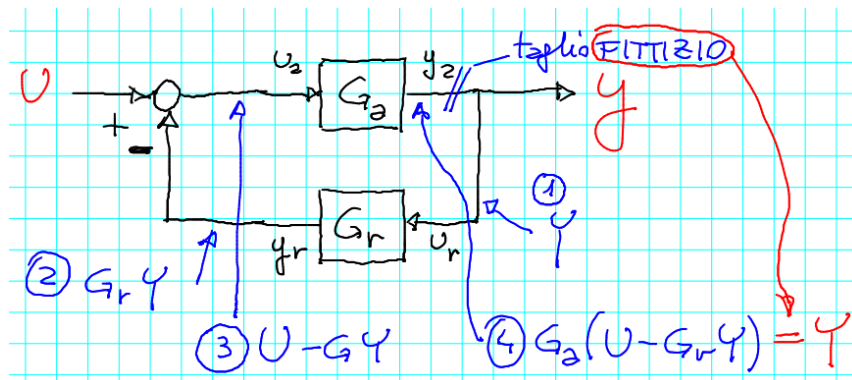
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_1 x_1 + b_1 u \\ \dot{x}_2 = A_2 x_2 + b_2 u \\ y = y_1 + y_2 = c_1 x_1 + d_1 u + c_2 x_2 + d_2 u \end{cases}$$

Che ci danno sistema matriciale:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} u \\ y = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (d_1 + d_2)u \end{cases}$$

13.2.3 Blocchi in retroazione o feedback

[immagine dagli appunti del prof]



G_a è il blocco di andata, mentre G_r è il blocco di retroazione.

Per capire come calcolare $\frac{Y}{U}$ immagino di tagliare l'anello nel punto di "taglio fittizio" dell'immagine. Seguiamo poi i numeri (1-2-3-4) nell'immagine per capire quanto valgono i vari segnali. Una volta arrivati al quarto punto, ripristiniamo il taglio fittizio e quindi possiamo porre $G_a(U - G_r Y) = Y$. Quindi rielaborando:

$$G_a U = (1 + G_a G_r) Y \Rightarrow \frac{Y}{U} = \frac{G_a}{1 + G_a G_r} \quad \text{per ricordare si dice } \frac{\text{"andata"}}{1 + \text{"anello"}}$$

Posti $G_a = \frac{N_a}{D_a}$ e $G_r = \frac{N_r}{D_r}$

$$\Rightarrow \frac{Y}{U} = \frac{\frac{N_a}{D_a}}{1 + \frac{N_a N_r}{D_a D_r}} = \frac{\cancel{D_a} D_r \frac{N_a}{\cancel{D_a}}}{D_a D_r + N_a N_r} =$$

questa elisione non è una cancellazione, nel senso che non porta a una parte nascosta, perchè è lo stesso polinomio che compare due volte e si elide nel calcolo, mentre per avere una cancellazione c'è bisogno che l'elisione avvenga fra polinomi diversi

$$= \frac{N_a D_r}{D_a D_r + N_a N_r}$$

tra poli di G_a e G_r e gli autovalori del sistema complessivo non c'è una relazione banale:

- G_a e G_r asintoticamente stabili nè occorrono nè bastano per avere un sistema complessivo asintoticamente stabile. (Dubbio proveniente dall'esercitazione 6 (lezione 16), esercizio 6: non ho ben capito il caso in cui si ha un blocco qualsiasi G_1 in parallelo (o in serie) a un anello G_a composto da altri "sottoblocchi" (quello di andata e quello di ritorno)... chi deve essere asintoticamente stabile? Immagino che affinché il sistema complessivo sia asintoticamente stabile, sicuramente G_1 dovrà esserlo (vedi proprietà dei blocchi in parallelo e in serie), ma per quanto riguarda l'anello G_a complessivo, i suoi "sottoblocchi" non hanno nessun vincolo, in quanto non limitano la asintotica stabilità dell'intero anello G_a ... Non sono sicuro al 100%, ma mi sembra un ragionamento sensato, **TODO**).
- possono esserci cancellazioni, cioè parti nascoste.

Vediamo questo ragionamento applicato allo spazio di stato.

Equazioni costitutive dei blocchi:

$$G_a : (A_a, b_a, c_a, d_a); \quad G_r : (A_r, b_r, c_r, d_r).$$

Almeno uno dei due sistemi strettamente proprio è condizione sufficiente perchè l'anello sia ben posto, cioè le equazioni che conducono al sistema complessivo ammettono soluzione.

Equazioni di connessione:

$$y = y_a; \quad u_r = y_a \quad u_a = u - y_r$$

Di conseguenza:

$$\begin{cases} \dot{x}_a = A_a x_a + b_a u_a = A_a x_a + b_a u - b_a y_r = A_a x_a + b_a u - b_a c_r x_r \\ \dot{x}_r = A_r x_r + b_r u_r = A_r x_r + b_r (c_a x_a + d_a u_a) = A_r x_r + b_r c_a x_a + b_r d_a (u - c_r x_r) = \\ \quad = A_r x_r + b_r c_a x_a + b_r d_a u - b_r d_a c_r x_r \\ y = t_a = c_a x_a + d_a u_a = c_a x_a + d_a (u - c_r x_r) = c_a x_a + d_a u - d_a c_r x_r \end{cases}$$

Che ci danno sistema matriciale:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{x}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a & -b_a c_r \\ b_r c_a & A_r - b_r d_a c_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_a \\ b_r d_a \end{bmatrix} u \\ y = \begin{bmatrix} c_a & -d_a c_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_r \end{bmatrix} + d_a u \end{cases}$$

14 Risposta esponenziale (SD LTI a TC, SISO)

14.1 Domanda

Dato il sistema $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases}$ sottoposto all'ingresso $u(t) = e^{\lambda t}$ con $t \geq 0$ (o equivalentemente $e^{\lambda t} \text{sca}(t)$), esiste uno stato iniziale $x(0)$ tale che $x(0)$ e $u(t)$ producono un'uscita $y(t) = Y e^{\lambda t}$, con Y un numero qualunque (non la trasformata) e $t \geq 0$?

In altri termini:

Sottoponiamo un sistema dinamico (di cui non sono note le proprietà sulla sua stabilità) a un ingresso esponenziale ($u(t) = e^{\lambda t}$, che può anche essere amplificato come $u(t) = U e^{\lambda t}$, ovviamente il ragionamento non cambia). Detto questo sappiamo che un ingresso $x(0)$ produce un movimento libero di y fatto da modi, invece un uscita del tipo $u(t) = e^{\lambda t}$ produce un movimento forzato fatto da modi + un termine $Y e^{\lambda t}$ (con $t \geq 0$ e con Y un numero, non la trasformata). La domanda è se esiste uno $x(0)$ tale che questi modi si elidano e resti solo il termine $Y e^{\lambda t}$.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases} \longrightarrow u(t) = e^{\lambda t} \longrightarrow \exists x(0) \text{ tale che } \longrightarrow y(t) = Y e^{\lambda t} \quad (t \geq 0) ?$$

14.2 Risposta alla domanda (dimostrazione)

Rispondiamo a questa domanda:

Primo passaggio:

Se voglio che $y(t) = Y e^{\lambda t}$, allora anche $x(t)$ dovrà avere la forma $X e^{\lambda t}$ (con X un numero, non la trasformata), perchè $y(t) = c x(t) + d e^{\lambda t}$ e qualunque forma di $x(t)$ che non sia del tipo $e^{\lambda t}$ si "vedrebbe" su y .

Secondo passaggio:

Quindi $x(t) = x(0) e^{\lambda t}$ (di cui noi stiamo proprio cercando $x(0)$) e di conseguenza $\dot{x}(t) = \lambda x(0) e^{\lambda t}$.

Terzo passaggio:

Sostituisco $x(t)$ e $\dot{x}(t)$ appena espressi nell'equazione di stato, che devono evidentemente soddisfare:

$$\lambda x(0) e^{\lambda t} = A x(0) e^{\lambda t} + b e^{\lambda t}$$

considerando che $e^{\lambda t} \neq 0$

$$\lambda x(0) e^{\cancel{\lambda t}} = A x(0) e^{\cancel{\lambda t}} + b e^{\cancel{\lambda t}}$$

$$\lambda x(0) = A x(0) + b$$

per cui otteniamo che

$$(\lambda I - A) x(0) = b$$

14.3 Generalizzazione della risposta

Quindi **in generale** con $u(t) = U e^{\lambda t}$ (con U un numero qualunque che semplicemente amplifica l'esponenziale), se λ non è autovalore di A , allora esiste uno e uno solo

$$x(0) = (\lambda I - A)^{-1} b U$$

tale che

$$\begin{cases} x(t) = (\lambda I - A)^{-1} b U e^{\lambda t} \\ y(t) = c x(t) + d u(t) = [c(\lambda I - A)^{-1} b + d] U e^{\lambda t} = G(\lambda) u(t) \end{cases}$$

14.4 Riassunto e proprietà

- Dato il sistema $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases}$ in cui $u(t) = Ue^{\lambda t}$, dove $t \geq 0$ e λ non è autovalore di A
 \implies con $x(0) = (\lambda I - A)^{-1}bU$ si ottiene $y(t) = G(\lambda)u(t)$, con $t \geq 0$.
- Proprietà bloccante degli zeri: se $G(\lambda) = 0 \implies$ con lo stesso stato iniziale $x(0)$, l'uscita diventa $y(t) = 0$, con $t \geq 0$.
- Se INOLTRE il sistema è asintoticamente stabile, allora qualunque sia lo stato iniziale $x(0)$, l'uscita tenderà a $y(t) \rightarrow G(\lambda)u(t)$ per $t \rightarrow \infty$.

15 Risposta sinusoidale (SD LTI a TC, SISO)

15.1 Domanda

Dato il sistema $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases}$ e l'ingresso $u(t) = U \sin(\omega t)$ per $t \geq 0$ (o equivalentemente $u(t) = U \sin(\omega t) \text{sca}(t)$), esiste un qualche stato iniziale $x(0)$ tale che $y(t) = Y \sin(\omega t + \phi)$ per $t \geq 0$?

In altri termini:

[La domanda è molto simile a quella data per la risposta esponenziale] Applicato un ingresso sinusoidale, esiste uno stato di iniziale che faccia elidere fra loro i modi del moto libero e i modi del moto forzato in modo che io veda in uscita solo una sinusoide?

15.2 Risposta alla domanda (dimostrazione)

Per rispondere ci basta ricordare che

$$\sin(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}$$

e che, data la linearità del sistema, vale il principi di sovrapposizione degli effetti. Quindi applichiamo due volte il risultato ottenuto per la risposta esponenziale e combiniamo i risultati.

Poniamo $u_1(t) = e^{j\omega t}$ e $u_2(t) = e^{-j\omega t}$, per cui $u(t) = U \frac{u_1(t) - u_2(t)}{2j}$

Iniziamo analizzando $u_1(t)$: se $j\omega$ non è autovalore di A , allora esiste uno e un solo $x_1(0)$ tale che l'uscita ottenuta è

$$y_1(t) = G(j\omega)e^{j\omega t}$$

Per $u_2(t)$: se $-j\omega$ non è autovalore di A , allora esiste uno e un solo $x_2(0)$ tale che l'uscita ottenuta è

$$y_2(t) = G(-j\omega)e^{-j\omega t}$$

Combiniamo ora y_1 e y_2 :

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{U}{2j}(u_1(t) - u_2(t)) \\ x(0) &= \frac{U}{2j}(x_1(0) - x_2(0)) \end{aligned} \implies \text{Principio di sovrapposizione degli effetti} \implies y(t) = \frac{U}{2j}(y_1(t) - y_2(t))$$

Analizziamo $y(t)$:

$$y(t) = \frac{U}{2j} (G(j\omega)e^{j\omega t} - G(-j\omega)e^{-j\omega t})$$

Osserviamo che $G(s)$ è razionale fratta, quindi $G(-j\omega) = \bar{G}(j\omega)$ (complesso coniugato). Quindi se pongo $G(j\omega) = Me^{j\phi}$ (con M modulo e ϕ argomento di $G(j\omega)$) otteniamo $G(-j\omega) = Me^{-j\phi}$.

Allora

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{U}{2j} (Me^{j\phi}e^{j\omega t} - Me^{-j\phi}e^{-j\omega t}) = MU \frac{e^{j(\omega t + \phi)} - e^{-j(\omega t + \phi)}}{2j} \\ y(t) &= MU \sin(\omega t + \phi) \end{aligned}$$

con $M = |G(j\omega)|$ e $\phi = \arg(G(j\omega))$

15.3 Generalizzazione della risposta (Teorema fondamentale della risposta in frequenza)

Dato il sistema dinamico LTI a TC, SISO $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases}$, detta $G(s)$ la sua funzione di trasferimento e considerato l'ingresso $u(t) = U \sin(\omega t)$ per $t \geq 0$:

- Se $\mp j\omega$ non sono autovalori di A , allora esiste uno e uno solo stato iniziale $x(0)$ tale che $y(t) = |G(j\omega)|U \sin(\omega t + \arg(G(j\omega)))$ per $t \geq 0$. (Se $\mp j\omega$ sono autovalori di A , allora si verifica un fenomeno di risonanza, che però non è argomento di questo corso).
- Se INOLTRE il sistema è asintoticamente stabile, allora qualunque sia lo stato iniziale, l'uscita tenderà a $y(t) \rightarrow |G(j\omega)|U \sin(\omega t + \arg(G(j\omega)))$ per $t \rightarrow \infty$

15.4 Definizione di risposta in frequenza

definizione: Data una funzione di trasferimento $G(s)$, la sua restrizione all'asse immaginario positivo J^+ , cioè $G(j\omega)$ con $\omega \geq 0$, si dice **risposta in frequenza** (RF) di $G(s)$.

15.5 Esempio

es. Dato $G(s) = \frac{1}{1+0,1s}$, che è asintoticamente stabile, e $u(t) = 5\sin(20t)$, a cosa tende $y(t) \rightarrow ?$ per $t \rightarrow \infty$?

Siccome il sistema è asintoticamente stabile, allora per il teorema della risposta in frequenza $y(t) \rightarrow 5|G(j20)|\sin(20t + \arg(G(j20)))$.

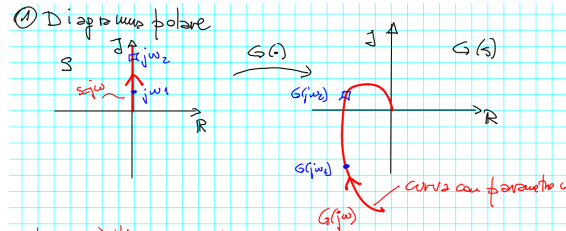
$$G(j20) = \frac{1}{1+2j} \Rightarrow \begin{aligned} |G(j20)| &= \frac{1}{\sqrt{1+4}} \sim 0,45 \\ \arg(G(j20)) &= -\arctan(2) \sim -63,5 \end{aligned}$$

[il prof ha terminato i conti e ha tracciato un grafico di $u(t)$ e $y(t)$ usando maxima: ci sta mostrando che il modulo $|G(j20)|$ rappresenta la percentuale dell'ampiezza dell'uscita rispetto all'ampiezza dell'ingresso, in questo esempio l'uscita è ampia il 45% dell'ingresso; invece l'argomento $\arg(G(j20))$ rappresenta lo sfasamento del segnale di uscita rispetto al segnale di ingresso, in questo esempio l'uscita è sfasata di 63 gradi (in ritardo) e per capire quanto effettivamente sia uno sfasamento di 63 gradi basta considerare che un periodo del segnale di ingresso sono 360 gradi e fare una proporzione].

16 Rappresentazioni della risposta in frequenza di una funzione di trasferimento

16.1 Diagramma polare

[immagine dagli appunti del prof]



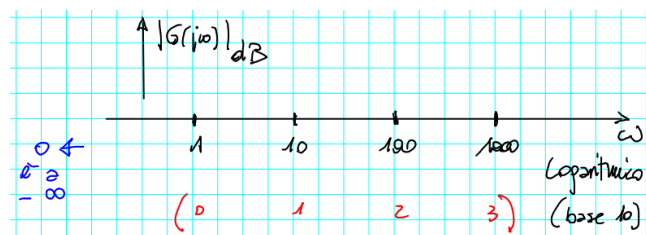
In un piano immaginario il termine $s = j\omega$ al crescere del valore di ω cresce lungo l'asse immaginario. Se ora calcoliamo $G(s)$ e lo mostriamo in un secondo piano immaginario, otteniamo una curva $G(j\omega)$ con parametro ω .

Possiamo ora dire che la risposta in frequenza è l'immagine attraverso G del semiasse immaginario positivo J^+ .

16.2 Diagrammi cartesiani o di Bode

16.2.1 Diagramma di Bode del modulo

[immagine dagli appunti del prof]



Il diagramma di Bode del modulo è rappresentato su un piano cartesiano in cui l'asse delle ascisse è l'asse delle ω e quello delle ordinate è l'asse di $|G(j\omega)|$.

L'asse delle ω è logaritmico, cioè a pari distanza non corrisponde pari differenza, ma pari rapporto logaritmico (in base 10). Inoltre lo zero non viene rappresentato, perchè si trova a $-\infty$, e per questo l'intersezione con l'asse di $|G(j\omega)|$ (cioè l'origine degli assi) non viene rappresentata.

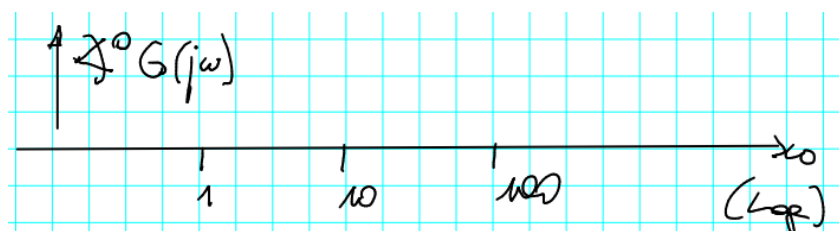
L'asse di $|G(j\omega)|$ è, invece, espresso in dB .

Definizione: Rappresentare una quantità in dB significa $x_{dB} = 20\log_{10}|x|$.

Per esempio $100_{dB} = 40$; $0,1_{dB} = -20$; $-0,1_{dB} = -20$; $1_{dB} = 0$. Notare che la scrittura in dB non distingue il segno, e inoltre che se $|x| > 1$, allora $x_{dB} > 0$ e se $|x| < 1$, allora $x_{dB} < 0$.

16.2.2 Diagramma di Bode della fase

[immagine dagli appunti del prof]



Anche il diagramma di Bode della fase è rappresentato su un piano cartesiano in cui l'asse delle ascisse è sempre logaritmico ed è l'asse delle ω , invece l'asse delle ordinate è l'asse di $\arg(G(j\omega))$ misurato in gradi.

16.3 Tracciamento dei diagrammi di Bode (asintotici)

16.3.1 Forma della funzione di trasferimento per diagrammi di Bode

Scriviamo la funzione di trasferimento $G(s)$ della cui risposta in frequenza vogliamo i diagrammi di Bode nella forma

$$G(s) = \frac{\mu}{s^g} \cdot \frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)\dots}{(1+st_1)(1+st_2)\dots} \cdot \frac{(1+2\frac{\zeta}{\sigma_n}s + \frac{1}{\sigma_n^2}s^2)\dots}{(1+2\frac{\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2)\dots}$$

In cui:

- prima frazione: il numero g è il **tipo** della funzione di trasferimento e rappresenta il numero di poli in $s = 0$ meno il numero di zeri in $s = 0$, o, per dirlo in altri termini, il numero di poli (se positivo) o zeri (se negativo) in $s = 0$.
Per esempio una funzione di trasferimento di tipo 1 ha un polo nell'origine, una funzione di trasferimento di tipo -1 ha uno zero nell'origine, una funzione di trasferimento di tipo 2 ha due poli nell'origine, una funzione di trasferimento di tipo 0 non ha nè poli nè zeri nell'origine, etc.
- seconda frazione: i vari termini a numeratore del tipo $(1+s\tau_i)$ rendono conto degli zeri reali non nell'origine; invece i vari termini a denominatore del tipo $(1+st_k)$ rendono conto dei poli reali non nell'origine.
- terza frazione: infine ci possono essere coppie di zeri complessi coniugati e coppie di poli complessi coniugati, rappresentate dai termini $(1+2\frac{\zeta}{\sigma_n}s + \frac{1}{\sigma_n^2}s^2)$ (per gli zeri) e $(1+2\frac{\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2)$ (per i poli).

Inoltre il numero μ è detto **guadagno** della funzione di trasferimento, i termini t, τ sono **costanti di tempo** di zeri e poli, ω, σ si dicono **frequenze naturali** (o pulsazioni naturali) e ζ, ξ sono i **fattori di smorzamento**.

Una delle proprietà più particolari è che tutto il termine $\frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)\dots}{(1+st_1)(1+st_2)\dots} \cdot \frac{(1+2\frac{\zeta}{\sigma_n}s + \frac{1}{\sigma_n^2}s^2)\dots}{(1+2\frac{\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2)\dots}$ tende a $\rightarrow 1$ per $s \rightarrow 0$, quindi $G(s) \sim \frac{\mu}{s^g}$ per $s \rightarrow 0$.

es. $G(s) = \frac{(s+2)(s^2-3s+2)}{s^3+4s^2+s}$.

Trasformiamola nella forma che vogliamo avere per il diagramma di Bode:

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{2(1+\frac{s}{2})(s-1)(s-2)}{s(s^2+4s+1)} = \frac{2(1+\frac{s}{2})(-1)(1-s)(-2)(1-\frac{s}{2})}{s(s-(-2-\sqrt{3}))(s-(-2+\sqrt{3}))} = \\ &= \frac{2(-1)(-2)(1+\frac{s}{2})(1-s)(1-\frac{s}{2})}{(-2-\sqrt{3})(-2+\sqrt{3})s(1-\frac{s}{-2-\sqrt{3}})(1-\frac{s}{-2+\sqrt{3}})} \end{aligned}$$

in cui $\mu = \frac{2(-1)(-2)}{(-2-\sqrt{3})(-2+\sqrt{3})}$ e $g = 1$.

Quindi ogni funzione di trasferimento razionale fratta si può esprimere come prodotto di termini del tipo

$$\begin{aligned} G_a(s) &= \mu & G_c(s) &= 1+st \\ G_b(s) &= \frac{1}{s^g} & G_d(s) &= 1+2\frac{\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2 \end{aligned}$$

Allora detti G_i i fattori che compongono G , possiamo dire

$$G = \prod G_i \implies \begin{cases} |G| = \prod |G_i| \implies |G|_{dB} = \sum |G_i|_{dB} \\ \arg(G) = \sum \arg(G_i) \end{cases}$$

16.3.2 Diagrammi di bode di modulo e fase di $G_{a,b,c,d}$

Vediamo perciò come tracciare i diagrammi di bode del modulo e della fase (asintotici) di $G_{a,b,c,d}$. Una volta fatto questo sarà semplice combinarli per arrivare al tracciamento definitivo di G .

- $G_a(s) = \mu \rightarrow G_a(j\omega) = \mu \rightarrow \begin{cases} |G_a(j\omega)|_{dB} = 20\log_{10}|\mu| \\ \arg(G_a(j\omega)) = \begin{cases} 0 & \mu > 0 \\ -180^\circ & \mu < 0 \end{cases} \end{cases}$

[immagine dagli appunti del prof]

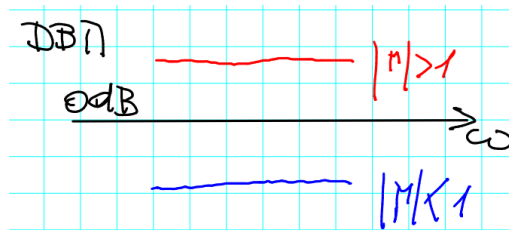


diagramma di bode del modulo: Il diagramma di bode del modulo è una retta orizzontale (se $\mu > 1$ è sopra l'asse delle ascisse, se $\mu < 1$ è sotto l'asse delle ascisse).

[immagine dagli appunti del prof]

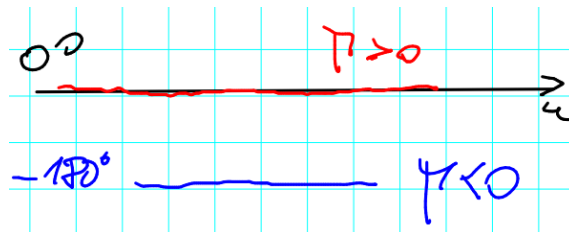


diagramma di bode della fase: Anche il diagramma di bode della fase è una retta orizzontale che coincide con l'asse delle ascisse se $\mu > 0$, altrimenti se $\mu < 0$ è posta all'altezza di -180° .

LEZIONE 13 31/03/2020

link clicca qui

- $G_b(s) = \frac{1}{s^g} \rightarrow G_b(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^g} \rightarrow \begin{cases} |G_b(j\omega)| = \frac{1}{\omega^g} \rightarrow |G_b(j\omega)|_{dB} = -20g\log(\omega) \\ \arg(G_b(j\omega)) = -g \cdot 90^\circ \end{cases}$

[immagine dagli appunti del prof]

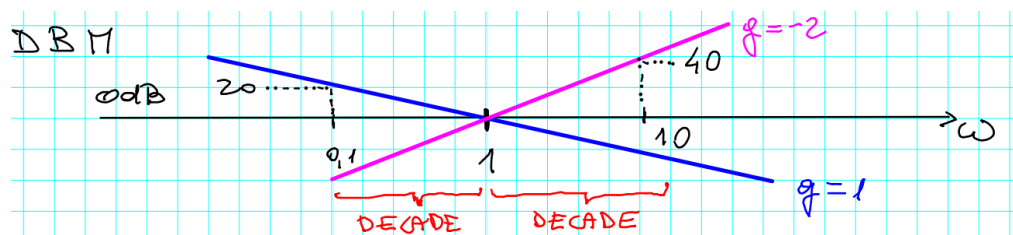


diagramma di bode del modulo: Il diagramma di bode del modulo corrispondente è una retta che interseca sempre l'asse delle ascisse nel punto $\omega = 1$ e la cui pendenza è $-20g \frac{dB}{decade}$ (spesso abbreviato come "pendenza $-g$ "), dove la **decade** è la distanza corrispondente a un rapporto che vale 10.

diagramma di bode della fase: Il diagramma di bode delle fasi è orizzontale al valore $-g \cdot 90^\circ$. Anche per la fase spesso i termini G_a e G_b vengono analizzati assieme: il valore della retta orizzontale di G_a e G_b assieme è la semplice somma dei valori a cui dovrebbero essere le singole rette di G_a e G_b .

Da notare è che fino ad ora non abbiamo fatto nessuna approssimazione.

- $G_c(s) = 1 + st \rightarrow G_c(j\omega) = 1 + j\omega t \rightarrow \begin{cases} |G_c(j\omega)| = \sqrt{1 + (\omega t)^2} \\ \arg(G_c(j\omega)) = \arctan(\omega t) \end{cases}$

Per facilitare i conti applichiamo un'approssimazione, che è il motivo del perché stiamo facendo diagrammi di bode asintotici:

- se $|\omega t| \gg 1$ (molto maggiore di 1), allora $G_c(j\omega) \sim j\omega t$, per cui otteniamo

$$\text{che } \begin{cases} |G_c(j\omega)| \sim |\omega t| \\ \arg(G_c(j\omega)) \sim \begin{cases} 90^\circ & t > 0 \\ -90^\circ & t < 0 \end{cases} \end{cases}$$

- se $|\omega t| \ll 1$ (molto minore di 1), allora $G_c(j\omega) \sim 1$, per cui otteniamo

$$\text{ce } \begin{cases} |G_c(j\omega)| \sim 1 \\ \arg(G_c(j\omega)) \sim 0^\circ \end{cases}$$

[immagine dagli appunti del prof]

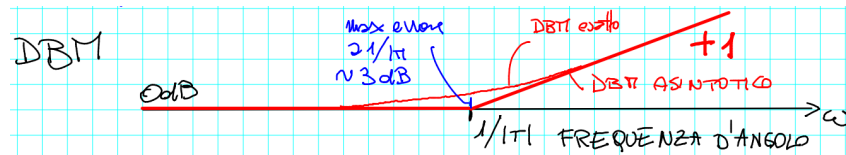


diagramma di bode del modulo: Definiamo la **frequenza d'angolo** come $\frac{1}{|t|}$ (da notare il modulo!). Grazie alle approssimazioni che abbiamo fatto, andando a sinistra nell'asse delle ω , cioè verso il valore di 0_{dB} , il modulo vale circa 1. Facciamo valere questa approssimazione fino al valore di frequenza d'angolo. Superata la frequenza d'angolo il modulo cresce con pendenza +1, cioè di $20 \frac{dB}{decade}$. Questa rappresentazione prende il nome di diagramma di bode del modulo asintotico (il diagramma di bode del modulo esatto è mostrato in figura, e la differenza è che non ha una curva "netta").

[immagine dagli appunti del prof]

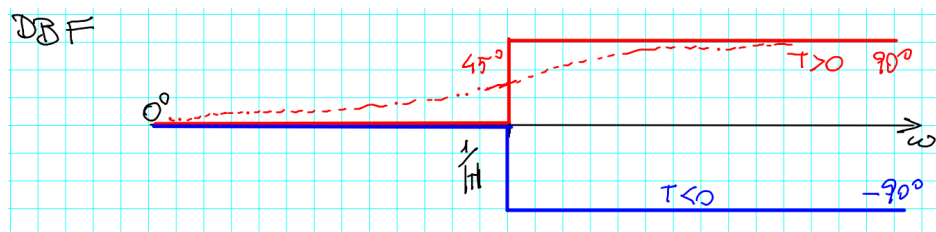


diagramma di bode della fase: approssimiamo tutto ciò che precede la frequenza d'angolo con 0° , alla frequenza d'angolo c'è un salto in cui se t è positivo prota a 90° (rossa nel disegno), se è negativo a -90° (blu nel disegno). La rappresentazione non approssimata dovrebbe seguire la linea tratteggiata in rosso nel disegno.

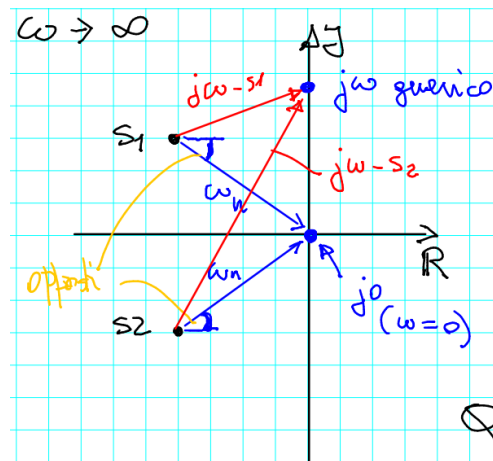
Notiamo che l'approssimazione del modulo è molto buona, mentre quella della fase non molto.

- $G_d(s) = 1 + 2\frac{\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2 \rightarrow G_d(j\omega) = 1 + 2\frac{\xi}{\omega_n}j\omega + \frac{1}{\omega_n^2}(j\omega)^2 = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j2\xi\frac{\omega}{\omega_n}$ con $1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}$ parte reale e $j2\xi\frac{\omega}{\omega_n}$ parte immaginaria

$$\text{– per } \omega \rightarrow 0: \begin{cases} \text{parte reale} \rightarrow 1 \\ \text{parte immaginaria} \rightarrow 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} |G_d(j\omega)| \rightarrow 1 \rightarrow |G_d(j\omega)|_{dB} \rightarrow 0 \\ \arg(G_d(j\omega)) \rightarrow 0^\circ \end{cases}$$

- per $\omega \rightarrow +\infty$:

[immagine dagli appunti del prof]



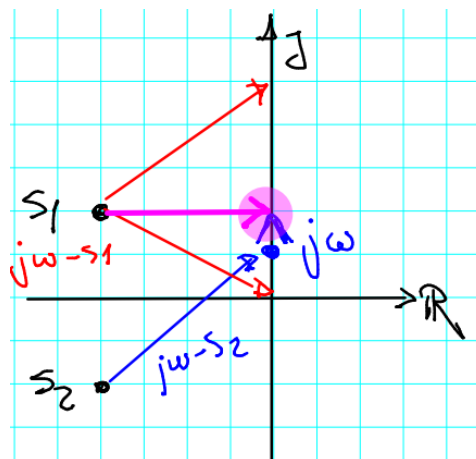
Chiamiamo le generiche radici coniugate complesse la coppia s_1 e s_2 di $G_d(s) = \frac{1}{\omega_n^2}(s - s_1)(s - s_2)$ e rappresentiamole nel grafico.

Facciamo un attimo un excursus dal caso $\omega \rightarrow \infty$ e dimostriamo i risultati ottenuti precedentemente per $\omega \rightarrow 0$: [colore blu nel disegno] prendiamo il punto $j\omega$ con $\omega = 0$, cioè $j0$, i vettori che connettono le radici s_1 e s_2 al punto $j0$ hanno modulo ω_n , quindi il modulo di $|G_d(j0)|$ vale $\frac{\omega_n \cdot \omega_n}{\omega_n^2} = 1$. Possiamo anche dimostrare che la fase di G_d per $\omega \rightarrow 0$, cioè in $j0$, che vale 0° , infatti gli angoli di s_1 e s_2 rispetto a un asse orizzontale sono opposti e si annullano a vicenda.

Vediamo ora il caso in cui, invece di considerare il punto $j0$, consideriamo il generico punto $j\omega$. Analizziamo i vettori che connettono il generico punto $j\omega$ e s_1 e s_2 [in rosso nel disegno], questi vettori $j\omega - s_i$ per $\omega \rightarrow \infty$ (cioè per facendo salire lungo l'asse immaginario il generico punto $j\omega$) hanno entrambi modulo che tende a ∞ e fase che tende a 90° (quindi in totale 180°).

Quindi per $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow \begin{cases} |G_d(j\omega)| \rightarrow \infty & \text{allo stesso modo in cui tende } \omega^2 \\ \arg(G_d(j\omega)) \rightarrow 180^\circ \end{cases}$

[immagine dagli appunti del prof]



oss. Il modulo del vettore $|j\omega - s_2|$ è monotono crescente, mentre il modulo del vettore $|j\omega - s_1|$ no, infatti ha un minimo per $\omega = \text{Im}(s_1)$, il perchè si vede graficamente.

oss. più s_1 e s_2 sono vicini all'asse immaginario, più il minimo di s_1 è pronunciato e la variazione di fase avviene bruscamente.

[immagine dagli appunti del prof]

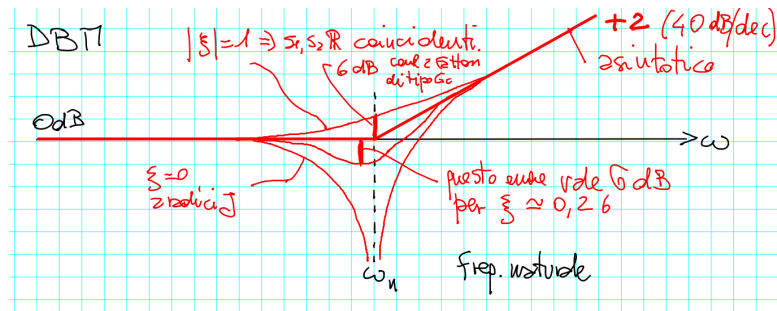


Diagramma di Bode del modulo: Segnamo la frequenza ω_n che prende il nome di **frequenza naturale**. Approssimiamo tutto ciò che precede ω_n con modulo uguale a 1 (0dB), invece dalla frequenza naturale in poi il modulo sale con pendenza +2 (cioè $40 \frac{dB}{decade}$). Questo è il diagramma asintotico. Il diagramma esatto è mostrato in figura ed è diverso in base al termine ξ ($|\xi| = 1$ abbiamo due radici reali coincidenti, $|\xi| = 0$ abbiamo 2 radici immaginarie, in mezzo a questi due casi ci sono tutti gli altri casi possibili)

[immagine dagli appunti del prof]

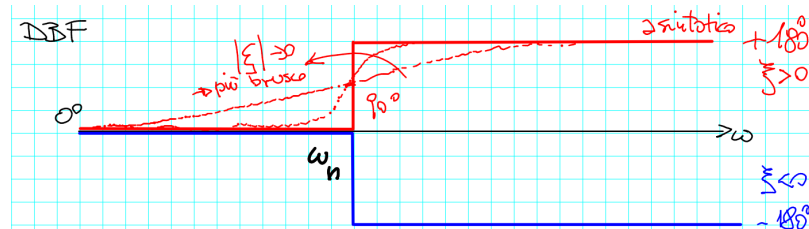


Diagramma di Bode della fase: Il diagramma asintotico (approssimato) è fatto a scalino e va da 0° a $+180^\circ$ se $\xi > 0$ o a -180° se $\xi < 0$. Il diagramma esatto è mostrato in figura (tratteggiato in rosso) e può avere una pendenza più o meno ripida per $|\xi| \rightarrow 0$.

16.3.3 Tracciamento complessivo

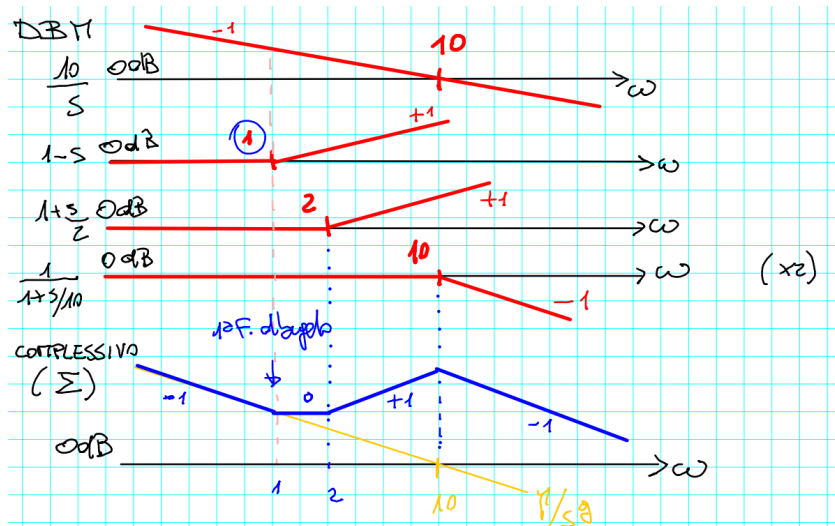
Per capire come unire tutti i diagrammi fino ad ora visti di $G_{a,b,c,d}$ vediamo un esempio.

es. Sia $G(s) = \frac{10(1-s)(1+\frac{s}{2})}{s(1+\frac{s}{10})^2}$, con $\mu = 10$ e $g = 1$. Riscriviamolo per una migliore comprensione come:

$$G(s) = \frac{10}{s} \cdot (1-s) \cdot (1+\frac{s}{2}) \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{10}} \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{10}}$$

Facciamo ora i diagrammi di bode del modulo di tutti questi termini e infine li sommiamo per avere il diagramma complessivo.

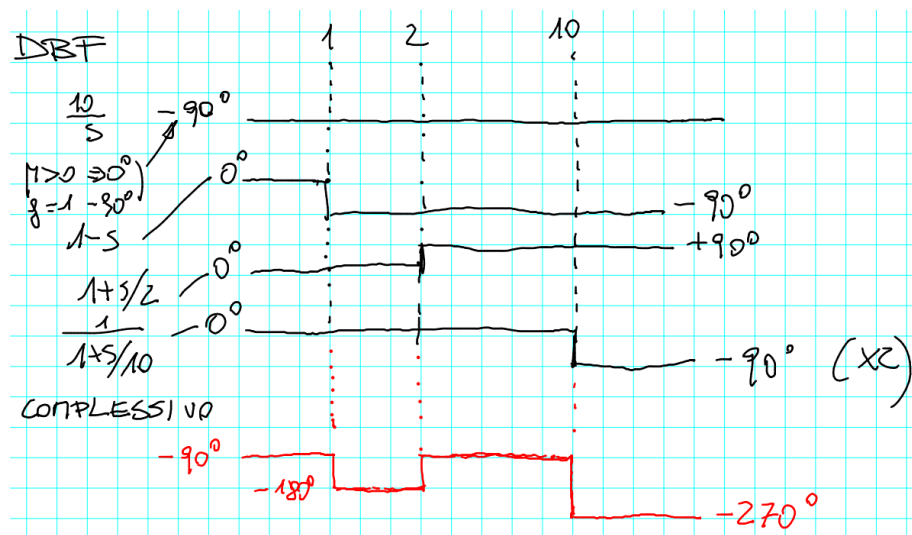
[immagine dagli appunti del prof]



- $\frac{10}{s}$: pendenza -1 e intersezione con l'asse ω in 10.
- $(1-s)$: parte da 0 e alla frequenza d'angolo 1 ottiene pendenza $+1$.
- $(1+\frac{s}{2})$: vale 0 fino a frequenza 2 e poi sale con pendenza $+1$.
- $\frac{1}{1+\frac{s}{10}}$ (di cui ce ne sono due identici, da ricordare per fare il diagramma complessivo finale): vale 0 fino a frequenza d'angolo 10 e poi ottiene pendenza (scende) -1 , perchè essendo a denominatore il logaritmo cambia segno.
- diagramma di bode complessivo: è la somma dei diagrammi precedenti, graficamente si può ragionare sul fatto che il diagramma complessivo è fatto da dei semplici cambi di pendenza dovuti a tutti i diagrammi precedenti. (notiamo che l'ultimo termine è presente due volte).

Facciamo ora i diagrammi di bode della fase di tutti questi termini e infine li sommiamo per avere il diagramma complessivo.

[immagine dagli appunti del prof]



- $\frac{10}{s}$: è una retta orizzontale a -90° fissi.
- $(1-s)$: parte da 0° e poi ha uno scalino negativo fino a -90° (negativo perchè è del tipo $1-j\omega$) alla frequenza di $\omega = 1$.
- $(1+\frac{s}{2})$: parte da 0° e alla sua frequenza d'angolo che vale 2 ha uno scalino in cui passa a $+90^\circ$ (positivo perchè è del tipo $1+j\omega$).
- $\frac{1}{1+\frac{s}{10}}$ (di cui ce ne sono due identici, da ricordare per fare il diagramma complessivo finale): parte da 0° e alla frequenza di 10 ha uno scalino fino a -90° (è della forma $1+j\omega$, ma **siccome è al denominatore il segno viene cambiato**, quindi è negativo)
- diagramma di bode complessivo: è la somma dei diagrammi precedenti, graficamente si può ragionare sul fatto che il diagramma complessivo è fatto dalla somma dei vari scalini alla frequenza opportuna. (notiamo che l'ultimo termine è presente due volte).

In generale per la fase: Se è del tipo $1+j\omega$ allora abbiamo uno scalino positivo di $+90^\circ$ gradi alla frequenza d'angolo, se è del tipo $1-j\omega$ allora abbiamo uno scalino negativo di -90° alla frequenza d'angolo. Se invece il termine $1 \pm j\omega$ è a denominatore, il ragionamento è al contrario, cioè se è del tipo $\frac{1}{1+j\omega}$ allora abbiamo uno scalino negativo di -90° alla frequenza d'angolo, se è del tipo $\frac{1}{1-j\omega}$ allora abbiamo uno scalino positivo di $+90^\circ$ alla frequenza d'angolo.

16.3.4 Metodo di tracciamento

Per prima cosa si ricavano i valori di μ , g , poi si ricavano tutte le frequenze d'angolo (modulo delle radici di ogni termine al numeratore e al denominatore, escluse quelle in $s = 0$) e per ognuna di queste si dice quanti zeri (radici del numeratore) destri (con parte reale positiva) o sinistri (con parte reale negativa) e quanti poli (radici del denominatore) destri (con parte reale positiva) o sinistri (con parte reale negativa) ci sono.

Diagramma di Bode del modulo:

1. Tracciare il diagramma di Bode del modulo di $\frac{\mu}{s^g}$ (è una retta la cui pendenza viene ricavata da: $-20 \cdot g \frac{dB}{decade}$; per capire dove interseca l'asse delle ω basta ricavare il valore di ω per cui $|\frac{\mu}{\omega^g}| = 1$; se la retta non ha pendenza allora è una retta orizzontale all'altezza di $|\mu|_{dB}$).
2. Segnare sull'asse delle ω le frequenze d'angolo dei poli (radici del denominatore) e zeri (radici del numeratore) non in $s = 0$ (perchè son già presenti nel punto precedente).
Quando si incontra una frequenza d'angolo di uno zero, la pendenza aumenta di 1, quando si incontra una frequenza d'angolo di un polo, la pendenza diminuisce di 1. (Ricordiamo che per 1 di pendenza si intendono $20dB/decade$).

Diagramma di Bode della fase:

1. Il diagramma di Bode della fase parte al valore di $arg(\frac{\mu}{(j\omega)^g})$, che è calcolabile sommando i contributi di μ e $\frac{1}{s^g}$ nel seguente modo:

$$\mu \rightarrow \begin{cases} 0^\circ & se > 0 \\ -180^\circ & se < 0 \end{cases} \quad \frac{1}{s^g} \rightarrow -g \cdot 90^\circ$$

2. zero "a sinistra" la fase aumenta di 90° ;
zero "a destra" la fase diminuisce di 90° ;
polo "a sinistra" la fase diminuisce di 90° ;
polo "a destra" la fase aumenta di 90° .

16.3.5 Esempio

es. Disegnare i diagrammi di Bode asintotici per la funzione di trasferimento

$$G(s) = \frac{100(1-s)(1+\frac{s}{5})}{s^2(1-\frac{s}{10})(1+\frac{s}{100})^2}$$

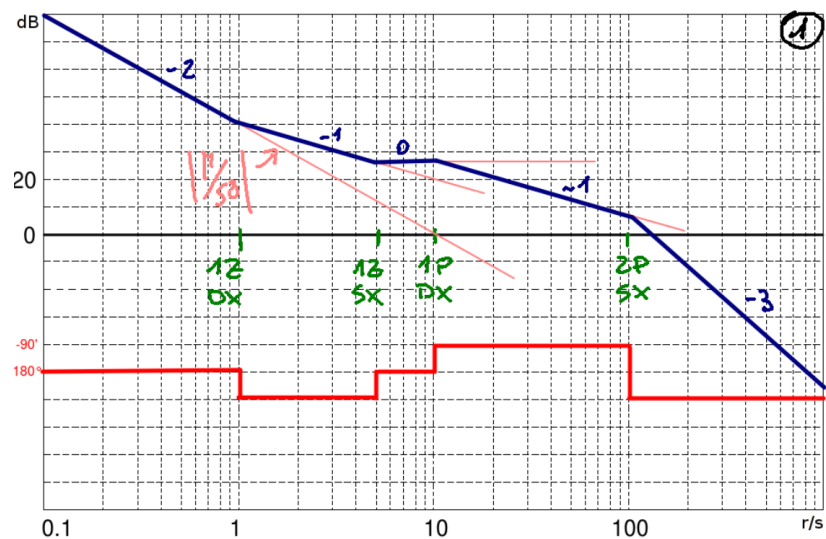
$\mu = 100$ e $g = 2 \Rightarrow \frac{\mu}{s^g}$ ha pendenza -2 e taglia l'asse delle ω per $\frac{100}{\omega^2} = 1$ cioè per $\omega = 10$.

Frequenze d'angolo di poli e zeri non nell'origine:

| | |
|----------------|-----------------|
| $\omega = 1$ | 1 zero destro |
| $\omega = 5$ | 1 zero sinistro |
| $\omega = 10$ | 1 polo destro |
| $\omega = 100$ | 2 poli sinistri |

Usiamo ora il foglio semilogaritmico (che si può trovare fra i materiali del corso sul sito del professore):

[immagine dagli appunti del prof]



Notiamo che per convenzione si rappresentano 10dB a tacca (verticale), inoltre se mancano le scale nei diagrammi di bode si considera errore in sede d'esame! _____

Parte II

Seconda parte del corso

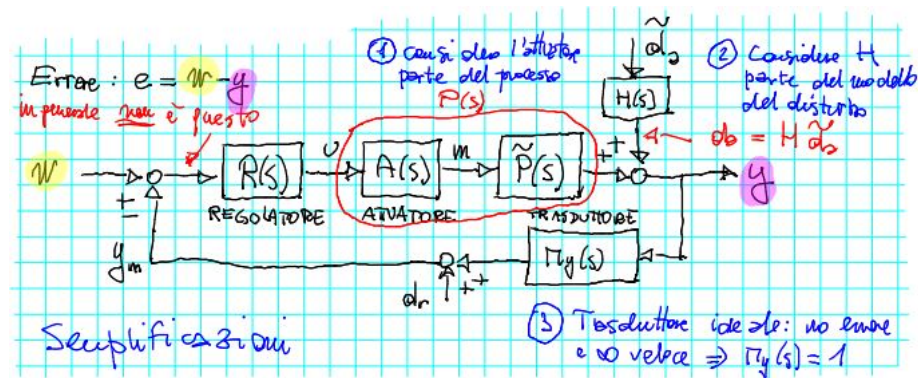
LEZIONE 18 9/04/2020

[link clicca qui](#)

17 Schema fondamentale di un anello di controllo (SD LTI a TC, SISO)

17.1 Schema completo

[immagine dagli appunti del prof]



Ogni blocco rappresenta una funzione di trasferimento e prendiamo come presupposto che tutti i blocchi singoli blocchi non abbiano parti nascoste, anche se il complessivo potrebbe averne.

$\tilde{P}(s)$ prende il nome di **processo**. La funzione di trasferimento $A(s)$ prende il nome di **attuatore** che ha in ingresso il segnale di controllo u e che in base ad esso invia al processo un segnale m .

Abbiamo poi il **regolatore** (o controllore) $R(s)$. Prima del regolatore è presente un **nodo formatore** (o comparatore) che prende in ingresso il **segnale di riferimento** w (output desiderato).

Dopo il processo è presente un nodo sommatore che aggiunge un **disturbo** esterno \tilde{d}_a che segue la sua dinamica $H(s)$.

Infine abbiamo il blocco $M_y(s)$, che prende il nome di **trasduttore**. A sua volta il traduttore ha dei disturbi esterni che indichiamo con d_r e solo ora abbiamo la **variabile controllata** y_m .

Definiamo ora l'**errore** come $w - y$, che in generale non è il segnale in ingresso nel regolatore, in quanto non lavoriamo con la quantità y , ma con la misurazione y_m .

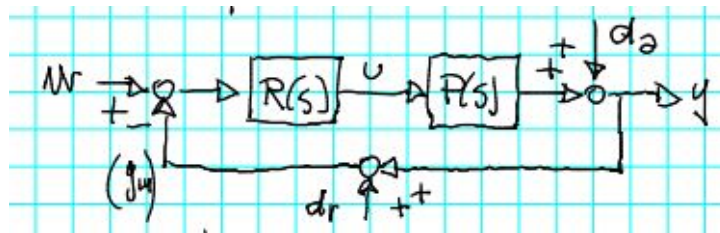
17.2 Schema semplificato

Facciamo delle semplificazioni di questo schema:

- consideriamo l'attuatore parte del processo: $P(s)$ è la serie di $A(s)$ e $\tilde{P}(s)$;
- consideriamo H parte del modello del disturbo: $d_a = H \tilde{d}_a$;
- consideriamo un trasduttore ideale: non c'è errore ed è infinitamente veloce, $M_y(s) = 1$.

Quindi lo schema semplificato che useremo sarà così:

[immagine dagli appunti del prof]



oss. d_a fa raramente cambiare y , d_r no, si limita a corromperne la misura.

In questo schema semplificato le funzioni di trasferimento di interesse sono:

- $L(s) = R(s)P(s)$ che è la funzione di trasferimento di anello (aperto);
- $S(s) = \frac{1}{1+L(s)}$, che prende il nome di **funzione di sensitività**, notiamo che $S = \frac{Y}{D_a}$;
- $T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)}$, che prende il nome di **funzione di sensitività complementare**, in cui il termine "complementare" viene da fatto che $S + T = 1$, notiamo che $T = \frac{Y}{W}$;
- $Q(s) = \frac{R(s)}{1+L(s)}$, che prende il nome di **funzione di sensitività del controllo**, ed è l'unica a non dipendere soltanto da L .

Analizziamo l'influenza del disturbo d_r , abbiamo che:

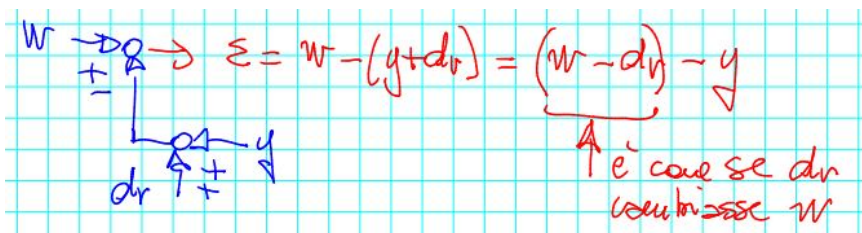
$$T = \frac{L}{1+L} = \frac{Y}{W};$$

$$S = \frac{1}{1+L} = \frac{Y}{D_a};$$

$$\frac{Y}{D_r} = -\frac{L}{1+L} = -T;$$

da cui deduciamo che, a meno del segno, w e d_r hanno lo stesso effetto su y .

Infatti se analizziamo il nodo in cui entra w otteniamo il seguente schema:



dove ricordiamo che ϵ è diverso dall'errore $w - y$ e vale:

$$\epsilon = w - (y + d_r) = (w - d_r) - y$$

da cui vediamo che d_r influisce direttamente su w .

Riassumendo:

$$Y = \frac{Y}{W} \cdot W + \frac{Y}{D_a} \cdot D_a + \frac{Y}{D_r} \cdot D_r = TW + SD_a - TD_r, \text{ perchè } T = \frac{Y}{W} \text{ e } S = \frac{Y}{D_a} \text{ e } -T = \frac{Y}{D_r}.$$

Notiamo che nell'espressione precedente nel termine, per esempio, $\frac{Y}{W} \cdot W$, non si semplificano le W , perchè $\frac{Y}{W}$ va interpretato come "EFFETTO di W su "Y", cioè $\frac{\mathcal{L}[Y_F]}{\mathcal{L}[W]}_{D_a=D_r=0}$.

17.3 Requisiti del controllo

- **Anello chiuso asintoticamente stabile (AS).**

- **Precisione statica**, cioè che se si impongono ingressi costanti ($w(t) = \bar{w}$, $d_a(t) = \bar{d}_a$, $d_r(t) = 0$), allora, assunto anche il punto precedente, esiste finito il limite $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = e_\infty$, dove e_∞ prende il nome di **errore a regime**.

Detto in maniera più semplice possiamo dire che precisione statica significa che presi degli ingressi costanti, a transitorio esaurito, l'errore deve essere piccolo.

Tipicamente viene richiesto che proprio questo errore a regime sia $e_\infty = 0$ oppure $e_\infty < \text{tot}$.

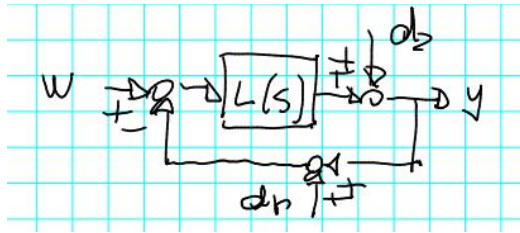
oss. questi concetti possono poi essere estesi a segnali canonici.

- **Precisione dinamica**, cioè quando cambio w , y lo deve raggiungere "presto e bene", per esempio senza oscillazioni eccessive.

- **Grado di stabilità.** Il sistema deve essere "abbastanza lontano" dal perdere la stabilità asintotica a seguito di variazioni di qualche suo parametro fisico.
- **Moderazione del controllo.** A parità delle altre proprietà è preferibile il controllore che sollecita meno l'attuatore.

18 Stabilità asintotica di sistemi retroazionati (SD LTI a TC SISO)

[immagine dagli appunti del prof]



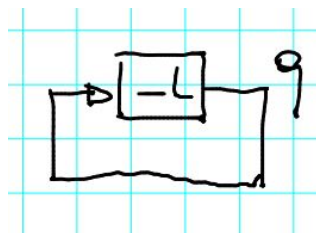
Poichè la stabilità non dipende dagli ingressi, posso studiare questo schema:

[immagine dagli appunti del prof]



Posto $L(s) = \frac{L_n(s)}{L_d(s)}$ con L_n e L_s polinomi (cioè, per ora li stiamo considerando senza ritardi), allora definendo q possiamo dire:

[immagine dagli appunti del prof]



$$-Lq = q$$

$$q + Lq = 0 \Rightarrow q + \frac{L_n}{L_d}q = 0$$

$$(1 + \frac{L_n}{L_d})q = 0 \Rightarrow \frac{L_n + L_d}{L_d}q = 0$$

da cui ricaviamo che

$$L_n + L_d = 0$$

che prende il nome di **equazione caratteristica del sistema in anello chiuso (AC)** e le sue radici sono i poli del sistema in AC.

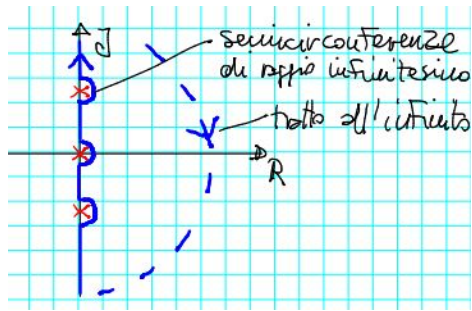
Ci occorrono quindi criteri per studiare la stabilità asintotica dell'anello **chiuso** osservando la funzione di trasferimento $L(s)$ dell'anello **aperto**, perchè, siccome $L = RP$, se trovo una "buona" \bar{L} è immediato calcolare $R = \frac{\bar{L}}{P}$.

Per farlo vedremo due criteri: **Nyquist** e **Bode**.

18.1 Diagramma di Nyquist

Definiamo il **diagramma di Nyquist** di una funzione di trasferimento $G(s)$ come l'immagine secondo $G(s)$ del percorso di Nyquist relativo a $G(s)$.

Definiamo il **percorso di Nyquist** come segue:



Si identificano (con le crocette rosse) eventuali poli di $G(s)$ sull'asse J . Il percorso è composto dall'asse immaginario percorso dal basso verso l'alto, i poli vengono "schivati" con delle semicirconferezze infinitesime, e il percorso si conclude con una semicirconferezza all'infinito.

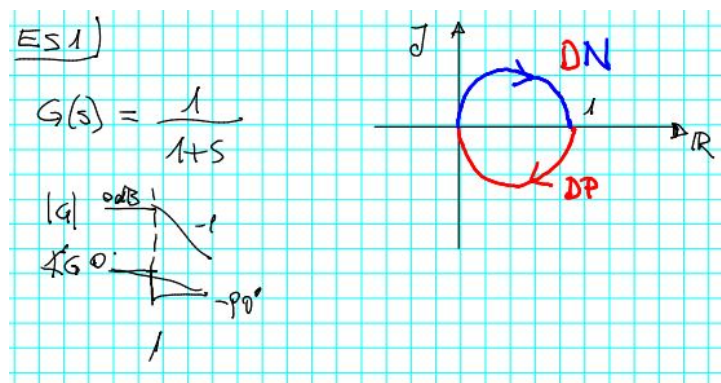
oss. il percorso di Nyquist circonda in senso orario il semipiano destro.

Poichè $G(-j\omega) = \bar{G}(j\omega)$, il diagramma di Nyquist (DN) è simmetrico rispetto all'asse reale ed è fatto dal percorso di Nyquist completato appunto con tale simmetrico.

18.1.1 Esempi

es.

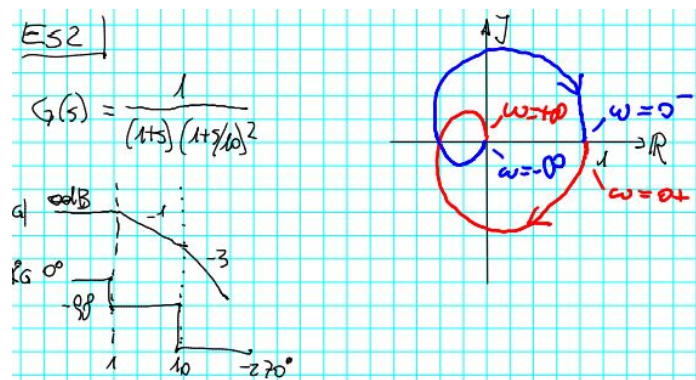
[immagine dagli appunti del prof]



(diagramma polare in rosso, diagramma di Nyquist in rosso+blu, completato a partire da quello polare con il suo simmetrico)

es.

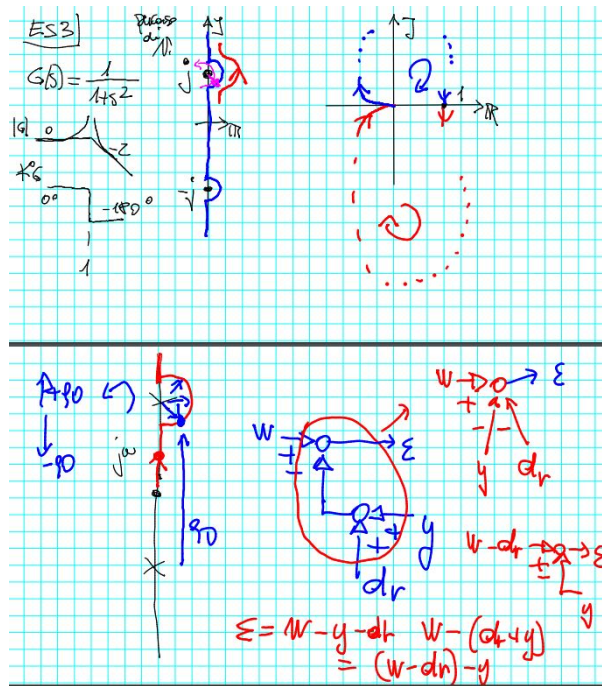
[immagine dagli appunti del prof]



(diagramma polare in rosso, diagramma di Nyquist in rosso+blu, completato a partire da quello polare con il suo simmetrico)

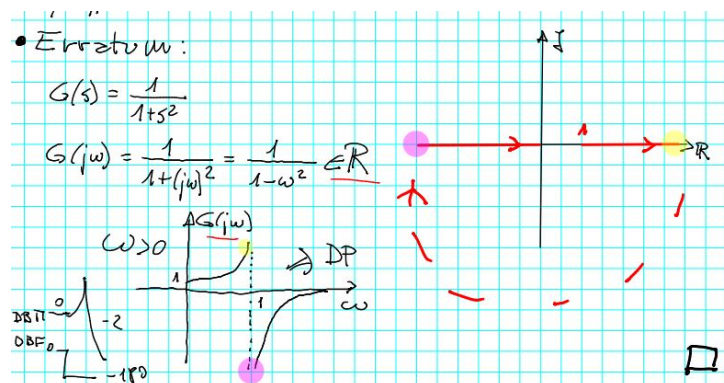
es.

[immagine dagli appunti del prof]



(diagramam polare in rosso, diagramma di Nyquist in rosso+blu, completato a partire da quello polare con il suo simmetrico).

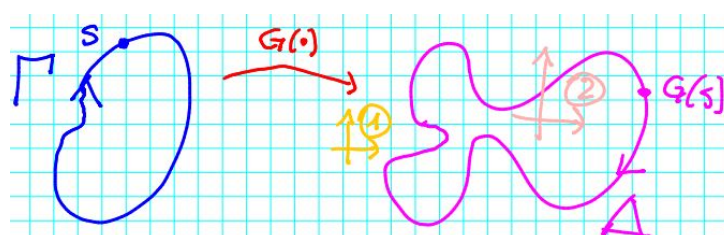
Correzione della lezione successiva su questo esercizio:
[immagine dagli appunti del prof]



LEZIONE 19 15/04/2020
[link clicca qui](#)

18.2 Studio di una funzione complessa razionale fratta $G(s)$ di variabile complessa su una curva chiusa

Data una generica curva Γ su cui si muove la variabile s , applicando l'operatore $G(\cdot)$ otteniamo una nuova curva Δ su cui viaggia la variabile $G(s)$:
[immagine dagli appunti del prof]



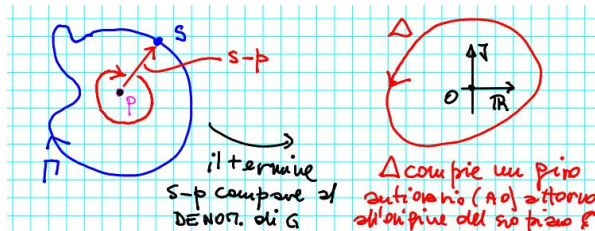
Domanda: Δ circonda l'origine del piano complesso dove si muove $G(s)$? Cioè siamo nella situazione 1 (in giallo) o 2 (in rosa)?

$$G(s) = \frac{\dots(s-z)\dots}{\dots(s-p)\dots} \Rightarrow \arg(G(s)) = \dots + \arg(s-z) \dots - \arg(s-p)$$

Casi possibili:

- **CASO 1:**

Γ circonda un polo p di $G(s)$ in senso orario (o)
[immagine dagli appunti del prof]



Il termine $s - p$ compare al denominatore di G . Δ compie un giro antiorario (ao) attorno all'origine del suo piano complesso.

- **CASO 2:**

Γ circonda in senso orario uno zero z di $G(s)$, allora Δ compie un giro orario attorno all'origine del suo piano complesso.

- **CASO 3:**

Γ non circonda nè zeri nè poli di $G(s)$, allora Δ non circonda l'origine del suo piano complesso.
[immagine dagli appunti del prof]



Da questi casi deduciamo che il numero di giri antiorari che l'immagine Δ della curva Γ attraverso $G(s)$ compie attorno all'origine del suo piano complesso è uguale al numero di poli di G circondati da Γ in senso orario meno il numero di zeri di G circondati da Γ in senso orario.

oss. (1 giro orario) = -(1 giro antiorario) e viceversa.

LEZIONE 20 16/04/2020

[link](#) clicca qui

LEZIONE 21 20/04/2020

[link](#) clicca qui

[link](#) clicca qui

[link](#) clicca qui

LEZIONE 22 22/04/2020

[link](#) clicca qui

LEZIONE 23 23/04/2020

[link](#) clicca qui

[link](#) clicca qui

LEZIONE 24 27/04/2020

[link](#) clicca qui

LEZIONE 25 30/04/2020

link [clicca qui](#)

link [clicca qui](#)

LEZIONE 26 04/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 27 06/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 28 07/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 29 11/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 30 13/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 31 14/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 32 18/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 33 20/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 34 21/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 35 25/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 36 27/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 37 28/05/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 38 04/06/2020

link [clicca qui](#)

LEZIONE 39 27/06/2020

link [clicca qui](#)

Parte III

Esercitazioni

19 Esercitazione 1

LEZIONE 8 23/03/2020

[link](#) clicca qui per una registrazione di back up

Appunti del prof con annotazioni . . /pdf/FdA-L08-2020.03.23.pdf

Contenuto:

- Calcolo del movimento con formule di Laplace e con la trasformata di Laplace;
- esponenziale di matrice;
- Stabilità con matrice A non diagonalizzabile (stabilità tramite il movimento libero);
- Funzione di trasferimento;
- Schema a blocchi (stesura dello schema a blocchi con integratore e senza);
- Calcolo del movimento libero con autovalori complessi;

19.1 Schema a blocchi

19.1.1 Primo metodo (analitico)

- Si trasforma il sistema $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + d \end{cases}$ secondo Laplace: $\begin{cases} sX = AX + bU \\ Y = cX + d \end{cases}$;
- Si esprime il sistema secondo le variabili di stato e secondo l'uscita: $\begin{cases} X = \text{qualcosa} \\ Y = \text{qualcosa} \end{cases}$;
- Ora è facile ricostruire lo schema a blocchi.

19.1.2 Secondo metodo (Funzione di trasferimento)

- Si calcola la funzione di trasferimento $G(s)$;
- Ricordando che $Y = G(s)U$ possiamo scrivere il sistema a blocchi come: $Y \longrightarrow [G(s)] \longrightarrow U$

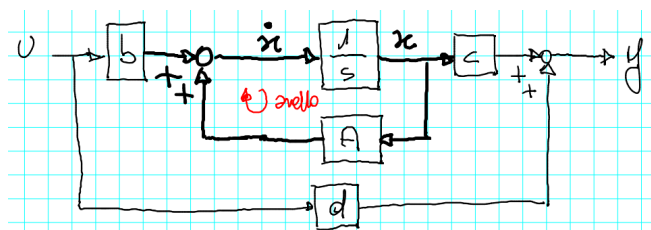
19.1.3 Terzo metodo (Integratori)

Ricordiamo che la funzione integrale nel dominio delle trasformate è rappresentato dall'aggiunta di un termine $\frac{1}{s}$ (es. $y(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau \Rightarrow Y(s) = \frac{1}{s}U(s)$).

Il termine $\frac{1}{s}$ è la funzione di trasferimento dell'integratore.

- Si disegnano n blocchi integratori $\frac{1}{s}$ quante sono le n variabili di stato del sistema;
- Per ciascuno di questi blocchi n si mette come ingresso la variabile derivata (\dot{x}_n) e come uscita la variabile semplice (x_n);
- Osservando le matrici A e b si compongono con dei nodi sommatori i vari $\dot{x}_1, \dots, \dot{x}_n$;
- Infine osservando le matrici c e d si compone l'uscita.

[immagine dagli appunti del prof]



Rappresentazioni di dove solitamente si inseriscono i valori delle matrici del sistema all'interno dello schema a blocchi sviluppato con l'integratore.

20 Esercitazione 2

LEZIONE 9 24/03/2020

[link](#) clicca qui

Appunti del prof con annotazioni . . /pdf/FdA-L09-2020.03.24.pdf

Contenuto:

- Equilibrio;
- Stabilità per sistemi non lineari (linearizzazione);
- Linearizzazione di sistemi non lineari;
- Calcolo del movimento con la funzione di trasferimento;
- Heaviside con ritardi;
- Realizzazione;
- Relazione stabilità e Forma di Jordan).

20.1 Stabilità per sistemi non lineari

Vediamo il caso generico per come calcolare la matrice A nell'intorno di un equilibrio per un sistema non lineare con due variabili di stato:

Dato un sistema non lineare
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + b_1u = f_1 \\ \dot{x}_2 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + b_2u = f_2 \\ y = c_1x_1 + c_2x_2 + d = g \end{cases}$$
, e determinati i suoi equilibri $\bar{x} =$

$\begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix}$ per l'uscita \bar{u} , la matrice A linearizzata all'equilibrio si ottiene nel seguente modo:

- Si calcola la matrice delle derivate parziali

$$f_x = \begin{bmatrix} \frac{\delta f}{\delta x_1}(f_1) & \frac{\delta f}{\delta x_2}(f_1) \\ \frac{\delta f}{\delta x_1}(f_2) & \frac{\delta f}{\delta x_2}(f_2) \end{bmatrix}$$

- Per trovare la matrice A linearizzata nell'intorno di uno dei suoi equilibri è sufficiente sostituire i valori dell'equilibrio e dell'uscita all'interno di questa matrice.

oss. Una volta stabilita la matrice A del sistema linearizzato, è possibile procedere con l'analisi della stabilità. Per i sistemi non lineari i procedimenti da seguire sono i seguenti:

- Se il sistema linearizzato nell'intorno di un equilibrio è asintoticamente stabile, allora l'equilibrio è asintoticamente stabile e per capirlo si usano i soliti criteri per la matrice A ;
- Se il sistema linearizzato nell'intorno di un equilibrio ha almeno un autovalore con parte reale positiva, allora l'equilibrio è instabile.
- In tutti gli altri casi non si può dire nulla (la soluzione dipende da termini di sviluppo in serie maggiori del primo), non ci verrà richiesto in esame!

oss. Per i sistemi non lineari la stabilità non è una proprietà del sistema, quindi gli equilibri non condividono per forza la stessa "tipologia" di stabilità (AS/S/I). Di conseguenza è necessario analizzare la stabilità per ciascuno degli equilibri.

20.2 Linearizzazione di un sistema non lineare nell'intorno di un equilibrio

Dato un sistema non lineare

$$S: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = g(x, u) \end{cases}$$

La sua linearizzazione è della forma:

$$\mathcal{L}^\delta: \begin{cases} \delta\dot{x} = f_x|_{\bar{x}, \bar{u}}\delta x + f_u|_{\bar{x}, \bar{u}}\delta u \\ \delta y = g_x|_{\bar{x}, \bar{u}}\delta x + g_u|_{\bar{x}, \bar{u}}\delta u \end{cases}$$

con $\delta u = u - \bar{u}$, $\delta x = x - \bar{x}$, $\delta y = y - \bar{y}$.

Bisogna ora calcolare f_u , f_x , g_u e g_x :

Nel caso di sistema scalare i termini f_u , f_x , g_u e g_x sono le varie derivate parziali.

Vediamo ora il caso in cui il sistema non è scalare, ma matriciale, per esempio prendiamo il caso

a due dimensioni in cui il sistema è della forma
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2, u) \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2, u) \\ y = g(x_1, x_2) \end{cases}$$

$$f_x = \begin{bmatrix} \frac{\delta f}{\delta x_1}(f_1) & \frac{\delta f}{\delta x_2}(f_1) \\ \frac{\delta f}{\delta x_1}(f_2) & \frac{\delta f}{\delta x_2}(f_2) \end{bmatrix}$$

$$f_u = \begin{bmatrix} \frac{\delta f}{\delta u}(f_1) \\ \frac{\delta f}{\delta u}(f_2) \end{bmatrix}$$

$$g_x = \begin{bmatrix} \frac{\delta f}{\delta x_1}(g) & \frac{\delta f}{\delta x_2}(g) \end{bmatrix}$$

$$g_u = \frac{\delta f}{\delta u}(g)$$

Una volta determinati tutti questi valori, per scrivere il sistema linearizzato nell'intorno di un equilibrio

$\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix}$ per l'ingresso \bar{u} e uscita \bar{y} è sufficiente sostituire i valori:

$$\begin{cases} \delta\dot{x} = f_x|_{x_1=\bar{x}_1, x_2=\bar{x}_2}\delta x + f_u|_{u=\bar{u}}\delta u \\ \delta y = g_x|_{x_1=\bar{x}_1, x_2=\bar{x}_2}\delta x + g_u|_{u=\bar{u}}\delta u \end{cases}$$

con $\delta u = u - \bar{u}$, $\delta x = x - \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix}$, $\delta y = y - \bar{y}$.

20.3 Ritardi nelle trasformate

Data una funzione $f(t)$ nel dominio del tempo, un ritardo τ è solitamente espresso come $f(t - \tau)$. Sia f una dei segnali di cui sappiamo le trasformate notevoli, allora la corrispondente trasformata di Laplace è la trasformata di Laplace della funzione f senza il ritardo, moltiplicata per il termine $e^{-\tau s}$ che rappresenta il ritardo (es. $\text{ram}(t - \tau) \rightarrow \frac{1}{s^2} e^{-\tau s}$).

Questo concetto è da tenere a mente anche durante l'operazione inversa di antitrasformazione secondo Heaviside: Heaviside è utilizzato per antitrasformare trasformate di Laplace che sono razionali fratte ($\frac{N(s)}{D(s)}$), ma nel caso in cui la trasformata con cui sto lavorando presenta un termine esponenziale dovrò aggiungere un ritardo. L'importante è tenere la parte razionale fratta separata dalla parte esponenziale, inizialmente si ignora l'esponenziale e si eseguono tutti i passaggi di Heaviside sulla razionale fratta, e, solo alla fine, si aggiunge il ritardo espresso dall'esponenziale:

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{N(s)}{D(s)}e^{-s\tau}\right] \rightarrow \text{Heaviside di } \frac{N(s)}{D(s)} \text{ ottengo } y(t), \text{ poi con } e^{-s\tau} \text{ aggiungo ritardo } \tau \rightarrow y(t - \tau)$$

21 Esercitazione 3

LEZIONE 10 25/03/2020

[link](#) clicca qui [inizio lezione - 0:26:39]

Appunti del prof con annotazioni . . /pdf/FdA-L10-2020.03.25.pdf [da pagina 0 a pagina 5]

Contenuto:

- Routh.

22 Esercitazione 4

LEZIONE 14 1/04/2020

[link](#) clicca qui

Appunti del prof con annotazioni . . /pdf/FdA-L14-2020.04.01.pdf

Contenuto:

- Diagrammi di Bode di fase e modulo;
- Regolo delle fasi.

22.1 Regolo delle fasi

Il tipico diagramma di Bode della fase che facciamo è una approssimazione asintotica che può variare molto rispetto al vero e proprio grafico. Il regolo delle fasi è utilizzato per calcolare la fase esatta (senza approssimazione asintotica) per una specifica frequenza $\bar{\omega}$ calcolando il contributo che ciascun polo e ciascun zero apporta a quella data frequenza $\bar{\omega}$.

I passaggi da seguire sono i seguenti:

- Si disegna il diagramma di Bode della fase approssimato;
- Si pone il regolo delle fasi con la freccia dei 45 gradi sulla $\bar{\omega}$ di cui si desidera calcolare la fase;
- Lungo il regolo si leggono i contributi (in modulo) di ogni polo e zero in corrispondenza delle loro frequenze d'angolo;
- Per calcolare la fase nel punto $\bar{\omega}$ è ora sufficiente combinare i valori trovati al punto precedente (ricordando di aggiungere il segno corretto e di moltiplicarli per il numero di poli o zeri presenti), inoltre bisogna ricordarsi anche il valore di partenza della fase che ovviamente nel regolo non è espresso.

23 Esercitazione 5

LEZIONE 15 2/04/2020

[link](#) clicca qui

Appunti del prof con annotazioni . . /pdf/FdA-L15-2020.04.02.pdf

Contenuto:

- Diagrammi di Bode;
- Schema a blocchi (sintesi diretta);
- Routh;
- Parti nascoste.

24 Esercitazione 6

LEZIONE 16 6/04/2020

[link](#) clicca qui

Appunti del prof con annotazioni . . /pdf/FdA-L16-2020.04.06.pdf

Contenuto:

- Sistema a tempo discreto;
- Stabilità;
- Funzioni di trasferimento;
- Raggiungibilità e osservabilità;
- Schema a blocchi;
- Equilibri e stabilità per sistemi non lineari;

25 Esercitazione 7

LEZIONE 17 8/04/2020

[link](#) clicca qui

Appunti del prof con annotazioni . . /pdf/FdA-L17-2020.04.08.pdf

Contenuto:

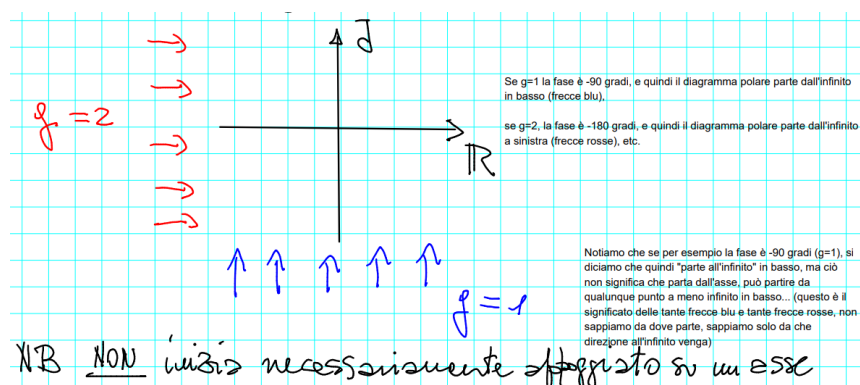
- Diagramma polare;
- Effetto di un ritardo sulla risposta in frequenza e sulle sue rappresentazioni (Bode e diagramma polare);

25.1 Diagrammi polari

A differenza dei diagrammi di Bode, i diagrammi polari non hanno metodi comodi per tracciarne l'andamento. Possiamo però comprenderne l'andamento tramite un'analisi del comportamento asintotico per $\omega \rightarrow 0^+$ e per $\omega \rightarrow \infty$ e tramite un'analisi dell'aspetto qualitativo.

Quindi studiamo la generica funzione di trasferimento $G(s)$ nella classica forma con cui la analizzeremo per Bode.

- Per prima cosa analizziamo il comportamento per $\omega = 0$ (se G è definita in 0, altrimenti si studia il comportamento per $\omega \rightarrow 0^+$):
 - Se $g = 0$, allora $G(0) = \mu$ e quindi il diagramma polare parte dall'asse reale, a sinistra dell'origine se $\mu < 0$ o a destra dell'origine se $\mu > 0$ o dall'origine se $\mu = 0$;
 - Se $g > 0$ si dice che il diagramma polare della funzione G "parte all'infinito" con fase $-g \cdot 90^\circ$ (es. se $g = 1$ la fase è -90° e quindi il diagramma di bode "parte all'infinito" dal basso). Notiamo che nel dire che "parte all'infinito" non significa che parta dall'asse, può partire da un qualunque punto. [immagine dagli appunti del prof]



- Analizziamo ora il comportamento per $\omega \rightarrow \infty$ e distinguiamo due casi:
 - Numero di zeri uguale al numero di poli: Il modulo è una costante e l'argomento è un multiplo intero di 180° oppure anche 0° (perchè ogni polo e ogni zero ha un contributo di 90° e se il numero di poli e di zeri è uguale, allora abbiamo una quantità pari di sfasamenti di 90° .)
 - Numero di poli maggiore del numero di zeri: Il modulo tende a 0 e la fase è un multiplo intero di 90° oppure anche 0° .
- Analizziamo ora l'aspetto qualitativo del diagramma polare deducendolo dal diagramma di Bode e ricordando che l'andamento del modulo rappresenta l'andamento della distanza dall'origine e che l'andamento della fase rappresenta l'andamento dell'argomento.

Per esempio osservando l'andamento del modulo nel diagramma di Bode possiamo dedurre se il diagramma di Bode si allontana dall'origine o si avvicina etc., invece osservando la fase nel diagramma di Bode possiamo dedurre in quali quadranti apparterrà il diagramma polare o con che angolo finisce o inizia etc.

- Analizziamo gli effetti di un ritardo applicato a una funzione di trasferimento. Prendiamo $G(s) = \frac{N(s)}{D(s)}e^{-s\tau} = G_R(s)e^{-s\tau}$, in cui $G_R(s)$ rappresenta la dinamica razionale (cioè una tipica funzione di trasferimento) e $e^{-s\tau}$ un ritardo.

$$G(j\omega) = G_R(j\omega)e^{-j\omega\tau} = \begin{cases} |G(j\omega)| = |G_R(j\omega)| \\ \arg(G(j\omega)) = \arg(G_R(j\omega)) - \omega\tau \end{cases}$$

Notiamo che il ritardo non ha effetti sul modulo, ma solo sulla fase con il termine $-\omega\tau$ che è espresso in radianti (**oss.** Errore tipico è scordarsi di trasformare le radianti in gradi).

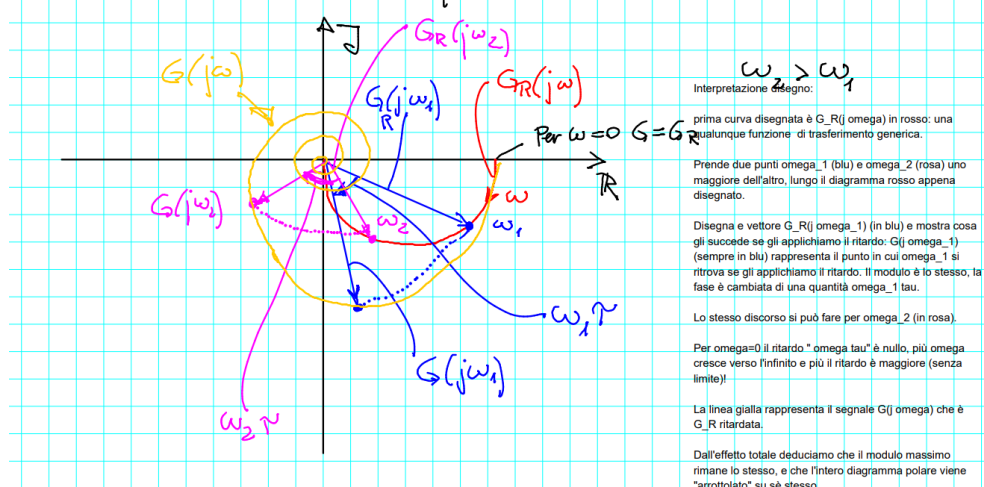
Quindi gli effetti del ritardo sul diagramma di Bode del modulo sono nulli, mentre sul diagramma di Bode della fase il ritardo ha un contributo lineare $-\omega\tau$, che in scala logaritmica è rappresentato da un esponenziale.

Ai fini pratici (in esame) l'unica cosa che ci può essere richiesta è il calcolo di una funzione di trasferimento ritardata tramite il regolo delle fasi. Per farlo studiamo la funzione di trasferimento ignorando il ritardo e alla fine di tutti i calcoli con il regolo delle fasi, ci basta sottrarre $\omega\tau$ (RADIANTI! ricordati di trasformarli in gradi).

L'effetto grafico che si ha su un diagramma polare a causa di un ritardo è che l'intero diagramma polare viene "arrotolato su sè stesso".

[immagine dagli appunti del prof]

• Effetto del ritardo sul d. polare



Data $G = \frac{N}{D}e^{-j\omega\tau}$ ci sono due casi possibili:

- Caso in cui il grado di D sia maggiore del grado di N : il diagramma polare di G finisce nell'origine con fase tendente a $-\infty$, quindi il diagramma si arrotola su sè stesso come una spirale;

- Caso in cui il grado di D sia uguale al grado di N : il modulo è costante e la fase tende a $-\infty$, quindi il diagramma diventa una circonferenza percorsa infinite volte.

Parte IV
Formulario

26 Terminologia

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t) = Ax + bu \\ y(t) = g(x(t), u(t), t) = cx + du \end{cases}$$

Stato: le varie x ;

Uscita: y ;

Sistema dinamico: se la conoscenza degli ingressi su un intervallo di tempo non è sufficiente per determinare l'andamento delle uscite sullo stesso intervallo di tempo.

Ordine del sistema: numero di variabili di stato (quante x ci sono).

Lineare: se f e g sono lineari in x e in u (non importa che lo siano in t), da notare che una funzione del tipo $x(t) \cdot u(t)$ non è lineare.

Tempo invariante: se in f e g non compare esplicitamente t ;

Strettamente proprio: se in g non compare u .

SISO: single input, single output; cioè se u e y sono scalari.

27 Equilibrio

27.1 Caso generale

Dato l'ingresso costante $u = \bar{u}$ e detto \bar{x} l'equilibrio cercato, in generale si ha:

TC: Soluzioni di $f(\bar{x}, \bar{u}) = 0$.

TD: Soluzioni di $f(\bar{x}, \bar{u}) = \bar{x}$.

Per trovare le uscite di equilibrio \bar{y} è sufficiente applicare gli stati di equilibrio \bar{x} trovati all'uscita e vedere se l'espressione non perde senso e se produce soluzioni reali.

27.2 Caso lineare

Se il sistema è lineare:

TC, LTI: Soluzioni di $A\bar{x} + b\bar{u} = 0$.

TD, LTI: Soluzioni di $A\bar{x} + b\bar{u} = \bar{x}$.

Se esiste \bar{x} , allora per forza esiste un uscite di equilibrio \bar{y}

27.3 Caso non lineare

Se il sistema **non** è lineare:

L'uscita \bar{y} potrebbe non avere senso per gli equilibri \bar{x} trovati.

Movimento

28.1 Formula di Lagrange TC, LTI

Per lo stato:

$$\begin{aligned}x(t) &= x_L(t) + x_F(t) = \\ &= e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau\end{aligned}$$

$$\begin{cases}x_L(t) = e^{At}x(0) \\ x_F(t) = \int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau\end{cases}$$

Per l'uscita:

$$\begin{aligned}y(t)1 &= y_L(t) + y_F(t) = \\ &= ce^{At}x(0) + c\int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau + du(t)\end{aligned}$$

$$\begin{cases}y_L(t) = ce^{At}x(0) \\ y_F(t) = c\int_0^t e^{A(t-\tau)}bu(\tau)d\tau + du(t)\end{cases}$$

28.2 Formula di Lagrange TD, LTI

Per lo stato:

$$\begin{aligned}x(k) &= x_L(k) + x_F(k) = \\ &= A^kx(0) + \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1}bu(l)\end{aligned}$$

$$\begin{cases}x_L(k) A^kx(0) \\ x_F(k) \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1}bu(l)\end{cases}$$

Per l'uscita:

$$\begin{aligned}y(k) &= y_L(k) + y_F(k) = \\ &= cx(k) + du(k) = \\ &= cA^kx(0) + c\sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1}bu(l) + du(k)\end{aligned}$$

$$\begin{cases}y_L(k) = cA^kx(0) \\ y_F(k) = c\sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1}bu(l) + du(k)\end{cases}$$

28.3 Esponenziale di matrice (con A diagonaliz-zabile)

A è **diagonalizzabile** se:

- il numero di autovalori contati con la loro molteplicità è pari all'ordine della matrice;
- la molteplicità geometrica di ciascun autovalore coincide con la relativa molteplicità algebrica;
- una matrice quadrata di ordine *n* che ammette esattamente *n* autovalori distinti è sicuramente diagonalizzabile.

Per calcolare *e^{At}* si seguono i seguenti passaggi:

- Calcolare gli autovalori di *A* (risolvere *det*[*A* − λ*I*] = 0, oppure se matrice triangolare, gli autovalori sono sulla diagonale);

- Calcolare gli autovettori corrispondenti per ogni autovalore (risolvere [*A* − λ_{*i*}*I*] ·

[
x
y
]

{\displaystyle {\begin{bmatrix}x\\y\end{bmatrix}}}

 =

[
0
0
]

{\displaystyle {\begin{bmatrix}0\\0\end{bmatrix}}}

);
- definire la matrice diagonalizzante *T* come l'accostamento degli autovettori trovati (ricor-dando l'ordine) e calcolare *T^{−1}*. Per l'inversa della generica matrice *T* 2x2 si moltiplica

1
det
(
T
)

{\displaystyle {\frac {1}{det(T)}}}

 per la matrice ottenuta da *T* scambiando di posto i termini sulla diagonale principale e invertendo il segno dei termini sulla diagonale secondaria.
- notare che *T^{−1}AT* = *D* = matrice con gli autovalori di *A* lungo la diagonale nell'ordine in cui compaiono gli autovettori in *T*.
- Calcolare *e^{At}*:

e^{At} = *e^{TDT^{−1}t}* = *T**e^{Dt}**T^{−1}* = . . .

28.4 Movimento libero con Jordanizzazione (con A non diagonalizzabile)

Se la matrice *A* non è diagonalizzabile calcolare *e^{At}* col metodo spiegato prima non è fattibile, piuttosto usare questo procedimento:

- Calcolare gli autovalori di *A*;

- Se ci sono autovalori coincidenti, cercare di calcolare gli autovettori corrispondenti (risulterà possibile se e solo se la molteplicità geometrica è pari alla molteplicità algebrica). Se non si riescono a trovare abbastanza autovettori bisogna usare la Jordanizzazione, vediamo come fare.
- per ogni autovalore multiplo, chiamiamolo per semplicità λ, bisogna cercare gli autovettori generalizzati corrispondenti e da questi creare una catena di autovettori.

- Il primo autovettore generalizzato è quello classico calcolato come soluzione di (*A* − λ*I_n*)*x* = 0.

- Il secondo autovettore generalizzato è calcolato come soluzione di (*A* − λ*I_n*)²*x* = 0, dove per (*A* − λ*I_n*)² è sufficiente fare il prodotto della matrice per sè stessa. E' tipico che un autovettore generalizzato abbia come soluzione un insieme di soluzioni, se siamo al secondo, tipicamente ce ne saranno due.

- Tutti gli altri autovettori generalizzati si calcolano allo stesso modo incrementando di uno l'esponente ogni volta.

- Una volta trovati tutti gli autovettori generalizzati bisogna fare una catena di autovettori.

- A partire dall'ultimo autovettore generalizzato trovato si sceglie un vettore, che chiamo qua *v_n*, fra quelli della soluzione che non appartenga all'insieme dei vettori soluzione del-l'autovettore generalizzato precedente. Una volta selezionato, si trova l'autovettore pre-cedente come *v_{n−1}* = (*A* − λ*I_n*)*v_n*. E si prosegue così anche per quello prima: *v_{n−2}* = (*A* − λ*I_n*)*v_{n−1}*.

- una volta terminata la catena di autovettori, questi, accostati in colonna, rappresentano la matrrice jordanizzante *P*, tale che *P^{−1}AP* = *J* = matrice in forma canonica di Jordan.

Vediamo ora come trovare la forma canonica di Jordan della matrice *A* nel caso 2x2:

- se λ₁ ≠ λ₂, allora la matrice di Jordan è la matrice diagonale classica;

- se λ₁ = λ₂:
 - se ammette due autovettori, allora siamo ancora nella matrice diagonale classica;
 - se la matrice ammette un solo autovettore, allora abbiamo una matrice di Jordan:

[
λ

1
0

λ
]

{\displaystyle {\begin{bmatrix}\lambda &1\\0&\lambda \end{bmatrix}}}

Vediamo ora come trovare la forma canonica di Jordan della matrice *A* nel caso 3x3:

- se λ₁ ≠ λ₂ ≠ λ₃ allora la matrice di jordan è la solita diagonale;

- se λ₁ = λ₂ = λ e λ₃ ≠ λ allora:

- se λ ammette due autovettori, allora siamo alla diagonale solita;

- se λ non ammette due autovettori, allora la matrice di Jordan:

[
λ

1

0
0

λ

0

λ
3
]

{\displaystyle {\begin{bmatrix}\lambda &1&0\\0&\lambda &0\\0&0&\lambda _{3}\end{bmatrix}}}

- se λ₁ = λ₂ = λ₃ = λ, allora:

- se λ ammette tre autovettori, allora siamo alla solita diagonale;

- se λ ammette due autovettori, allora la matrice di jordan:

[
λ

1

0
0

λ

0

λ
]

{\displaystyle {\begin{bmatrix}\lambda &1&0\\0&\lambda &0\\0&0&\lambda \end{bmatrix}}}

- se λ ammette un solo autovettore, allora la matrice di Jordan:

[
λ

1

0
0

λ

1

λ
]

{\displaystyle {\begin{bmatrix}\lambda &1&0\\0&\lambda &1\\0&0&\lambda \end{bmatrix}}}

Una volta determinate le matrici jordanizzanti e la matrice di jordan si può proseguire a calcolare il movimento libero:

- partendo dal sistema *ẋ* = *Ax*, il movimento libero è *x_L*(*t*) = *e^{At}**x*(0);

- per prima cosa si fa un cambio di variabile: *ẋ* = *P^{−1}x*, per cui il sistema diventa *Pẋ* = *APẋ*, e spostando *P* otteniamo *ẋ* = *P^{−1}APẋ* = *Jẋ*.

- Siccome la matrice di Jordan è triangolare alta si può ora evitare di usare le matrici e tra-sformare il sistema in forma scalare. Per esempio, ipotizzando *J* =

[
a

b
0

c
]

{\displaystyle {\begin{bmatrix}a&b\\0&c\end{bmatrix}}}

 otteniamo il

sistema

{

x
˙

1

=
a
x
˙

1

+
b
x
˙

2

x
˙

2

=
c
x
˙

2

.

{\displaystyle {\begin{cases}{\dot {x}}_{1}=a{\dot {x}}_{1}+b{\dot {x}}_{2}\\{\dot {x}}_{2}=c{\dot {x}}_{2}.\end{cases}}

.

- la seconda equazione contiene solo *x̄₂* e quindi il suo movimento libero è *x̄₂* = *e^{ct}**x̄₂*(0)

- Il movimento libero della prima equazione è ora calcolabile come moviemento completo (!) considerando *b**x̄₂* come fosse un ingresso: *x̄₁* = *e^{at}**x̄₁*(0) +

∫

0

t

e

a
(
t
−
τ
)

b
x
˙

2

(
τ
)
d
τ

{\displaystyle \int _{0}^{t}e^{a(t-\tau)}b{\dot {x}}_{2}(\tau)d\tau }

 e sostituendo il *x̄₂*(*τ*) trovato al punto precedente.

- Abbiamo ora trovato le due componenti del vettore movimento libero per *x̄_L*, bisogna però sostituire i valori iniziali *x̄*(0) = *P^{−1}x*(0), e, infine, non ci resta che tornare alla variabile iniziale: *x_L*(*t*) = *P**x̄_L*

28.5 Osservazioni

- Se è richiesto il calcolo del movimento dell'uscita, è sufficiente calcolare il movimento dello stato e sostituirlo nell'equazione dell'uscita del sistema.
- Se gli autovalori di A sono numeri complessi: una volta ricondotti i numeri complessi in x_L alla loro forma trigonometrica $(\cos(\theta) + i\sin(\theta) = e^{i\theta})$, si prende la sola parte reale, l'unità immaginaria deve scomparire.
- Alla fine in x_L devono comparire somme di termini del tipo $e^{\alpha t}\cos(\omega t)$ e/o $e^{\alpha t}\sin(\omega t)$, dove α e ω sono rispettivamente parti reali e immaginarie di autovalori di A . In realtà si possono trovare anche altri termini, ma in via generale se si trova un coefficiente del tempo all'esponente che non è parte reale di nessun autovalore di A , il risultato è certamente errato.
- Il movimento libero dipende linearmente solo dallo stato iniziale e non dall'ingresso, il movimento forzato dipende linearmente solo dall'ingresso e non dallo stato iniziale.

29 Stabilità

- Tutti gli equilibri hanno le stesse caratteristiche di stabilità.
- Nei sistemi lineari (tempo invarianti) la stabilità è una proprietà del sistema, e non una proprietà dell'equilibrio.
- Nei sistemi **asintoticamente stabili** i movimenti **liberi** di stato e di uscita tendono a 0 per $t \rightarrow \infty$ (dimenticano lo stato inizile, movimento libero trascurabile a lungo andare) qualunque sia lo stato iniziale, mentre se li si sottopone a ingresso costante i movimenti (complessivi, non solo liberi) di stato e di uscita tendono ai medesimi valori costanti qualunque sia lo stato iniziale;
- Nei sistemi **instabili** il movimento **libero** di stato e di uscita diverge a patto di alcune eccezioni. Diverge in generale anche il movimento (complessivo, non solo libero) di stato e di uscita a fronte di un ingresso costante.
- nei sistemi **semplicemente stabili** i movimenti **liberi** di stato e di uscita nè divergono nè tendono a zero e il loro comportamento asintotico non è lo stesso per qualunque stato iniziale.

29.1 Criteri di stabilità

tempo continuo:

- Tutti gli autovalori di A hanno $Re < 0 \iff$ sistema AS;
- Almeno un autovalore di A ha $Re > 0 \implies$ sistema I;
- Tutti gli autovalori di A hanno $Re \leq 0$ e ne esiste almeno uno con $Re = 0 \implies \begin{cases} \text{sistema I;} \\ \text{oppure sistema S, ma non AS.} \end{cases}$
Per capire se si tratta di un sistema stabile o instabile bisogna andare a calcolare il movimento libero per un generico ingresso $x(0)$ e vederne il comportamento per $t \rightarrow \infty$. Se il movimento libero rimane sempre limitato allora il sistema è stabile, se il movimento libero diverge (anche una sola delle componenti del movimento libero) allora il sistema è instabile. Esiste anche un altro metodo: guardando la matrice di Jordan, se il più grande miniblocco di Jordan ha dimensione 1 allora il sistema è stabile, altrimenti è instabile. Un buon metodo per ricordarlo è usare i seguenti due esempi che abbiamo visto a esercitazione:

$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ due miniblocchi di dimensione 1, quindi S

$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ un miniblocco di dimensione 2, quindi I

tempo discreto:

- Tutti gli autovalori di A hanno $|\lambda_i| < 1 \iff$ sistema AS.
- Almeno un autovalore di A con modulo $|\lambda_i| > 1 \implies$ sistema I.
- Tutti gli autovalori di A hanno $|\lambda_i| \leq 1$ e ne esiste almeno uno tale che $|\lambda_1| = 1 \implies \begin{cases} \text{sistema I;} \\ \text{oppure sistema S, ma non AS.} \end{cases}$
Per capire se il sistema è instabile o stabile nell'ultimo punto guarda il caso a tempo continuo.

oss. Errore tipico: Nel caso a tempo continuo si guarda la parte reale degli autovalori, nel caso a tempo discreto si guarda il modulo (!) degli autovalori.

29.2 Criteri di stabilità dedotti dalla matrice A

- Se il sistema è asintoticamente stabile, allora $tr(A)$ è negativa, ma non vale il viceversa.
- se $det(A) = 0$ esiste $S_i = 0 \implies$ no AS.
- se $tr(A) > 0 \implies$ sistema I.
- se $tr(A) = 0 \implies$ no AS.
- Se $Re(S_i) < 0$ per ogni i (cioè se il sistema è asintoticamente stabile), allora i coefficienti di $\Pi(S)$ sono tutti concordi e non nulli
oss. Errore tipico: il viceversa vale solo per polinomi del secondo ordine.

oss. Per stabilire se un sistema è asintoticamente stabile abbiamo due possibilità: per prima cosa con i primi due dei tre criteri appena esposti stabiliamo se non è asintoticamente stabile, altrimenti, se non abbiamo avuto fortuna con questi criteri, usiamo il criterio di Routh. Un caso particolare è rappresentato dai polinomi di secondo ordine, in cui possiamo evitare di usare Routh e usare il terzo criterio appena visto.

29.3 Routh

$$\Pi(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n$$

Prime due righe

$$\begin{array}{cccc} a_0 & & a_2 & \dots \\ \downarrow & \nearrow \downarrow & & \nearrow \downarrow \\ a_1 & & a_3 & \dots \end{array}$$

a seconda che il numero di termini sia pari (le due righe sono di pari lunghezza) o dispari (la prima riga ha un termine in più della seconda, per cui si aggiunge uno 0) l'ultima colonna può terminare in due modi:

$$\begin{array}{ccc} \dots & a_{n-1} & \\ & & \text{oppure} \\ \dots & a_n & \end{array} \qquad \begin{array}{ccc} \dots & a_n & \\ & & \\ \dots & 0 & \end{array}$$

In totale, considerando anche le prime due righe, ci sono $n + 1$ righe.

Ogni riga dalla terza in poi dipende dalle due precedenti seguendo una regola:

$$\begin{array}{cccc} h_1 & h_2 & h_3 & \dots \\ q_1 & q_2 & q_3 & \dots \\ w_1 & w_2 & w_3 & \dots \end{array}$$

prese due generiche righe $(h_i$ e $q_i)$, i termini della riga successiva (w_i) si costruiscono come $w_i = -\frac{1}{q_1} det \begin{bmatrix} h_1 & h_{i+1} \\ q_1 & q_{i+1} \end{bmatrix}$.
Se manca un termine in una delle righe precedenti $(h$ e $q)$ si assume nullo.

Se troviamo un elemento nullo in prima colonna, ci si ferma, sicuramente il sistema non è asintoticamente stabile, e siamo in presenza di un caso particolare che non ci permette di calcolare la tabella di Routh.

Un sistema dinamico con polinomio caratteristico $\Pi(s)$ è asintoticamente stabile se e solo se tutti gli elementi della prima colonna della tabella di Routh sono concordi (e non nulli).

30 Linearizzazione

30.1 Linearizzazione di sistemi tempo invarianti non lineari nell’intorno di un equilibrio

Dato il sistema dinamico

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t)) \\ \dot{x}_2(t) = f_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t)) \\ \dots \\ \dot{x}_n(t) = f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t)) \\ y(t) = g(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u(t)) \end{cases}$$

e un suo equilibrio (\bar{x}, \bar{u}) a fronte dell'ingresso costante \bar{u} , tale sistema è approssimabile con uno lineare e stazionario ottenuto dall'espansione in serie delle f_i e g al prim'ordine:

$$\begin{cases} \delta \dot{x}(t) = A \delta x(t) + b \delta u(t) \\ \delta y(t) = c \delta x(t) + d \delta u(t) \end{cases}$$

con:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\delta f_1(x,u)}{\delta x_1} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \frac{\delta f_1(x,u)}{\delta x_2} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \dots & \frac{\delta f_2(x,u)}{\delta x_n} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} \\ \frac{\delta f_2(x,u)}{\delta x_1} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \frac{\delta f_2(x,u)}{\delta x_2} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \dots & \frac{\delta f_1(x,u)}{\delta x_n} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\delta f_n(x,u)}{\delta x_1} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \frac{\delta f_n(x,u)}{\delta x_2} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \dots & \frac{\delta f_n(x,u)}{\delta x_n} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} \end{bmatrix}$$
$$b = \begin{bmatrix} \frac{\delta f_1(x,u)}{\delta u} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} \\ \frac{\delta f_2(x,u)}{\delta u} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} \\ \dots \\ \frac{\delta f_n(x,u)}{\delta u} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} \end{bmatrix}$$
$$c = \begin{bmatrix} \frac{\delta g(x,u)}{\delta x_1} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \frac{\delta g(x,u)}{\delta x_2} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} & \dots & \frac{\delta g(x,u)}{\delta x_n} \big|_{\bar{x}, \bar{u}} \end{bmatrix}$$
$$d = \frac{\delta g(x,u)}{\delta u} \big|_{\bar{x}, \bar{u}}$$

dove il pedice $|_{\bar{x}, \bar{u}}$ indica che sono derivate parziali valutate nell'equilibrio, e

$$\delta x := x - \bar{x} \quad \delta u := u - \bar{u} \quad \delta y := y - \bar{y}$$

oss. Per i sistemi non lineari la stabilità non è una proprietà del sistema, quindi gli equilibri non condidono per forza la stessa "tipologia" di stabilità (AS/S/I). Di conseguenza è necessario analizzare la stabilità per ciascuno degli equilibri.

30.2 Stabilità dell’equilibrio di sistemi tempo invarianti non lineari

La stabilità di un equilibrio si può studiare basandosi sul sistema linearizzato nell’intorno di quell'equilibrio:

- se il sistema linearizzato è AS, allora anche l'equilibrio è AS;
- se il sistema linearizzato è I, allora anche l'equilibrio è I;
- se il sistema linearizzato è S, allora nulla si può dire sulla stabilità dell'equilibrio, che in tal caso dipende da termini dello sviluppo in serie di f di grado superiore a uno.

31 Trasformate e funzioni di trasferimento a TC

31.1 Laplace

$$V(s) := \mathcal{L}[v(t)]$$

Calcolo della trasformata di Laplace: $\mathcal{L}[-]=\int_0^\infty -e^{-st}dt.$

Linearità: $\mathcal{L}[\alpha_1v_1(t)+\alpha_2v_2(t)]=\alpha_1\mathcal{L}[v_1(t)]+\alpha_2\mathcal{L}[v_2(t)].$

Derivata: $\mathcal{L}\left[\frac{dv(t)}{dt}\right]=s\mathcal{L}[v(t)]-v(0).$

Integrale: $\mathcal{L}\left[\int_0^tv(\tau)d\tau\right]=\frac{1}{s}\mathcal{L}[v(t)].$

Ritardo: $\mathcal{L}[v(t-\tau)]=e^{-s\tau}\mathcal{L}[v(t)]$ (spesso utilizzata al contrario per Heaviside:

$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{N(s)}{D(s)}e^{-s\tau}\right]\rightarrow$ Heaviside di $\frac{N(s)}{D(s)}$ ottengo $y(t)$, poi con $e^{-s\tau}$ aggiungo ritardo τ e $\rightarrow y(t-\tau).$

| $v(t)$ | $V(s)$ |
|---|--------------------------|
| $k \cdot imp(t)$ | $k \cdot 1$ |
| $k \cdot sca(t)$ | $k \cdot \frac{1}{s}$ |
| $k \cdot ram(t) = k \cdot t \cdot sca(t)$ | $k \cdot \frac{1}{s^2}$ |
| $k \cdot e^{at} sca(t)$ | $k \cdot \frac{1}{s-a}$ |
| $t^n \cdot e^{at} sca(t)$ | $\frac{n!}{(s-a)^{n+1}}$ |
| $\frac{1}{(n-1)!} t^{n-1} e^{-at}$ | $\frac{1}{(s+a)^n}$ |

Notiamo che i segnali trigonometrici sono rappresentabili come esponenziali complessi, per esempio $sin(\omega t) = \frac{e^{j\omega t}-e^{-j\omega t}}{2j} \dots$ e così possiamo ricavare le **trasformate di Laplace di tutte le funzioni trigonometriche**.

Teorema del valore iniziale:

Se $V(s) = \mathcal{L}[v(t)]$, allora $v(0) = \lim_{s \rightarrow +\infty} s \cdot V(s)$, oppure $v(0^+) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot V(s)$.

Teorema del valore finale:

Se $V(s) = \mathcal{L}[v(t)]$ ed esiste $\lim_{t \rightarrow +\infty} v(t)$ o equivalentemente $V(s)$ ha solo poli con $Re < 0$ o nell'origine, allora $\lim_{t \rightarrow +\infty} v(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot V(s)$.

31.2 Antitrasformazione con Heaviside

$$V(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

con N, D polinomi in s .

Le radici di $N(s)$ sono gli **zeri**, mentre le radici di $D(s)$ sono i **poli**.

- fattorizzare $D(s)$ in modo che sia espresso come prodotto di termini del tipo $(s - p)$ (**polo reale semplice**) oppure $(s - p)^n$ (**polo reale multiplo**):
- **polo reale semplice:** $\frac{N(s)}{\dots(s-p)\dots} = \dots + \frac{\alpha}{s-p} + \dots$
- **polo reale multiplo:** $\frac{N(s)}{\dots(s-p)^n\dots} = \dots + \frac{\alpha_1}{s-p} + \frac{\alpha_2}{(s-p)^2} + \dots + \frac{\alpha_n}{(s-p)^n} + \dots$

A seguito della scomposizione l'antitrasformata è facilmente calcolabile come usando le trasformate notevoli.

31.3 Formula di Lagrange nel dominio delle trasformate

Per lo stato:

$$X(s) = X_L(s) + X_F(s)$$

$$\begin{cases} X_L(s) = (sI - A)^{-1}x(0) \\ X_F(s) = (sI - A)^{-1}bU(s) \end{cases}$$

Per l'uscita:

$$Y(s) = cX(s) + dU(s) = Y_L(s) + Y_F(s)$$

$$\begin{cases} Y_L(s) = c(sI - A)^{-1}x(0) \\ Y_F(s) = [c(sI - A)^{-1}b + d]U(s) \end{cases}$$

Spesso può essere utile calcolare la $Y_F(s)$ a partire dall'equazione $\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s)$

31.4 FdT

Il tipico sistema dinamico diventa:

$$\begin{cases} sX(s) = AX(s) + bU(s) \\ Y(s) = cX(s) + dU(s) \end{cases}$$

funzione di trasferimento:

$$G(s) := c(sI - A)^{-1}b + d = \frac{\tilde{N}(s)}{D(s)} + d = \frac{N(s)}{D(s)}$$

Ricordiamo che $Y_F(s) = G(s)U(s)$.

La funzione di trasferimento è un rapporto di polinomi il cui denominatore $D(s)$ è il polinomio caratteristico della matrice A , quindi i poli sono gli autovalori di A . In alcuni casi può capitare che alcuni termini del numeratore si semplifichino con alcuni temrini del denominatore e quindi non tutti gli autovalori di A compaiano come poli.

Se e solo se $d = 0$ (cioè se il sistema è strettamente proprio) abbiamo $G(s) = \frac{\tilde{N}(s)}{D(s)}$ in cui il grado del numeatore è minore del grado del denominatore.

Altrimenti (se e solo se $d \neq 0$) abbiamo $G(s) = \frac{\tilde{N}(s)+dD(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{D(s)}$, con $N(s) = \tilde{N}(s) + dD(s)$, in cui il grado del numeratore è uguale al grado del denominatore.

Calcolo della funzione di trasferimento con un ritardo: il calcolo è del tutto analogo al caso senza ritardo, basta ricordarsi di moltiplicare l'intera funzione di trasferimento per il termine trascendentale che ne rappresenta il ritardo, $G(s) = (c(sI - A)^{-1}b + d)e^{-a\tau}$.

32 Raggiungibilità e osservabilità

32.1 Raggiungibilità

Sistema raggiungibile se e solo se (\Leftrightarrow) M_R **è non singolare** (determinante diverso da zero), dove:

$$M_R = \text{matrice di raggiungibilità} = \begin{bmatrix} b & Ab & A^2b & \dots & A^{n-1}b \end{bmatrix}$$

dove nel caso SISO ogni suo termine è una matrice colonna $n \times 1$, e quindi in totale è una matrice $n \times n$.

32.2 Osservabilità

Sistema osservabile se e solo se (\Leftrightarrow) M_O **è non singolare** (determinante diverso da zero), dove:

$$M_O = \begin{bmatrix} c' & A'c' & \dots & (A^{n-1})'c' \end{bmatrix}$$

32.3 Cancellazioni

Le parti non raggiungibili e/o non osservabili non sono presenti nella funzione di trasferimento.

Per cancellazione intendiamo il fatto che nel calcolo della funzione di trasferimento alcuni poli e zeri si possono cancellare fra di loro, e questi rappresentano proprio le parti non raggiungibili e/o non osservabili.

Una cancellazione è **critica** se avviene al di fuori della regione di asintotica stabilità (a tempo continuo significa che se l'autovalore è cancellato, non ha la parte reale negativa).

Poichè i poli di $G(s)$ sono gli autovalori della parte raggiungibile e osservabile del sistema, perchè si possa studiare la stabilità (asintotica) del sistema usando $G(s)$, non vi devono essere cancellazioni critiche.

Per capire se un FdT ha parti nascoste basta controllare se una radice del numeratore azzerava anche il denominatore o se una radice del denominatore annulla il numeratore.

33 Realizzazione

Metodo per la **forma canonica di raggiungibilità** (realizzazione sempre raggiungibile). se il grado del numeratore è uguale al grado del denominatore si fa la divisione e si ottiene $G(s) = d + \frac{N(s)}{D(s)}$, da cui si ricava il valore d . A questo punto riscriviamo la frazione $\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_1s^{n-1} + b_2s^{n-2} + \dots + b_n}{s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_n}$ e scriviamo le A , b e c :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & \dots & -a_1 \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$c = \begin{bmatrix} b_n & b_{n-1} & \dots & b_1 \end{bmatrix}$$

oss. la presenza di una cancellazione ci impone il fatto che la realizzazione (A, b, c, d) non può essere raggiungibile e osservabile contemporaneamente. Quindi siccome facciamo una realizzazione raggiungibile, sarà sicuramente non osservabile.

34 Schemi a blocchi

Blocchi in serie: $u \rightarrow [G_1] \rightarrow [G_2] \rightarrow y$, con $G_1 = \frac{N_1}{D_1}$ e $G_2 = \frac{N_2}{D_2}$:
 $\frac{Y}{U} = G_2G_1 = \frac{N_1N_2}{D_2D_1}$.

Gli autovalori del sistema complessivo sono i { poli di G_1 } U { poli di G_2 }.

G_1 e G_2 (entrambi) asintoticamente stabili è condizione necessaria e sufficiente (\Leftrightarrow) per avere un sistema complessivo asintoticamente stabile.

Blocchi in parallelo: con $G_1 = \frac{N_1}{D_1}$ e $G_2 = \frac{N_2}{D_2}$: $\frac{Y}{U} = G_1 + G_2 = \frac{N_2D_1 + N_1D_2}{D_1D_2}$.

Quindi gli autovalori del sistema complessivo sono {poli di G_1 } U {poli di G_2 }.

G_1 e G_2 (entrambi) asintoticamente stabili è condizione necessaria e sufficiente (\Leftrightarrow) per avere un sistema complessivo asintoticamente stabile.

Blocchi in retroazione: con G_a blocco di andata e G_r blocco di retroazione: $\frac{Y}{U} = \frac{G_a}{1 + G_aG_r} = \frac{\text{"andata"}}{1 + \text{"anello"}}$ $= \frac{N_aD_r}{D_aD_r + N_aN_r}$.
 G_a e G_r asintoticamente stabili nè occorrono nè bastano per avere un sistema complessivo asintoticamente stabile.

34.1 Costruzione dello schema a blocchi

Primo metodo (analitico)

- Si trasforma il sistema $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + d \end{cases}$ secondo Laplace: $\begin{cases} sX = AX + bU \\ Y = cX + d \end{cases}$;

- Si esprime il sistema secondo le variabili di stato e secondo l'uscita: $\begin{cases} X = \text{qualcosa} \\ Y = \text{qualcosa} \end{cases}$;

- Ora è facile ricostruire lo schema a blocchi.

Secondo metodo (Funzione di trasferimento)

- Si calcola la funzione di trasferimento $G(s)$;

- Ricordando che $Y = G(s)U$ possiamo scrivere il sistema a blocchi come: $Y \xrightarrow{[G(s)]} U$

Terzo metodo (Integratori)

Ricordiamo che la funzione integrale nel dominio delle trasformate è rappresentato dall'aggiunta di un termine $\frac{1}{s}$ (es. $y(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau \Rightarrow Y(s) = \frac{1}{s}U(s)$).

Il termine $\frac{1}{s}$ è la funzione di trasferimento dell'integratore.

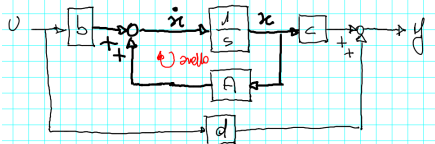
- Si disegnano n blocchi integratori $\frac{1}{s}$ quante sono le n variabili di stato del sistema;

- Per ciascuno di questi blocchi n si mette come ingresso la variabile derivata (\dot{x}_n) e come uscita la variabile semplice (x_n);

- Osservando le matrici A e b si compongono con dei nodi sommatori i vari $\dot{x}_1, \dots, \dot{x}_n$;

- Infine osservando le matrici c e d si compone l'uscita.

[immagine dagli appunti del prof]



Rappresentazioen di dove solitamente si inseriscono i valori delle matrici del sistema all'interno dello schema a blocchi sviluppato con l'integratore.

35 Risposta esponenziale

Quindi **in generale** con $u(t) = Ue^{\lambda t}$ (con U un numero qualunque che semplicemente amplifica l'esponenziale), se λ non è autovalore di A , allora esiste uno e uno solo

$$x(0) = (\lambda I - A)^{-1}bU$$

tale che

$$\begin{cases} x(t) = (\lambda I - A)^{-1}bUe^{\lambda t} \\ y(t) = cx(t) + du(t) = [c(\lambda I - A)^{-1}b + d]Ue^{\lambda t} = G(\lambda)u(t) \end{cases}$$

Se, inoltre, il sistema è asintoticamente stabile, allora qualunque sia lo stato iniziale $x(0)$, l'uscita tenderà a $y(t) \rightarrow G(\lambda)u(t)$ per $t \rightarrow \infty$.

36 Risposta sinusoidale

Dato il sistema dinamico LTI a TC, SISO $\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx + du \end{cases}$, detta $G(s)$ la sua funzione di trasferimento e considerato l'ingresso $u(t) = U\sin(\omega t)$ per $t \geq 0$:

- Se $\mp j\omega$ non sono autovalori di A , allora esiste uno e uno solo stato iniziale $x(0)$ tale che $y(t) = |G(j\omega)|U\sin(\omega t + \arg(G(j\omega)))$ per $t \geq 0$. (Se $\mp j\omega$ sono autovalori di A , allora si verifica un fenomeno di risonanza, che però non è argomento di questo corso).

- Se **INOLTRE** il sistema è asintoticamente stabile, allora qualunque sia lo stato iniziale, l'uscita tenderà a $y(t) \rightarrow |G(j\omega)|U\sin(\omega t + \arg(G(j\omega)))$ per $t \rightarrow \infty$

definizione: Data una funzione di trasferimento $G(s)$, la sua restrizione all'asse immaginario positivo J^+ , cioè $G(j\omega)$ con $\omega \geq 0$, si dice **risposta in frequenza** (RF) di $G(s)$.

37 Diagramma di Bode

$$x_{dB} = 20log_{10} |x|$$

$$G(s) = \frac{\mu}{s^g} \cdot \frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)\dots}{(1+st_1)(1+st_2)\dots} \cdot \frac{(1+2\frac{\xi}{\sigma_n}s + \frac{1}{\sigma_n^2}s^2)\dots}{(1+2\frac{\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2)\dots}$$

$$G_a(s) = \mu \qquad G_c(s) = 1 + st$$

$$G_b(s) = \frac{1}{s^g} \qquad G_d(s) = 1 + 2\frac{\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2$$

37.1 Metodo di tracciamento

Per prima cosa si ricavano i valori di μ , g , poi si ricavano tutte le frequenze d'angolo (modulo delle radici di ogni termine al numeratore e al denominatore, escluse quelle in $s = 0$) e per ognuna di queste si dice quanti zeri (radici del numeratore) destri (con parte reale positiva) o sinistri (con parte reale negativa) e quanti poli (radici del denominatore) destri (con parte reale positiva) o sinistri (con parte reale negativa) ci sono.

Diagramma di Bode del modulo:

- Tracciare il diagramma di Bode del modulo di $\frac{\mu}{s^g}$ (è una retta la cui pendenza viene ricavata da: $-20 \cdot g \frac{dB}{decade}$; per capire dove interseca l'asse delle ω basta ricavare il valore di ω per cui $\left|\frac{\mu}{\omega^g}\right| = 1$; se la retta non ha pendenza allora è una retta orizzontale all'altezza di $|\mu|_{dB}$).
- Segnare sull'asse delle ω le frequenze d'angolo dei poli (radici del denominatore) e zeri (radici del numeratore) non in $s = 0$ (perchè son già presenti nel punto precedente).
Quando si incontra una frequenza d'angolo di uno zero, la pendenza aumenta di 1, quando si incontra una frequenza d'angolo di un polo, la pendenza diminuisce di 1. (Ricordiamo che per 1 di pendenza si intendono $20dB/decade$).

Diagramma di Bode della fase:

- Il diagramma di Bode della fase parte al valore di $arg(\frac{\mu}{(j\omega)^g})$, che è calcolabile sommando i contributi di μ e $\frac{1}{s^g}$ nel seguente modo:

$$\mu \rightarrow \begin{cases} 0^o & se > 0 \\ -180^o & se < 0 \end{cases} \qquad \frac{1}{s^g} \rightarrow -g \cdot 90^o$$

- zero "a sinistra" la fase aumenta di 90^o ;
zero "a destra" la fase diminuisce di 90^o ;
polo "a sinistra" la fase diminuisce di 90^o ;
polo "a destra" la fase aumenta di 90^o .

Regolo delle fasi:

Il tipico diagramma di Bode della fase che facciamo è una approssimazione asintotica che può variare molto rispetto al vero e proprio grafico. Il regolo delle fasi è utilizzato per calcolare la fase esatta (senza approssimazione asintotica) per una specifica frequenza $\bar{\omega}$ calcolando il contributo che ciascun polo e ciascun zero apporta a quella data frequenza $\bar{\omega}$.

I passaggi da seguire sono i seguenti:

- Si disegna il diagramma di Bode della fase approssimato;
- Si pone il regolo delle fasi con la freccia dei 45 gradi sulla $\bar{\omega}$ di cui si desidera calcolare la fase;

- Lungo il regolo si leggono i contributi (in modulo) di ogni polo e zero in corrispondenza delle loro frequenze d'angolo;

- Per calcolare la fase nel punto $\bar{\omega}$ è ora sufficiente combinare i valori trovati al punto precedente (ricordando di aggiungere il segno corretto e di moltiplicarli per il numero di poli o zeri presenti), inoltre bisogna ricordarsi anche il valore di partenza della fase che ovviamente nel regolo non è espresso.

38 Diagramma polare

A differenza dei diagrammi di Bode, i diagrammi polari non hanno metodi comodi per tracciarne l'andamento. Possiamo però comprenderne l'andamento tramite un'analisi del comportamento asintotico per $\omega \rightarrow 0^+$ e per $\omega \rightarrow \infty$ e tramite un'analisi dell'aspetto qualitativo.

Quindi studiamo la generica funzione di trasferimento $G(s)$ nella classica forma con cui la analizzeremmo per Bode.

- per $\omega \rightarrow 0$:
 - se $g = 0$: $G(0) = \mu$;
 - se $g < 0$: $G(0) = 0$;
 - se $g > 0$: il diagramma polare "parte all'infinito", dalla direzione $-90^o \cdot g$;
- per $\omega \rightarrow \infty$:
 - se il numero di poli di $G(s)$ è $>$ del numero di zeri di $G(s) \rightarrow$ il diagramma polare finisce nell'origine;
 - se il numero di poli di $G(s)$ è uguale al numero di zeri di $G(s) \rightarrow$ il diagramma polare finisce su un asse.
- in generale l'andamento del diagramma polare si può dedurre dai diagrammi di bode del modulo e della fase, ricordando che il modulo è la distanza dall'origine e la fase è l'angolo.

39 Ritardi

Analizziamo gli effetti di un ritardo applicato a una funzione di trasferimento. Prendiamo $G(s) = \frac{N(s)}{D(s)}e^{-s\tau} = G_R(s)e^{-s\tau}$, in cui $G_R(s)$ rappresenta la dianmica razionale (cioè una tipica funzione di trasferimento) e $e^{-s\tau}$ un ritardo.

$$G(j\omega) = G_r(j\omega)e^{-j\omega\tau} = \begin{cases} |G(j\omega)| = |G_R(j\omega)| \\ arg(G(j\omega)) = arg(G_R(j\omega)) - \omega\tau \end{cases}$$

Notiamo che il ritardo non ha effetti sul modulo, ma solo sulla fase con il termine $-\omega\tau$ che è espresso in radianti (**oss.** Errore tipico è scordarsi di trasformare le radianti in gradi).

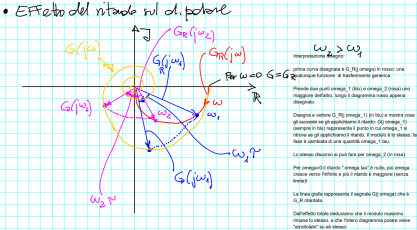
Quindi gli effetti del ritardo sul diagramma di Bode del modulo sono nulli, mentre sul diagramma di Bode della fase il ritardo ha un contributo lineare $-\omega\tau$, che in scala logaritmica è rappresentato da un esponenziale.

Ai fini pratici (in esame) l'unica cosa che ci può essere richiesta è il calcolo della fase di una funzione di trasferimento ritardata tramite il regolo delle fasi. Per farlo studiamo la funzione di trasferimento ignorando il ritardo e calcoliamo $arg(G(j\omega))$ normalmente con il regolo delle fase,

infine ci basta sottrarre $\omega\tau$ (RADIANTI! ricordati di trasformarli in gradi, cioè moltiplicare per $\frac{180^o}{\pi}$).

L'effetto grafico che si ha su un diagramma polare a causa di un ritardo è che l'intero diagramma polare viene "arrotolato su sè stesso".

[immagine dagli appunti del prof]



Data $G = \frac{N}{D}e^{-j\omega\tau}$ ci sono due casi possibili:

- Caso in cui il grado di D sia maggiore del grado di N : il diagramma polare di G dinisce nell'origine con fase tendente a $-\infty$, quindi il diagramma si arrotola su sè stesso come una spirale;
- Caso in cui il grado di D sia uguale al grado di N : il modulo è costante e la fase tende a $-\infty$, quindi il diagramma diventa una circonferenza percorsa infinite volte.

40 Funzioni fondamentali di un anello di controllo

- funzione di traferimento d’anello (aperto) $L(s) := R(s) \cdot P(s)$;
- funzione di sensitività complementare $T(s) := \frac{L(s)}{1+L(s)}$;
- funzione di sensitività $S(s) := \frac{1}{1+L(s)}$;
- funzione di sensitività del controllo $Q(s) := \frac{R(s)}{1+L(s)}$
- $\frac{Y}{W} = \frac{L}{1+L} = T$;
- $\frac{Y}{D_r} = -\frac{L}{1+L} = -T$;
- $\frac{Y}{D_a} = \frac{1}{1+L} = S$;
- $Y = T \cdot W + S \cdot D_a - T \cdot D_r = T \cdot W + S \cdot D_a - T \cdot D_r$.

41 Stabilità di sistemi retroazionati

41.1 Diagramma di Nyquist

Percorso di Nyquist: Curva chiusa costituita dall'intero asse immaginario e da una semicirconferenza di raggio infinito giacente nel semipiano destro. Se $G(s)$ ha poli a parte reale nulla, il percorso di Nyquist viene modificato evitando tali poli con semicirconferenze di raggio infinitesimo giacenti nel semipiano destro. Il percorso di Nyquist è percorso in senso antiorario.

Diagramma di Nyquist: Costituito dal diagramma polare e della sua immagine speculare rispetto all'asse reale.

41.2 Stabilità asintotica

Il numero di giri antiorari del diagramma di Nyquist di $G(s)$ attorno all’oigine è **uguale** al numero di poli di $G(s)$ circondati dal suo percorso di Nyquist in senso orario **meno** il numero di zeri di $G(s)$ circondati dal suo percorso di Nyquist in senso orario.

Detto $L(s) = R(s) \cdot P(s)$, allora:

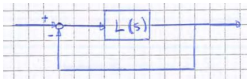
il numero di giri del diagramma di Nyquist di $L(s)$ attorno al punto -1 è **uguale** al numero di poli di $L(s)$ con $Re > 0$ **meno** il numero di poli dell’anello chiuso con $Re > 0$.

Poichè per avere la **stabilità asintotica** dell'anello chiuso si vuole che il numero di poli dell'anello chiuso con $Re > 0$ sia uguale a zero, si ha che deve essere:

numero di iri del diagramma di Nyquist di $L(s)$ attorno al punto -1 è **uguale** al numero di poli di $L(s)$ con $Re > 0$.

41.3 Criterio di Nyquist

Considerando il sistema dinamico:



- Si tracci il diagramma di Nyquist di $L(s)$;
- Sia P_D il numero di poli di $L(s)$ con $Re > 0$;
- Sia N il numero di giri antiorari del diagramma di Nyquist di $L(s)$ attorno al punto -1 dell'asse reale; se il diagramma di Nyquist passa per il punto -1 si dirà che N non è ben definito.

Criterio: il sistema in anello chiuso è asintoticamente stabile $\Leftrightarrow N$ è ben definito e $N = P_D$.

- **Caso N non ben definito:**
se N non è ben definito, allora il diagramma di Nyquist passa per -1 , il sistema in anello chiuso ha poli con parte reale nulla, quindi è **non asintoticamnete stabile** (stabile o instabile, ma non si può concludere nulla a proposito).
- **Caso $N \neq P_D$:**
Se N è ben definito ma $N \neq P_D$, il sistema in anello chiuso è sicuramente **instabile**.
- **Caso particolare $P_D = 0$:**
In questo caso per essere asintoticamente stabile deve essere $N = 0$. Si possono in questo caso definire dei margini di stabilità:

- Margine di modulo: $M_m = \min_{\omega} |1 + L(j\omega)|$;
- Margine di guadagno: $K_m = \frac{1}{\alpha}$, dove α è il valore del modulo nel punto in cui interseca l'asse dei reali negativi (\mathbb{R}^-);
- Margine di fase: ω_c : frequenza tache che $|L| = 1$, $\phi_c = \arg(L(j\omega_c))$, $\phi_m = -180 - |\phi_c|$.

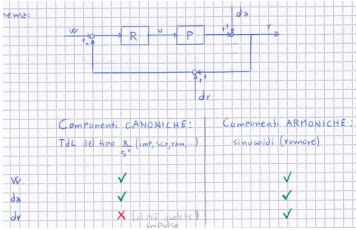
41.4 Criterio di Bode

- Sia $P_D = 0$ (cioè $L(s)$ non ha poli con $Re > 0$);
- Sia il diagramma di Bode del modulo di $L(s)$ tale che intersechi l'asse 0_{dB} una sola volta dall'alto verso il basso (cioè L entra una sola volta nele cerchio unitario e non ne esce più);
- Sia μ_L il guadagno di $L(s)$ e ϕ_m il margine di fase;

Allora il sistema in anello chiuso è asintoticamente stabile se e solo se $(\Leftrightarrow) \mu_L > 0$ e $\phi_m > 0^\circ$

42 Sintesi del controllore in retroazione

SD LTI A TC SISO nell'ipotesi di Bode.



42.1 Progetto statico

- assunto che il sistema AC sia AS.
- Considero le sole componenti canoniche w e d_a
- Calcolo l'errore a transitorio esaurito con il teorema del valore finale:
$$e_\infty = \lim_{t \rightarrow +\infty} e(t) \text{ dove } e(t) := w(t) - y(t).$$
Vediamo i conti da fare:

- caso di influenza di w : si indica con $\frac{E}{W}$ la funzione di trasferimento da W a E ;
$$e_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot W(s) \cdot \frac{E(s)}{W(s)} = s \cdot W \cdot \frac{1}{1+L} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot W \cdot \frac{1}{1 + \frac{\mu g_L}{s g_L} \cdot \frac{1+\dots}{1+\dots}},$$
dove $\frac{1+\dots}{1+\dots}$ va a 1 per $s \rightarrow 0$, da cui ottengo che $\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot W \cdot \frac{s g_L}{s g_L + \mu L}$.
- caso di influenza di d_a : in questo caso si usa $\frac{E}{D_a} = -\frac{1}{1+L}$, e quindi:
$$e_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot D_a(s) \cdot \frac{E(s)}{D_a(s)}$$

infine si sceglie il vincolo più restrittivo tra quello per w e quello per d_a .

- Impongo i vincoli ($e_\infty = 0$ oppure $|e_\infty| < \text{un certo valore}$), e determino condizioni su tipo e/o guadagno di $L(s)$, ricordando che si cerca di avere sempre g_L il minimo necessario e che per le condizioni di Bode si deve avere $\mu_L > 0$.

In generale, ponendo:

$$P(s) = \frac{\mu p}{s g_p \cdot \frac{1+\dots}{1+\dots}};$$
$$R(s) = \frac{\mu r}{s g_r \cdot \frac{1+\dots}{1+\dots}};$$

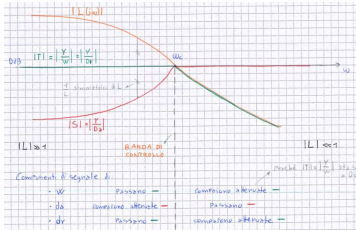
Si ottiene:

$$L(s) = R(s) \cdot P(s) \rightarrow \begin{cases} \mu_L = \mu_r \cdot \mu_p \\ g_L = g_r + g_p \end{cases}$$

Ricordiamo che:

$$\frac{Y}{W} = -\frac{Y}{D_r} = \frac{L}{1+L} = T$$
$$\frac{Y}{D_a} = \frac{1}{1+L} = S$$

42.2 Progetto dinamico



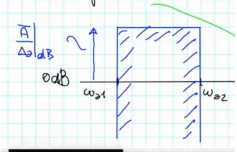
$$T = \frac{Y}{W} = -\frac{Y}{D_r} \text{ componente di } Y \text{ dovuto a } W = \frac{L}{1+L} = \begin{cases} 1 \text{ se } |L| \gg 1 \\ L \text{ se } |L| \ll 1 \end{cases}$$
$$S = \frac{Y}{D_a} = \text{componente di } Y \text{ dovuto a } D_a = \frac{1}{1+L} = \begin{cases} \frac{1}{L} \text{ se } |L| \gg 1 \\ 1 \text{ se } |L| \ll 1 \end{cases}$$

Vincolo sulla velocità di risposta: (ω_c è la frequenza critica, cioè dove L interseca l'asse 0_{dB})
 $\omega_{c_{min}} < \omega_c < \omega_{c_{max}}$, quindi $|L(j\omega)|$ deve tagliare l'asse 0_{dB} entro i limiti posti a ω_c .
nota bene: si cerca inizia sempre la costruzione di $L(s)$ a partire da un tratto con pendenza -1 il più lungo possibile (così avremo il vantaggio di avere un margine di fase maggiore).
Vincolo sul grado di stabilità (e assenza di oscillazioni): $\phi_m > \text{un determinato valore}$ (si verifica con il regolo delle fasi). In caso di $P(s)$ con ritardo, allora ricordarsi di tenerne conto nel calcolo della fase critica (che serve per il calcolo del margine di fase) con la solita formula $-\omega_c \tau$.

Vincolo sulla reiezione di un disturbo in andata: un disturbo sinusoidale (le componenti canoniche sono state gestite nel progetto statico) $d_a(t) = A \sin(\omega_a \cdot t)$ con $|A| < \bar{A}$ e $0 \leq \omega_{a1} \leq \omega_a \leq \omega_{a2} \leq \omega_c$, deve produrre asintoticamnete (per $t \rightarrow \infty$) su y un effetto di ampiezza non superiore a Δ_a (ampiezza del massimo effetto che tollero).

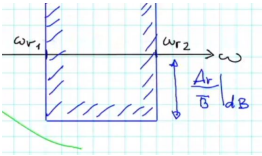
Per rispettare il vincolo occorre che nella banda su cui insiste il disturbo (da ω_{a1} a ω_{a2}), il modulo della funzione di trasferimento dal disturbo d_a all'uscita y sia più piccolo di $\frac{\text{"max ampiezza accettabile dell'effetto su } y}{\text{max ampiezza possibile del disturbo}}$.
In definitiva bisogna che:

$$|L(j\omega)| > \frac{\bar{A}}{\Delta_a} \text{ per } \omega_{a1} \leq \omega \leq \omega_{a2}$$



Vincolo sulla reiezione di un disturbo in retroazione: un disturbo sinusoidale $d_r(t) = B \cdot \sin(\omega_r \cdot t)$ con $|b| < \bar{B}$ e $\omega_c < \omega_{r1} \leq \omega_r \leq \omega_{r2} \leq \infty$, deve produrre asintoticamente (per $t \rightarrow \infty$) su y un effetto di ampiezza non superiore a Δ_r . In definitiva bisogna che:

$$|L(j\omega)| < \frac{\Delta_r}{\bar{B}} \text{ per } \omega_{r1} \leq \omega \leq \omega_{r2}$$



In conclusione occorre trovare "per tentativi" una funzione di trasferimento $L(s)$ che:

- se $P(s)$ ha un ritardo, anche nella formula finale di $L(s)$ sarà presente (!!);
- rispetti i vincoli del progetto statico;
- rispetti i vincoli del progetto dinamico;
- contenga eventuali zeri di $P(s)$ nel semipiano destro ($R(s)$ non li cancelli): **no cancellazioni nel semipiano destro!**. $P(s)$ è solitamente un dato del problema, dunque si controlla subito se ci sono zeri nel semipiano destro, se ci sono, sappiamo che di sicuro li avremo anche in $L(s)$, e di conseguenza dobbiamo costruirlo tenendolo in mente.
- produca un margine di fase ϕ_m adeguato;
- abbiamo un grado relativo almeno pari a quello di $P(s)$ (altrimenti $R(s)$ viene con più zeri che poli);
- abbia meno zeri e poli possibile.

Fatto ciò si trova $R(s) = \frac{L(s)}{P(s)}$.

42.3 Sistema dinamico (AS) "a fase minima"

Un SD LTI a TC AS è a fase minima se:

- no zeri nel semipiano destro;
- no ritardi

Se un sistema è a fase minima, il DBF si può dedurre dalla conoscenza del DBM e del segno del guadagno, perchè tutti i poli/zeri sono nel semipiano sinistro e non ci sono ritardi, quindi, DBF inizia da 0° se $\mu > 0$ o da -180° se $\mu < 0$, e poi un polo è -90° e uno zero è $+90^\circ$.
Inoltre, se un SD a fase minima e con $\mu u > 0$ ha il DBM con un lungo tratto a pendenza -1 , allora nella parte centrale di quel tratto, la sua fase è circa -90° , questo motiva il "tratto lungo a pendenza -1 attorno a ω_c ".

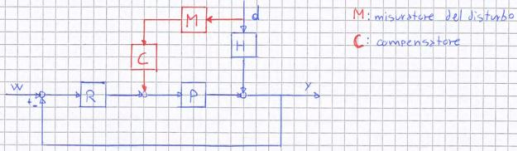
Anche nel caso non a fase minima rimane una buona idea, purchè gli zeri a destra siano a $\omega > \omega_c$ e il contributo si eventuali ritardi non sia eccessivo.

43 compensazione di un disturbo misura-

bile

Se d ha componenti così veloci che la retroazione non può contrastarle e non è possibile/opportuno aumentare ω_c , allora faccio la compensazione.

La compensazione serve se $\omega_d \leq \omega_c$, ma in realtà anche solo se sono vicini.



$$C_{ID} : \frac{Y}{D} = 0 \Rightarrow \frac{Y}{D} = \frac{H+MCD}{1+RCP} = 0 \Rightarrow H + MCP = 0 \Rightarrow C_{ID} = -\frac{H}{MP}.$$

Tuttavia C_{ID} può non essere realizzabile se:

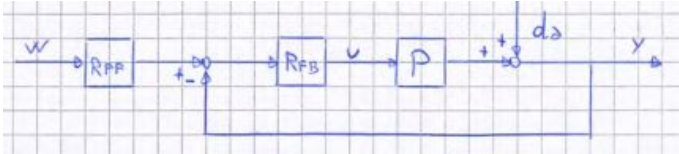
- C_{ID} ha più zeri che poli (non realizzabile);

- C_{ID} è instabile: H è AS per definizione (essendo fuori anello, deve esserlo), ma P può avere zeri nel semipiano destro.

Se C_{ID} non si può implementare, occorre conoscere un limite superiore ω_d per la banda del disturbo (cioè d non ha componenti di segnale per $\omega > \omega_d$) e trovare una funzione di trasferimento $C(s)$ reale realizzabile (aggiungere poli o togliere zeri per rendere realizzabile il controllore, solitamente dopo due decadi da ω_d) e AS tale che $C(j\omega) \sim C_{ID}(j\omega)$ per $\omega \leq \omega_d$ in modulo e fase.

A livello pratico: si cerca di ottenere un $L(s) = \frac{\omega_c}{s}$ (o almeno è approssimabile così nei pressi di ω_c), da qui si trova $R(s)$. Calcoliamo ora $C_{ID} = -\frac{H}{M\overline{P}}$ e guardiamo se è realizzabile. Se lo è siamo a posto, se non lo è: tracciamo il diagramma di Bode del modulo di C_{ID} e ci sengamo la banda del disturbo (che arriva fino a ω_d) e andiamo avanti di due decadi da ω_d . Da qui si possono aggiungere poli e/o togliere zeri per costruire un C_{RE} realizzabile.

44 Controllo a due gradi di libertà



$$\frac{Y}{D_a} = \frac{1}{1+R_{FB} \cdot P}$$

$$\frac{Y}{W} = \frac{R_{FF} R_{FB} P}{1+R_{FB} P}$$

45 Cenno al progetto del regolatore in condizioni d'incertezza

Cosa succede se il modello $P(s)$ non è una descrizione esatta del processo?

Per esempio se $P(s) = P_n(s) + \Delta P(s)$, dove $P_n(s)$ è l'unico elemento a noi noto e sappiamo $|\Delta P(j\omega)| < f(\omega)$ con $f(\omega)$ nota.

Siamo in ipotesi di Bode e in particolare P_n non ha poli con $Re > 0$ e nemmeno $P_n + \Delta P$.

Il sistema nominale (AC con P_n e il regolatore R progettato su P_n) è AS.

Voglio trovare condizioni su $|\Delta P(j\omega)|$ che garantiscano la stabilità asintotica dell'anello chiuso in sua presenza.

Una condizione sufficiente per la robustezza dell'AS dell'AC a fronte di perturbazioni di modello additive è $|R\Delta P| < |1 + L_n|$ e $|\Delta P| < |\frac{1+L_n}{R}| = |\frac{1}{Q_n}|$.

Allora se possiedo una $f(\omega)$ progetterò $R(s)$ in modo che $f(\omega) < |\frac{1}{Q_n}|$ per ogni ω .

46 Regolatore PID

Legge di controllo ideale :

$$u(t) = u_P + u_I + u_D = k_P \cdot e(t) + k_I \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + k_D \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

46.1 Azione proporzionale P

Ruolo: garantire una risposta pronta a reiezioni dell'errore.

$u_P = k_P \cdot e \rightarrow$ "più errore, più azione di controllo".
Se u è soltanto u_P , abbiamo $u \neq 0 \Leftrightarrow e \neq 0$ (male).

Se u non è soltanto u_P , abbiamo $u = u_P + \bar{u}$ e quindi scegliamo \bar{u} in modo tale che $e = 0$, da notare che \bar{u} dipende dal set point (il valore desiderato w).
Per calcolare \bar{u} , supponiamo $\mu_P > 0$, otteniamo che se $e = 0$, ho già trovato quello che cerco, se $e < 0$ allora deve crescere, se $e > 0$ allora deve decrescere. Notiamo quindi che \bar{u} è proporzionale all'integrale dell'errore $\int e dt$.

46.2 Azione integrale I

Ruolo: garantire errore nullo a regime.

$u_I = k_I \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau$, se il sistema in AC va a regime (costante), allora in presenza di azioni I l'errore è nullo.

46.3 Azione derivativa D

Ruolo: "anticipare" l'errore.

$$\tilde{e}(\bar{t} + T_d) = e(\bar{t}) + \frac{de(t)}{dt} \Big|_{t=\bar{t}} \cdot T_d$$
, dove il termine $\frac{de(t)}{dt} \Big|_{t=\bar{t}} \cdot T_d$ è la variazione prevista di $e(t)$ sull'orizzonte T_d .

$u_D = k_D \cdot \frac{de(t)}{dt}$ è proporzionale alla variazione prevista dell'errore: T_d è l'orizzonte di questa predizione e K è il fattore di proporzionalità.

46.4 Forme alternative della legge di controllo PID

- vediamo u trasformata secondo Laplace in forma ISA IDEALE (2 zeri e 1 polo):

$$U = (k_P + \frac{k_I}{s} + k_D \cdot s)E = K(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d) \cdot E = K \left(\frac{sT_i + 1 + s^2T_iT_d}{sT_i} \right) \cdot E$$

con $K = k_P$ "guadagno", $k_I = \frac{k_P}{T_i}$, $k_D = k_P T_D$, T_i tempo integrale e T_d tempo derivato.

- Forma ISA reale a un grado di libertà:

$$U = K \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + s\frac{T_d}{N}} \right)$$

- Forma ISA reale a due gradi di libertà:

$$U = K \left(bW - Y + \frac{1}{sT_i}(W - Y) + \frac{sT_d}{1 + s\frac{T_d}{N}}(cW - Y) \right)$$

con b pesi del set point nelle azioni P , e c pesi del set point nelle azioni D .

Riassumendo:

- PID: regolatore con 2 zeri e 2 poli (di cui uno nell'origine): $\mu \cdot \frac{(1+sT_1)(1+sT_2)}{s(1+s\tau)}$;
- PI: regolatore con 1 zero e 1 polo (nell'origine): $\mu \cdot \frac{1+sT}{s} = \mu(\frac{1}{s} + T)$

46.5 Metodi di taratura

modello: μ, T_1, T_2 .
specifiche: $\bar{\omega}_c, \bar{\phi}_m$.

Dato un $P(s) = \frac{\mu}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$ uso le seguenti equazioni per la taratura dei parametri del PID nella forma $R(s) = \mu_R \frac{(1+sT_{R1})(1+sT_{R2})}{s(1+s\tau_R)}$:

- poniamo $T_{R1} = T_1$ e $T_{R2} = T_2$ e ottengo un $L(s) = \frac{\mu\mu_R}{s(1+s\tau_R)}$.
- $\bar{\omega}_c$: $\mu \cdot \mu_R = \bar{\omega}_c \rightarrow \mu_R = \frac{\bar{\omega}_c}{\mu}$;
- $\bar{\phi}_m$: $90^\circ - \arctan^o(\mu\mu_R\tau_R) = \bar{\phi}_m \rightarrow \tau_R = \frac{1}{\mu\mu_R} \tan(90^\circ - \bar{\phi}_m)$

Vediamo ora due metodi di taratura: "IMG PID tuning per processi AS" e "Metodo di Ziegler-Nichols".

46.6 Principio del modello interno (IMC)

- In condizioni nominali (cioè: $M(s) = P(s)$, modello esatto, no incertezza, nessun disturbo) l'anello è aperto (segnale di retroazione è identicamente nullo);
- $Y(s) = F(s)Q(s)P(s)W(s) = F(s)Q(s)M(s)W(s)$;
- se si può porre $Q(s) = \frac{1}{M(s)}$, allora $Y(s) = F(s)W(s)$, per cui si può scegliere $F(s)$ "ad arbitrio", purchè FQ sia realizzabile

46.7 Regola di taratura per IMG PID per processi AS

assumiamo $P(s) = \mu \frac{e^{-s\tau}}{1+sT}$ con $T > 0$ (AS), $\tau \geq 0$ e $\mu > 0$ per comodità.

Ora creiamo Q e F :

- $Q(s) = \frac{1+sT}{\mu}$: inverte quel che posso di $P(s)$, ovvero la parte a fase minima, ma non il ritardo.
- $F(s) = \frac{1}{1+s\lambda}$: almeno un polo sennò QF non è realizzabile e λ è solo il nome di una costante di tempo, come " T ".

$R(s)$ ha la forma: $R(s) = \frac{Q(s)F(s)}{1-Q(s)F(s)M(s)}$. Sostituendo i termini trovati prima otteniamo

$$R = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{1 + sT}{1 + s\lambda - e^{-s\tau}}$$

quindi dobbiamo approssimare $e^{-s\tau}$ con una funzione di trasferimento razionale fratta, per farlo usiamo gli **approssimanti di Padè** (Padè(z, p), con p poli e z zeri):

- Padè (1, 0) = $1 - s\tau$: otteniamo un PI con $R(S) = \frac{1}{\mu} \frac{1+sT}{s(\lambda+\tau)}$, che può essere visto anche nella forma $R(s) = k \frac{1+sT_i}{sT_i}$ con $T_i = T$ e $\frac{k}{T_i} = \frac{1}{\mu(\lambda+\tau)}$ e $k = \frac{T}{\mu(\lambda+\tau)}$.
- Padè (1, 1) = $\frac{1-s\tau/2}{1+s\tau/2}$: otteniamo un PID reale con $R(s) = \frac{1}{\mu(\lambda+\tau)} \frac{(1+sT)(1+s\tau/2)}{s(1+s\frac{\lambda\tau}{s(\lambda+\tau)})}$

46.8 Metodo di Ziegler-Nichols

In anello chiuso:

- si chiude l'anello di controllo con il regolatore PID (i cui parametri devono essere sintetizzati), imponendo nulle leazioni integrale e derivata, cioè $k_I = 0, k_D = 0$.
- Partendo da valori molto piccoli di k_P si effettua un semplice esperimento, consistente nell'applicare un piccolo gradino al segnale di riferimento.
- Si aumenta progressivamente k_P ripetendo di volta in volta l'esperimento finchè non si instaura nell'anello un'oscillazione permanente.
- Detto \bar{k}_P il valore del guadagno proporzionale corrispondente all'oscillazione permanente (guadagno critico) e \bar{T} il periodo di tale oscillazione, si tarano i parametri di un regolatore P, PI o PID sulla base della seguente tabella:

| | K_P | T_i | T_d |
|-----|------------------|-----------------------|---------------------|
| P | $0,5 \bar{K}_P$ | — | — |
| PI | $0,45 \bar{K}_P$ | $\frac{\bar{T}}{1,2}$ | — |
| PID | $0,6 \bar{K}_P$ | $\frac{\bar{T}}{2}$ | $\frac{\bar{T}}{8}$ |

46.9 PID a due gradi di libertà ed effetto dei pesi b e c e di N sugli zeri

Dalla formula ISA:

$$U = R_1 - R_2 = k \left(b + \frac{1}{sT_i} + \frac{csT_d}{1+s\frac{T_d}{N}} \right) W - k \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1+s\frac{T_d}{N}} \right) Y$$

con

$$R_1 = k \left(b + \frac{1}{sT_i} + \frac{csT_d}{1+s\frac{T_d}{N}} \right) W$$

$$R_2 = k \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1+s\frac{T_d}{N}} \right) Y$$

Il problema sono gli $\frac{1}{s}$ nei termini R_1 e R_2 , che rendono il blocco non AS, quindi non si possono

realizzare così.

Per risolvere il problema :

$$R_{FB} = R_2 = K \frac{1+s\left(T_i+\frac{T_d}{N}\right)+s^2T_iT_d\left(1+\frac{1}{N}\right)}{sT_i\left(1+\frac{sT_d}{N}\right)}.$$
$$R_{FF} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{1+s\left(bT_i+\frac{T_d}{N}\right)+s^2T_iT_d\left(c+\frac{b}{N}\right)}{1+s\left(T_i+\frac{T_d}{N}\right)+s^2T_iT_d\left(1+\frac{1}{N}\right)}$$

47 Cenzo al controllo di sistemi instabili

Vedremo 2 casi:

- Sistema del prim'ordine con un polo instabile: es. $P(S) = \frac{\mu}{1-s\tau}$.
Chiuso un primo anello attorno a P col solo scopo di ottenre che tale anello (chiuso) sia AS.
polo: $1 - sT + k\mu = 0$, $S_{polo} = \frac{1+k\mu}{T}$, scelgo un qualunque k tale da rendere $S_{polo} < 0$.
Ora chiudo un secondo anello attorno al primo ponendomi nelle ipotesi di Bode. Ottengo R_2 in modo da avere ω_c, ϕ_m, \dots coi metodi noti.

- Sistema del second'ordine con un polo instabile: es. consideriamo due casi $P_1(s) = \frac{1}{(1+s)(1-5s)}$, $P_2(s) = \frac{1}{(1+5s)(1-s)}$.

- per P_1 : $R_1 = k \Rightarrow L = \frac{k}{(1+s)(1-5s)}$; $\frac{R_1P_1}{1+R_1P_1} = \frac{L}{1+L} = \frac{k}{1-4s-5s^2+k}$, in cui il denominatore ha poli con $Re < 0$ se $k+1 < 0$. Da qui sappiamo cosa fare (vedi caso precedente).
- per P_2 : $R_1 = k \Rightarrow L = \frac{k}{(1+5s)(1-s)}$; $\frac{R_1P_2}{1+R_1P_2} = \frac{k}{-5s^2+4s\dots}$, ci fermiamo perchè non esiste k che lo renda AS. Però il polo sinistro si può cancellare e quindi con R_1 fatto da un polo e uno zero ci si può ripostare al caso P_1 . Nell'esempio si ottiene $R_1(s) = k \frac{1+5s}{1+0,5s}$ e otteniamo $L = \frac{k}{(1+0,5s)(1-s)}$ che rimanda al caso P_1 .

- Criterio 1: più ω_c è grande, più il segnale campionato $y(t)$ conterrà componenti in alta frequenza. Facciamo la pulsazione di campionamento $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ proporzionale a ω_c : $\omega_s = K\omega_c$, con $K \sim 10 - 50$.
- Criterio 2: Ipotizzando di porre ω_s superiore a ω_c , definiamo la frequenza di Nyquist come $\omega_N = \frac{\omega_s}{2}$ (ancora maggiore di ω_c) che rappresenta la massima frequenza rappresentabile con campionamento a passo T_s . Consideriamo ora il modulo di $|L(j\omega_N)|$. In un problema non patologico, alla frequenza di Nyquist ho d_r attenuato (bene), d_a non c'è (bene) e anche w attenuato (va comunque bene, velocità di risposta ok, ho impostato io ω_c), più il $|L(j\omega_N)|$ è piccolo, meno di ha aliasing. Quindi per trovare ω_s si traccia la riga orizzontale a cui si vuole il $|L(j\omega_N)|$, dove interseca $|L|$ ci sarà la frequenza ω_N , si moltiplica per due e si trova ω_s .
- Criterio 3: Il sampling and hold introduce un ritardo di $\frac{T_s}{2}$, che non cambia ω_c , ma riduce ϕ_m di $\omega_c \frac{T_s}{2}$. Quindi il vincolo da imporre è: $\omega_c \frac{T_s}{2} <$ di un certo valore (da notare che $\omega_c \frac{T_s}{2}$ è in radianti!).
- Criterio 4: T_s molto minore (diciamo non oltre a $\frac{1}{5}$) della più piccola costante di tempo presente nel regolatore.

Mancano ora solo le considerazioni sul ritardo introdotto dal calcolatore che calcola $U^*(k)$. L'algoritmo si divide in:

- Lettura degli ingressi (consideriamo un tempo trascurabile);
- Calcolo del controllo (questo passaggio è variabile, ha una durata che dipende da progetto a progetto);
- Scrittura delle uscite (consideriamo un tempo trascurabile);

Consideriamo il tempo di calcolo τ_C e vediamo i tre casi possibili:

- caso 1: τ_C è variabile, ma molto minore di T_s (tutto ok);
- caso 2: τ_C costante, ma non trascurabile rispetto a T_s (problema);
- caso 3: τ_C variabile e non trascurabile rispetto a T_s (problema);

per gli ultimi due casi consideriamo il caso pessimo con $\tau_C = T_s$.

Riassumendo

- (caso 1) se solo effetto sampling and hold e ritardo calcolabile trascurabile, allora $\frac{1}{2}\omega_c T_s <$ un certo valore.
- (caso 2 e 3) se ritardo del calcolo non trascurabile, allora $\frac{3}{2}\omega_c T_s <$ un certo valore.