

MARTINA PAGAN

MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO DI UN  
SISTEMA PER LA GENERAZIONE DI UN'ONDA DI  
MAREA ARTIFICIALE PER ESPERIMENTI DI  
IDRO-MORFODINAMICA



Università degli Studi di Padova

Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Automazione

MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO DI UN SISTEMA PER LA  
GENERAZIONE DI UN'ONDA DI MAREA ARTIFICIALE PER  
ESPERIMENTI DI IDRO-MORFODINAMICA

CANDIDATO: MARTINA PAGAN



RELATORE: ALESSANDRO BEGHI  
CORRELATORE: MIRCO RAMPAZZO  
CORRELATORE: LUCA CARNIELLO

DEI - Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Padova, 11 Luglio 2017

Martina Pagan: *Modellizzazione e Controllo di un Sistema per la Generazione di un'Onda di Marea Artificiale per Esperimenti di Idro-Morfodinamica*,  
© Padova, 11 Luglio 2017

## SOMMARIO

---

Molti ambienti costieri sottoposti all'azione periodica della marea sono incisi da complesse reti di canali, in grado di esercitare un forte controllo sull'idrodinamica, sul trasporto dei sedimenti e sulla circolazione interna dei nutrienti. Una conoscenza migliore della ontogenesi e dei principali processi morfodinamici che guidano l'evoluzione nel lungo periodo delle reti di canali a marea può fornire conoscenze fondamentali per la conservazione di tali sistemi, soggetti agli effetti dei cambiamenti climatici e degli interventi antropici.

Presso il Dipartimento di Ingegneria Civile e Ambientale (DICEA) dell'Università degli Studi di Padova è presente un laboratorio dotato di un apparato sperimentale progettato per riprodurre in scala ridotta una laguna sottoposta all'azione di un'onda di marea, allo scopo di approfondire la conoscenza dei principali processi responsabili dell'ontogenesi delle reti di canali che solcano i bacini a marea. Gli esperimenti permettono l'analisi su modello fisico in scala ridotta dei processi di formazione e sviluppo di una rete di canali in una laguna. Vale la pena notare che nell'ambito dell'apparato sperimentale, il sistema di generazione del fenomeno dell'onda di marea artificiale riveste un ruolo cruciale. In particolare, dalle prestazioni del sistema di controllo che pilota l'apparato di generazione dell'onda dipendono gli esiti dell'intero esperimento. Assicurare la stabilità e le prestazioni del controllore all'interno di un esperimento che può durare anche mesi risulta di fondamentale importanza.

Al fine di analizzare, progettare, e verificare le prestazioni del sistema di controllo ci si giova di un ambiente di simulazione sviluppato in Matlab/Simulink. In particolare si è sviluppato un modello fisico del sistema in esame di complessità adeguata per risolvere il problema del controllo. Il modello è stato successivamente calibrato noti i parametri caratteristici dell'apparato sperimentale.

Il sistema di controllo e i relativi algoritmi devono garantire che si generi una onda di marea artificiale di assegnate caratteristiche; sostanzialmente il problema di controllo è quello di inseguimento di un riferimento assegnato. Il problema è stato affrontato sia con un approccio a catena aperta che a catena chiusa. In questo secondo caso si è utilizzato sia un regolatore standard di tipo PID sia un regolatore PID *intelligente* (iPID).

Nella prima parte si descrivono brevemente i vari componenti dello apparato sperimentale (Capitolo 1) per poi esporre più dettagliatamente la struttura della lagunetta (Capitolo 2). La seconda e la terza parte della tesi, invece, si articolano su due importanti aspetti: la modellizzazione e il controllo.

La modellizzazione (Capitolo 3) si occupa di creare un modello completo dell'apparato sperimentare, fondendo due diversi tipi di approcci: l'approccio acausale utilizzando la libreria di componenti di Simscape di Matlab per descrivere l'azionamento elettrico (Capitolo 3.3) e l'approccio causale con le librerie standard Simulink per descrivere le equazioni delle onde (Capitolo 3.4). In entrambi è presente una sottosezione in cui avviene la calibrazione del modello.

La parte che si occupa del controllo ne descrive i due tipi principali: *open-loop* (Capitolo 4) e *closed-loop*. Fra i controlli ad anello chiuso ci focalizza sulla descrizione e il confronto fra il PID classico (Capitolo 5.1) e l'iPID (Capitolo 5.2), più versatile del primo perché in grado di controllare sistemi in cui le caratteristiche del *plant* variano in modo significativo.

Nel Capitolo 7 vengono presentate le conclusioni e introdotti possibili sviluppi futuri, visti come estensione di questo lavoro di tesi.

## ABSTRACT

---

Many coastal environments subject to periodic tidal action are engraved by complex canal networks, which can exert strong control over hydrodynamics, sediment transport, and nutrient circulation. Better knowledge of ontogenesis and major morphodynamic processes that guide the long-term evolution of tidal canal networks can provide basic knowledge for the conservation of such systems, subject to the effects of climate change and antropic interventions.

At the Department of Civil Engineering and Environmental Engineering (DICEA) of the University of Padua there is a laboratory equipped with an experimental system designed to reproduce on a small scale, a lagoon subjected to the action of a tidal wave, in order to deepen the knowledge of the main processes responsible for the ontogenesis of channel networks that plow the tide basins. Experiments allow the analysis on a small scale physical model of the processes of training and development of a network of channels in a lagoon. It is worth noting that in the experimental system, the artificial tidal wave generation system plays a crucial role. In particular, the performance of the control system that drives the wave generation system depends on the outcome of the entire experiment. Ensuring the stability and performance of the controller within an experiment that may last for months is also of paramount importance.

In order to analyze, design, and verify the performance of the control system, it is a simulation environment developed in Matlab/Simulink. In particular, a physical model of the system under consideration has been developed to correct the problem of control. The model was subsequently calibrated with known characteristic parameters of the experimental apparatus.

The control system and its algorithms must ensure that an artificial tidal wave of assigned characteristics is generated; Basically the control problem is to track an assigned reference. The problem was addressed either with an open chain or closed chain approach. In this second case, both a standard PID type controller and a PID emph intelligent controller (iPID) have been used.

The first part briefly describes the various components of the experimental system (Chapter 1) to further expose the structure of the lagoon (Chapter 2). The second and third parts of the thesis, however, articulate on two important aspects: modeling and control.

Modeling (Chapter 3) is an attempt to create a complete model of the experimental system, merging two different approaches: the acausal approach using the Matlab Simscape Component library to describe the electrical workout (Chapter 3.3 ) and the causal approach with the Simulink standard libraries to describe wave equations (Chapter

3.4). In each case, there is a subsection in which the model calibration occurs.

The part that deals with the control describes the two main types: open-loop (Chapter 4) and closed-loop. Among the closed loop controls focuses on the description and comparison between the classic PID (Chapter 5.1) and the iPID (Chapter 5.2), more versatile than the first because it can control systems where the features of the plant vary significantly.

Chapter 7 presents the conclusions and introduces possible future developments, seen as an extension of this thesis work.

# CONTENTS

---

<b>I</b>	<b>APPARATO SPERIMENTALE</b>	<b>1</b>
1	DESCRIZIONE DELL'APPARATO SPERIMENTALE	3
1.1	La lagunetta	3
1.2	L'azionamento	4
1.3	NI CompactRIO	5
2	LA LAGUNETTA	7
2.1	Caratteristiche generali	7
2.2	Applicazione al reale dei dati Sperimentali	11
2.2.1	Similitudine idrodinamica	12
<b>II</b>	<b>MODELLIZZAZIONE DELL'APPARATO SPERIMENTALE</b>	<b>19</b>
3	MODELLISTICA	21
3.1	Introduzione	21
3.1.1	Modello Procedurale o Causale	21
3.1.2	Modello Dichiarativo o Acausale	22
3.2	Confronti tra i due approcci	23
3.2.1	Esempio	24
3.2.2	L'approccio Misto	25
3.3	Modello dell'Azionamento	25
3.3.1	Lo stepper motor	25
3.3.2	Il driver	28
3.3.3	La trasmissione	28
3.3.4	Calibrazione	30
3.3.5	Le specifiche sui blocchi Simscape™	35
3.4	Modello dell'onda di marea	38
3.4.1	Bocca a stramazzo a parete sottile o di "Bazin"	38
3.4.2	La generazione dell'onda di marea	39
3.4.3	Calibrazione e Plant	41
<b>III</b>	<b>IL CONTROLLO</b>	<b>45</b>
4	CONTROLLORI OPEN-LOOP	47
4.1	Introduzione	47
4.2	L'effetto sull'acqua	50
4.2.1	Prove	50
5	CONTROLLORI CLOSED-LOOP	55
5.1	Controllori PID	55
5.1.1	Il concetto della retroazione	55
5.1.2	Controllore Proporzionale-Integrativo-Derivativo	59
5.1.3	Discretizzazione di controllori PID	64
5.1.4	Anello di controllo implementato a computer	67
5.1.5	Variazione del riferimento	69
5.2	Il controllo "Model-Free": intelligent-PID	70

5.2.1	Principio Generale	71
5.2.2	Variazione del Riferimento	74
5.2.3	Classico Vs. Intelligent	78
6	IMPLEMENTAZIONE E TEST REALI	81
6.1	Open-Loop	81
6.2	Closed-Loop: PID	86
6.3	Closed-Loop: iPID	89
7	CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI	91
<b>IV</b>	<b>APPENDICE</b>	93
<b>A</b>	<b>APPENDICE</b>	95
A.1	Tabelle	95
A.2	NI CompactRIO 9066	96
A.2.1	NI 9215	97
A.2.2	NI 9472	97
A.2.3	NI 9401	97
A.3	The MathWorks: Simscape™	98
A.3.1	Model and simulate multidomain physical systems	98
A.3.2	Key Features	98
A.4	NI LabVIEW™ : Control Design and Simulation Module	99
A.5	Riferimenti e Disturbi Sinusoidali	99
A.5.1	Precisione in Regime permanente	99
A.5.2	Reiezione di disturbi in regime permanente	100
A.6	Filtro di Butterworth (Secondo Ordine)	102
A.6.1	Filtro di Butterworth Passa-Basso	103
A.6.2	Filtro di Butterworth Passa-Alto	103
A.7	Indici Integrali di Prestazione	105

## LIST OF FIGURES

---

Figure 1	Interconnessione degli strumenti nell'apparato sperimentale.	3
Figure 2	Foto panoramica della lagunetta	4
Figure 4	Motore Schneider Electric-Berger.	4
Figure 3	Parti dell'azionamento elettrico.	5
Figure 5	NI CompactRIO 9066.	5
Figure 6	Planimetria dell'apparato sperimentale.	8
Figure 7	Sezione dell'apparato sperimentale.	9
Figure 8	Variazione della forma e delle dimensioni della bocca adottate nel corso degli esperimenti. a) Bocca di forma rettangolare larga 1m; b) bocca di forma trapezoidale larga 20cm in corrispondenza della superficie iniziale dei sedimenti; c) sezioni di progetto della bocca di forma trapezoidale.	9
Figure 9	Componenti principali della lagunetta nell'apparato sperimentale: a) Rotoli di rete metallica distribuiti al di sopra del tubo di alimentazione, setti verticali in pvc e rete metallica verticale. b) Paratoia con bordo affilato in acciaio. c) Carroponte in alluminio su cui sono montati il laser e la sonda ad ultrasuoni. d) Accoppiamento laser-sonar.	11
Figure 10	Struttura del sistema.	21
Figure 11		24
Figure 12	Misura della curva caratteristica a 1000 step/revolution, tensione nominale $U_N$ e corrente di fase $I_N$ : dove (1) è pull-out torque e (2) è pull-in torque.	26
Figure 13	Blocchi Simscape™ Worm Gear + Leadscrew + Ideal Transational Motion Sensor.	28
Figure 14	Analisi dei valori del potenziometro rispetto al numero di step e all'escursione misurata in m.	31
Figure 15	Legge lineare.	31
Figure 16	Interfaccia grafica FPGA in LabVIEW®	33
Figure 17	Simulazione con velocità standard fissa 16130µs/1000 step.	34
Figure 18	Simulazione con velocità standard fissa 24964µs/1000 step.	34
Figure 19	Simulazione con velocità variabile.	34

Figure 20	Simulazione con velocità variabile.	35	
Figure 21	Modello Simulink/Simscape™ dell'azionamento.		37
Figure 22	Efflusso da uno stramazzo Bazin.	38	
Figure 23	Schema della canaletta con relative misure.		41
Figure 24	Architettura del controller Model-free; $r$ è il segnale di riferimento, $y$ è l'uscita del processo, e $u$ è il segnale dell'attuatore generato dal controllore.	42	
Figure 25	Confronto fra il segnale simulato e misurato.		42
Figure 26	<i>Open-Loop control</i> in Simscape™.	47	
Figure 27	Risposta al riferimento di un gradino in ingresso, posizione paratoia e rotazione angolare in uscita. In simulazione.	48	
Figure 28	Risposta al riferimento sinusoidale in ingresso, posizione paratoia e rotazione angolare in uscita. In simulazione.	49	
Figure 29	Risposta al riferimento di un onda triangolare in ingresso, posizione paratoia e rotazione angolare in uscita. In simulazione.	50	
Figure 30	Valore pelo libero mare rispetto all'altezza della paratoia. Sinusoide.	51	
Figure 31	Valore pelo libero mare rispetto all'altezza della paratoia. Onda Triangolare.	51	
Figure 32	Valore pelo libero mare rispetto all'altezza della paratoia. Somma di sinusoidi.	52	
Figure 33	Disturbo immesso all'ingresso dell'azionamento.		52
Figure 34	Inseguimento pelo libero mare rispetto a riferimento. Con disturbo.	53	
Figure 35	Schema di controllo a catena chiusa senza disturbi.	56	
Figure 36	Caratteristiche del controllore con taratura on/off ideale (A), e modificate con zona morta (B) e isteresi (C).	56	
Figure 37	Caratteristica di un controllore proporzionale. L'ingresso è l'errore $e(t)$ e l'uscita è il segnale di controllo $u(t)$ .	57	
Figure 38	Caratteristica statica del processo. Mostra l'uscita $y$ come una funzione dell'ingresso del processo $u$ in condizioni statiche.	58	
Figure 39	Determinazione dell'equilibrio dalla caratteristica statica del processo e dalla caratteristica di controllo.	59	
Figure 40	Schema di controllo a catena chiusa con disturbi.	61	

- Figure 41 Simulazione di un sistema retroazionato con controllore proporzionale, per diversi valori di  $K$ , indicati in figura. La funzione di trasferimento del processo è  $G_p(s) = (s + 1)^3$ . Il segnale di riferimento è  $r(t) = 1$ . 61
- Figure 42 Implementazione dell'azione integratrice come retroazione positiva. 63
- Figure 43 Simulazione di un sistema retroazionato con controllore PI, per diversi valori di  $T_i$ , indicati in figura. La funzione di trasferimento del processo è  $G_p(s) = (s + 1)^3$ . Il segnale di riferimento è  $r(t) = 1$ . 63
- Figure 44 Interpretazione dell'azione derivatrice come controllo preventivo, dove la predizione è ottenuta dall'estrapolazione lineare. 64
- Figure 45 Simulazione di un sistema retroazionato con controllore PID, per diversi valori di  $T_d$ , indicati in figura. La funzione di trasferimento del processo è  $G_p(s) = (s + 1)^3$ . Il segnale di riferimento è  $r(t) = 1$ . 65
- Figure 46 Anello di controllo implementato a computer. 67
- Figure 47 Modello Simulink® completo del *closed-loop control* PID. 69
- Figure 48 Inseguimento con controllore *closed-loop* PID di riferimento sinusoidale. 70
- Figure 49 Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento a onda triangolare. 70
- Figure 50 Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento a somma di sinusoidi. 71
- Figure 51 Architettura del *Model-free Controller*;  $r$  è il segnale di riferimento,  $y$  è l'uscita del processo, e  $u$  è il segnale dell'attuatore generato dal controllore. 72
- Figure 52 Illustrazione dello schema differenziale. 73
- Figure 53 Prestazioni senza azione di controllo da parte di  $C(z)$ :  $K_P = K_I = K_D = 0$ . 74
- Figure 54 Prestazione con solo l'azione proporzionale:  $K_P = 1$ . 75
- Figure 55 Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento onda triangolare. 75
- Figure 56 Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento sinusoidale. 76
- Figure 57 Modello Simulink® completo dell'architettura *Model-free*. 77
- Figure 58 Disturbo immesso all'ingresso dell'azionamento. 78

Figure 59	Confronto fra PID intelligente e classico, <i>plant</i> originale. 78	
Figure 60	Confronto fra PID intelligente e classico, <i>plant</i> originale, zoom del ritardo. 79	
Figure 61	Confronto fra PID intelligente e classico, con disturbo. 79	
Figure 62	<i>Open-Loop control</i> in LabVIEW™. 82	
Figure 63	Confronto risposta al gradino <i>Open-Loop control</i> : modello (simulata) e sistema (reale). 83	
Figure 64	Confronto risposta a un'onda triangolare <i>Open-Loop control</i> : modello (simulata) e sistema (reale). 84	84
Figure 65	Confronto risposta a un'onda triangolare <i>Open-Loop control</i> : modello (simulata) e sistema (reale). Filtrato. 84	
Figure 66	Confronto risposta a una sinusoide <i>Open-Loop control</i> : modello (simulata) e sistema (reale). 85	85
Figure 67	Confronto risposta a una sinusoide <i>Open-Loop control</i> : modello (simulata) e sistema (reale). Filtrato. 85	
Figure 68	Confronto risposta a una somma di sinusoidi <i>Open-Loop control</i> : modello (simulata) e sistema (reale). 86	
Figure 69	Confronto risposta a una somma di sinusoidi <i>Open-Loop control</i> : modello (simulata) e sistema (reale). Filtrato. 86	
Figure 70	Confronto risposta a una somma di sinusoidi <i>Closed-Loop control</i> PID 87	
Figure 71	<i>Closed-Loop control</i> PID in LabVIEW™. 88	
Figure 72	Confronto risposta a una somma di sinusoidi <i>Closed-Loop control</i> PID 89	
Figure 73	<i>Closed-Loop control</i> iPID in LabVIEW™. 90	
Figure 74	Rapporti di scala delle varie grandezze nei scenari di laguna <i>microtidal</i> , <i>mesotidal</i> e <i>macrotidal</i> . Significato dei simboli: $d$ = rapporto di distorsione; $a$ = ampiezza della marea; $T$ = periodo della marea; $D_0$ = profondità iniziale del bacino; $U_0$ = valore caratteristico della velocità; $L_x$ = lunghezza del bacino; $L_y$ = larghezza del bacino; $C$ = conduttanza; $k_S$ = coefficiente di Gauckler-Strickler. 95	
Figure 75	CompactRIO cRIO-906x Front Panel. 96	

Figure 76	(a) Ipotetico spettro di frequenza di una forma d'onda costituita da un segnale con rumore. (b) Risposta di un filtro passa-basso introdotto per attenuare il rumore. (c) Spettro della forma d'onda in uscita. La componente di rumore in alta frequenza è attenuata. 104
Figure 77	Specifiche risposta al gradino. 105

## LIST OF TABLES

---

Table 1	Confronto tra i due approcci. 24
Table 2	Dati specifici del motore. 26
Table 3	Dati specifici del driver. 29
Table 4	Specifiche blocchi Simscape™. 36
Table 5	Confronto dei ITSE [m <sup>2</sup> s] nelle varie configurazioni del riferimento. <i>Open-loop controller</i> . 52
Table 6	Confronto dei ITSE [m <sup>2</sup> s] nelle varie configurazioni del riferimento. <i>Closed-loop controller</i> PID. 69
Table 7	Confronto dei ITSE [m <sup>2</sup> s] nelle varie configurazioni del riferimento. <i>Closed-loop controller</i> iPID. 76
Table 8	Confronto dei valori di errore integrale fra <i>open-loop</i> , PID intelligente e classico. Somma di sinusoidi. 79
Table 9	Confronto dei valori di ITSE [m <sup>2</sup> s] fra gradino, onda triangolare, senoide e somma di sinusoidi. <i>Open-loop control</i> . 86
Table 10	Simboli. 103



## Part I

### APPARATO SPERIMENTALE

All'interno del Dipartimento di Ingegneria Civile e Ambientale (DICEA) in via Francesco Marzolo, 9 è collocato l'apparato sperimentale, ideato e progettato per effettuare una serie di esperimenti condotti su di un modello fisico a fondo mobile riprodotto in scala ridotta un bacino lagunare ideale, volti a indagare i principali processi morfodinamici responsabili della formazione e dello sviluppo delle reti di canali negli ambienti a marea. Si compone di una parte meccanica e di una parte elettrica, comandata via software.



## DESCRIZIONE DELL'APPARATO SPERIMENTALE

L'apparato sperimentale progettato e costruito presso DICEA il Dipartimento di Ingegneria Civile e Ambientale dell'Università di Padova occupa una superficie totale in pianta di  $10.00 \times 6.20 \text{m}^2$  (Figura 2), e si compone di 3 parti fondamentali:

1. la lagunetta,
2. l'azionamento,
3. e l'hardware National Instruments.

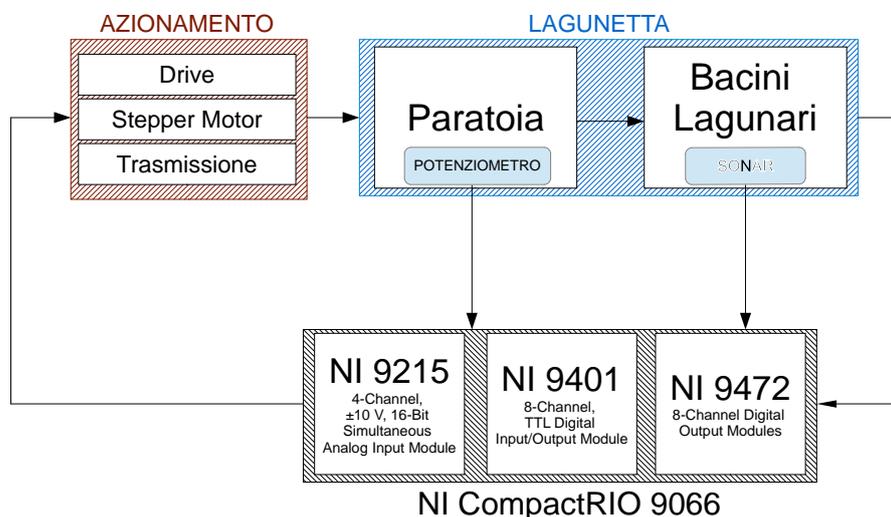


Figure 1: Interconnessione degli strumenti nell'apparato sperimentale.

### 1.1 LA LAGUNETTA

É costituita da due bacini, uno marino e uno lagunare, il primo raccoglie l'acqua lasciata uscire dal secondo e la reintroduce nei serbatoi. Tali serbatoi sono contornati da mattoni impermeabilizzati per evitare che si verifichino delle perdite d'acqua. Il bacino lagunare ha una profondità minore rispetto al bacino marino dove vengono effettuati i test sull'onda di marea e sull'erosione del fondale marino nella creazione dei delta. La marea viene generata facendo variare i livelli di acqua nel bacino, l'onda di marea invece viene generata grazie alla movimentazione verticale di una paratoia in alluminio secondo le formule dello stramazzo Bazin. Le misurazioni del pelo d'acqua vengono effettuate con dei laser e delle sonde a ultrasuoni, montate

su un carroponte in alluminio. La misura dell'altezza della paratoia, invece, viene effettuata con un potenziometro agganciato ad un'asta filettata ai lati delle trasmissioni della paratoia.



Figure 2: Foto panoramica della lagunetta

## 1.2 L'AZIONAMENTO

L'azionamento elettrico in questione è composto da:

- BERGER TLD011F, il drive che invia il segnale di controllo che poi alimenta il motore elettrico [5] (Figura 3a),
- SCHNEIDER ELECTRIC-BERGER 3-phase stepper motor BRS-39AW66oABA, un motore passo-passo che ruotando agisce sul martinetto [3] (Figura 4),
- e una trasmissione UNIMEC TP204B (ad asta filettata traslante), che trasforma un movimento rotativo fornito da un motore elettrico in un movimento lineare di sollevamento verticale [4] (Figura 3b).



Figure 4: Motore Schneider Electric-Berger.

Tale azionamento, permette la movimentazione verticale della paratoia in alluminio (peso stimato circa 50kg) che creerà, appunto, l'onda di marea.



(a) Drive Berger.



(b) Trasmissione Unimec.

Figure 3: Parti dell'azionamento elettrico.

### 1.3 NI COMPACTRIO

I comandi impartiti al motore sotto forma di valori di tensione provengono dal drive, e ancor prima dall'hardware CompactRIO. Esso effettua due tipi di elaborazione del segnale: processore real-time per comunicazione ed elaborazione del segnale e FPGA programmabile dall'utente per implementare controllo ad alta velocità, e temporizzazione e *triggering* personalizzati direttamente nell'hardware. Inoltre, elimina la necessità di utilizzare altri sottosistemi collegandosi direttamente i sensori laser, sonar e potenziometri. Il controllo dell'hardware avviene tramite il software NI LabVIEW. Inoltre, sono presenti tre moduli, per l'elaborazione dei segnali provenienti dai sensori e per l'invio dei comandi al motore, analizzati in modo più dettagliato in Appendice A.2.



Figure 5: NI CompactRIO 9066.



## LA LAGUNETTA

---

### 2.1 CARATTERISTICHE GENERALI

La struttura del sistema è composta principalmente da due serbatoi adiacenti: il primo presenta una forma planimetrica rettangolare e contiene il bacino lagunare e il bacino del mare; il secondo ha una forma a "L" e abbraccia su due lati il primo serbatoio, per cui a una sua estremità si raccoglie l'acqua sfiorata dal primo serbatoio e all'altra estremità si provvede a reintrodurla nel bacino del mare mediante un gruppo di tre pompe fluidodinamiche.

Assumendo a quota 0.00m il fondo delle vasche più profonde, i muri perimetrali della vasca della lagunetta e del mare raggiungono una quota di coronamento massima di +1.50m, mentre quelli della vasca di sfioro e di alloggiamento delle pompe sono posti a una quota di coronamento massima di +1.4 m.

In particolare, il bacino lagunare presenta una superficie di  $5.30 \times 4.00 \text{ m}^2$ , totalmente ricoperta di sedimenti incoerenti per uno spessore di circa 30cm. Poiché la platea della laguna è posta a quota +0.87m, la superficie dei sedimenti raggiunge una quota di circa 1.17m. L'adiacente e più profondo bacino del mare presenta una superficie di  $1.60 \times 4.00 \text{ m}^2$  ed è separato dalla laguna mediante una barriera costituita da pannelli verticali in legno.

I due bacini sono posti in comunicazione tra loro mediante una bocca di larghezza, posizione e forma variabili. In generale, la bocca è collocata in posizione fissa rispetto alla laguna e centrale lungo il lato più corto del bacino lagunare. È possibile invece modificare larghezza e forma della bocca, passando da una sezione rettangolare larga 1m nel primo esperimento, a una bocca di forma trapezoidale larga 20cm in corrispondenza della superficie iniziale dei sedimenti per tutti gli esperimenti successivi (Figura 8).

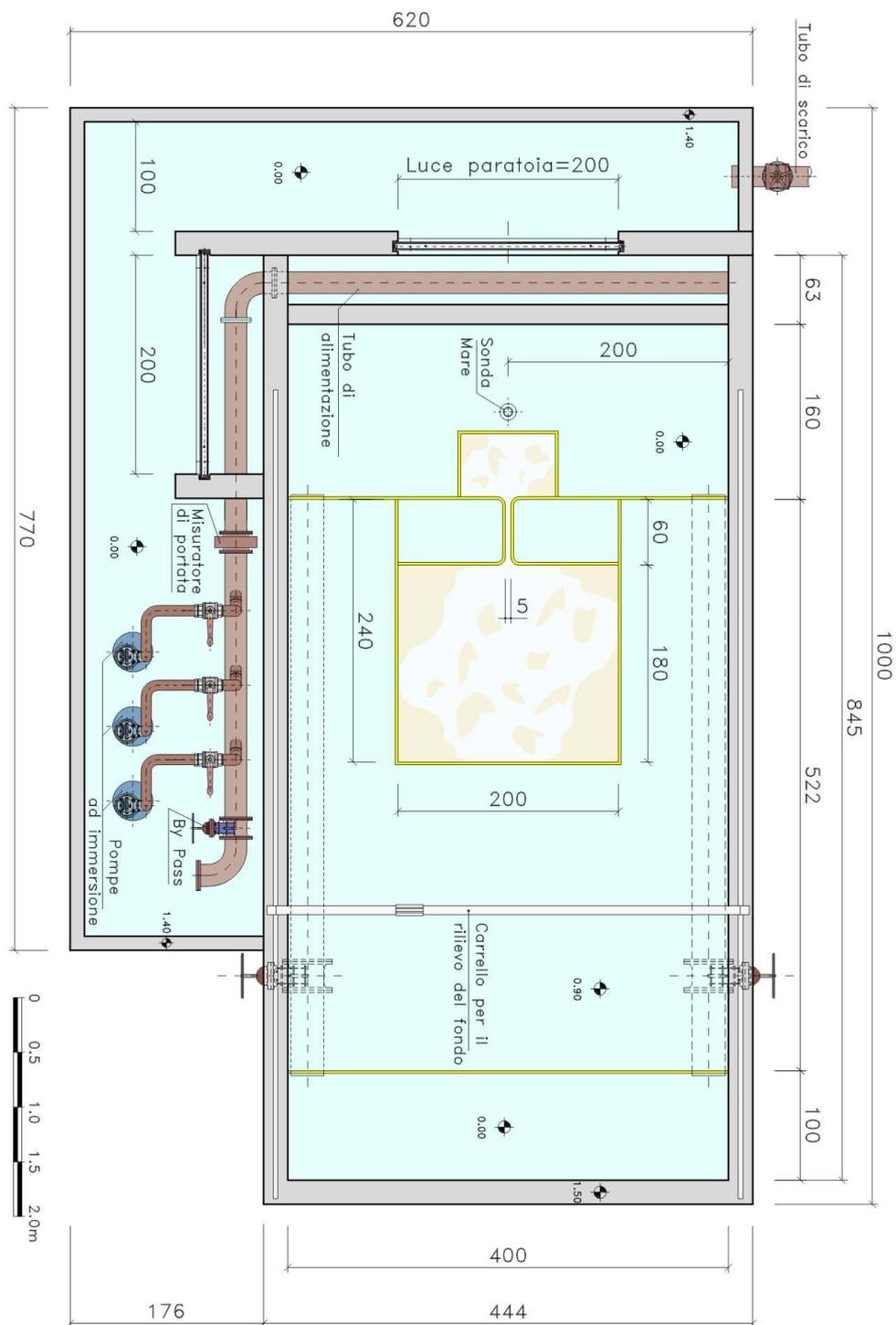


Figure 6: Planimetria dell'apparato sperimentale.

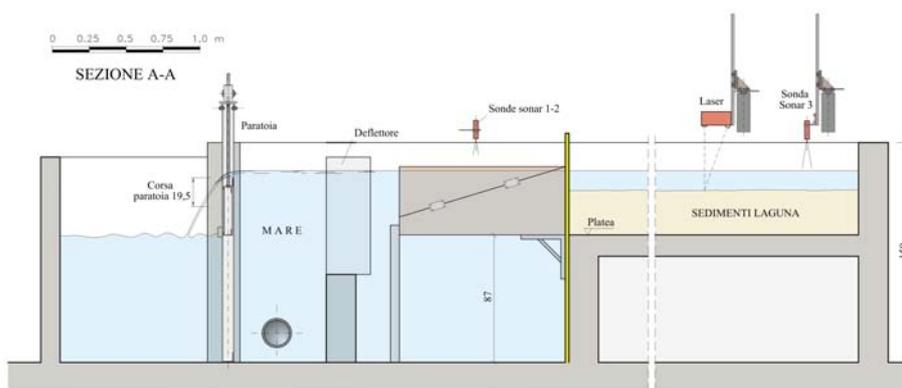


Figure 7: Sezione dell'apparato sperimentale.

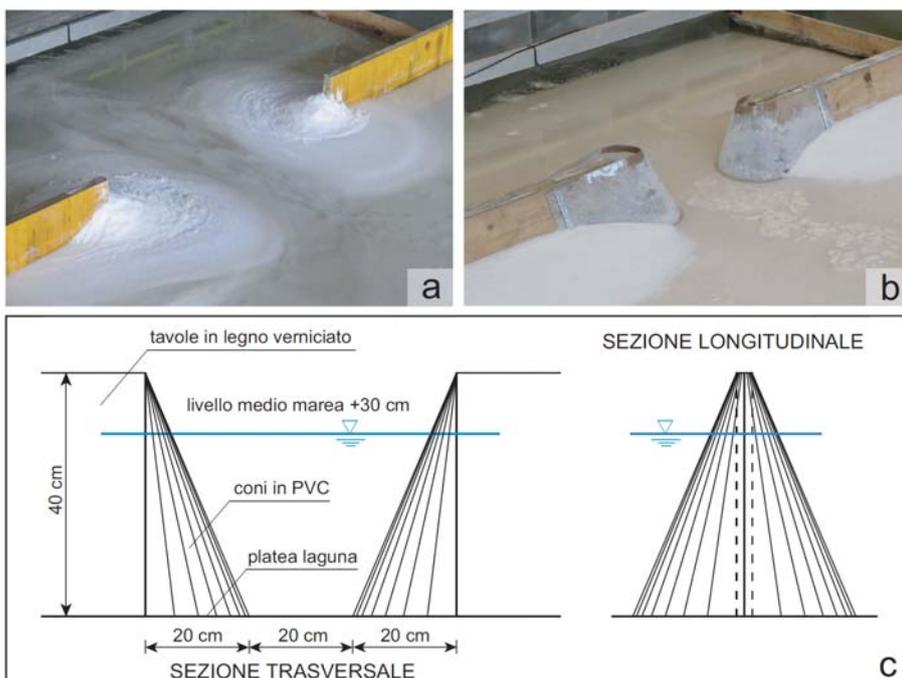


Figure 8: Variazione della forma e delle dimensioni della bocca adottate nel corso degli esperimenti. a) Bocca di forma rettangolare larga 1m; b) bocca di forma trapezoidale larga 20cm in corrispondenza della superficie iniziale dei sedimenti; c) sezioni di progetto della bocca di forma trapezoidale.

Davanti alla bocca è stata ricostruita una spiaggia utilizzando delle tavole multistrato sostenute, lato mare, con tre gambe di acciaio e ancorate sul lato opposto alla laguna mediante quattro mensole metalliche. La spiaggia, di dimensioni  $1.10 \times 2.40 \text{ m}^2$ , è fiancheggiata da due setti laterali, per impedire che le correnti la attraversino in senso trasversale, ed è inizialmente ricoperta di sedimenti, in modo da poter riprodurre la pendenza dolce del fondo del mare.

Diametralmente opposto al bacino del mare, nell'area retrostante la laguna, è collocato un bacino di carico, il quale consente, tramite l'impiego di una valvola controllata nella tubazione idrica, l'afflusso dell'acqua nel sistema. Il bacino di carico e quello del mare sono collegati mediante due tubazioni di diametro  $\Phi = 300\text{mm}$  che corrono sotto la platea della laguna. Le loro estremità sono protette con valvole a *clapet* (i.e. di ritegno a battente) e con rete a maglia metallica molto stretta per evitare che i sedimenti persi dalla laguna, che si depositano nel mare, si disperdano altrove. A questo scopo, è stata collocata una ulteriore rete metallica verticale a maglia molto fitta davanti alla spiaggia (Figura 9a), così da intercettare tutti i sedimenti che nel corso degli esperimenti raggiungono il bacino del mare, impedendo loro di sfiorare nella vasca di alloggiamento delle pompe e di creare potenziali problemi di funzionamento delle pompe stesse. La marea è generata facendo variare i livelli di acqua nel bacino del mare mediante una paratoia con bordo affilato in acciaio la quale, grazie alla presenza di un meccanismo, formato da un martinetto a vite senza fine, e da azionamento elettrico può muoversi verticalmente (Figura 9b). Il mare è alimentato mediante una tubazione di diametro  $\phi = 200\text{mm}$  che corre trasversalmente al bacino del mare. Per evitare che l'alimentazione sia sbilanciata verso una parte del fronte del mare si è provveduto a ridistribuire la corrente avvolgendo la tubazione con una gabbia ad "U" in lamiera forata e ricoprendo quest'ultima con una serie di rotoli di rete metallica (Figura 9a). I rotoli sono stati sistemati in concentrazione maggiore nel punto di sbocco della tubazione e decrescono di numero allontanandosi verso la parte opposta.

Al fine di direzionare adeguatamente la corrente d'acqua e renderla il più possibile perpendicolare alla spiaggia e alla bocca della laguna sono stati posizionati, di fronte alla rete metallica, nove setti verticali in *plexiglas* (Figura 9a). I pannelli sono stati montati su un muretto basso in mattoni forati, che garantisce a sua volta un'alimentazione ben distribuita, in quanto obbliga la corrente a risalire più in alto rispetto al tubo di mandata.

La portata costante in uscita dal tubo di alimentazione del mare è garantita da un sistema di tre pompe a immersione, ognuna delle quali è munita di valvola di ritegno. La portata massima che può garantire ogni pompa è pari a 30l/s.

Per facilitare le manovre di taratura e verifica del sistema da parte dell'operatore, sopra la paratoia, a una quota maggiore del coronamento del modello, corre una passerella realizzata con due putrelle in acciaio e con tavole in legno soprastanti. Tutta la vasca di pompaggio è stata poi ricoperta con un impalcato metallico calpestabile, dal

quale, tramite un'asta metallica uncinata, è possibile aprire, chiudere o parzializzare le valvole delle tre pompe.

Tutti i muri perimetrali del modello sono stati costruiti con mattoni forati e rivestiti con uno speciale intonaco impermeabilizzante per evitare che si verifichino perdite d'acqua incontrollate nel tempo. Per impedire la formazione di fessure, che con il tempo potevano trasformarsi in vere e proprie vie preferenziali per la fuoriuscita d'acqua, tutti i componenti aggiuntivi sono stati fissati alle pareti tramite incollaggio con resina epossidica ad alta resistenza oppure mediante viti con tasselli siliconati. Nel dispositivo, quindi, le uniche perdite d'acqua si verificano per evaporazione, che risulta esigua nei periodi di inattività del modello, ma può essere più importante nel corso degli esperimenti per effetto della temperatura esterna e/o del riscaldamento dell'acqua causato dal prolungato utilizzo delle pompe a immersione.



Figure 9: Componenti principali della lagunetta nell'apparato sperimentale: a) Rotoli di rete metallica distribuiti al di sopra del tubo di alimentazione, setti verticali in pvc e rete metallica verticale. b) Paratoia con bordo affilato in acciaio. c) Carroponte in alluminio su cui sono montati il laser e la sonda ad ultrasuoni. d) Accoppiamento laser-sonar.

## 2.2 APPLICAZIONE AL REALE DEI DATI SPERIMENTALI

L'apparato sperimentale descritto non è stato progettato per simulare in scala ridotta la formazione e il successivo sviluppo di una rete a

marea in particolare, quanto piuttosto per riprodurre nel modo più generale possibile un tipico ambiente a marea.

Generalmente, negli studi condotti mediante modelli in scala ridotta si parte da un ambiente a marea reale (definito d'ora in avanti *prototipo*) che viene scalato mediante le leggi della similitudine meccanica per ottenere un modello sperimentale in scala ridotta. In questo caso verrà applicato un procedimento inverso rispetto a quello che normalmente si adotta: si partirà dalle caratteristiche del modello sperimentale per individuare mediante l'applicazione delle leggi della similitudine a quale ambiente a marea reale esso può essere ricondotto, allo scopo di analizzare se e in quale misura i risultati ottenuti possono essere trasferiti al reale.

In prima analisi si applicheranno le leggi della similitudine idrodinamica, in modo da ricavare i parametri adimensionali che governano il fenomeno di propagazione di un'onda lunga periodica all'interno di un bacino a marea bidimensionale e le leggi che legano i rapporti di scala<sup>1</sup> delle varie grandezze coinvolte, ottenute imponendo il rispetto nel modello e nel prototipo dei parametri adimensionali che governano il fenomeno fisico.

In un secondo momento, trattandosi di un modello a fondo mobile, si valuterà il rispetto dei parametri adimensionali che regolano la similitudine del trasporto solido nel modello e nel prototipo.

### 2.2.1 Similitudine idrodinamica

#### 2.2.1.1 Forma adimensionale delle equazioni delle onde lunghe in acque basse

Il moto della fase fluida in un bacino a marea è governato dalle note equazioni delle onde lunghe in acque basse, ovvero dalle equazioni di conservazione della quantità di moto lungo  $x$  ed  $y$  (1)-(2) e dall'equazione di conservazione della massa (3):

$$\frac{\partial U}{\partial t} + \rho U \frac{\partial U}{\partial x} + \rho V \frac{\partial U}{\partial y} + \gamma \frac{\partial H}{\partial x} + \rho \frac{U \sqrt{U^2 + V^2}}{C^2 D} = 0 \quad (1)$$

$$\frac{\partial U}{\partial t} + \rho U \frac{\partial V}{\partial x} + \rho V \frac{\partial V}{\partial y} + \gamma \frac{\partial H}{\partial y} + \rho \frac{V \sqrt{U^2 + V^2}}{C^2 D} = 0 \quad (2)$$

$$\frac{\partial D}{\partial t} + \frac{\partial(U D)}{\partial x} + \frac{\partial(V D)}{\partial y} = 0 \quad (3)$$

<sup>1</sup> Con il termine *rapporto di scala* si definisce il rapporto tra il valore che una variabile assume sul modello e il valore che la medesima variabile assume sul prototipo. Indicando con  $\psi$  la generica grandezza in esame, il rapporto di scala è caratterizzato dalla seguente forma:  $r_\psi = \psi_m / \psi_p = 1$  (Hughes, 1993).

in cui  $\rho$  e  $\gamma$  rappresentano, rispettivamente, la densità e il peso specifico dell'acqua,  $U$  e  $V$  sono le componenti della velocità mediate sulla verticale lungo le direzioni  $x$  ed  $y$ ,  $H$  è l'elevazione del pelo libero rispetto al piano di propagazione dell'onda di marea,  $D$  è la profondità locale dell'acqua e  $C$  è un parametro adimensionale, esprimibile come:

$$C = \frac{\chi}{\sqrt{g}} = \frac{k_s D^{1/6}}{\sqrt{g}} \quad (4)$$

essendo  $\chi$  il coefficiente di scabrezza secondo Chézy,  $k_s$  il coefficiente di scabrezza secondo Strickler e  $g$  l'accelerazione di gravità.

L'analisi di similitudine è stata condotta adimensionalizzando le equazioni (1), (2) e (3), allo scopo di evidenziare i gruppi adimensionali che governano il fenomeno fisico e di poter ricavare da essi i rapporti di scala, ovvero le relazioni di trasferimento di una grandezza dal modello al prototipo.

Con queste finalità, si introducono le seguenti grandezze adimensionali:

$$(x', y') = \frac{1}{L_0}(x, y) \quad D' = \frac{D}{D_0} H' = \frac{H}{a} \quad \epsilon = \frac{a}{D_0'} \quad (5)$$

$$(U', V') = \frac{1}{U_0}(U, V) \quad t' = \omega t C' = \frac{C}{C_0'} \quad (6)$$

in cui  $L_0$  rappresenta una lunghezza caratteristica sul piano,  $D_0$  è la profondità media del bacino a marea,  $U_0$  è un valore caratteristico di velocità mediato sulla verticale,  $a$  e  $\omega$  rappresentano rispettivamente l'ampiezza e la frequenza angolare della marea imposta,  $\epsilon$  il valore adimensionale dell'ampiezza della marea e  $C_0$  un valore caratteristico del parametro di resistenza.

Inserendo nelle (1), (2) e (3) le grandezze adimensionali (5) - (6) si ottengono le seguenti espressioni:

$$\rho\omega U_0 \frac{\partial U'}{\partial t'} + \rho \frac{U_0^2}{L_0} U' \frac{\partial U'}{\partial x'} + \rho \frac{U_0^2}{L_0} V' \frac{\partial U'}{\partial y'} + \gamma \frac{a}{L_0} \frac{\partial H'}{\partial x'} + \rho \frac{U_0^2}{C_0^2 D_0} \frac{U' \sqrt{U'^2 + V'^2}}{C'^2 D'} = 0 \quad (7)$$

$$\rho\omega U_0 \frac{\partial V'}{\partial t'} + \rho \frac{U_0^2}{L_0} U' \frac{\partial V'}{\partial x'} + \rho \frac{U_0^2}{L_0} V' \frac{\partial V'}{\partial y'} + \gamma \frac{a}{L_0} \frac{\partial H'}{\partial y'} + \rho \frac{U_0^2}{C_0^2 D_0} \frac{V' \sqrt{U'^2 + V'^2}}{C'^2 D'} = 0 \quad (8)$$

$$\omega D_0 \frac{\partial D'}{\partial t'} + U_0 D_0 \frac{\partial U' D'}{\partial x'} + \frac{\partial V' D'}{\partial y'} = 0 \quad (9)$$

Moltiplicando le equazioni (7) e (8) per  $L_0/\gamma a$  risulta:

$$\frac{\omega U_0 L_0}{g a} \frac{\partial U'}{\partial t'} + \frac{U_0^2}{g a} U' \frac{\partial U'}{\partial x'} + \frac{U_0^2}{g a} V' \frac{\partial U'}{\partial y'} + \frac{a}{L_0} \frac{\partial H'}{\partial x'} + \frac{U_0^2}{C_0^2 g D_0 a} \frac{U' \sqrt{U'^2 + V'^2}}{C'^2 D'} = 0 \quad (10)$$

$$\frac{\omega U_0 L_0}{g a} \frac{\partial V'}{\partial t'} + \frac{U_0^2}{g a} U' \frac{\partial V'}{\partial x'} + \frac{U_0^2}{g a} V' \frac{\partial V'}{\partial y'} + \frac{a}{L_0} \frac{\partial H'}{\partial y'} + \rho \frac{U_0^2}{C_0^2 g D_0 a} \frac{V' \sqrt{U'^2 + V'^2}}{C'^2 D'} = 0 \quad (11)$$

Moltiplicando le equazioni (9) per  $(L_0 U_0)/(g \epsilon D_0^2)$  si ottiene:

$$\frac{\omega L_0}{U_0} \frac{1}{\epsilon g D_0} \frac{\partial D'}{\partial t'} + \frac{U_0^2}{g D_0} \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial U' D'}{\partial x'} + \frac{\partial V' D'}{\partial y'} \right) = 0 \quad (12)$$

Raccogliendo le grandezze in gruppi adimensionali, si ricavano le equazioni (1), (2) e (3) in forma adimensionale:

$$S \frac{\partial U'}{\partial t'} + \frac{F_r^2}{\epsilon} \left( U' \frac{\partial U'}{\partial x'} + V' \frac{\partial U'}{\partial y'} \right) + \frac{\partial H'}{\partial x'} + R \frac{U' \sqrt{U'^2 + V'^2}}{C'^2 D'} = 0 \quad (13)$$

$$S \frac{\partial V'}{\partial t'} + \frac{F_r^2}{\epsilon} \left( U' \frac{\partial V'}{\partial x'} + V' \frac{\partial V'}{\partial y'} \right) + \frac{\partial H'}{\partial y'} + R \frac{V' \sqrt{U'^2 + V'^2}}{C'^2 D'} = 0 \quad (14)$$

$$S \frac{\partial D'}{\partial t'} + \frac{F_r^2}{\epsilon} \left( \frac{\partial U' D'}{\partial x'} + \frac{\partial V' D'}{\partial y'} \right) = 0 \quad (15)$$

I parametri adimensionali che compaiono nelle (13), (14) e (15) sono così descritti:

$$F_r^2 = \frac{U_0^2}{g D_0} \quad (16)$$

$$S = \frac{\omega L_0}{U_0 \epsilon} F_r^2 \quad (17)$$

$$R = \frac{L_0}{D_0 C_0^2} \frac{F_r^2}{\epsilon} \quad (18)$$

e rappresentano il *numero di Froude* ( $F_r$ )<sup>2</sup>, l'importanza relativa dell'inerzia locale (S) e dell'attrito (R) rispetto alla gravità.

<sup>2</sup> Il numero di Froude è un gruppo adimensionale che mette in relazione la forza d'inerzia e la forza peso. Esso è definito come la radice quadrata del rapporto fra forza d'inerzia e forza peso. (Wikipedia)

### 2.2.1.2 Criteri di similitudine

Il fenomeno della propagazione di un'onda lunga in acque basse all'interno di un bacino bidimensionale è dunque governato dai parametri adimensionali (16), (17) e (18), che devono mantenere lo stesso valore sia sul sistema reale che sul prototipo (d'ora in poi identificati rispettivamente con il pedice m e p) allo scopo di ottenere una similitudine idrodinamica completa. L'uguaglianza dei gruppi adimensionali (16) - (18) sul sistema e sul prototipo si traduce in una serie di relazioni tra i rapporti di scala delle grandezze che entrano in gioco nei parametri adimensionali via via considerati, definite appunto *criteri di similitudine* (Hughes, 1993).

In particolare, imponendo l'uguaglianza del *numero di Froude* sul modello e sul prototipo ( $F_{rm} = F_{rp}$ ) si ottiene:

$$\frac{U_{0m}}{\sqrt{gD_{0m}}} = \frac{U_{0p}}{\sqrt{gD_{0p}}} \implies \frac{r_u}{\sqrt{\lambda_D}} = 1 \implies \lambda_D = r_u^2 \quad (19)$$

dove si è indicata con  $\lambda_D (= D_m/D_p)$  la scala di riduzione verticale e con  $r_u$  il rapporto di scala della velocità. L'equazione (19) esprime il rispetto della similitudine di Froude tra il modello e il prototipo.

Analogamente, imponendo l'uguaglianza del parametro S ( $S_m = S_p$ ) si ottiene:

$$\frac{\omega_m L_{0m}}{\sqrt{U_{0m} \epsilon_m}} F_{rm}^2 = \frac{\omega_p L_{0p}}{\sqrt{U_{0p} \epsilon_p}} F_{rp}^2 \implies \frac{\lambda r_u}{r_t r_e \lambda_D} = 1 \quad (20)$$

nella quale si è indicata con  $\lambda (L_m = L_p)$  la scala di riduzione planimetrica, con  $r_t$  il rapporto di scala del tempo e con  $r_e$  il rapporto di scala di  $\epsilon$ . Introducendo la (19) nella (20) si ottiene:

$$r_u = \frac{\lambda}{r_t r_e} \quad (21)$$

La validità di quest'ultima equazione implica il rispetto sia sul modello che sul prototipo del rapporto tra le forze inerziali e gravitazionali, ovvero di una seconda condizione di tipo dinamico. Infine, imponendo l'uguaglianza  $R_m = R_p$ :

$$\frac{L_{0m}}{D_{0m} C_{0m}^2} \frac{F_{rm}^2}{\epsilon} = \frac{L_{0p}}{D_{0p} C_{0p}^2} \frac{F_{rp}^2}{\epsilon} \implies \frac{\lambda r_u^2}{\lambda_D^2 r_C^2 r_e} = 1 \quad (22)$$

dove si è indicato con  $r_C$  il rapporto di scala del parametro adimensionale di resistenza. Inserendo la (19) nella (22), si ottiene la seguente relazione:

$$r_C = \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda_D r_e}} \quad (23)$$

che esprime il rispetto del rapporto tra le forze d'attrito e le forze gravitazionali sia sul modello che sul prototipo.

A questo punto si determinano i rapporti di scala nel caso specifico del modello sperimentale analizzato.

### 2.2.1.3 Calcolo dei rapporti di scala

Il modello sperimentale non si propone di riprodurre in scala nessuna laguna esistente. Di conseguenza per poter rendere il più generale possibile il trasferimento al reale dei dati sperimentali, i rapporti di scala sono stati determinati partendo dal confronto tra l'onda di marea sperimentale e quella reale.

Seminara et al. (2008) hanno proposto una classificazione dei bacini costieri basata sull'ampiezza della marea che li caratterizza, inquadrando in tre diverse categorie:

- *microtidal*, se l'ampiezza dell'onda di marea non supera i 2m;
- *mesotidal*, se l'ampiezza è compresa tra i 2m e i 4m;
- *macrotidal*, se l'ampiezza supera i 4m.

Seguendo la classificazione proposta, sono stati individuati tre scenari possibili per il prototipo, definiti *laguna microtidal*, *laguna mesotidal* e *laguna macrotidal*, caratterizzati da un'onda di marea di periodo semidiurno e di ampiezza rispettivamente di 1m (che è l'ampiezza tipica di una marea di sizigie in laguna di Venezia), di 2m e di 4m.

Note le caratteristiche dell'onda di marea del modello e del prototipo è possibile determinare immediatamente  $r_t$  e  $\lambda_D$ , essendo:

$$r_t = \frac{T_m}{T_p} \quad \lambda_D = \frac{a_m}{a_p} = \frac{D_{0m}}{D_{0p}} \quad (24)$$

dove si è indicato con T il periodo dell'onda di marea. Si osservi che dalla seconda delle (24), essendo  $\lambda_D$  lo stesso rapporto di scala sia per l'ampiezza  $a$  della marea che per la profondità iniziale  $D_0$  del bacino, si ricava  $r_e = 1$ . Pertanto le relazioni di riduzione in scala si possono semplificare nel seguente modo:

$$\lambda_D = r_u^2 \quad r_u = \frac{\lambda}{r_t} \quad r_c = \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda_D}} \quad (25)$$

Dalle relazioni (25) si ricavano quindi  $r_u$ ,  $\lambda$  e  $r_c$ . I calcoli effettuati per ogni scenario del prototipo considerato sono riassunti in Tabella 74 in Appendice.

L'applicazione delle (25) dimostra che la lagunetta sperimentale oggetto

della tesi deve essere considerata un modello geometricamente distorto per poter ricavare un prototipo dinamicamente simile al modello. Infatti, ipotizzando che  $\lambda_D = \lambda$  (ovvero modello non distorto geometricamente), dalle prime due equazioni delle (25) si ricava  $r_t = \lambda_D$ , condizione che non è vera a priori per tutti gli scenari analizzati. Per valutare il rispetto del parametro R, quindi della terza delle condizioni (25), sarebbe necessario introdurre preliminarmente alcune relazioni di similitudine applicata al trasporto solido, che non verranno trattate ma è possibile trovare l'analisi in [1].



## Part II

### MODELLIZZAZIONE DELL'APPARATO SPERIMENTALE

La modellistica matematica mira a descrivere in termini matematici i molteplici aspetti del mondo reale insieme alla loro dinamica; essa è ampiamente consolidata in vari settori, come ad esempio quello industriale e ambientale. I modelli matematici offrono nuove possibilità per dominare la crescente complessità delle tecnologie e permettono di accelerare i cicli di innovazione, esplorando rapidamente nuove soluzioni. Una ragione del crescente successo della modellistica matematica è da ascrivere allo sviluppo impetuoso del calcolo scientifico, che consente di tradurre un modello matematico in algoritmi che possono essere risolti da calcolatori elettronici di potenza sempre più elevata.



## 3.1 INTRODUZIONE

In ambito modellistico si possono distinguere 2 approcci: causale e acausale. Nella prima tecnica, i modelli progettati utilizzando strumenti come Simulink<sup>®</sup> forniscono una visualizzazione grafica chiara delle relazioni matematiche individuali. I segnali scorrono nelle connessioni tra singoli blocchi, trasmettendo valori di singole variabili dall'uscita di un blocco agli ingressi di altri blocchi. L'elaborazione delle informazioni dall'ingresso all'uscita avviene all'interno dei blocchi. L'interconnessione dei blocchi in Simulink<sup>®</sup> riflette meglio la procedura di calcolo che la stessa struttura della realtà modellata. Accanto a questo approccio, vi è la notazione dichiarativa (acausale) dei modelli che sta cominciando ad essere utilizzata in misura crescente negli ambienti moderni di simulazione; ciò significa che singoli componenti del modello descrivono direttamente le equazioni e non l'algoritmo della loro soluzione. Collegando singoli componenti, i sistemi di equazioni si collegano tra di loro.

L'interconnessione dei componenti non definisce la procedura di calcolo ma la realtà modellata. Il modo di risolvere le equazioni è quindi *"lasciato alle macchine"*.

## 3.1.1 Modello Procedurale o Causale

Nel modello causale il problema viene formulato in base ai nessi di causalità presenti nel sistema, affinché le equazioni che esprimono le grandezze di interesse (variabili di uscita) siano espresse in funzione di quantità note (variabili di ingresso). Tra le variabili di ingresso e quelle di uscita c'è un rapporto di causa ed effetto, dato che l'evoluzione delle seconde descrive il modo in cui il sistema risponde alle sollecitazioni impresse dalle prime.



Figure 10: Struttura del sistema.

In generale la conoscenza del valore in un certo istante delle variabili di ingresso non è sufficiente ad individuare il valore nello stesso istante delle variabili di uscita: si comprende che per descrivere il sistema da modellare è necessario introdurre un terzo componente: le

variabili di stato, che ne descrivono la situazione interna.

La formulazione causale utilizza una rappresentazione grafica basata sugli *schemi a blocchi* (in Figura 10), che consentono di visualizzare le interazioni tra i diversi sottosistemi: ogni blocco è descritto da un sistema di equazioni del tipo:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(y), u(t), t) \\ y(t) = g(x(t), u(t), t) \end{cases} \quad (26)$$

dove le variabili sono:  $u(t)$  vettore delle variabili di ingresso,  $x(t)$  variabili di stato e  $y(t)$  variabili di uscita.

La prima equazione è chiamata *equazione di stato*, si tratta di un'equazione differenziale di tipo ODE (*Ordinary Differential Equation*) che mette in relazione con l'ingresso le variabili che descrivono la situazione interna del sistema; invece la seconda equazione è chiamata *trasformazione di uscita* ed è un'equazione algebrica che permette di determinare l'uscita in base alla conoscenza dello stato e degli ingressi agenti sul sistema.

Nella modellistica si studiano quasi sempre sistemi invarianti nel tempo, caratterizzati dal fatto che le funzioni  $f$  e  $g$  non dipendono esplicitamente dal tempo. Si ha quindi:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(y), u(t)) \\ y(t) = g(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (27)$$

Questo modello ha bisogno della manipolazione pesante delle equazioni per far corrispondere la topologia del sistema a quella "naturale" del sistema fisico, inoltre i modelli fisici sono spesso di difficile lettura in una rappresentazione di tipo causale. Inoltre possono rendersi necessarie modifiche al modello quando si decide di considerare ingressi e uscite di tipo diverso. In compenso i modelli causali sono adatti allo sviluppo di sistemi di controllo, in quanto essi sono intrinsecamente causali.

### 3.1.2 Modello Dichiarativo o Acausale

Nella metodologia acausale, ogni modello si riferisce a un componente fisico, i collegamenti tra ogni modello rappresentano vere e proprie connessioni fisiche e le variabili di interfaccia descrivono le interazioni con gli altri componenti, ovvero descrivono dei veri e propri principi fisici. Per realizzare modelli dinamici secondo questa formulazione non si richiede di specificare a priori quali grandezze agiscono come ingressi e quali come uscite: le equazioni per ciascun modello vengono scritte in forma dichiarativa indipendentemente dalle condizioni al contorno.

Il vantaggio principale della modellazione acausale è che la direzione secondo la quale le equazioni vengono risolte si può facilmente adattare di volta in volta in base al flusso dei dati, caratteristico del contesto applicativo cui si fa riferimento. In questo modo, l'attenzione rimane focalizzata sui componenti fisici del sistema, il cui comportamento è descritto dai sistemi DAE (*Differential Algebraic Equation*).

Per realizzare dei modelli acausali è necessario selezionare i componenti e collegarli in uno schema: i modelli di ciascun componente sono formulati indipendentemente dalla conoscenza dei legami o delle equazioni che regolano altre parti del sistema.

La connessione di modelli deve dichiarare un principio fisico che equivale, per esempio, a un bilancio di potenze o di energie.

La potenza o l'energia associata a un connettore  $i$  è definita da: variabili di sforzo  $e_i$  e variabili di flusso  $f_i$ , nessuna di queste è a priori, definita come un ingresso o un'uscita. Quando si connettono due connettori le variabili di sforzo si uguagliano:  $e_1 = e_2$  mentre quelle di flusso si bilanciano:  $f_1 + f_2 = 0$ . Simulare un sistema descritto da un DAE significa determinare  $y(t)$  imponendo:

$$F(t, y, y') = 0 \quad 0 \leq t \leq b \quad (28)$$

Con questo approccio, si riducono notevolmente le tempistiche e le difficoltà di modellazione, producendo modelli più comprensibili e vicini al mondo fisico. Per contro, è necessario che il simulatore sia in grado di effettuare un'analisi simbolica su sistemi DAE anche di grandi dimensioni.

### 3.2 CONFRONTI TRA I DUE APPROCCI

Nei sistemi complessi – grazie a questi approcci – la realtà fisica del sistema modellato scompare lentamente sotto la struttura di calcolo.

Ecco perché negli ultimi tempi questi strumenti stanno cominciando ad essere usati per modellare sistemi complessi in cui le singole parti del modello sono descritte direttamente come equazioni e non come un algoritmo della soluzione di tali equazioni. Questa è la cosiddetta *notazione dichiarativa* (acausale) di modelli, a differenza della *notazione causale* nei linguaggi *block-oriented*, in cui la descrizione (causale) del modo di calcolo delle singole variabili di modello deve essere (ad esempio, anche visivamente utilizzando la connessione grafica di singoli elementi computazionali) espressa.

In tabella 1 sono riportati i principali vantaggi e svantaggi dei due metodi di modellazione appena descritti.

APPROCCIO CAUSALE	APPROCCIO ACAUSALE
<ul style="list-style-type: none"> <li>- È necessario indicare all'inizio quali sono gli ingressi e quali sono le uscite del sistema</li> <li>- Bisogna riscrivere le equazioni in funzione del contesto applicativo</li> <li>- La formulazione del problema in una serie di operazioni da codificare è svolta dall'utente</li> <li>- Grandi sforzi per modificare la configurazione del modello</li> <li>- Difficoltà nel riutilizzare il lavoro già svolto sul modello</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Non è necessario specificare a priori ingressi e uscite del sistema</li> <li>- I legami di causalità caratteristici del contesto rimangono non specificati</li> <li>- I modelli dei componenti sono realizzati indipendentemente dalla conoscenza dei legami che questi hanno fra loro</li> <li>- Possibilità di realizzare modelli meno complessi e più vicini alla realtà fisica descritta</li> <li>- Possibilità di riutilizzare componenti e sottosistemi sviluppati in altri modelli</li> </ul>

Table 1: Confronto tra i due approcci.

### 3.2.1 Esempio

Il modello causale di un dato sistema, esso può essere usato solo nello stesso contesto: il modello dipende dalle condizioni al contorno, prendendo come esempio il circuito RC in Figura 11:

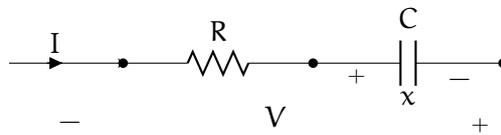


Figure 11

Avendo una tensione imposta si ha:

$$\dot{x} = \frac{V - x}{RC} \quad I = \frac{V - x}{R} \quad (29)$$

mentre per una corrente imposta si ha:

$$\dot{x} = \frac{I}{C} \quad V = x + RI \quad (30)$$

Si hanno quindi due ODE differenti a seconda della grandezza di uscita che si vuole osservare. Nel modello dichiarativo o acausale ci si riconduce a un unico sistema di equazioni DAE, sarà poi la manipolazione simbolica a elaborare le equazioni per adattare al problema posto:

$$\dot{x} + RI = V \quad C\dot{x} = I \quad (31)$$

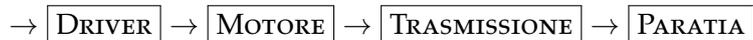
La descrizione dell'acausale cattura molto meglio l'essenza della realtà modellata e i modelli di simulazione sono molto più leggibili e quindi meno inclini agli errori. Gli strumenti di simulazione acausale rappresentano quindi un ambiente molto adatto alla modellizzazione di sistemi multidisciplinari e di diversa natura.

### 3.2.2 L'approccio Misto

I vantaggi di entrambi gli approcci, possono essere sfruttati usando sistemi causali-acausali interconnessi. In questa tesi si impiegherà l'approccio acausale per modellizzare la parte elettro-meccanica della paratia, mentre si utilizzerà l'approccio causale per quanto concerne la dinamica dell'acqua nella lagunetta.

## 3.3 MODELLO DELL'AZIONAMENTO

L'obiettivo è ora modellizzare l'azionamento elettrico del sistema, cioè la parte composta da motore, drive, trasmissione e paratia.

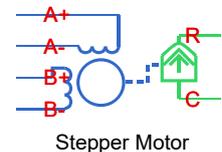


Si inizia specificando le caratteristiche dei dispositivi impiegati in questo progetto, ma grazie a Simscape™ (tool di MATLAB®) si potranno usare le specifiche di qualsiasi tipo di motore, purché sia uno stepper motor.

### 3.3.1 Lo stepper motor

Lo stepper motor, chiamato anche motore passo-passo, è un motore elettrico sincrono in corrente continua pulsata con gestione elettronica senza spazzole (*brushless*) che può suddividere la propria rotazione in un grande numero di passi (*step*).

Verranno presentate solo alcune delle specifiche principali che verranno poi usate all'interno dei blocchi Simscape™.



Stepper Motor  
 Blocco Simscape™  
 Stepper Motor,  
 presente nella  
 Rotational Actuators  
 Library.

Nome	Simbolo	U.m.s.	Valore
Maximum supply voltage	$U_{MAX}$	[V <sub>AC</sub> ]	230
Motor phase current	$I_N$	[A <sub>rms</sub> ]	2
Nominal Torque	$M_N$	[Nm]	4
Rotor Inertia	$J_R$	[kg cm <sup>2</sup> ]	2.2
Step per revolution			200/.../10000
Step angle	$\alpha$	[°]	1.8/.../0.036
Winding resistance	$R_W$	[Ω]	5.8
Current time rise constant	$\tau$	[ms]	~ 9

Table 2: Dati specifici del motore.

Inoltre presenta la seguente curva caratteristica di coppia-velocità:

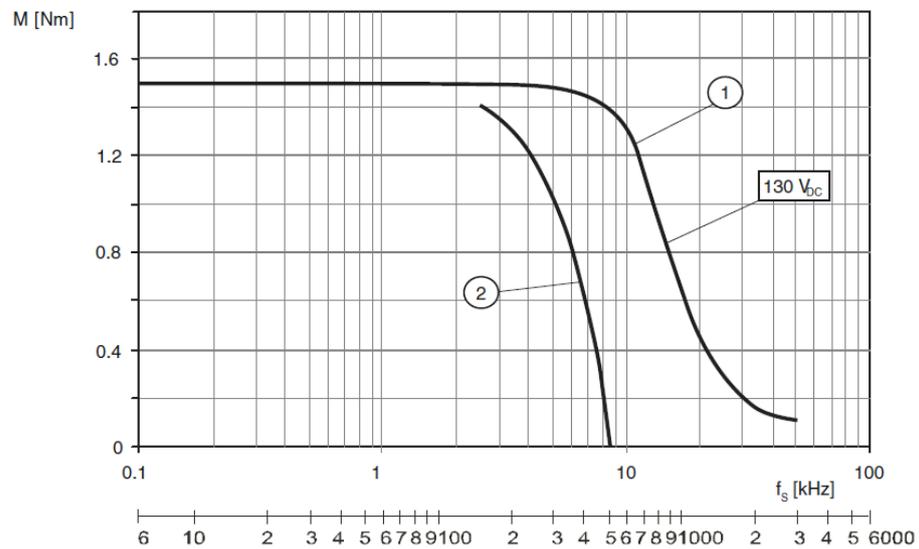


Figure 12: Misura della curva caratteristica a 1000 step/revolution, tensione nominale  $U_N$  e corrente di fase  $I_N$ : dove (1) è pull-out torque e (2) è pull-in torque.

In Simscape™ il blocco Stepper Motor rappresenta un motore passo-passo. In ingresso richiede un treno di impulsi A e B, che controllano meccanicamente l'uscita in accordo con le seguenti equazioni:

$$e_A = -K_m \omega \sin(N_r \theta) \quad (32)$$

$$e_B = K_m \omega \cos(N_r \theta) \quad (33)$$

$$\frac{d i_A}{dt} = \left( \frac{v_A - R i_A - e_A}{L} \right) \quad (34)$$

$$\frac{d i_B}{dt} = \left( \frac{v_B - R i_B - e_B}{L} \right) \quad (35)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T_3 \quad (36)$$

$$T_e = -K_m \left( i_A - \frac{e_A}{R_m} \right) \sin(N_r \theta) + \quad (37)$$

$$+ K_m \left( i_B - \frac{e_B}{R_m} \right) \cos(N_r \theta) - T_d \sin(4N_r \theta) \quad (38)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (39)$$

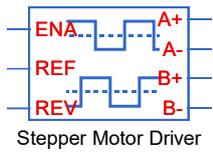
dove:

- $e_A$  e  $e_B$  sono le f.e.m. indotte in A e in B *phase winding*, rispettivamente,
- $i_A$  e  $i_B$  sono le correnti di *phase winding* in A e in B,
- $v_A$  e  $v_B$  sono le tensioni di *phase winding* in A e in B,
- $K_m$  è la costante di coppia del motore,
- $N_r$  è il numero di denti su ciascuno dei due poli di rotore (la dimensione nel caso del *full step* è  $(\pi/2)/N_r$ ),
- $R$  è la *winding resistance*,
- $L$  è la *winding inductance*,
- $R_m$  è la resistenza di magnetizzazione,
- $B$  è la *rotational damping*,
- $J$  è l'inerzia,
- $\omega$  è la velocità di rotazione,
- $\theta$  è l'angolo di rotazione,
- $T_d$  è l'ampiezza della coppia di arresto.

Il blocco Stepper Motor produce una coppia positiva agendo dalle porte meccaniche C o R quando la fase dell'impulso A induce la fase dell'impulso B.

Si usa inoltre un blocco chiamato Stepper Motor Driver - presentato nella prossima sezione - per creare il treno di impulsi per il blocco dello Stepper Motor.

## 3.3.2 Il driver



Blocco Simscape™  
Stepper Motor  
Driver, presente  
nella Drivers  
Library.

In questo caso il driver viene comandato tramite 2 segnali:

- PULSE cioè lo step, può assumere due valori, 1 (*high*) per attivare l'impulso e 0 (*low*) per non effettuare nessun impulso;
- DIR cioè direzione, indica se la rotazione deve avvenire in senso orario con il segnale 0 (*low*) o in senso anti-orario con il segnale 1 (*high*).

In Simscape™ il blocco Stepper Motor Driver che rappresenta il driver per lo *stepper motor*. Tale blocco è collegabile solamente in mezzo a due blocchi Simscape™ poiché presenta un tipo di segnali usabili solo da quest'ultima categoria. Gli input a tale blocco sono le uscite del controllo di posizione, invece gli output sono gli ingressi allo stepper motor presentato nella sezione precedente.

Quindi lo Stepper Controller e lo Stepper Motor Driver, insieme, trasformano il riferimento - che in questo esperimento sarà una sinusoidale (o una loro somma) - in una coppia di comandi Pulse e Direction per il motore.

## 3.3.3 La trasmissione

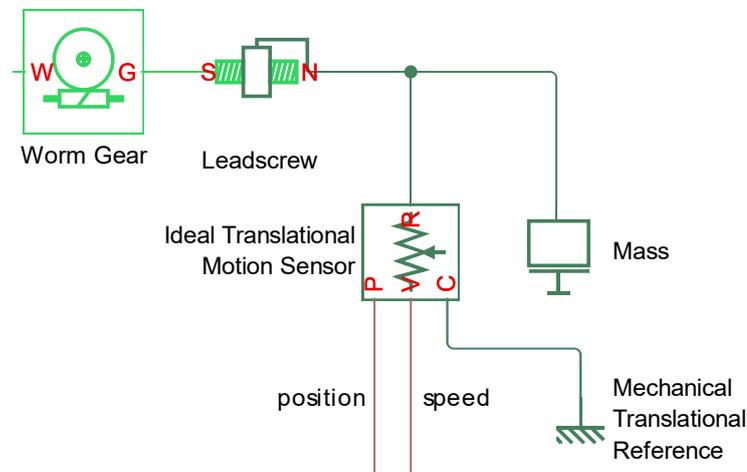


Figure 13: Blocchi Simscape™ Worm Gear + Leadscrew + Ideal Translational Motion Sensor.

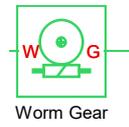
La trasmissione è realizzata con un modello ad asta filettata traslante. Il movimento rotatorio della vite senza fine viene trasformato in una traslazione assiale dell'asta filettata per mezzo della ruota elicoidale. La Tabella 3 descrive solo i valori delle specifiche a cui verrà data importanza.

I blocchi Simscape™ che realizzano la trasmissione sono:

Nome		Valore
Asta trapezia: diametro $\times$ passo		20 $\times$ 4 [mm]
Rapporto di riduzione teorica [reale]	(veloce)	1/5 [4/19]
	(normale)	1/10 [2/21]
	(lento)	1/30 [1/30]
Corsa asta per un giro della ruota elicoidale		4 [mm]
Corsa asta per un giro della vite senza fine	(veloce)	0.8 [mm]
	(normale)	0.4 [mm]
	(veloce)	0.13 [mm]

Table 3: Dati specifici del driver.

- Worm Gear [9] (Vite Ruota) rappresenta un ingranaggio rotativo che vincola due assi di trasmissione collegati, vite/*worm* (W) e ruota/*gear* (G), affinché ruotino insieme con un rapporto fisso di riduzione/*gear ratio*. Si può scegliere una rotazione in direzione positiva (verso destra) o negativa (verso sinistra). Se la rotazione è destrorsa allora la velocità angolare della vite  $\omega_W$  e della ruota  $\omega_G$  hanno lo stesso segno, altrimenti - se la rotazione è sinistrorsa - le velocità angolari hanno segno opposto.



Worm Gear

Blocco Simscape™  
Worm Gear, presente  
nella Gear Library.

#### Vincoli e ratio nel caso ideale

Il worm gear impone un vincolo cinematico sui due assi connessi:

$$\omega_W = R_{WG} \omega_G \quad (40)$$

I due gradi di libertà si riducono ad un unico e indipendente grado di libertà. La convenzione della marcia avanti è (1,2) = (W,G). La coppia trasferita è:

$$R_{WG} \tau_W n - \tau_G - \tau_G \text{loss} = 0 \quad (41)$$

con  $\tau_G \text{loss} = 0$  nel caso ideale.

- Leadscrew [10] (Vite filettata) rappresenta un ingranaggio a rotazione filettato che vincola due assi di trasmissione collegati, la vite (S) e il dado (N), rispettivamente, ruotando si traducono in un rapporto fisso specificato. È possibile scegliere se l'asse del dado si traduce in direzione positiva o negativa, in quanto la vite ruota in direzione positiva a destra. Se la vite elicoidale ruota a destra, la velocità angolare della vite  $\omega_S$  e la velocità trasazionale del dado  $v_N$  hanno lo stesso segno. Se l'elica a vite ruota verso sinistra, le due velocità hanno segno opposto.



Leadscrew

Blocco Simscape™  
Leadscrew, presente  
nella  
Gears/Rotational-  
Translational.

*Vincoli e ratio nel caso ideale*

La vite filettata impone un vincolo cinematico su due assi connessi:

$$\omega_S L = 2\pi v_N. \quad (42)$$

Il rapporto di trasmissione è  $R_{NS} = 2\pi/L$ .  $L$  è il passo della vite, cioè lo spostamento traslazionale della vite in un giro della stessa. In termini di rapporto, il vincolo cinematico è:

$$\omega_S = R_{NS} v_N. \quad (43)$$

I due gradi di libertà si riducono ad un unico e indipendente grado di libertà. La convenzione della marcia avanti è  $(1,2) = (S,N)$ .

La coppia trasferita è:

$$R_{NS} \tau_W n - F_N - F_{loss} = 0 \quad (44)$$

con  $F_{loss} = 0$  nel caso ideale.



Blocco Simscape™  
Ideal  
Translational  
Motion Sensor,  
presente nella  
Mechanical Sensors  
Library.

- Ideal Translational Motion Sensor [11] (Sensore di movimento in un sistema meccanico traslazionale) rappresenta un dispositivo che converte - attraverso una variabile misurata tra due nodi traslazionali meccanici - in un segnale di controllo proporzionale alla velocità o alla posizione. Il sensore è ideale finché non si considera l'inerzia, l'attrito, i ritardi, il consumo di energia e così via. Le connessioni R e C sono porte traslazionali meccaniche che connettono il blocco al nodo cui il movimento viene monitorato. Le connessioni V e P sono porte di segnali fisici di output, rispettivamente, per la velocità e la posizione.

La direzione positiva del blocco va dalla porta R alla C, questo significa che la velocità viene misurata come  $v = v_R - v_C$ , dove  $v_R$  e  $v_C$  sono le velocità assolute nelle porte R e C.

### 3.3.4 Calibrazione

Si parte inizialmente dall'analisi dei valori del potenziometro. Il movimento della paratia produce una variazione, espressa in Volt, del potenziometro. Quest'ultima potrà essere trasformato in metri tramite una legge lineare, che deriva da una verifica sperimentale. Inoltre attraverso l'uso dei DIP presenti nel driver si imposta lo *step angle* pari a  $1.8^\circ$  e quindi a 200 steps per rivoluzione. Più precisamente il potenziometro ha un range di tensione 0-8V, che equivale a una differenza di circa 12500 step del motore e 0.026m di escursione della paratia<sup>1</sup>.

Grazie a ciò si può ricavare la legge lineare di trasformazione da Volt in m (Figura 15). Bisogna premettere che per questione di comodità si è posto come zero il valore 4V del potenziometro, per poter analizzare più semplicemente l'intera escursione della paratia.

<sup>1</sup> misurato grazie una scala graduata posta a fianco dell'asta filettata.

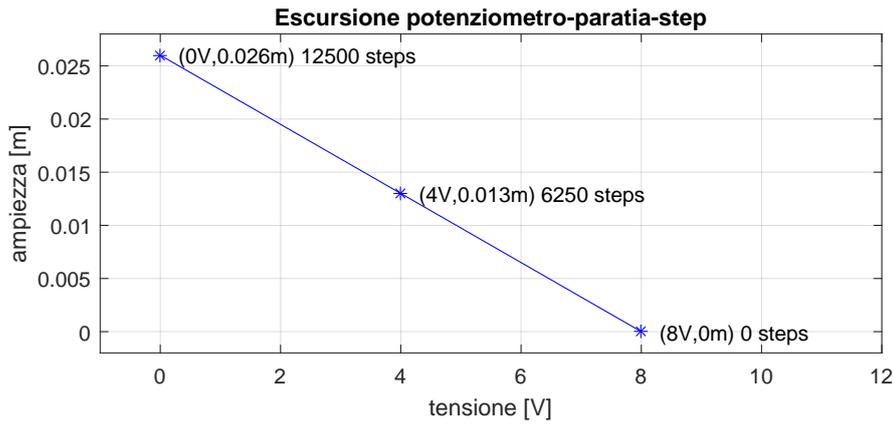


Figure 14: Analisi dei valori del potenziometro rispetto al numero di step e all'escursione misurata in m.

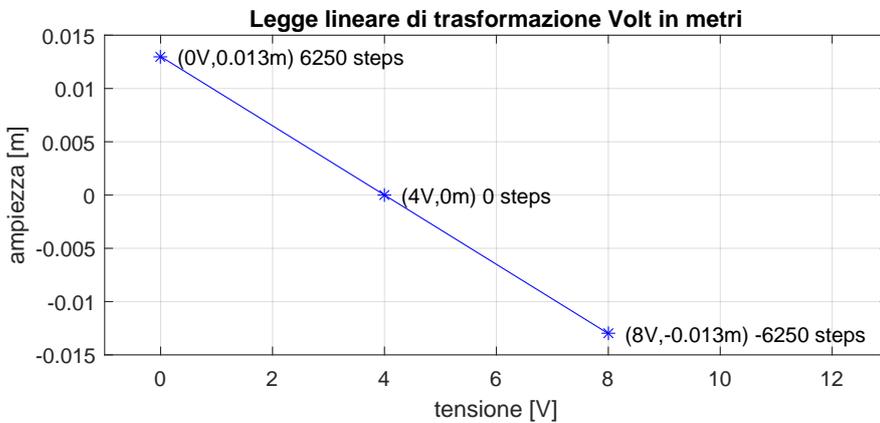


Figure 15: Legge lineare.

Si può ricavare che:

$$y_m = \frac{0.013m}{3.07V} \cdot x_V y_m = \frac{1}{307} \cdot (x_V - 4) \quad (45)$$

e togliendo l'offset di 4V

$$y_m = \frac{1}{307} \cdot (x_V - 4) = 0.00325 \cdot (x_V - 4) \quad (46)$$

che permette per ogni valore del potenziometro di conoscere l'escursione della paratia, e di conseguenza il numero di step a cui equivale tale escursione.

Per riuscire a tarare con successo alcune delle specifiche meno evidenti, si è deciso - in linea con gli esperimenti precedenti - di effettuare alcune simulazione di prova fissando l'ampiezza  $a = 10\text{mm} = 1\text{cm}$  e il periodo  $T = 480\text{s}$  della sinusoide. Tale sinusoide (o successivamente altri tipi di segnali) viene usata come riferimento al driver,

che lo trasforma in comandi per il motore, e quindi in un movimento della paratia che verrà raccolto dal potenziometro ed espresso in Volt.

Perciò l'ampiezza di 0.01m equivale a:

$$z_{\#step} = \frac{12500}{0.026} \cdot y_m \simeq 480.7 \cdot 0.01m = 4807step \quad (47)$$

Bisogna inoltre specificare alcune cose, i comandi vengono impartiti al motore ad intervalli di 1 secondo, tale scelta viene dal fatto che le dinamiche dell'esperimento sono dell'ordine qualche decina di minuti, quindi piuttosto lente. Inoltre ogni segnale di riferimento viene suddiviso in intervalli fissi - appunto di 1 secondo - e tramite una banale elaborazione numerica (differenza tra un valore e il suo successivo) si ottiene il valore del TargetStep, cioè il numero di step da effettuare.

#### 3.3.4.1 Prove a differente velocità

Supponendo che il comando - partito dal pc, attraverso il driver e venga attuato dal motore - avvenga con tempistiche pressoché istantanee, possiamo dire che esso dipende *esclusivamente* dal controllo `Period(us)` impostabile manualmente dall'interfaccia FPGA LabVIEW®. Esso è espresso in  $\mu s/1000 \text{ step}$ , che per comodità verrà chiamato velocità del motore. Bisogna però fare attenzione poiché tale valore non possiede le stesse caratteristiche di una velocità, infatti esso è rappresentato da un tempo e come tale più cresce più l'attuazione degli step rallenta. Quindi affinché gli step vengano eseguiti più velocemente questo valore deve essere il più piccolo possibile (ovviamente non nullo).

#### VELOCITÀ MASSIMA FISSA

**Sinusoide - Velocità 16130 $\mu s/1000 \text{ step}$**  L'idea è quindi di trovare il modo di "riempire" il più possibile l'intervallo di 1 secondo con il massimo numero di step eseguibili. In una sinusoide i punti più ripidi sono nell'intorno dei punti in cui si annulla la funzione. In questo preciso caso il valore del TargetStep nel punto più ripido è 62 che equivale appunto ad una velocità di  $(1/62) \cdot 10^6 = 16130 \mu s$ . Nei punti più ripidi il motore si comporta come abbiamo progettato, ma nei punti in cui tale valore di ripidità è più basso ovviamente gli step vengono eseguiti in un tempo minore e il movimento della paratia si arresta aspettando il prossimo comando.

**Onda Triangolare - Velocità 24964 $\mu s/1000 \text{ step}$**  Si decide quindi, in modo analogo alla prova della sinusoide, di impostare una velocità massima in base alla massima inclinazione dell'onda triangolare,

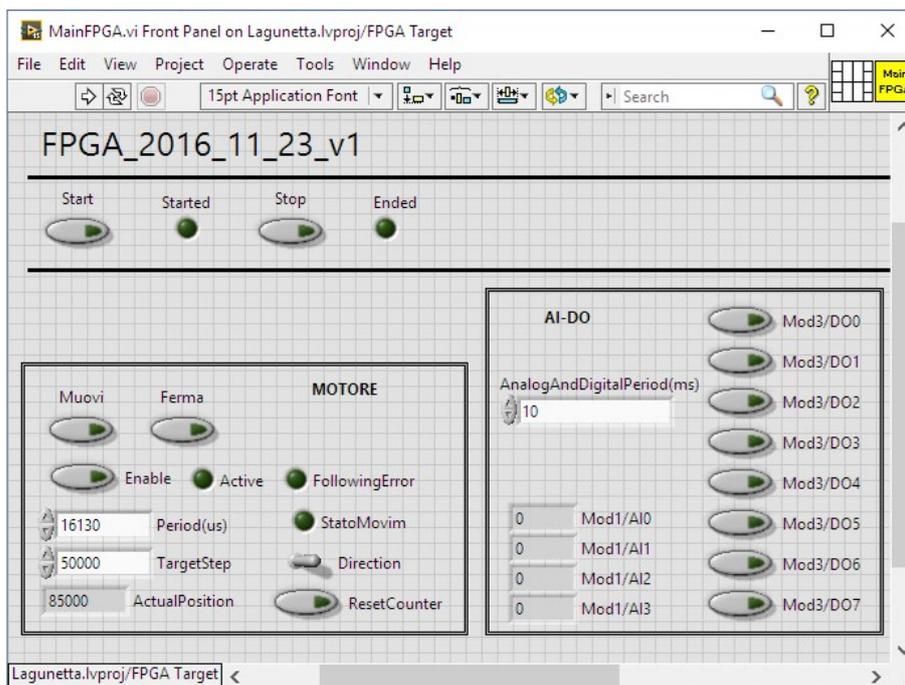


Figure 16: Interfaccia grafica FPGA in LabVIEW®

pari a  $24964\mu\text{s}$ . Si ottiene un risultato migliore del precedente, infatti l'inseguimento del riferimento è quasi privo di sottoelongazione nonostante sia presente qualche disturbo nella misura del potenziometro.

#### VELOCITÀ MASSIMA VARIABILE

**Sinusoide** Si decide perciò di impostare per ogni intervallo un valore di velocità adattabile che mi permetta di tenere la paratoia sempre il movimento. Tale valore, abbiamo visto derivare da quello del TargetStep (TS), perciò in ogni intervallo di 1 secondo la velocità sarà  $(1/TS) \cdot 10^6 \mu\text{s}$ . Si scopre però uno dei limiti del motore, la velocità minima. Nei punti meno ripidi della sinusoide - cioè nei massimi e nei minimi - il valore del TargetStep è 1 che equivale alla velocità di  $1 \cdot 10^6 = 1\ 000\ 000 \mu\text{s}$  ma il software limita a circa  $65535 \mu\text{s}$ . Nonostante ciò, la soluzione risulta una delle migliori poiché quell'unico step che eseguirà farà variare la paratoia di una quantità infinitesima e quindi trascurabile nell'onda di marea.

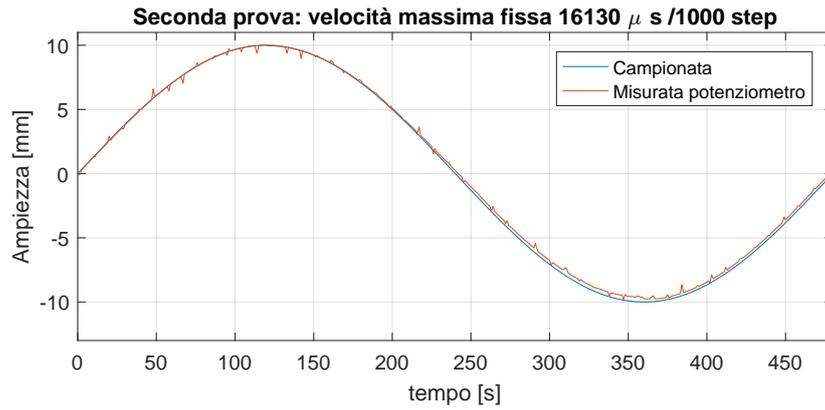
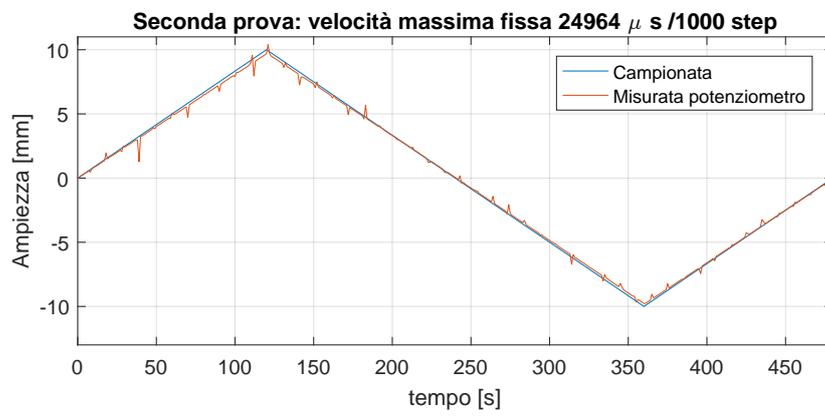
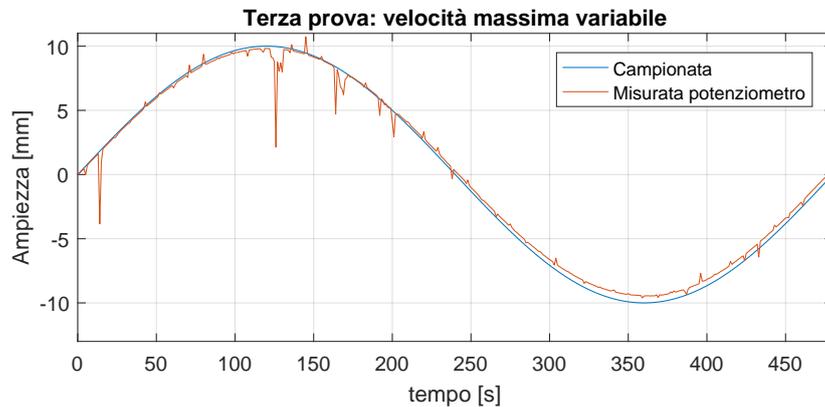
Figure 17: Simulazione con velocità standard fissa 16130 $\mu$ s/1000 step.Figure 18: Simulazione con velocità standard fissa 24964 $\mu$ s/1000 step.

Figure 19: Simulazione con velocità variabile.

**Onda Triangolare** Si decide per l'onda triangolare di impostare per ogni intervallo un valore di velocità adattabile che mi permetta di tenere la paratoia sempre in movimento. Le osservazioni effettuate per la sinusoide possono essere riproposte per la triangolare, ottenendo inoltre gli stessi risultati.

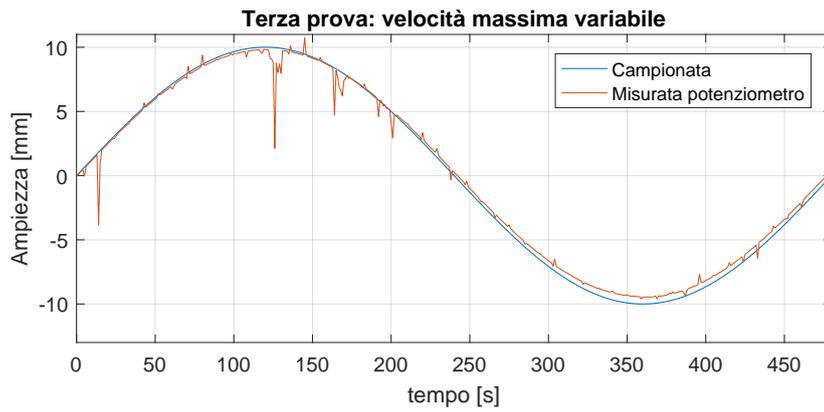


Figure 20: Simulazione con velocità variabile.

### 3.3.5 Le specifiche sui blocchi Simscape™

Sulla base dei test effettuati nella sezione precedente si determinano i valori delle variabili utilizzate all'interno dei blocchi Simscape™ impostate in parte seguendo il data sheet e in parte seguendo l'evoluzione dei test reali. La Tabella 4 raccoglie tutte queste specifiche. Inoltre in Figura 21 è illustrato l'intero modello Simulink/Simscape.

Stepper Controller	
controller_choice	1 (position controller)
pulse rate	200
Stepper Motor Driver	
simulation mode	stepping
enable threshold voltage	2.5V
reverse threshold voltage	2.5V
output voltage amplitude	10V
stepping mode	full stepping
Stepper Motor	
<i>Electrical Torque</i>	
simulationa mode	stepping
phase winding resistance	5.8Ω
phase winding inductance	52.2mH
motor Torque constant	2 Nm/A
detent torque	0 Nm
magnetizing resistance	∞ Ω
full step size	1.8°
<i>Mechanical Torque</i>	
rotor inertia	2.2 10 <sup>-4</sup> kgm <sup>2</sup>
rotor damping	8 10 <sup>-4</sup> Nm/(rad/s)
initial rotor speed	0 rpm
initial rotor angle	0 °
Load Sensor	
initial angle	0°
Worm Gear	
gear ratio	10
worm thread type	right-handed
friction model	non friction losses
viscous friction coefficient [WG]	[0 0] Nm/(rad/s)
Leadscrew	
screw lead	4mm
screw helix type	right hand
friction model	non friction losses
viscous friction coefficient	0 Nm/(rad/s)
Ideal Translational Motor Sensor	
initial position	0 m
Mass	
mass	50kg

Table 4: Specifiche blocchi Simscape™ .

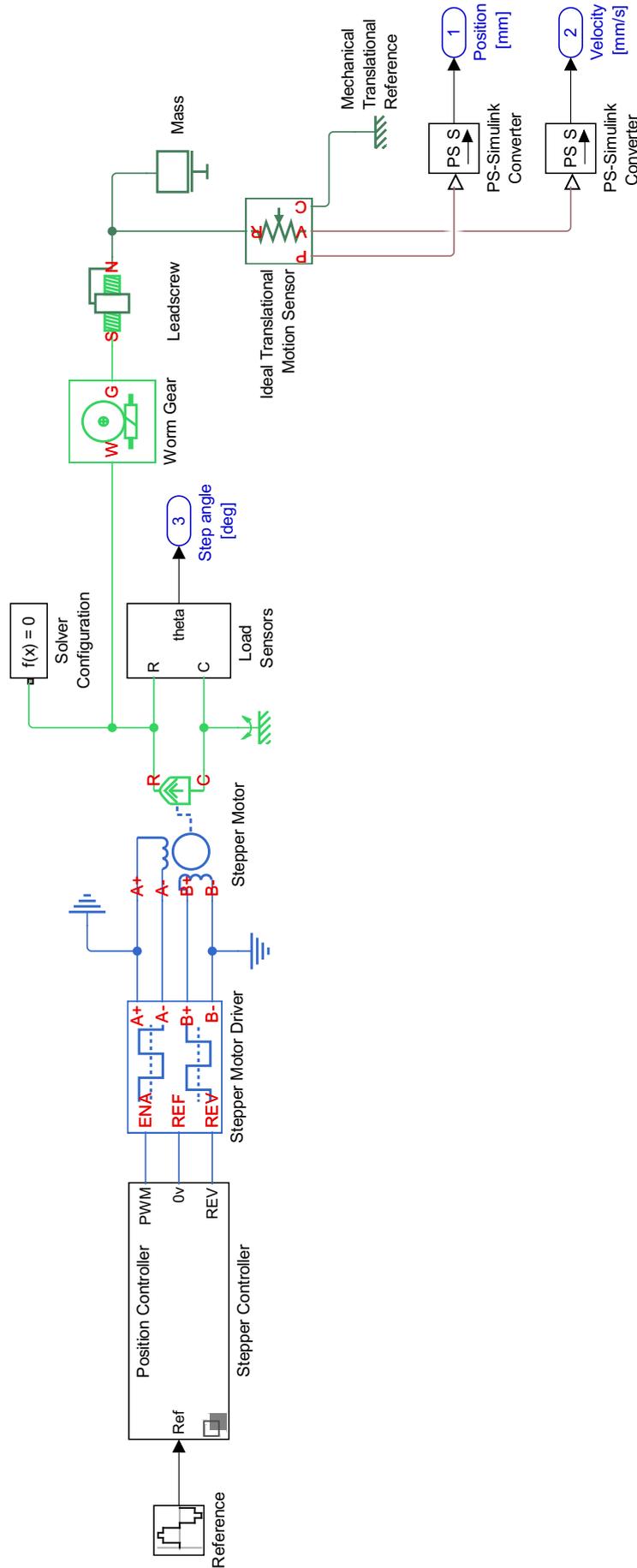


Figure 21: Modello Simulink/Simscape™ dell'azionamento.

## 3.4 MODELLO DELL'ONDA DI MAREA

## 3.4.1 Bocca a stramazzo a parete sottile o di "Bazin"

È importante - prima di affrontare questa sezione - specificare il significato di alcuni termini tecnici tipici dell'ambito idraulico:

- luce, un esempio in idraulica può essere l'apertura laterale di un serbatoio di liquido,
- pelo libero è la superficie del liquido, in condizioni di pressione atmosferica.

La *foronomia*, quindi, si occupa dell'analisi della fuoriuscita di un liquido attraverso una *luce* aperta nella parete di un manufatto. Le luci si classificano in luci a stramazzo quando il contorno superiore della luce, se è presente, sovrasta il pelo libero a monte della luce stessa.

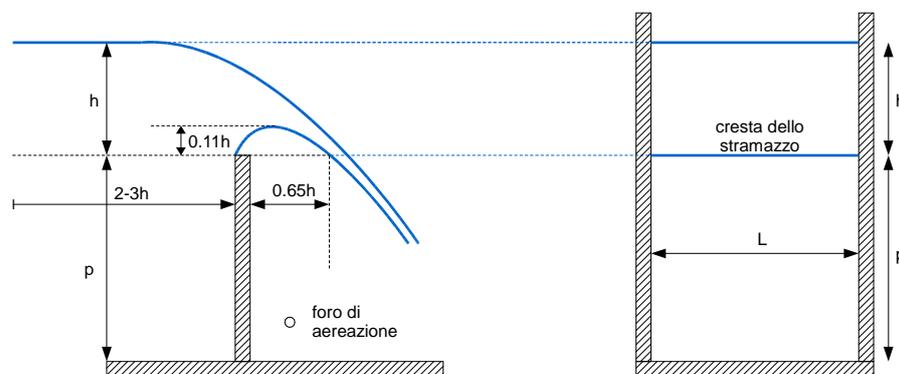


Figure 22: Efflusso da uno stramazzo Bazin.

La figura 22 riporta l'esempio di una luce a stramazzo, in parete sottile e a spigolo vivo rivolto contro corrente, realizzata in un canale a sezione rettangolare e con una lunghezza della soglia sfiorante  $L$  pari alla larghezza del canale in cui lo stramazzo è inserito. Questo particolare tipo di stramazzo rettangolare viene denominato *stramazzo Bazin*. Il bordo a spigolo vivo assicura una contrazione completa della vena alla base mentre le pareti del canale impediscono la contrazione sui fianchi.

Tenendo conto che il carico sullo stramazzo è il dislivello  $h$  fra il pelo libero a monte ed il punto più basso del contorno della luce, che deve essere misurato ad una distanza sufficiente dalla soglia sfiorante ( $2-3h$ ) perché possa considerarsi nullo l'effetto di sbocco (rapido abbassamento della superficie libera e sensibile curvatura dei filetti liquidi a causa del richiamo operato dalla soglia sfiorante), la scala di efflusso dello *stramazzo Bazin*, cioè la relazione tra il carico  $h$  e la portata  $Q$ , ha la seguente espressione:

$$Q = C_e L h \sqrt{2gh} \quad (48)$$

in cui il *coefficiente di efflusso*  $C_e$  assume il valore 0.415 se la velocità della corrente a monte dello stramazzo può ritenersi praticamente nulla.

Nel caso in cui non sia trascurabile la velocità d'arrivo della corrente, *Rehbock* ha introdotto il carico efficace  $h_e$ :

$$h_e = h + 0.0011 \quad (49)$$

con  $h_e$  e  $h$  espressi in metri, e la seguente espressione del *coefficiente di efflusso*:

$$C_e = 0.402 + 0.504 \frac{h_e}{p} \quad (50)$$

in cui si è indicato con  $p$  in Figura 22 il petto dello stramazzo. La scala di efflusso assume pertanto la seguente espressione:

$$Q = \left( 0.402 + 0.504 \frac{h_e}{p} \right) L h_e \sqrt{2gh}. \quad (51)$$

Quadrando ambo i membri della equazione (48), con semplici passaggi si ottiene la seguente relazione:

$$\frac{h}{p} = \left( \frac{1}{2C_e^2} \right)^{1/3} \frac{k_s}{p} = b \frac{k_s}{p} \quad (52)$$

dove  $p$  è l'altezza del petto dello stramazzo e  $k_s$  è l'altezza idrica critica corrispondente.

Pertanto nel piano di rappresentazione  $k_s/p$ ,  $h/p$  la scala di efflusso dello *stramazzo Bazin* è rappresentata da una retta, passante per l'origine del sistema di riferimento, avente un coefficiente angolare  $b = 0.7$ .

#### 3.4.2 La generazione dell'onda di marea

Come già accennato, la marea è generata facendo variare i livelli della superficie libera nel bacino del mare mediante una paratoia in acciaio (Figura 9b).

La paratoia presenta una luce netta di 2.00m e scorre verticalmente lungo due guide metalliche laterali, che presentano un fine corsa inferiore posto a quota +1.005m e un fine corsa superiore posto a quota +1.200m. Complessivamente, dunque, l'escursione massima della paratoia è di 19.5cm. Pertanto la marea generabile dalla paratoia presenta un valore minimo pari a +1.055m e un valore massimo pari a +1.250m, che, con riferimento alla platea della laguna, corrispondono a quote

pari rispettivamente a +0.185 e +0.380: come si vedrà meglio in seguito, tale intervallo di valori risulta più che adeguato per gli scopi proposti.

Le grandezze in gioco hanno le seguenti notazioni:

- costanti:

Simbolo	Caratteristica	Valore	U.m.s.
$\Delta t$	intervallo temporale di calcolo	2	[s]
T	periodo marea	120	[s]
$\omega$	frequenza marea ( $= 2\pi/T$ )	$5.236 \dots 10^{-2}$	[rad/s]
a	ampiezza marea	0.05	[m]
$A_m$	area mare	6.4	[m <sup>2</sup> ]
$A_l$	area laguna	20.8	[m <sup>2</sup> ]
$A_t$	area totale ( $= A_m + A_l$ )	27.2	[m <sup>2</sup> ]
$A_c$	area canaletta	3	[m <sup>2</sup> ]
$A_f$	area fori	0.43273125	[m <sup>2</sup> ]
$A_s$	area liquida a monte della sezione generica in laguna	15	[m <sup>2</sup> ]
$Q_{in}$	portata in ingresso al sistema	0.08	[m <sup>3</sup> /s]
$h_m$	quota pelo libero Mare - Laguna ( $t = 0$ )	1.2	[m]
$h_0$	dislivello totale fondo barene	0.01	[m]
B	larghezza paratoia	2	[m]
$B_l$	larghezza laguna	4	[m]

- variabili:

Simbolo	Caratteristica	U.m.s.
$Q_{sf}$	portata di sfioro	[m <sup>3</sup> /s]
$Q_f$	portata attraverso i fori (in-out Mare + Laguna)	[m <sup>3</sup> /s] [m]
$h_c$	quota pelo libero canaletta	[m]
$h_p$	quota bordo sfiorante paratoia	[m]
$h_b$	quota fondo barene sezione Mare - Laguna	[m]

Queste variabili e costanti sono legate dalle seguenti formule che creano il modello matematico della generazione dell'onda:

1. Equazione di continuità della lagunetta

$$Q_{in} - (Q_f + Q_{sf}) = A_c \cdot \frac{\Delta h_c}{\Delta t} \quad (53)$$

2. Equazione di continuità di Mare + Laguna

$$Q_f = A_t \cdot \frac{\Delta h_m}{\Delta t} \quad (54)$$

3. Portata attraverso i fori (in-out Mare + Laguna)

$$Q_f = A_f \sqrt{2g(h_m - h_c)} \quad (55)$$

4. Portata di sfioro alla paratoia

$$Q_{sf} = 0.41 \cdot B \sqrt{2g(h_c - h_p)^3} \quad (56)$$

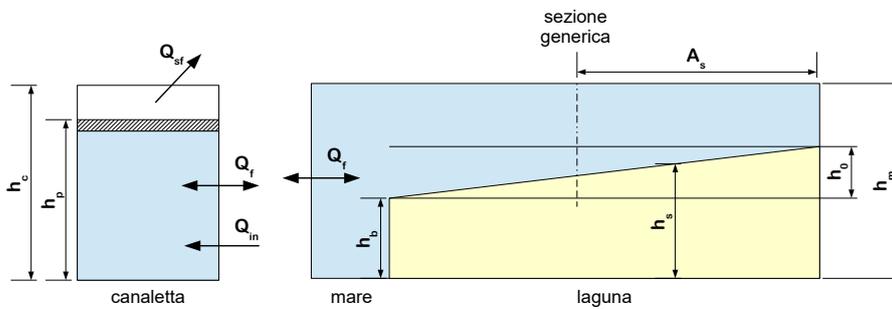


Figure 23: Schema della canaletta con relative misure.

le precedenti sono scritte in modo da evidenziare come i valori della portata dipendano dalle altre variabili. Le variabili di interesse sono l'onda di marea desiderata cioè  $h_m(t)$  e l'input, cioè il riferimento da fornire alla paratia  $h_p(t)$ , i cui significati risultano chiari osservando la Figura 23.

### 3.4.3 Calibrazione e Plant

Il *plant*, o più chiaramente, l'impianto di cui si dispone, in questo caso è la quota del pelo libero mare-laguna che viene influenzato dalla movimentazione della paratia. Avendo a disposizione alcune prove effettuate quando il sistema era completamente in funzione (2009)<sup>2</sup>, è stato possibile definire il modello del processo tramite il *System Identification Toolbox*<sup>3</sup> di MATLAB<sup>®</sup> che permette di creare modelli di sistema (lineari o non lineari) da dati di ingresso  $h_p(t)$  e di uscita  $h_m(t)$ . È possibile inoltre verificare la percentuale di *fit* tra l'uscita misurata e

<sup>2</sup> In cui sono presenti sia i valori della posizione della paratia  $h_p$  e i valori dei sonar per il pelo libero mare  $h_m$ .

<sup>3</sup> si usa il comando `ident`.

quella ottenuta dall'ingresso  $u(t)$  attraverso il modello  $G(s)$  appena creato.

Questo tool viene utilizzato con i seguenti due segnali:

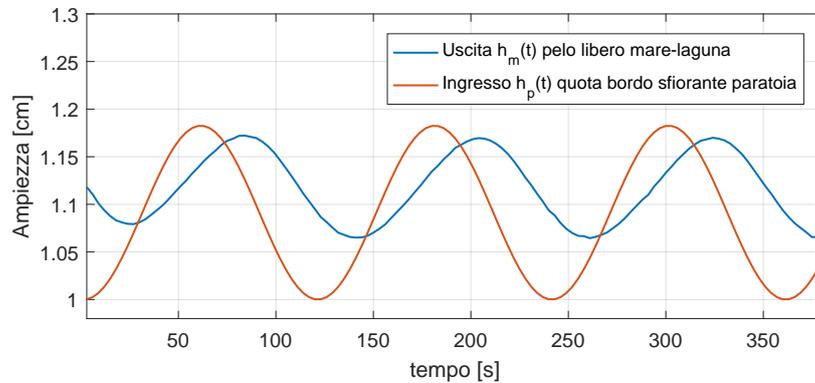


Figure 24: Architettura del controller Model-free;  $r$  è il segnale di riferimento,  $y$  è l'uscita del processo, e  $u$  è il segnale dell'attuatore generato dal controllore.

e la funzione di trasferimento restituita dal toolbox - a tempo continuo - è:

$$G(s) = \frac{1.1090}{1 + 31.6679 s} \quad (57)$$

ma poiché ci occupiamo di un sistema a tempo discreto, con passo di campionamento di  $T_s = 3s$ , la funzione di trasferimento si trasforma<sup>4</sup> nella seguente:

$$G(z) = \frac{0.1002}{z - 0.9096} \quad (58)$$

Ora verifichiamo la percentuale di *fit* tra la misura e la funzione di trasferimento:

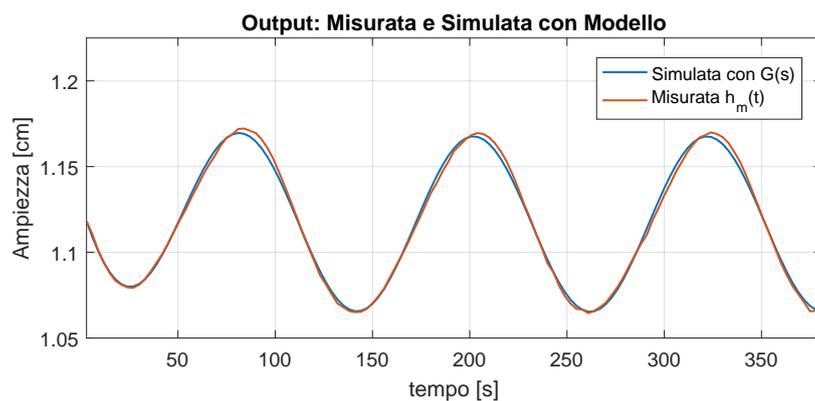


Figure 25: Confronto fra il segnale simulato e misurato.

risulta un *fit* del 94.55%, il che significa che questa funzione di trasfer-

<sup>4</sup> con il comando MATLAB<sup>®</sup> `c2d(G, Ts)`

imento simula molto bene (quasi perfettamente) l'apparato in questione.



## Part III

### IL CONTROLLO

Un sistema di controllo è un qualsiasi sistema fisico che stabilisce una relazione di corrispondenza, secondo una legge prestabilita, tra una grandezza di ingresso (detta di “riferimento”) ed una grandezza di uscita, che costituisce la grandezza controllata, anche in presenza di disturbi.

Dal punto di vista della struttura si può fare la seguente distinzione:

- Sistemi a catena aperta (*open-loop*), o comandi, dove la garanzia della relazione fra ingresso e uscita è affidata unicamente ad un elemento esterno al sistema che va ad agire sullo stesso (es.: nel sistema in questione si fissano alcuni parametri che solo l'utente può variare; per cui in caso di disturbi il sistema non “reagisce”);
- Sistemi a catena chiusa (*closed-loop*), o controlli, nei quali la regolazione è automatica infatti, l'uscita viene saggiata ed il suo valore viene confrontato con la grandezza di riferimento, in modo da produrre, ogni volta si verifichi una diversità tra segnale di riferimento e segnale di uscita, un'azione correttiva che riporti l'uscita al valore desiderato.



## CONTROLLORI OPEN-LOOP

### 4.1 INTRODUZIONE

La modalità di controllo *open-loop* è caratterizzata dal fatto che la grandezza da controllare - l'uscita  $y$  - non viene misurata, ma si può ragionevolmente ritenere individuata (in modo univoco) dalla grandezza di riferimento  $r$ . L'assenza di una misura della grandezza da controllare non assicura che, a regime, questa eguagli il valore di riferimento; lo scostamento dipende dalla presenza di disturbi che intervengono sul sistema controllato, e precisamente:

- la caratteristica di carico (statica e dinamica della macchina azionata);
- le cadute di tensione nel convertitore;
- le variazioni parametriche nel sistema controllato.

Con lo schema *open-loop control* questi effetti possono essere, se noti, compensati a livello della legge di controllo, ma se si vuole assicurare scostamento nullo bisogna ricorrere al controllo in catena chiusa (*closed-loop control*).

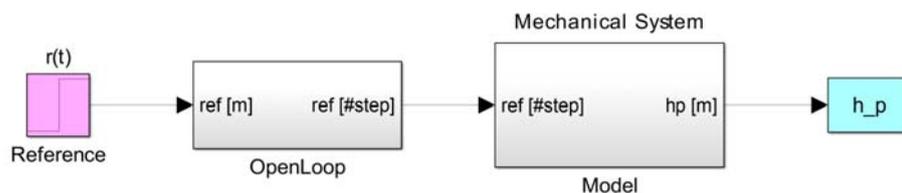


Figure 26: *Open-Loop control* in Simscape™.

Nel caso di controllo *open-loop* si dovrà fare in modo che, almeno in linea teorica, sia possibile ottenere  $y = K_p \cdot r$ . Effettuiamo alcune prove in cui, il valore della bontà della simulazione è dato dall'ITSE (*Integral Squared Time Squared Error*) affrontato nel Capitolo A.7.

Si effettuano quindi alcuni test (con lo schema in Figura 26), su diversi tipi di riferimenti, partendo ovviamente dal più semplice gradino di ampiezza 0.01m (Figura 27), per poi addentrarsi in sinusoidi e onde triangolari. Sapendo che per ogni giro della vite senza fine (del motore) l'asta filettata si alza/abbassa di 0.4mm allora significa che per raggiungere un'ampiezza di 10mm devo effettuare  $10/0.4 = 25$  giri completi. Ora, ogni giro completo - cioè rivoluzione dell'asta -

equivale a 200 step poiché inizialmente è stato impostato uno *step angle* di  $1.8^\circ$  quindi  $360^\circ/1.8^\circ = 200$  step. Infine per trovare il numero di step che devo fare effettuare al motore calcolo  $25 \cdot 200 = 5000$  step. Quindi il valore di  $K_P$  del controllo *open-loop* sarà pari a 50 000 poiché a 0.01m equivalgono 5000 step.

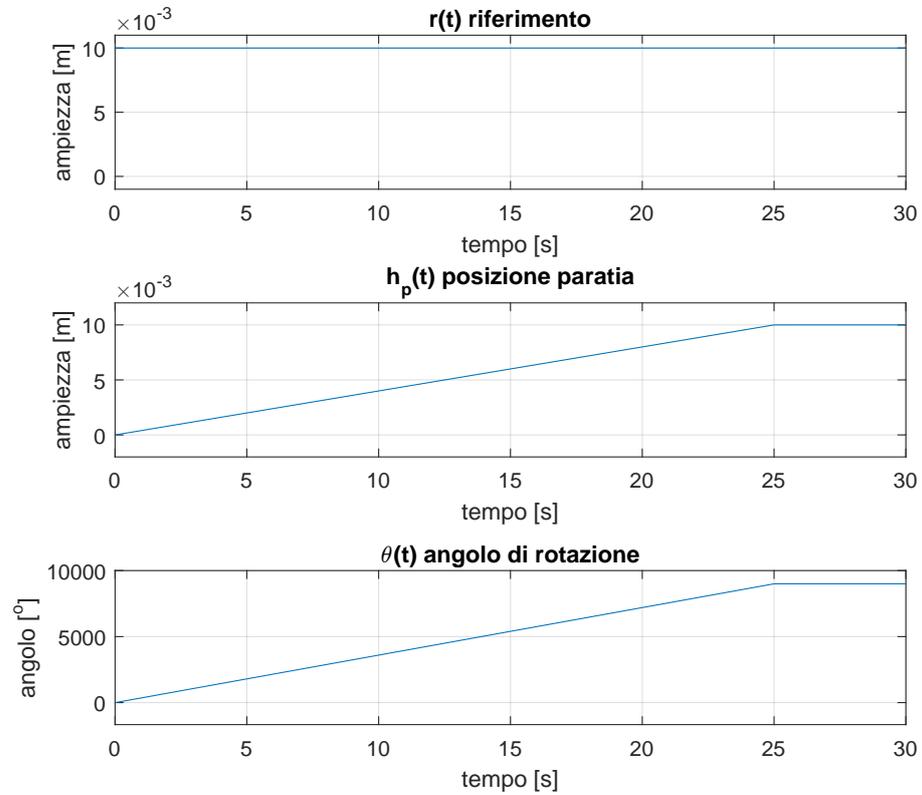


Figure 27: Risposta al riferimento di un gradino in ingresso, posizione paratia e rotazione angolare in uscita. In simulazione.

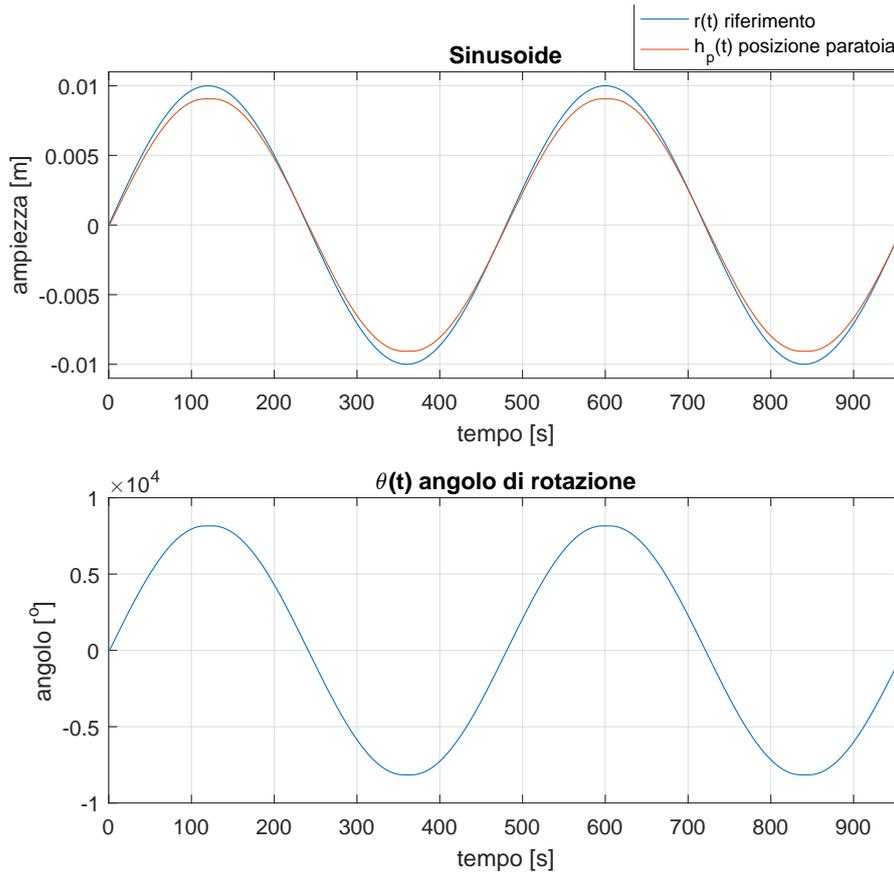


Figure 28: Risposta al riferimento sinusoidale in ingresso, posizione paratoia e rotazione angolare in uscita. In simulazione.

Nella simulazione con riferimento lo step (Figura 27), si notano subito 3 cose: la paratoia raggiunge l'altezza desiderata, la rotazione è esattamente di  $9000^\circ$  come avevamo ipotizzato implicitamente all'inizio della sezione ( $25 \cdot 360^\circ$ ) e inoltre il gradino viene raggiunto in 25 secondi. L'ITSE, indice di errore integrale, è pari a  $0.005206 \text{m}^2 \text{s}$ , un ottimo valore per l'inseguimento del gradino. Queste sono quindi, le prestazioni del modello realizzato.

Si effettua una prova per vedere come tale modello inseguia un riferimento sinusoidale (Figura 28), di ampiezza  $0.01 \text{m}$  e con periodo di  $480 \text{s}$ . Il tempo di simulazione sarà di  $960 \text{s}$  per poter raccogliere un valore dell'ITSE nel "lungo periodo".

In questo caso invece, si vede che l'ampiezza del riferimento non viene raggiunta al 100% ma sembra non accumulare ritardo. Il valore dell'ITSE pari a  $0.1422 \text{m}^2 \text{s}$  ci fa capire l'inseguimento è buono ma non eccellente. In Figura 29 si può vedere la reazione del sistema all'onda triangolare di ampiezza  $0.01 \text{m}$  e di periodo di  $480 \text{s}$ . Anche in questo caso la durata della simulazione è di  $960 \text{s}$ . I commenti sono molto simili al caso precedente, l'ampiezza non viene completamente

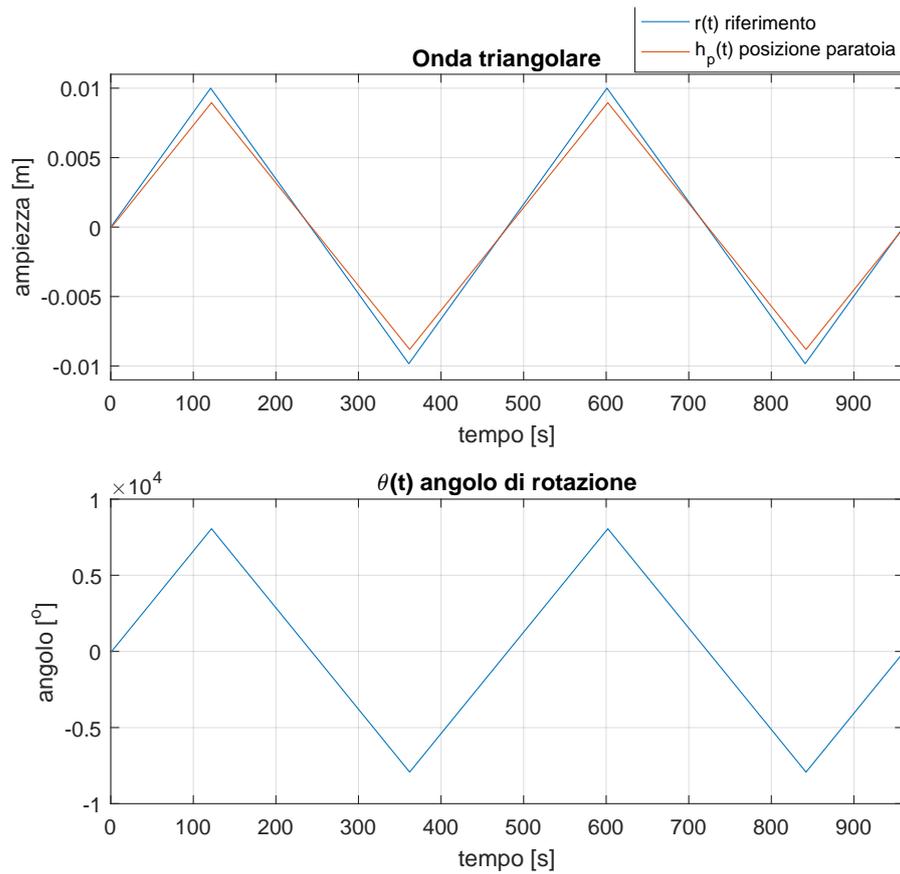


Figure 29: Risposta al riferimento di un onda triangolare in ingresso, posizione paratoia e rotazione angolare in uscita. In simulazione.

raggiunta ma non si osserva del ritardo accumulato, infatti l'ITSE ha un valore di  $0.1644\text{m}^2\text{s}$  paragonabile al caso della sinusoidale.

#### 4.2 L'EFFETTO SULL'ACQUA

Lo scopo in questa sezione è simulare l'onda di marea  $h_m(t)$  analizzata nel Capitolo 3.4 attraverso l'uso di una funzione di trasferimento che ne simula il processo di ingresso e uscita nel caso discreto. Tale funzione di trasferimento, detta *plant*, indica l'impianto di cui si dispone, in questo caso, la quota del pelo libero mare-laguna che viene influenzato dalla movimentazione della paratia.

##### 4.2.1 Prove

Si effettuano, quindi, le classiche prove di una sinusoidale e un'onda triangolare con le stesse caratteristiche, cioè ampiezza  $0.01\text{m}$  e periodo di  $480\text{s}$ ; il tempo di simulazione invece sarà pari a  $960\text{s}$ .

Il controllore *Open-Loop* viene ora testato per vedere come reagisce a un riferimento prodotto dalla somma di sinusoidi. In particolare, si

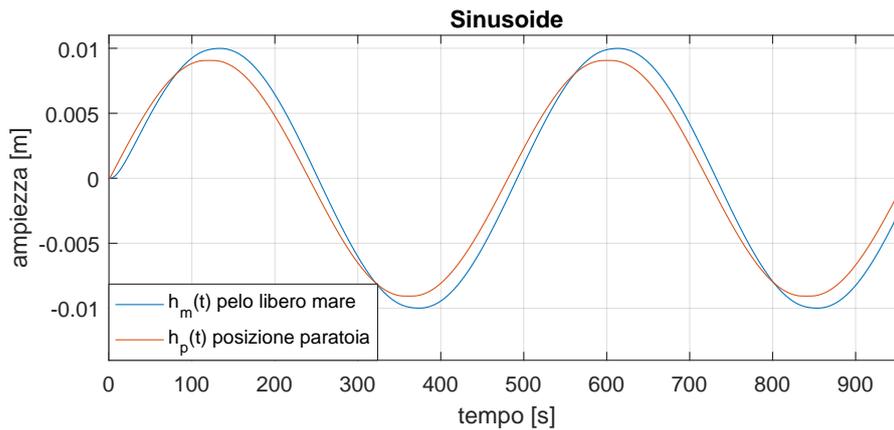


Figure 30: Valore pelo libero mare rispetto all'altezza della paratoia. Sinusoide.

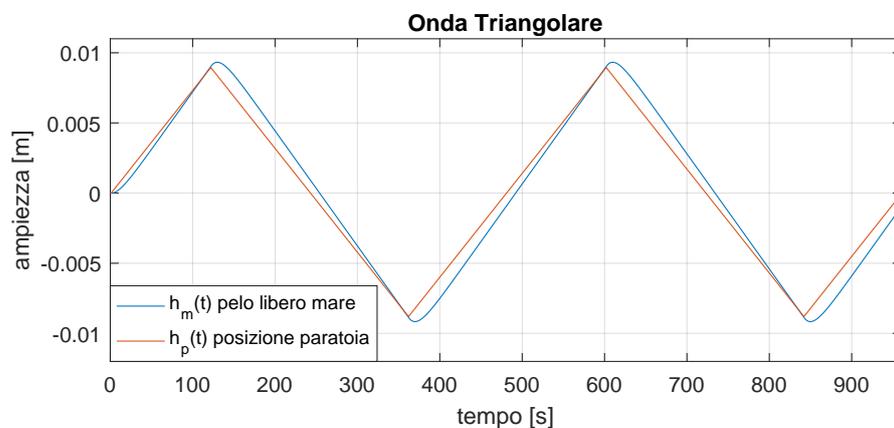


Figure 31: Valore pelo libero mare rispetto all'altezza della paratoia. Onda Triangolare.

usa come base la sinusoide di ampiezza  $a_0 = 0.003\text{m}$  e un periodo di  $T_0 = 480\text{s}$  e si creano le 3 sinusoidi:

1. una standard  $r_0(t) = a_0 \sin(2\pi/T_0)$ ,
2. una con ampiezza e periodo raddoppiati,  $r_1(t) = a_1 \sin(2\pi/T_1)$  con  $a_1 = 2a_0 = 0.006\text{m}$  e  $T_1 = 2T_0 = 960\text{m}$ ,
3. una con ampiezza e periodo dimezzati.  $r_2(t) = a_2 \sin(2\pi/T_2)$  con  $a_2 = a_0/2 = 0.0015\text{m}$  e  $T_2 = T_0/2 = 240\text{m}$ ,

di cui ovviamente se ne effettuerà la somma. In Figura 32 è illustrata la reazione sull'acqua (cioè del *plant*) al riferimento sinusoidale di questo tipo. Per valutarne le prestazioni, usiamo anche in questo caso l'ITSE, specificato in Tabella 5 in cui sono presenti i tre riferimenti appena analizzati.

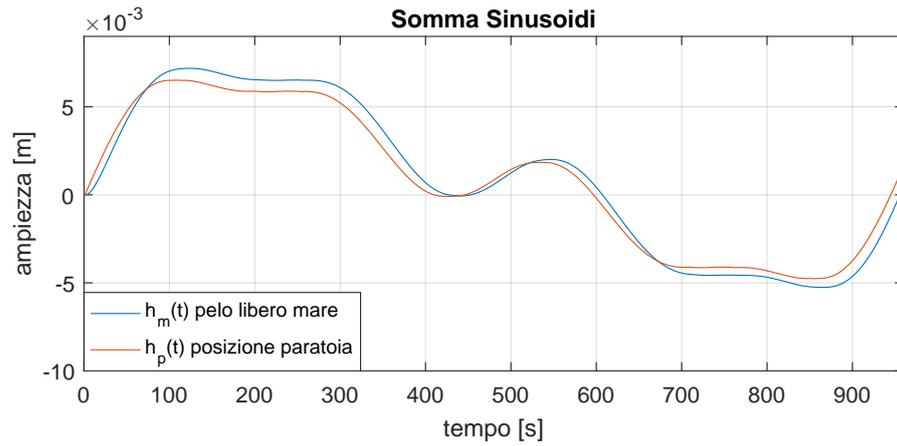


Figure 32: Valore pelo libero mare rispetto all'altezza della paratoia. Somma di sinusoidi.

Riferimento	ITSE
onda triangolare	0.4129
sinusoide	0.5837
somma di sinusoidi	0.9194

Table 5: Confronto dei ITSE [ $\text{m}^2\text{s}$ ] nelle varie configurazioni del riferimento. *Open-loop controller.*

#### 4.2.1.1 Presenza di disturbo

Si suppone e quindi si impone un disturbo di durata 20 secondi (fra 400 e 420 secondi) e ampiezza di 1500 step, posizionato all'ingresso dell'azionamento. In Figura 33 si può vedere la forma del disturbo e in Figura 34 come il controllore open-loop reagisca ad esso. Nel

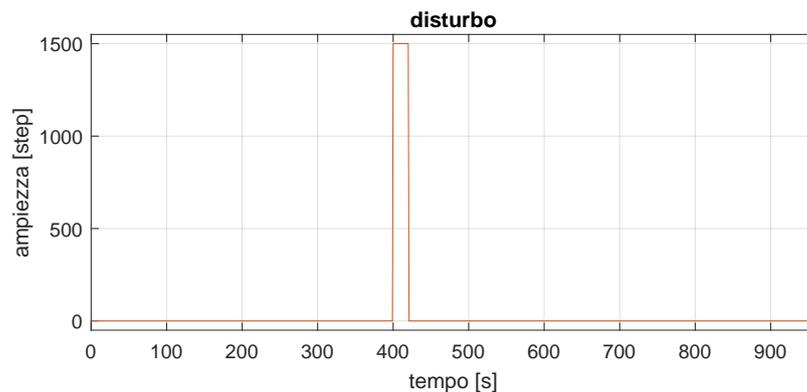


Figure 33: Disturbo immesso all'ingresso dell'azionamento.

caso in cui non è presente il disturbo, come visto prima l'ITSE si

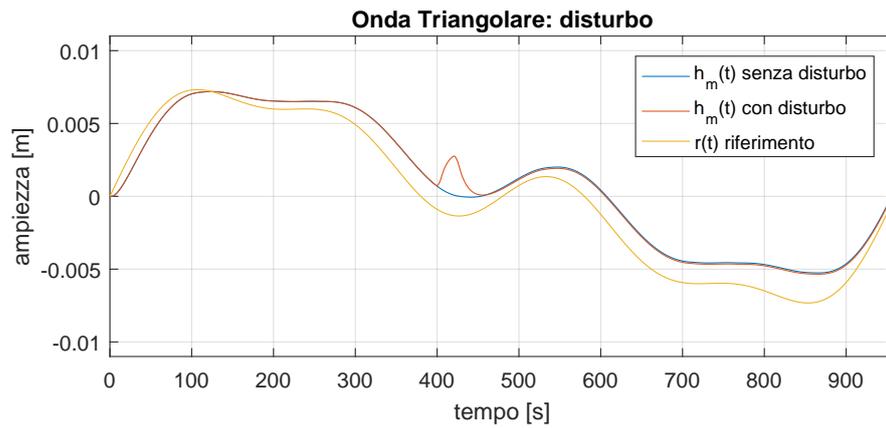


Figure 34: Inseguimento pelo libero mare rispetto a riferimento. Con disturbo.

attesta intorno a  $0.9194\text{m}^2\text{s}$ , invece in presenza di esso l'ITSE è pari a  $0.9667\text{m}^2\text{s}$ , un leggero peggioramento, di una prestazione già non particolarmente performante.



## CONTROLLORI CLOSED-LOOP

---

### 5.1 CONTROLLORI PID

Il controllo PID è di gran lunga il più comune algoritmo di controllo: la maggior parte degli anelli a retroazione infatti, vengono controllati da algoritmi PID, o da loro varianti. Un controllore PID si può trovare in varie forme:

- come controllore a sè stante;
- come parte di un sistema DDC (*Direct Digital Control*);
- come parte di un sistema di controllo distribuito.

Per arrivare alla struttura generale di un controllore PID, si possono intraprendere diverse strade, ad esempio pensando al controllore come ad un dispositivo operante con diverse regole pratiche oppure studiandolo analiticamente. In questo capitolo si introdurranno inizialmente i controllori PID per sistemi a tempo continuo, descrivendone le proprietà e gli aspetti fondamentali, per poi fare un breve cenno alla discretizzazione di tali controllori.

#### 5.1.1 Il concetto della retroazione

L'idea della retroazione è solo apparentemente semplice, ma estremamente potente. L'uso del principio della retroazione ha consentito un notevole passo in avanti nell'ingegneria del controllo, e non solo. Per avere un'idea del principio alla base del *feedback*, consideriamo l'esempio che segue. Immaginiamo di avere un processo in cui la grandezza da controllare cresca al crescere dell'ingresso applicato. Il principio del *feedback* può essere espresso come:

*"si aumenta la variabile di controllo quando l'uscita del processo è inferiore al valore desiderato mentre si diminuisce la variabile di controllo quando l'uscita del processo è maggiore del valore desiderato".*

Questo tipo di retroazione è chiamata *retroazione negativa* perché la variabile manipolata si muove in direzione inversa rispetto alla variabile di processo. La schematizzazione di un sistema di controllo con retroazione negativa è mostrato in Figura 35.

Il motivo per cui i sistemi a retroazione sono molto utilizzati è che rendono la variabile di processo molto vicina al valore di riferimento anche in presenza di disturbi e variazioni delle caratteristiche del processo.

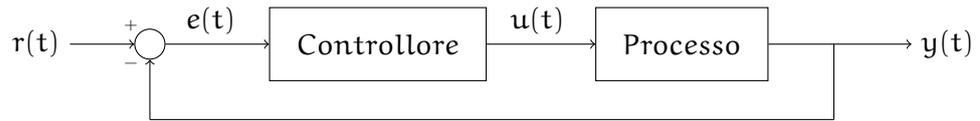


Figure 35: Schema di controllo a catena chiusa senza disturbi.

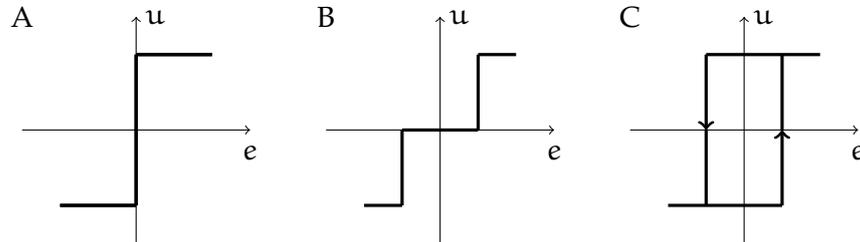


Figure 36: Caratteristiche del controllore con taratura on/off ideale (A), e modificate con zona morta (B) e isteresi (C).

#### 5.1.1.1 Controllo On/Off

La retroazione può essere impostata in diversi modi. Un semplice meccanismo di feedback può essere il seguente:

$$u(t) = \begin{cases} u_{\max} & \text{se } e(t) > 0 \\ u_{\min} & \text{se } e(t) < 0 \end{cases} \quad (59)$$

dove l'errore di controllo è definito come differenza tra il segnale di riferimento e quello di uscita:  $e = r - y$ . Questo metodo implica che viene sempre utilizzata la massima azione correttiva. La variabile di controllo ha, ad esempio, il suo valore maggiore quando l'errore è positivo, e il suo valore minore quando l'errore è negativo. Questo genere di controllo è detto *controllo on/off*. Il metodo on-off funziona comunque bene per quanto riguarda l'aderenza dell'uscita del processo al riferimento anche se l'uscita del processo presenta delle oscillazioni. Da notare che quando l'errore è nullo, la variabile di controllo non è definita. In questo modo si è soliti apportare delle modifiche o introducendo delle isteresi, o una zona morta (si veda Figura 36).

#### 5.1.1.2 Controllore proporzionale

La ragione per cui il controllo on/off da spesso origine a delle oscillazioni è che il sistema reagisce in maniera eccessiva alle variazioni dell'uscita: anche un errore piccolo da origine alla massima variazione della variabile di controllo. Questo problema però si riesce ad evitare impiegando un controllore di tipo proporzionale, dove la variabile di controllo è proporzionale all'errore (questo vale in particolare per errori piccoli). La Figura 37 mostra la caratteristica di un controllore proporzionale. Il controllore è caratterizzato allora dalla funzione non lineare  $u = f_c(e)$  mostrata in figura.

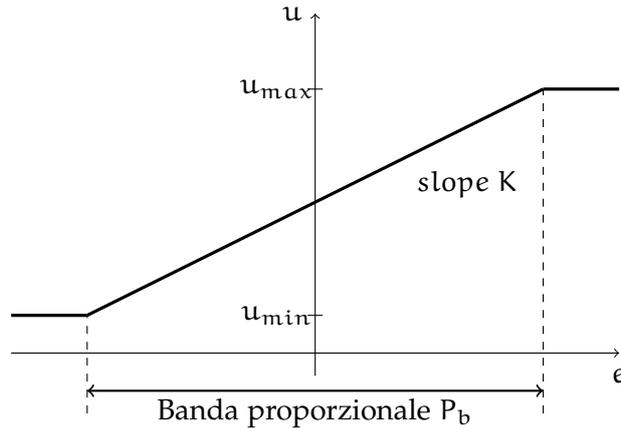


Figure 37: Caratteristica di un controllore proporzionale. L'ingresso è l'errore  $e(t)$  e l'uscita è il segnale di controllo  $u(t)$ .

Per descrivere la caratteristica di un controllore proporzionale è necessario fornire i due limiti  $u_{min}$  e  $u_{max}$  della variabile di controllo. Il tratto lineare può essere descritto tramite il coefficiente angolare  $K$  (*slope* in Figura 37), che non è altro che il guadagno del controllore, oppure tramite l'intervallo in cui la caratteristica è lineare (i.e. la banda proporzionale  $P_b$  in figura). La banda proporzionale e il guadagno del controllore sono in relazione tra di loro attraverso la:

$$u_{max} - u_{min} = K P_b, \quad (60)$$

e di norma si assume che  $u_{max} - u_{min} = 100\%$  il che implica:

$$K = \frac{100}{P_b}. \quad (61)$$

Vale la pena notare che per errori sufficientemente grandi, il controllore proporzionale agisce come un controllore di tipo on/off.

### 5.1.1.3 Analisi statica di sistemi con retroazione

Alcune proprietà di un sistema di controllo possono essere comprese con una semplice analisi statica. A tale scopo, si introduce la caratteristica statica del processo, che è una curva che riporta l'uscita  $y$  del processo in funzione dell'ingresso  $u$  in condizioni stazionarie (la curva ha significato fisico solo per processi stabili). Questa caratteristica è molto importante perché può essere utilizzata per determinare l'insieme dei segnali di controllo richiesti per portare l'uscita del processo al valore desiderato, per dimensionare gli attuatori e per selezionare la risoluzione del sensore. Può essere utilizzata anche per valutare quando le variazioni di guadagno statico siano così elevate da doverne tenere conto nel progetto del controllore.

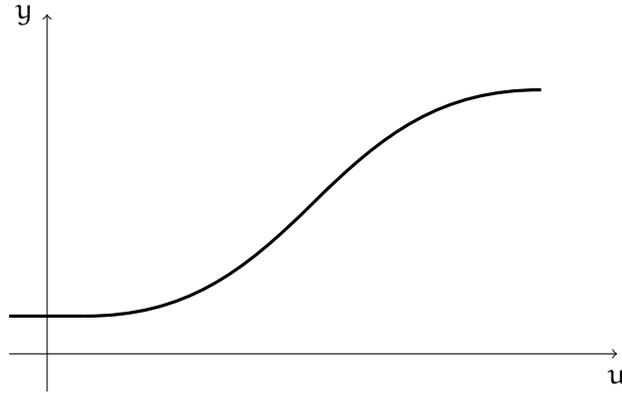


Figure 38: Caratteristica statica del processo. Mostra l'uscita  $y$  come una funzione dell'ingresso del processo  $u$  in condizioni statiche.

**Controllo proporzionale** Si consideri un processo controllato con un controllore proporzionale. Sia la caratteristica del controllore:

$$u = f_c(r - y). \quad (62)$$

Introducendo la caratteristica inversa del controllore  $f_c^{-1}(u)$ , questa si può esprimere come:

$$r - y = f_c^{-1}(u), \quad (63)$$

e successivamente introducendo la caratteristica statica del processo:

$$y = f_p(u), \quad (64)$$

troviamo che il valore di equilibrio di  $u$  soddisfa l'equazione:

$$r - f_c^{-1}(u) = f_p(u). \quad (65)$$

Quest'equazione può essere risolta graficamente trovando le intersezioni tra il grafico della funzione  $f_p(u)$  e  $r - f_c^{-1}$  come mostrato in Figura 39. L'intersezione è unica se le caratteristiche sono monotone. Il valore di equilibrio dell'uscita del processo  $y$  si ottiene semplicemente come la coordinata  $y$  dell'intersezione. Nella costruzione grafica, è semplice vedere come l'equilibrio sia influenzato dal valore di regime e dal guadagno del controllore. L'equilibrio aderisce al riferimento solo se:

$$r = y_0 \stackrel{\text{def}}{=} f_p(u_b). \quad (66)$$

Per tutti gli altri valori di uscita desiderati, ci sarà uno scostamento. Se la caratteristica del processo viene approssimata con una linea retta con coefficiente angolare  $K_p$ , e il guadagno del controllore è  $K$ , lo scostamento può essere calcolato in modo semplice. Introducendo il parametro  $a$  come in Figura 39, troviamo:

$$r - y_0 = \left( K_p + \frac{1}{K} \right) a, \quad (67)$$

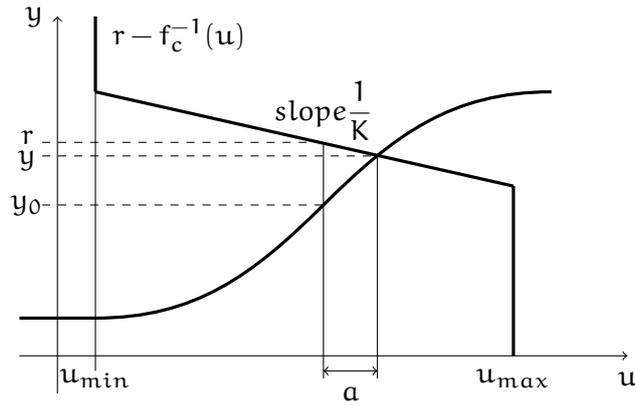


Figure 39: Determinazione dell'equilibrio dalla caratteristica statica del processo e dalla caratteristica di controllo.

e quindi:

$$r - y = \frac{1}{K} a. \quad (68)$$

Questo implica che l'errore a regime sarà:

$$e = r - y = \frac{1}{1 + K_p K} (r - y_0), \quad (69)$$

e più piccolo è lo scostamento maggiore è il guadagno d'anello  $K_p K$ .

### 5.1.2 Controllore Proporzionale-Integrativo-Derivativo

Nelle sezioni precedenti si è visto come un controllore proporzionale abbia lo svantaggio di mantenere sempre un certo errore a regime. Gli algoritmi di controllo usati in pratica sono sempre un po' più complessi di quelli di tipo puramente proporzionale. Empiricamente, si evince che il controllore di tipo PID può garantire delle prestazioni soddisfacenti in molti casi pratici. La versione standard di un controllore PID può essere descritta dall'equazione:

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) = \quad (70)$$

$$= K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (71)$$

dove  $u$  è la variabile di controllo, ed  $e$  è l'errore. La variabile di controllo è dunque la somma di tre termini: un termine proporzionale all'errore, P, un termine proporzionale all'integrale dell'errore, I, ed un termine proporzionale alla derivata dell'errore, D. I parametri di tale controllore sono il guadagno proporzionale  $K$ , il tempo di integrazione  $T_i$ , il tempo di derivazione  $T_d$  (e valgono le relazioni:  $K_p = K$ ,  $K_i = K/T_i$  e  $K_d = K T_d$ ).

## 5.1.2.1 Azione proporzionale

Nel caso di controllo proporzionale, la legge di controllo della (71) si riduce a:

$$u(t) = K e(t) + u_b. \quad (72)$$

L'azione di controllo è semplicemente proporzionale all'errore. La variabile  $u_b$  è un *bias* o un *reset*: quando l'errore  $e$  vale zero,  $u(t) = u_b$ . Il *bias*  $u_b$  è spesso impostato a  $(u_{max} - u_{min})/2$ , ma a volte può essere tarato manualmente in modo da avere errore nullo al valore dell'uscita desiderato.

**Analisi statica** Molte delle proprietà del controllore proporzionale possono essere comprese basandosi su considerazioni statiche sul sistema. Consideriamo il sistema con retroazione di Figura 40 composto di un processo col relativo controllore. Se il controllore è puramente proporzionale e il processo è modellato dal modello statico:

$$x = K_p(u + l), \quad (73)$$

dove  $x$  è la variabile di processo,  $u$  la variabile di controllo ed  $l$  è un rumore di carico. Dal diagramma a blocchi si ottengono le equazioni:

$$y = x + n, \quad (74)$$

$$x = K_p(u + l), \quad (75)$$

$$u = K(r - y) + u_b. \quad (76)$$

Eliminando le variabili intermedie si ottiene la seguente relazione tra la variabile di processo  $x$ , il valore di riferimento  $r$ , il rumore di carico  $l$  e il rumore di misura  $n$ :

$$x = \frac{K K_p}{1 + K K_p}(r - n) + \frac{K_p}{1 + K K_p}(l + u_b). \quad (77)$$

Il prodotto  $K K_p$  è un numero dimensionale che prende il nome di *guadagno d'anello*. Si possono fare molte considerazioni interessanti a partire dalla (77). Per prima cosa, si assuma che  $n = 0$  e  $u_b = 0$ . Allora il guadagno d'anello dovrebbe essere il più elevato possibile in modo da garantire che l'uscita  $x$  del processo sia prossima al valore desiderato  $r$ . Un elevato valore del guadagno d'anello inoltre renderà il sistema insensibile ai disturbi di carico  $l$ . Tuttavia se  $n \neq 0$ , dalla (77) segue che il rumore di misura, influenzerà l'uscita del processo con un contributo pari a quello del riferimento  $r$ . Per evitare di rendere il sistema sensibile a errori di misura, il guadagno d'anello non potrà essere troppo elevato. Allo stesso modo, se  $u_b \neq 0$  il *bias* del controllore influenza il sistema allo stesso modo del disturbo di carico  $l$ . È dunque evidente come un progetto del controllore riguardi il giusto compromesso tra vari obiettivi di controllo, e come non ci sia una risposta semplice su quale sia il miglior guadagno d'anello. Questo dipende da quale obiettivo di controllo sia più importante.

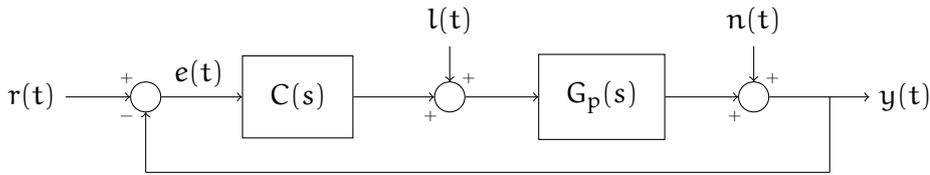
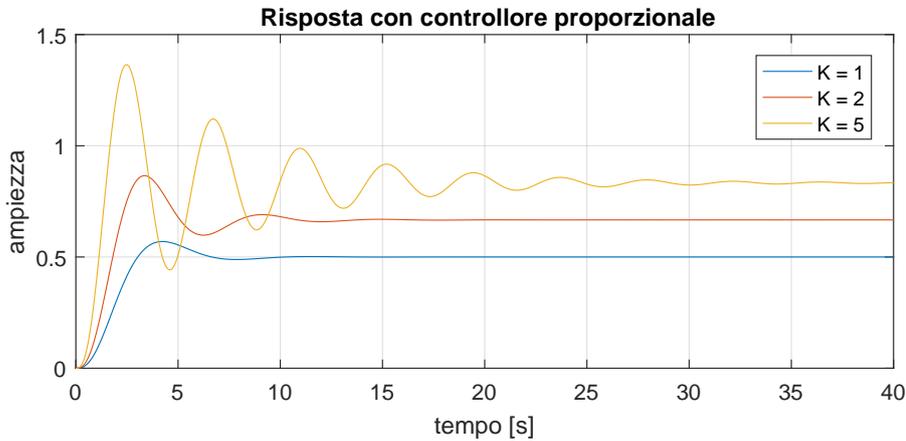


Figure 40: Schema di controllo a catena chiusa con disturbi.

Figure 41: Simulazione di un sistema retroazionato con controllore proporzionale, per diversi valori di  $K$ , indicati in figura. La funzione di trasferimento del processo è  $G_p(s) = (s + 1)^3$ . Il segnale di riferimento è  $r(t) = 1$ .

Dalla (77) segue che ci sarà sempre un errore a regime con un controllo di tipo proporzionale. Questo si può dedurre intuitivamente dall'osservazione della (76) che l'errore è nullo solo quando  $u = u_b$  in regime stazionario. L'errore allora può essere reso nullo con una scelta appropriata del *bias*  $u_b$ .

Un esempio tipico di controllore proporzionale è mostrato in Figura 41. La figura mostra il comportamento dell'uscita del processo dopo una variazione a scalino del riferimento. L'errore a regime può essere calcolato dalla (77). Il termine di *bias*  $u_b = 0$ , i rumori  $l, n = 0$ . Con un guadagno di controllore  $K = 1$  e un guadagno statico del processo  $K_p = 1$  l'errore a regime è del 50%. La figura mostra che l'errore a regime diminuisce al crescere del guadagno d'anello, come avevamo dedotto dalla (77). Va notato anche come la risposta diventi oscillatoria all'aumentare del guadagno del controllore. Questo è dovuto alla dinamica del sistema.

#### 5.1.2.2 Azione integratrice

La funzione principale dell'azione integratrice è quella di garantire che l'errore a regime sia nullo. Abbiamo detto che con il guadagno proporzionale è normale che ci sia un errore finito a regime. Con l'azione integratrice, un errore positivo porta sempre ad un aumento

del segnale di controllo e un errore negativo porta sempre ad una diminuzione del segnale di controllo, indipendentemente da quanto piccolo possa essere l'errore.

Ora mostreremo che l'errore a regime di un controllore con azione integratrice, è sempre nullo. Infatti se si assume che il sistema sia a regime, e si suppone che l'ingresso  $u_0$  sia costante, l'errore a regime sarà  $e_0$ . Dalla (71) allora segue che il segnale di controllo è:

$$u_0 = K \left( e_0 + \frac{e_0}{T_i} t \right), \quad (78)$$

e se  $e_0 \neq 0$ , è evidente che l'ingresso  $u_0$  non può essere costante, contraddicendo l'assunzione fatta precedentemente. Dunque si conclude che un controllore con azione integratrice deve avere errore a regime nullo.

L'azione integratrice può anche essere vista come un dispositivo che resetta automaticamente il termine di *bias*  $u_b$  di un controllore proporzionale. Questo è illustrato nello schema a blocchi in Figura 42, che mostra un controllore proporzionale con un reset che è tarato automaticamente. La taratura viene effettuata riportando in ingresso un segnale, che è una copia filtrata del segnale di controllo  $u$ .

Nella pratica si utilizza spesso l'implementazione di Figura 42. Un semplice calcolo mostra che il controllore fornisce i risultati desiderati, infatti dal diagramma a blocchi:

$$u = K e + I, \quad (79)$$

$$T_i \frac{dI}{Dt} + I = u, \quad (80)$$

ed eliminando  $u$  tra queste equazioni si ottiene:

$$T_i \frac{dI}{Dt} + I = K e + I, \quad (81)$$

e si conclude che

$$T_i \frac{dI}{Dt} = K e, \quad (82)$$

che mostra che il controllore in Figura 42 è un controllore PI. Le proprietà dell'azione integratrice sono mostrate in Figura 43 che mostra una simulazione per un sistema con controllore PI. Il guadagno proporzionale è  $K = 1$  in tutte le simulazioni, e viene cambiato il tempo di integrazione. Il tempo  $T_i = \infty$  corrisponde al caso puramente proporzionale e non è indicato in figura. Per valori finiti di  $T_i$  l'errore è nullo. Per valori elevati di  $T_i$  la risposta sale lentamente verso il valore di riferimento. L'andamento è approssimativamente esponenziale, con costante di tempo  $T_i/K K_p$ . L'andamento è più rapido per valori minori di  $T_i$  ma è anche più oscillatorio.

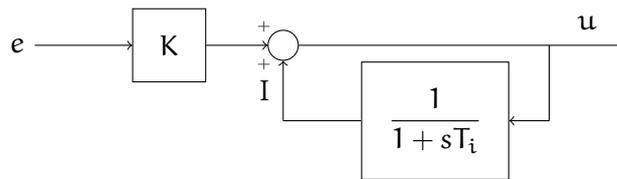


Figure 42: Implementazione dell'azione integratrice come retroazione positiva.

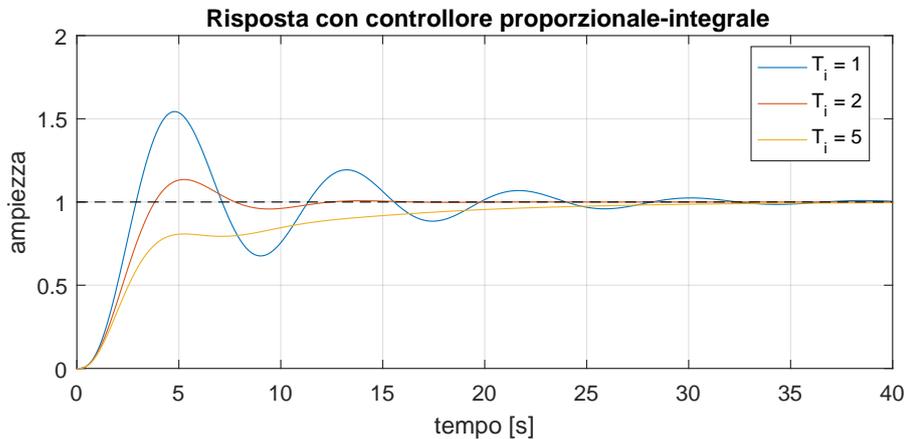


Figure 43: Simulazione di un sistema retroazionato con controllore PI, per diversi valori di  $T_i$ , indicati in figura. La funzione di trasferimento del processo è  $G_p(s) = (s + 1)^3$ . Il segnale di riferimento è  $r(t) = 1$ .

### 5.1.2.3 Azione derivatrice

L'obiettivo dell'azione derivatrice è di migliorare la stabilità del sistema a catena chiusa. Il meccanismo di instabilità può essere descritto in questo modo: a causa della dinamica del sistema, ci vuole un certo tempo prima che un cambiamento della variabile di controllo causi una variazione apprezzabile del valore dell'uscita del processo. L'azione di un controllore con azione integratrice e derivatrice, può essere interpretata come se il controllo fosse proporzionale alla predizione dell'uscita del processo, dove la predizione è fatta estrapolando l'errore dalla tangente della curva dell'errore (Figura 44). La struttura base per un controllore PD è:

$$u(t) = K \left( e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right). \quad (83)$$

L'espansione in serie di Taylor di  $e(t + T_d)$  da:

$$e(t + T_d) \approx e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (84)$$

Il segnale di controllo è dunque proporzionale alla stima dell'errore all'istante  $T_d$  più avanti, dove la stima è ottenuta per estrapolazione lineare. Le proprietà dell'azione derivatrice sono riportate in Figura 45 che mostra le simulazioni di un sistema controllato con un PID.

Il guadagno del controllore e il tempo di integrazione sono  $K = 3$  e  $T_i = 2$ , e il tempo di derivazione  $T_d$  varia secondo i valori riportati in figura. Per  $T_d = 0$  abbiamo un controllore PI. Con i parametri scelti, la risposta del sistema è oscillatoria. Inizialmente lo smorzamento aumenta aumentando il tempo di derivazione, e diminuisce nuovamente quando il tempo di derivazione diventa troppo elevato.

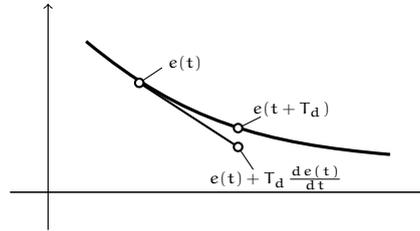


Figure 44: Interpretazione dell'azione derivatrice come controllo preventivo, dove la predizione è ottenuta dall'estrapolazione lineare.

### 5.1.3 Discretizzazione di controllori PID

Per implementare una legge di controllo a tempo continuo, come un controllore PID, in un sistema di acquisizione dati digitale, è necessario approssimare le derivate e gli integrali che appaiono nella legge di controllo. A tal fine si utilizzano diverse tecniche elencate qui di seguito.

#### 5.1.3.1 Azione proporzionale

Il termine proporzionale è

$$P = K(b r - y). \quad (85)$$

Questo termine è implementato semplicemente rimpiazzando le variabili continue con le loro versioni campionate:

$$P(t_k) = K(b r(t_k) - y(t_k)), \quad (86)$$

dove  $\{t_k\}$  denota gli istanti di campionamento, ovvero gli istanti in cui il sistema di acquisizione digitale legge il segnale d'ingresso analogico.

#### 5.1.3.2 Azione integratrice

Il termine integrale è dato da:

$$I(t) = \frac{K}{T_i} \int_0^t e(s) ds. \quad (87)$$

Ne consegue che:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{K}{T_i} e. \quad (88)$$

Per approssimare questa equazione ci sono vari modi:

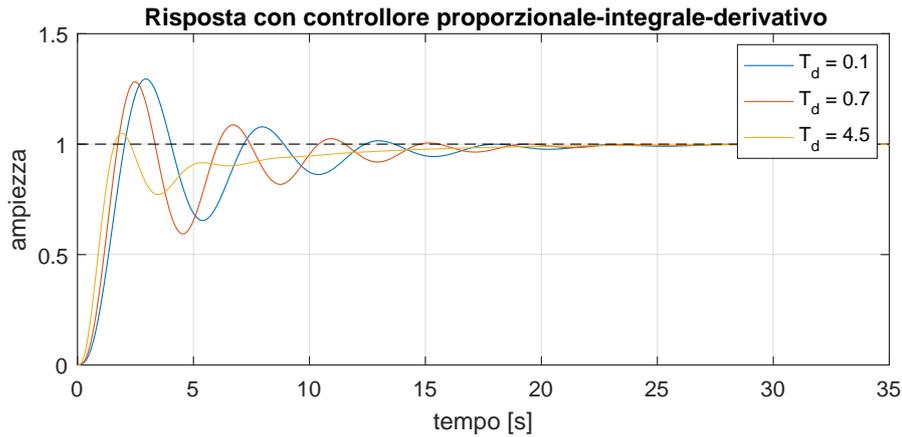


Figure 45: Simulazione di un sistema retroazionato con controllore PID, per diversi valori di  $T_d$ , indicati in figura. La funzione di trasferimento del processo è  $G_p(s) = (s + 1)^3$ . Il segnale di riferimento è  $r(t) = 1$ .

**Differenza in avanti** Approssimando la derivata con la differenza in avanti si ottiene:

$$\frac{I(t_{k+1}) - I(t_k)}{h} = \frac{K}{T_i} e(t_k), \quad (89)$$

che porta alla seguente equazione ricorsiva per il termine integrale:

$$I(t_{k+1}) = I(t_k) + \frac{Kh}{T_i} e(t_k). \quad (90)$$

**Differenza all'indietro** Approssimando la derivata con la differenza all'indietro si ottiene:

$$\frac{I(t_k) - I(t_{k-1})}{h} = \frac{K}{T_i} e(t_k), \quad (91)$$

che porta alla seguente equazione ricorsiva per il termine integrale:

$$I(t_k) = I(t_{k-1}) + \frac{Kh}{T_i} e(t_k). \quad (92)$$

**Approssimazione di Tustin e rampa di equivalenza** Un altro semplice metodo di approssimazione si deve a Tustin. Questa approssimazione vale:

$$I(t_{k+1}) = I(t_k) + \frac{Kh}{T_i} \frac{e(t_{k+1}) - e(t_k)}{2}. \quad (93)$$

Un ulteriore metodo è chiamato rampa di equivalenza, e fornisce uscite esatte negli istanti di campionamento, se il segnale di ingresso è continuo e lineare a tratti, tra gli istanti di campionamento. L'approssimazione a rampa fornisce la stessa approssimazione del termine integrale del

metodo di Tustin.

Va notato che tutte le approssimazioni hanno la stessa forma, ovvero:

$$I(t_{k+1}) = I(t_k) + b_{i1}e(t_{k+1}) + b_{i2}e(t_k). \quad (94)$$

### 5.1.3.3 Azione derivatrice

Il termine derivativo è dato da:

$$\frac{T_d}{N} \frac{dD}{dt} + D = -K T_d \frac{dy}{dt}, \quad (95)$$

e lo si può approssimare in modo analogo a quanto fatto per il termine integrale:

**Differenza in avanti** Approssimando la derivata con la differenza in avanti si ottiene:

$$\frac{T_d}{N} \frac{D(t_{k+1}) - D(t_k)}{h} + D(t_k) = -K T_d \frac{y(t_{k+1}) - y(t_k)}{h}, \quad (96)$$

che si può riscrivere come:

$$D(t_{k+1}) = \left(1 - \frac{N h}{T_d}\right) D(t_k) - K N (y(t_{k+1}) - y(t_k)). \quad (97)$$

**Differenza all'indietro** Approssimando la derivata con la differenza all'indietro si ottiene:

$$\frac{T_d}{N} \frac{D(t_k) - D(t_{k-1})}{h} + D(t_k) = -K T_d \frac{y(t_k) - y(t_{k-1})}{h}, \quad (98)$$

che si può riscrivere come:

$$D(t_k) = \frac{T_d}{T_d + N h} D(t_{k-1}) - \frac{K T_d N}{T_d + N h} (y(t_k) - y(t_{k-1})). \quad (99)$$

**Approssimazione di Tustin** Un altro semplice metodo di approssimazione si deve a Tustin. Questa approssimazione vale:

$$D(t_k) = \frac{2T_d - N h}{2T_d + N h} D(t_{k-1}) - \frac{2K T_d N}{2T_d + N h} (y(t_k) - y(t_{k-1})). \quad (100)$$

**Rampa di equivalenza** Infine l'approssimazione con rampa di equivalenza è:

$$D(t_k) = e^{-N h / T_d} D(t_{k-1}) - \frac{K T_d (1 - e^{-N h / T_d})}{h} (y(t_k) - y(t_{k-1})). \quad (101)$$

Va notato che di nuovo tutte le approssimazioni hanno la stessa forma, ovvero:

$$D(t_k) = a_d D(t_{k-1}) - b_d (y(t_k) - y(t_{k-1})), \quad (102)$$

ma con diversi valori dei parametri  $a_d$  e  $b_d$ .

Le approssimazioni dei termini derivativi sono stabili solo quando  $|a_d| < 1$ . L'approssimazione con differenza in avanti richiede che  $T_d > Nh/2$ . L'approssimazione diventa instabile per piccoli valori di  $T_d$ . L'approssimazione di Tustin e quella con differenza in avanti forniscono valori negativi di  $a_d$  per  $T_d$  piccoli. Questo è da evitare perché l'approssimazione potrebbe presentare una risonanza. L'approssimazione con differenza all'indietro da buoni risultati per ogni  $T_d$ . È anche la più facile da calcolare, ed è di solito il metodo più utilizzato.

#### 5.1.4 Anello di controllo implementato a computer

La Figura 47 rappresenta un anello di controllo in cui il controllore è implementato con un sistema di acquisizione dati digitale. Quest'ultimo registra i dati del processo attraverso un convertitore analogico-digitale. Il convertitore A/D produce un valore numerico che rappresenta la misura. Come si vede nel diagramma a blocchi questo valore può anche essere scalato. Il segnale digitale che ne risulta,  $y(t_k)$  viene processato dalla funzione di controllo, che altro non è che un algoritmo che calcola il valore del segnale di controllo,  $u(t_k)$ .

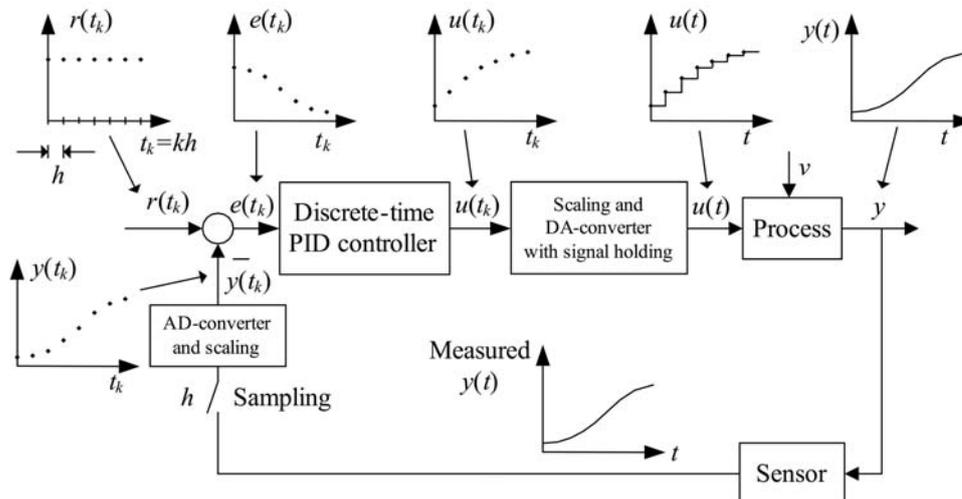


Figure 46: Anello di controllo implementato a computer.

Il segnale di controllo è scalato e mandato all'ADC dove viene mantenuto costante per un tempo pari al periodo di campionamento del convertitore. Di conseguenza il segnale di controllo diventa un

segnale a scala. Il periodo di campionamento,  $h$ , è di solito piccolo rispetto alla durata della costante di tempo dell'attuatore, in modo che quest'ultimo non risenta dell'andamento a scala del segnale.

#### 5.1.4.1 Sviluppo del controllore PID discreto

Il punto di partenza per lo sviluppo del PID discreto, è il PID continuo:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e \, d\tau + K_p T_d \dot{e}_f(t), \quad (103)$$

dove  $u$  è l'uscita del controllore (la variabile di controllo),  $e$  è l'errore:

$$e(t) = r(t) - y(t), \quad (104)$$

con  $r$  segnale di riferimento e  $y$  uscita del sistema.  $e_f$  è l'errore di controllo filtrato, ovvero è l'uscita del seguente filtro passabasso:

$$e_f(s) = \frac{1}{T_f s + 1} e(s), \quad (105)$$

in cui  $T_f$  è la costante di tempo del filtro, di solito scelta come  $T_f = a T_d$  e tipicamente  $a = 0.1$ .

Per ottenere la formula del segnale di controllo  $u(t_k)$  a tempo discreto, ci sono molti modi. Quello che probabilmente è il più semplice è il seguente.

Differenziando entrambi i membri della (103) si ottiene:

$$\dot{u}(t) = K_p \dot{e}(t) + \frac{K_p}{T_i} e(t) + K_p T_d \ddot{e}_f(t). \quad (106)$$

Applicando il metodo di differenziazione all'indietro a  $\dot{u}$ ,  $\dot{e}$  e  $\ddot{e}_f$  ot-  
tengo:

$$\begin{aligned} \frac{u(t_k) - u(t_{k-1})}{h} &= K_p \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{h} + \frac{K_p}{T_i} e(t_k) + \\ &+ K_p T_d \frac{\dot{e}_f(t_k) - \dot{e}_f(t_{k-1})}{h}. \end{aligned} \quad (107)$$

Applicando la differenziazione all'indietro anche a  $\dot{e}_f(t_k)$  e  $\dot{e}_f(t_{k-1})$  concludo che:

$$\begin{aligned} \frac{u(t_k) - u(t_{k-1})}{h} &= K_p \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{h} + \frac{K_p}{T_i} e(t_k) + \\ &+ K_p T_d \frac{\frac{e_f(t_k) - e_f(t_{k-1})}{h} - \frac{e_f(t_{k-1}) - e_f(t_{k-2})}{h}}{h}. \end{aligned} \quad (108)$$

Risolviendo per  $u(t_k)$  alla fine si ottiene il PID a tempo discreto:

$$\begin{aligned} u(t_k) &= u(t_{k-1}) + K_p [e(t_k) - e(t_{k-1})] + \frac{K_p h}{T_i} e(t_k) + \\ &+ \frac{K_p T_d}{h} [e_f(t_k) - 2e_f(t_{k-1}) + e_f(t_{k-2})]. \end{aligned} \quad (109)$$

Di solito quello che si fa nel mondo dell'automazione è implementare il controllore con un algoritmo detto incrementale, perché apporta dei benefici al metodo. L'algoritmo del PID discreto incrementale consiste nel suddividere il calcolo del segnale di controllo in due step:

1. Si calcola il valore dell'incremento  $\Delta u(t_k)$ ,
2. Si calcola il valore complessivo come  $u(t_k) = u(t_{k-1}) + \Delta u(t_k)$ .

Dunque, l'algoritmo del PID incrementale è:

$$\begin{aligned} \Delta u(t_k) &= K_p [e(t_k) - e(t_{k-1})] + \frac{K_p h}{T_i} e(t_k) + \\ &+ \frac{K_p T_d}{h} [e_f(t_k) - 2e_f(t_{k-1}) + e_f(t_{k-2})] \quad (110) \\ u(t_k) &= u(t_{k-1}) + \Delta u(t_k). \end{aligned}$$

### 5.1.5 Variazione del riferimento

I valori scelti per i guadagni del PID classico sono:  $K_p = 7.5e5$ ,  $K_I = 1.8e5$  e  $K_D = 0$ . Si effettuano delle prove con sinusoidi, onda triangolare e somma di sinusoidi, con ampiezza 0.01m, periodo 480s e tempo di simulazione 960s.

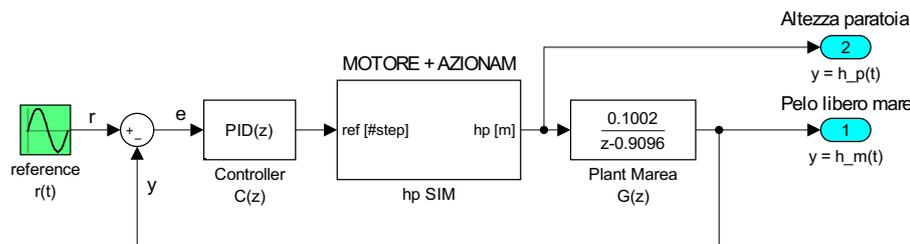


Figure 47: Modello Simulink® completo del *closed-loop control* PID.

Analizzando tutte e tre le simulazioni insieme (Figure 48, 49 e 50) si nota subito che si possono fare le stesse osservazioni per tutte. Si notano delle leggere oscillazioni e l'uscita non riesce a raggiungere il massimo del riferimento. Purtroppo è presente anche un piccolo ritardo di circa 3s. I valori dell'ITSE (in Tabella 6) descrivono appieno queste considerazioni.

Riferimento	ITSE
onda triangolare	0.09640
sinusoide	0.08893
somma di sinusoidi	0.07159

Table 6: Confronto dei ITSE [ $m^2 \cdot s$ ] nelle varie configurazioni del riferimento. *Closed-loop controller* PID.

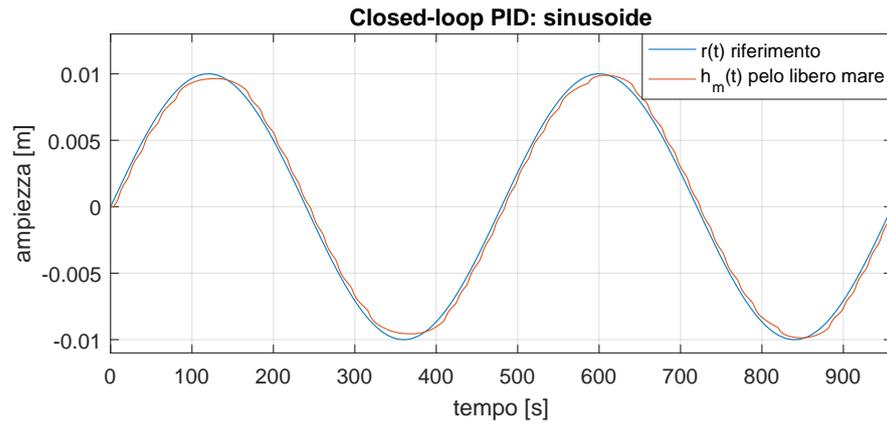


Figure 48: Inseguimento con controllore *closed-loop* PID di riferimento sinusoidale.

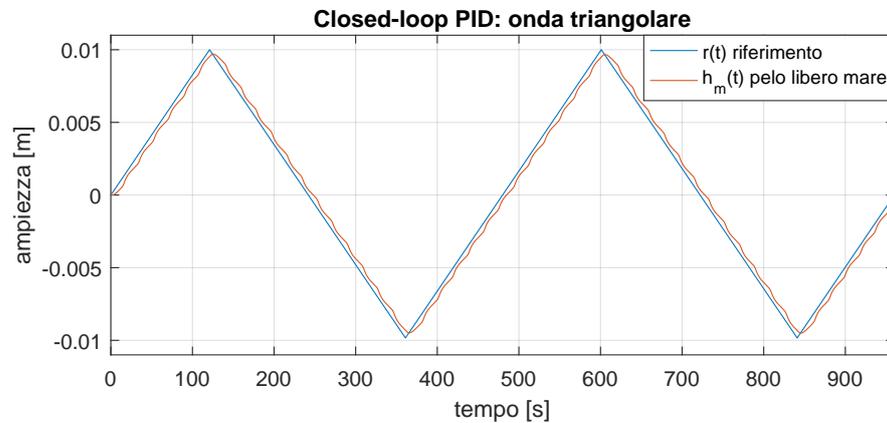


Figure 49: Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento a onda triangolare.

## 5.2 IL CONTROLLO "MODEL-FREE": INTELLIGENT-PID

Il controllore PI è uno strumento indispensabile per la parte pratica degli ingegneri del processo. In generale i parametri del controllore PI vengono determinati applicando alcune delle consolidate regole di *tuning*, ad esempio Ziegler & Nichols [13] oppure Cohen-Coon [14].

Tutte queste regole hanno in comune il fatto che le dinamiche dell'apparato sono identificate in modo approssimativo da appropriati esperimenti in catena aperta o chiusa. Un cambiamento significativo sulle condizioni di operatività, per esempio nel caso di un apparato tempo variante spesso si richiede una ritaratura del controllore. Ciò si ottiene con il cosiddetto metodo di *autotuning*, dove la taratura viene eseguita automaticamente oppure avviene tramite i comandi dell'operatore. [12]

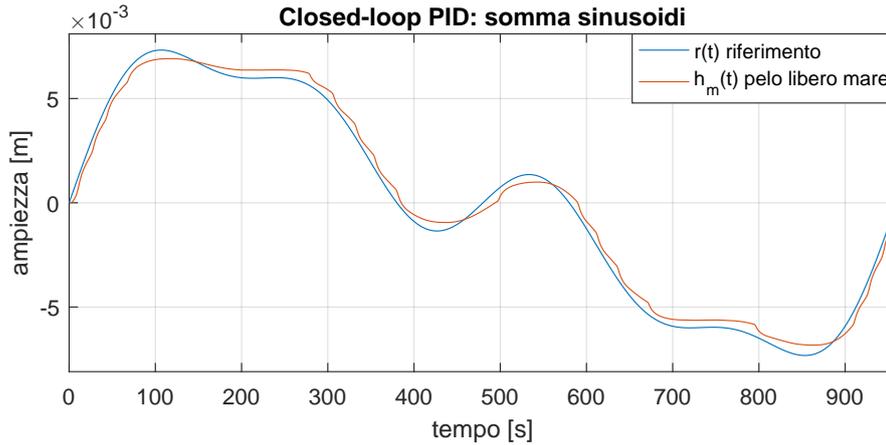


Figure 50: Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento a somma di sinusoidi.

La varietà di configurazione di sistemi insieme alla diversità di condizioni di operatività possono fare del design e del tuning di un controllore un obiettivo difficile e dispendioso. L'uso delle tecniche standard come le regole Euristiche e l'approccio *Model-based* potrebbero essere non triviali e spesso sono personalizzate su un sistema specifico. Come alternativa, è possibile impiegare strategie di *data driven control* con un alto potenziale di applicazione.

### 5.2.1 Principio Generale

Questo tipo di tecnica di controllo è basato su un modello elementare di aggiornamento locale continuo attraverso la sola conoscenza del comportamento ingresso-uscita del sistema. Per esempio, considerando un sistema SISO approssimativamente governato da un'equazione differenziale di dimensione finita (sconosciuta) del tipo:

$$E \left( t, y, \frac{dy}{dt}, \dots, \frac{d^n y}{dt^n}, u, \frac{du}{dt}, \dots, \frac{d^m u}{dt^m} \right) = 0 \quad (111)$$

dove  $u$  e  $y$  sono le variabili rispettivamente di input e output, invece  $E$  si assume essere una funzione abbastanza *smooth* ad esempio:

$$\frac{\partial E}{\partial y} \neq 0 \quad (112)$$

In accordo con il teorema della funzione implicita di Dini, il sistema (111) può essere riscritto localmente come segue:

$$\dot{y} = \varepsilon \left( t, \dots, \frac{d^2 y}{dt^2}, \dots, \frac{d^n y}{dt^n}, \dots, u, \dots, \frac{du}{dt}, \dots, \frac{d^m u}{dt^m} \right) \quad (113)$$

che conduce al seguente fenomenologico modello ultra-locale:

$$\dot{y} = F + \alpha u \quad (114)$$

dove  $F$  contiene tutte le informazioni strutturali del processo e  $\alpha \in \mathbb{R}$  è un parametro non fisico che, che viene tipicamente scelto iterativamente, affinché  $F$  e  $\alpha u$  siano dello stesso ordine.

Si sceglie un controllore ad anello-chiuso (*closed-loop*) come ad esempio:

$$u = -\frac{\hat{F} - \dot{r} - C(e)}{\alpha} \quad (115)$$

dove  $\hat{F} = \dot{y} - \alpha u$  è una stima di  $F$ ,  $r$  è traiettoria di riferimento, e  $e = r - y$  è l'errore di inseguimento (Figura 51). Inoltre,  $C$  dovrebbe essere scelto affinché sia assicurato un perfetto inseguimento asintotico (Appendice A.5), cioè:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e(t) = 0 \quad (116)$$

Combinando la (114) e la (115), si ottiene:

$$\dot{e} + C(e) = 0 \quad (117)$$

Occorre sottolineare che  $F$  non appare più in (117), ciò significa che le parti incognite e i disturbi del *plant* scompaiono. La condizione di inseguimento espressa dalla (116) è facilmente soddisfatta. Per esempio, scegliendo un controllore PID (Proporzionale - Integrale - Derivativo) standard come  $C$ :

$$C(e) = K_P e + K_I \int e + K_D \dot{e} \quad (118)$$

Chiaramente, il tuning dei parametri del PID diventa semplice per ottenere un buon inseguimento del riferimento. Ciò presenta un vantaggio maggiore rispetto al *tuning* di un classico regolatore standard.

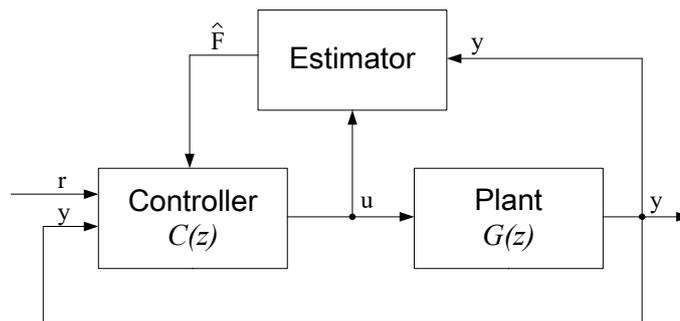


Figure 51: Architettura del *Model-free Controller*;  $r$  è il segnale di riferimento,  $y$  è l'uscita del processo, e  $u$  è il segnale dell'attuatore generato dal controllore.

Nel caso in esame, il riferimento  $r(t)$  è la quota del pelo libero mare-laguna  $h_m(t)$  e di conseguenza  $y(t)$  il suo inseguimento attraverso l'uso dell'ingresso  $u(t)$ , cioè la quota del bordo sfiorante della paratia  $h_p(t)$ .

## 5.2.1.1 Lo stimatore

Riprendendo la Figura 51 notiamo che il blocchetto dello stimatore richiede come input l'ingresso e l'uscita del *plant* (trattazione nella sezione 3.4.3), rispettivamente  $u(t) = h_p(t)$  e  $y(t) = h_m(t)$ , e come output  $\hat{F}$  cioè la stima di un parametro costante sconosciuto ma in continuo aggiornamento<sup>1</sup>.

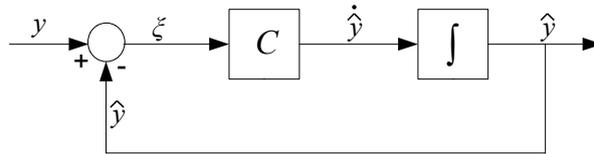


Figure 52: Illustrazione dello schema differenziale.

Lo stimatore usato è il *Robust Exact Differentiator* (RED)[15]. La derivata rispetto al tempo di un segnale  $y$  può essere interpretata come un anello di retroazione dove l'output di un integratore ("*plant*") vuole inseguire  $y$ . Di conseguenza, l'input dell'integratore  $\hat{y}$  può essere considerato come una stima di  $\dot{y}$ . Le proprietà del metodo della derivata dipendono solamente dalla scelta del controllore  $C(z)$ . Nel caso presente si propone un algoritmo piuttosto semplice illustrato in Figura 52.

**SCELTA DELLA COSTANTE  $\alpha$**  All'interno dello stimatore avviene anche la taratura, in maniera iterativa, del parametro  $\alpha$ . Ricordando che esso deve essere scelto in modo che  $F$  e  $\alpha u$  abbiano lo stesso ordine di grandezza. Si procede quindi facendo partire l'intero Modello Simulink<sup>®</sup> con due particolari accortezze:

1. un valore standard di  $\alpha$ , per esempio  $\alpha = 1$  per capire la dipendenza delle uscite da esso (non 0 perchè il sistema diverge brutalmente);
2. un controllore  $C(z)$  impostato con tutti i coefficienti ( $K_P$ ,  $K_I$  e  $K_D$ ) a zero, in modo che sia il suo contributo sia nullo (analoga-mente si può eliminare il blocchetto e collegare le estremità).

Si analizzano quindi le uscite a cui siamo interessati, cioè  $\dot{y}$  e  $\alpha u$ , e si modifica  $\alpha$  affinché esse risultino di un ordine di misura confrontabile. Il valore scelto è  $\alpha = 7e-7$ . Dopo alcuni tentativi si nota che, per quanto si scelga un valore di  $\alpha$  che verifichi richiesta, in realtà ci saranno sempre alcuni ordini di grandezza di differenza. Non è inoltre possibile abbassare  $\alpha$  ancora di più in quanto si presentano delle oscillazioni che fanno divergere il sistema.

<sup>1</sup> esso incorpora le parti poco note del *plant* come i possibili e differenti disturbi, senza la necessità di distinguerli fra di loro

Sarà il controllore PID  $C(z)$  ad "occuparsi" di correggere eventuali errori, ritardi o sovraelongazioni, se presenti.

### 5.2.1.2 Controller $C(z)$

In questa sottosezione avviene - iterativamente - la vera taratura del controllore PID, ma risulterà molto semplice e non richiederà l'uso dei metodi di *tuning* visti all'inizio del capitolo<sup>2</sup>.

Si usa un riferimento prodotto dalla somma di sinusoidi<sup>3</sup>. Analizziamo le prestazioni del nostro sistema dopo aver tarato solo il valore  $\alpha$ . L'inseguimento del riferimento non ha delle buone prestazioni, anzi si nota subito che il problema principale è dato da una leggera sovraelongazione di circa  $2.5e-3m = 2.5mm$  e un leggero ritardo di qualche secondo. Il valore dell'ITSE è  $0.6224m^2s$ .(Figura 53).

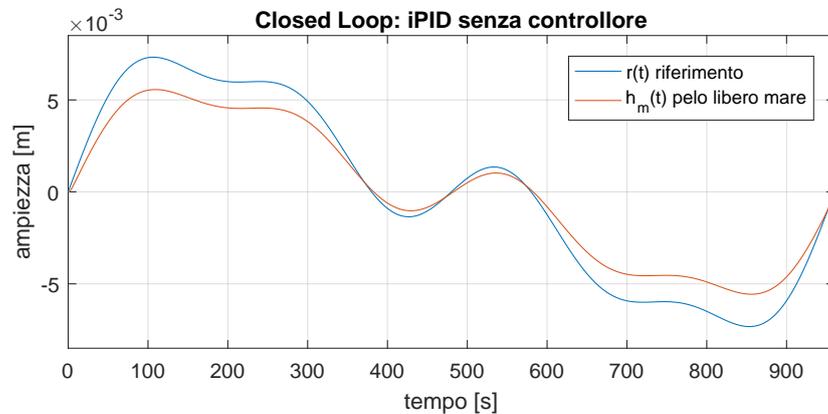


Figure 53: Prestazioni senza azione di controllo da parte di  $C(z)$ :  $K_P = K_I = K_D = 0$ .

Il problema, tuttavia, è risolvibile con la sola azione proporzionale poiché maggiore sarà l'errore all'ingresso del controllore maggiore sarà l'azione di controllo svolta. Partendo per esempio da  $K_P = 1$  si vede immediatamente che tale valore è accettabile (Figura 54).

In questo caso l'ITSE risulta pari a  $0.0001197m^2s$ , decisamente migliore rispetto al risultato precedente - pari a  $0.01955m^2s$  - del modello progettato con il controllore PID.

In Figura 57 lo schema completo del PID intelligente.

### 5.2.2 Variazione del Riferimento

Il controllore *Model-free* viene ora testato per vedere come reagisce a un'onda triangolare e una semplice senoide, sempre di ampiezza

<sup>2</sup> Ziegler & Nichols o Cohen-Coon

<sup>3</sup> come nella sottosezione 4.2.1 del Capitolo 4.

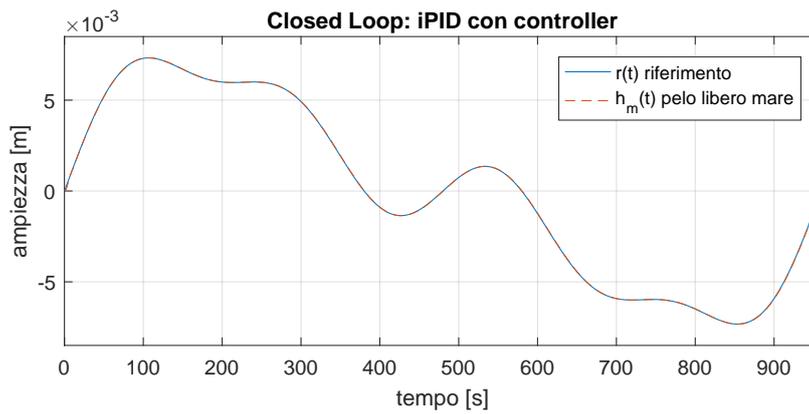


Figure 54: Prestazione con solo l'azione proporzionale:  $K_P = 1$ .

0.01m e periodo 480s.

Seguono i relativi grafici di confronto fra il riferimento e l'uscita ad esso associato.

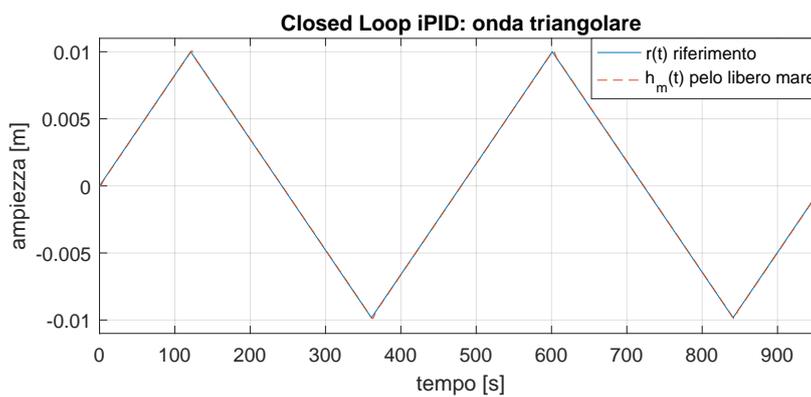


Figure 55: Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento onda triangolare.

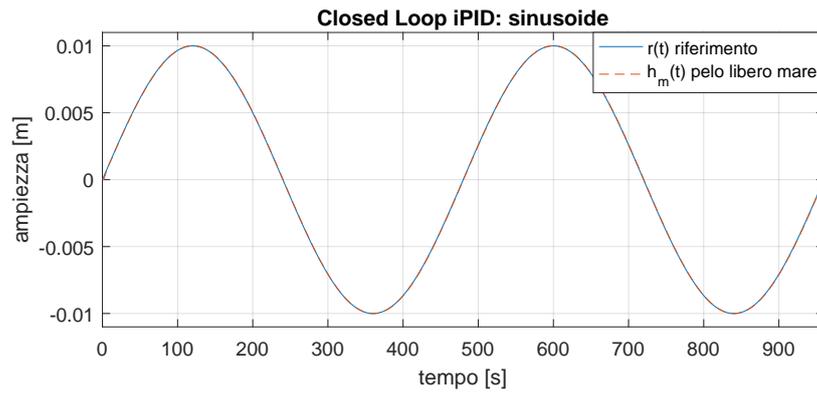


Figure 56: Inseguimento con controllore *closed-loop* iPID di riferimento sinusoidale.

L'inseguimento è praticamente perfetto come si può facilmente notare dai *plot*, si riassumono quindi numericamente le prestazioni nella Tabella 7.

Riferimento	ITSE
onda triangolare	0.0005608
sinusoide	0.0004084
somma di sinusoidi	0.0001197

Table 7: Confronto dei ITSE [ $\text{m}^2\text{s}$ ] nelle varie configurazioni del riferimento. *Closed-loop controller* iPID.

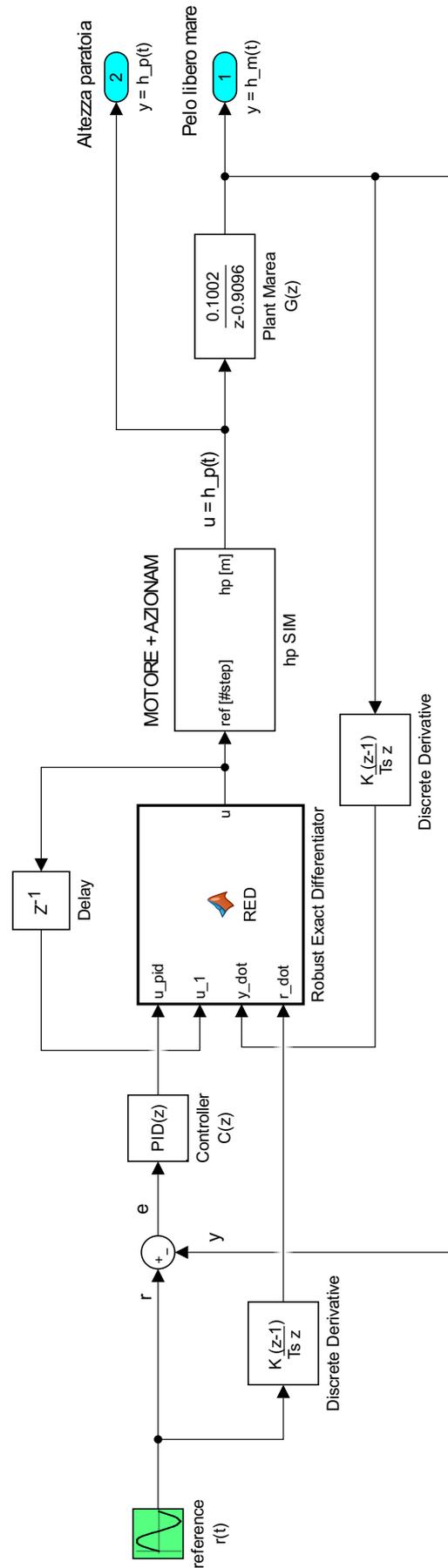


Figure 57: Modello Simulink® completo dell'architettura Model-free.

5.2.3 *Classico Vs. Intelligent*

Effettuiamo ora un confronto fra il PID discreto classico e la versione "intelligente", appunto l'iPID. Si precisa che il PID classico avrebbe bisogno di una diversa taratura dei coefficienti in base al processo, ma si impostano per le prove sempre gli stessi coefficienti. Si mantiene inoltre bloccato il riferimento (somma di sinusoidi) e se ne analizza la reazione all'immissione di un disturbo del tipo in Figura 58 all'ingresso dell'azionamento. Il PID classico è tarato con i seguenti

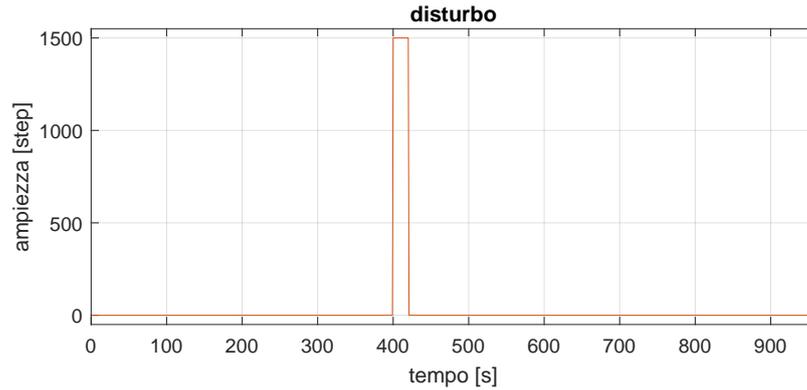


Figure 58: Disturbo immesso all'ingresso dell'azionamento.

coefficienti  $K_P = 632\ 939$ ,  $K_I = 107\ 291$  e  $K_D = -535\ 445$  e *filter coefficient*  $N = 0.4637^4$ . Inizialmente, si confrontano prestazioni dell'iPID rispetto al PID classico, visibili in Figura 59.

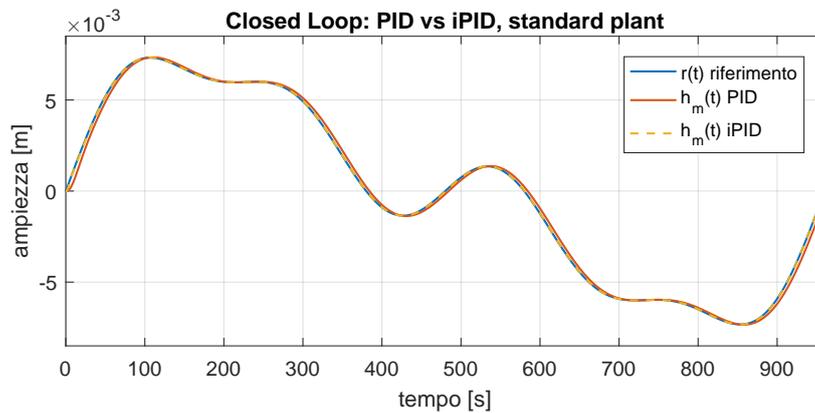


Figure 59: Confronto fra PID intelligente e classico, *plant* originale.

Già nel caso più semplice, in cui non avviene alcun disturbo, fra il PID e l'iPID si nota subito (Figura 60) un ritardo di circa 4s, che viene riportato fino alla fine della simulazione, e non viene quindi corretto.

<sup>4</sup> Usando la taratura automatica di Matlab®

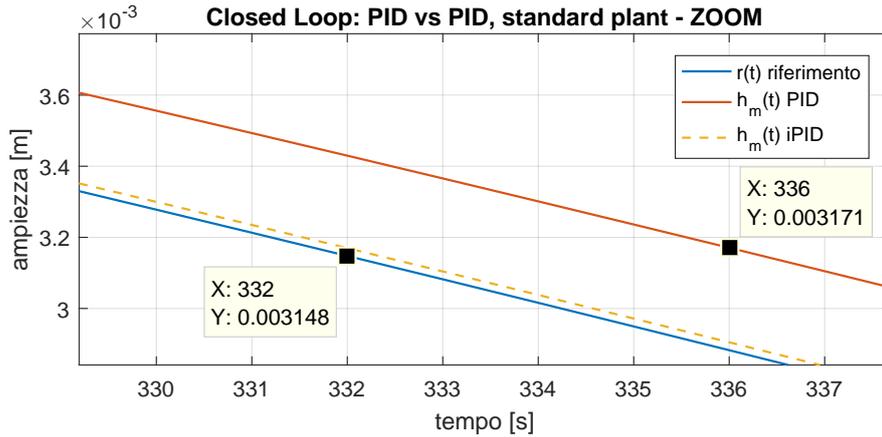


Figure 60: Confronto fra PID intelligente e classico, *plant* originale, zoom del ritardo.

Si procede ora con l'immissione del disturbo, la prima (Figura 61) e si nota che mentre il PID guadagna ritardo, l'iPID riesce ad inseguire senza alcun problema il riferimento, raggiungendo inoltre l'ampiezza massima.

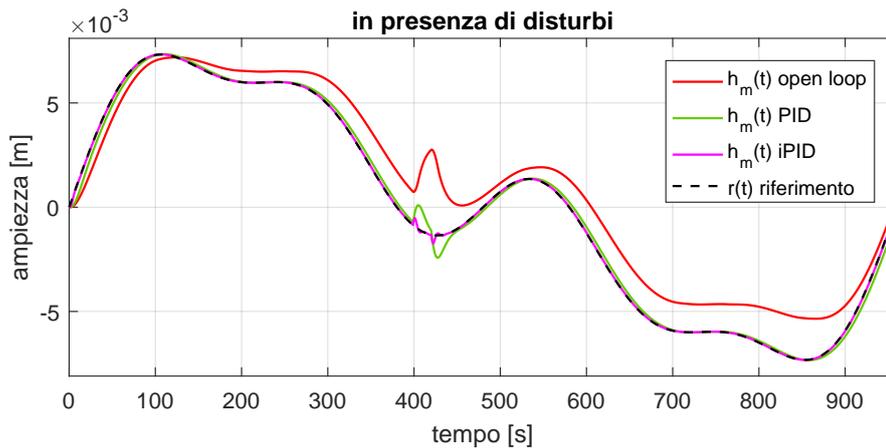


Figure 61: Confronto fra PID intelligente e classico, con disturbo.

Nella Tabella 8 sono visibili i risultati ottenuti sia in *open-loop* che in *closed-loop*:

Variazione	ITSE OL	ITSE iPID	ITSE PID
standard	0.9194	0.0001	0.0196
disturbo	0.9667	0.0005	0.0302

Table 8: Confronto dei valori di errore integrale fra *open-loop*, PID intelligente e classico. Somma di sinusoidi.



### 6.1 OPEN-LOOP

Nel Capitolo 3.3.4, sulla calibrazione, si scoprirà che ad 1cm equivalgono 4807 step ed è da questo valore che creiamo il guadagno  $K_p$ . Per semplicità il riferimento verrà espresso in m e quindi con questa unità di misura verrà dato in ingresso al controllore, perciò affinché 0.01m equivalgano a 4807 significa che  $K_p$  sarà pari a 480700.

Lo scopo ora è, confrontare il modello che abbiamo creato in Simscape™ con il sistema creato in NI LabVIEW™ in particolare con l'ausilio dell'*add-on* per la progettazione *LabVIEW Control Design and Simulation Module* in Appendice A.4 e A.3.

Purtroppo non potremmo far vedere un confronto con la misura del pelo libero mare prodotta dal sonar, poiché viste le tempistiche non è stato possibile portare l'apparato lagunetta a regime con l'acqua e i sedimenti. Ci si focalizzerà sull'inseguimento di un riferimento da parte della paratoia, supponendo così che se il sistema riesce ad inseguire questi segnali allora anche l'azionamento elettrico potrà farlo.

Lo schema Simulink® e lo schema LabVIEW™ (Figura 62) si equivalgono.

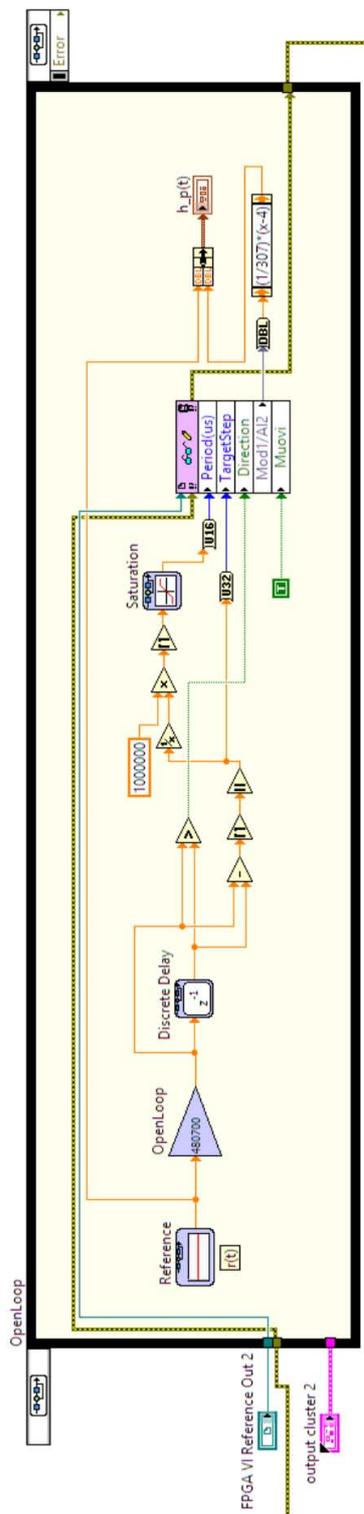


Figure 62: Open-Loop control in LabVIEW™ .

Per verificare quanto la scelta del semplice guadagno  $K_P$  di *open-loop* verifichi la nostra idea, si effettuano alcune prove, partendo appunto dalla più semplice, il gradino, da cui potremmo capire se anche il tempo di salita reale converga con quello del modello. Si usa un periodo fisso di  $T = 480s$  in linea con gli esperimenti marini, un tempo di simulazione di 960s e un'ampiezza di circa 0.01m in base al tipo test. Se diversi dai precedenti verranno specificati nella descrizione del singolo test.

#### 6.1.0.1 Step

La prova consiste nel valutare la reazione ad un riferimento a gradino, di ampiezza 4807 step, sia per il modello che per il sistema. Si imposta la stessa velocità in entrambi per rendere paragonabile la risposta. Inoltre a differenza delle successive prove, siamo interessati quanto le due risposte coincidano fra loro. Per comodità è stato scelto un tempo di simulazione minore (27s) poiché l'evoluzione successiva non avrebbe portato i risultati rilevanti.

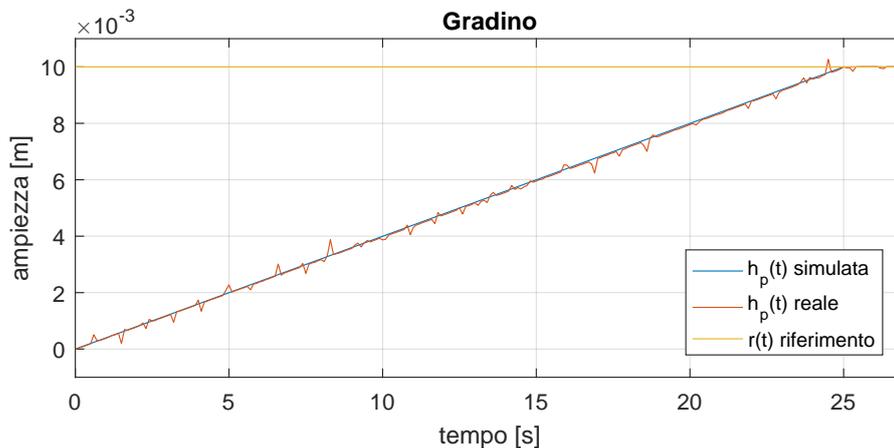


Figure 63: Confronto risposta al gradino *Open-Loop control*: modello (simulata) e sistema (reale).

La Figura 63 mostra come le risposte in entrambi i test siano quasi sovrapposte a parte dei piccoli picchi di rumore intrinseci del sistema prodotti dal potenziometro. L'indice ITSE di bontà della simulazione è pari a  $1.297e-06m^2s$ , un valore basso e quindi molto positivo.

#### 6.1.0.2 Onda Triangolare

Si prova a studiare ora come reagiscono entrambi i processi a cambiamenti di pendenza e quindi di velocità. In questo caso, si preferisce ripulire il segnale del potenziometro con un filtro Butterworth (in Appendice A.6).

Il valore dell'ITSE fra simulazione e reale è pari a  $0.3477m^2s$ . Si può notare come il modello segua molto bene il riferimento; il

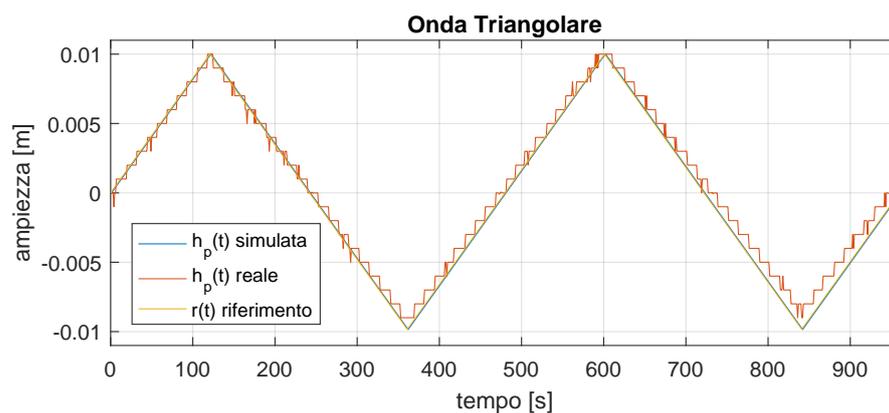


Figure 64: Confronto risposta a un'onda triangolare *Open-Loop control*: modello (simulata) e sistema (reale).

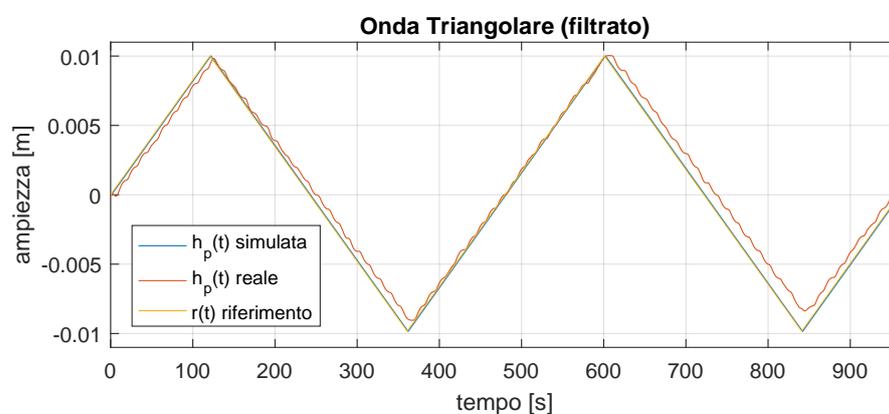


Figure 65: Confronto risposta a un'onda triangolare *Open-Loop control*: modello (simulata) e sistema (reale). Filtrato.

sistema invece insegue introducendo un po' di ritardo e dopo il filtraggio (per rendere il segnale meno rumoroso) tale ritardo in realtà aumenta.

### 6.1.0.3 Sinusoide

Si passa ora a segnali più vicini agli esperimenti che verranno effettuati per studiare le maree. Si parte da una semplice sinusoide e se ne studia il comportamento, come si è appena visto nella sottosezione precedente.

Il valore dell'ITSE della simulazione rispetto al reale è pari a  $0.2396\text{m}^2\text{s}$ , e le considerazioni precedenti possono essere riproposte anche in questo caso.

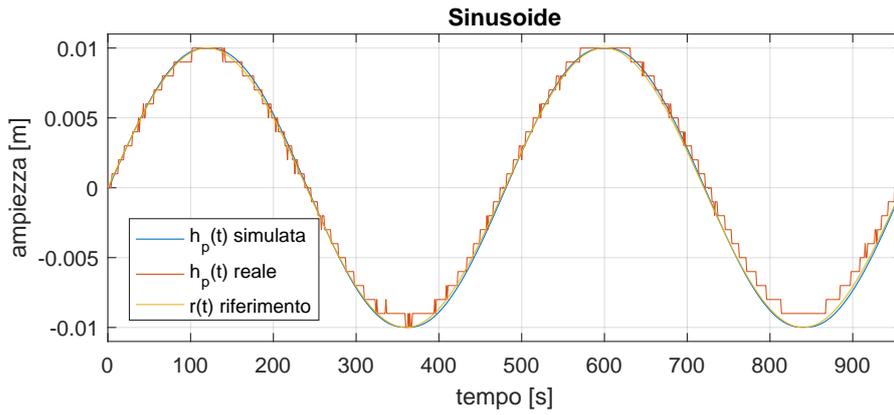


Figure 66: Confronto risposta a una sinusoide *Open-Loop control*: modello (simulata) e sistema (reale).

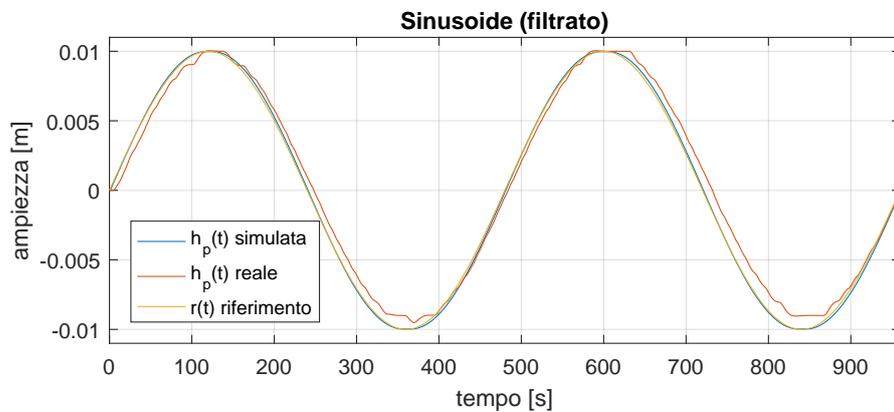


Figure 67: Confronto risposta a una sinusoide *Open-Loop control*: modello (simulata) e sistema (reale). Filtrato.

#### 6.1.0.4 Somma di Sinusoidi

Una fra le prove più particolari è un segnale prodotto dalla somma di tre armoniche principali per la marea astronomica in laguna di Venezia, più precisamente le tre sinusoidi sono:

- $r(t) = a \sin(2\pi/T)$  con  $a = 0.003$  e  $T = 480$ ,
- $r_1(t) = a_1 \sin(2\pi/T_1)$  con  $a_1 = a/2 = 0.0015$  e  $T_1 = T/2 = 240$ ,
- $r_2(t) = a_2 \sin(2\pi/T_2)$  con  $a_2 = 2a = 0.006$  e  $T_2 = 2T = 960$ .

Il valore dell'ITSE è pari a  $1.0050m^2s$ . Si può notare come in realtà in simulazione l'inseguimento del riferimento risulta peggiore rispetto alla realtà. La Tabella 9 è riassuntiva di tutti i valori ITSE incontrati fino ad ora. Si vorrebbe però delle prestazioni migliori, e per questo motivo si decide di applicare un controllo *closed-loop* che corregga gli errori durante entrambi i processi.

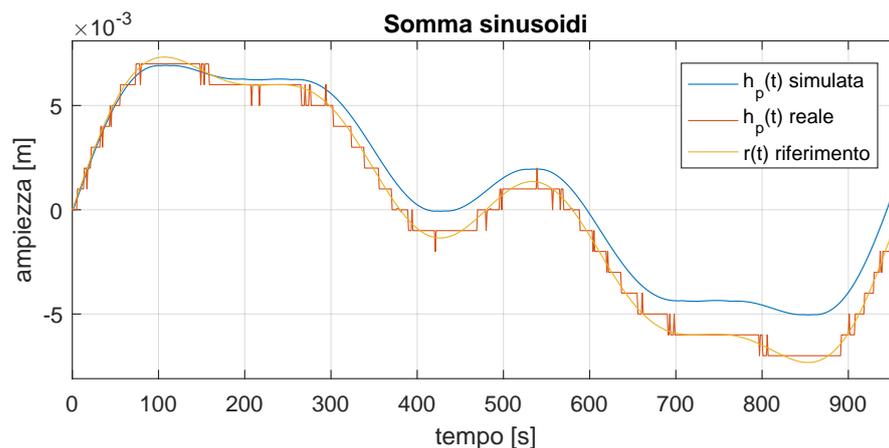


Figure 68: Confronto risposta a una somma di sinusoidi *Open-Loop control*: modello (simulata) e sistema (reale).

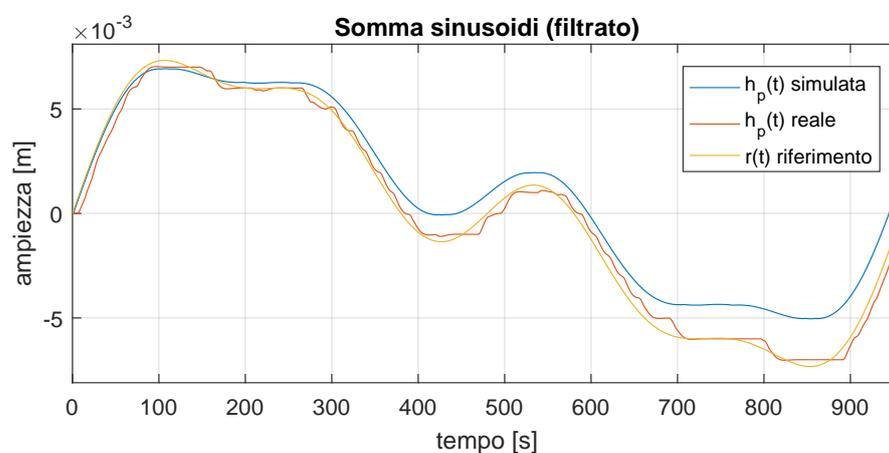


Figure 69: Confronto risposta a una somma di sinusoidi *Open-Loop control*: modello (simulata) e sistema (reale). Filtrato.

Segnale	rif vs. sim	rif vs. real	sim vs. real
Gradino	0.0052	×	1.297e-6
Triangolare	0.0032	0.3175	0.3477
Sinusoide	0.0140	0.2537	0.2396
Somma Sinus.	1.0120	0.0559	1.0050

Table 9: Confronto dei valori di ITSE [ $m^2s$ ] fra gradino, onda triangolare, sinusoide e somma di sinusoidi. *Open-loop control*.

## 6.2 CLOSED-LOOP: PID

Bisogna fare due premesse: (1) nel primo loop all'interno del Vi in LabVIEW avviene che, la condizione iniziale del potenziometro è pari

a 0V. Ciò significa che tale valore trasformato<sup>1</sup> in ampiezza è pari a circa  $-0.013\text{m}$ , quando in realtà dovrebbe partire da  $0\text{m}$ . (2) I valori dei coefficienti del blocchetto PID sono gli stessi delle simulazioni in Simulink, per poter confrontare più facilmente i risultati.

In questo caso, quello del PID classico, l'azione correttiva è direttamente proporzionale alla deviazione della variabile nel punto prefissato; quindi poiché tale condizione iniziale è maggiore dell'ampiezza massima del riferimento l'azione proporzionale sta forzando di stabilizzare l'uscita con il riferimento. L'azione integrale, inoltre, aggiunta a quella proporzionale, provvede automaticamente ad annullare gli scostamenti fra variabile e set point, diminuendo visibilmente l'ampiezza delle oscillazioni e il ritardo. Tutto ciò si traduce in un ITSE di  $0.01884\text{m}^2\text{s}$ . Ovviamente si può notare che, nonostante il valore dell'ITSE sia ottimo esso potrebbe essere migliore con alcune accortezze.

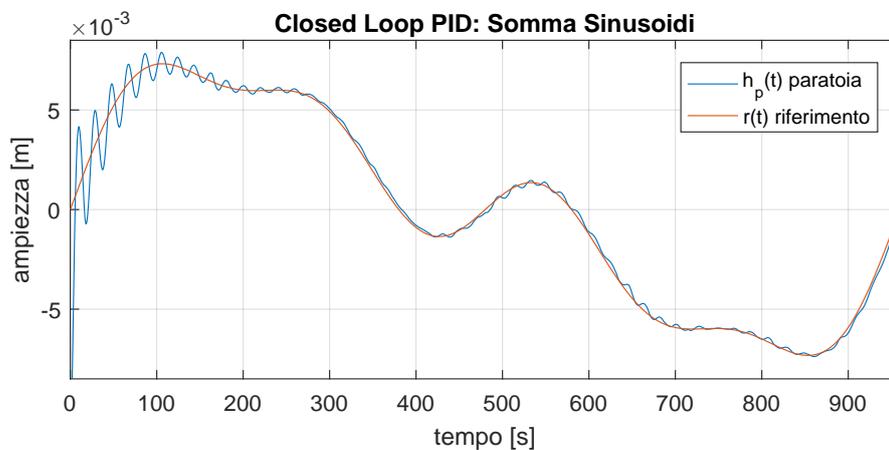


Figure 70: Confronto risposta a una somma di sinusoidi *Closed-Loop control* PID

<sup>1</sup> attraverso la legge lineare descritta nella sottosezione 3.3.4

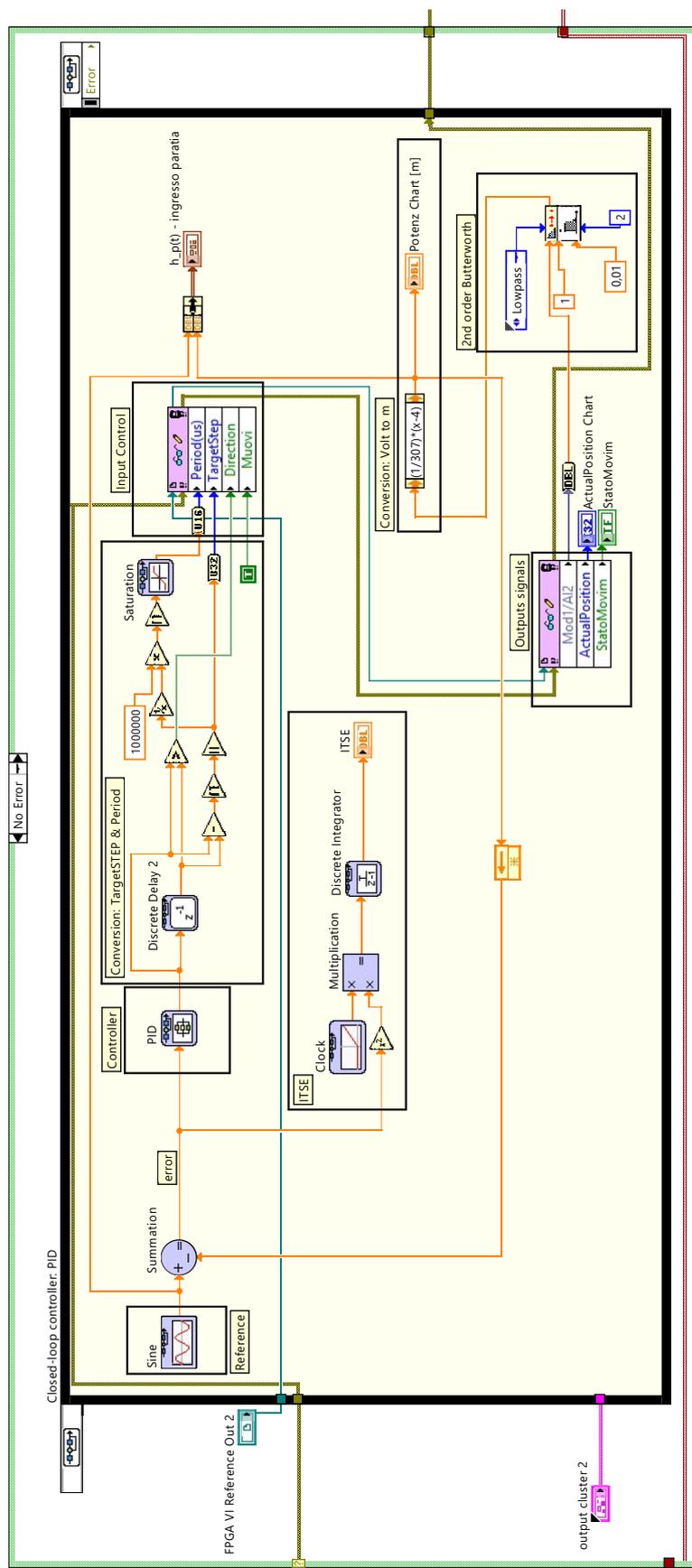


Figure 71: Closed-Loop control PID in LabVIEW™.

## 6.3 CLOSED-LOOP: IPID

Riprendendo le stesse premesse della sezione precedente, anche qui c'è bisogno di fare alcune precisazioni. Il problema dell'errore iniziale resta ma l'iPID riesce facilmente a correggerlo in ampiezza. Tuttavia, la risposta del sistema non è repentina e si può apprezzare un certo ritardo. In ogni caso, l'uscita ha un andamento consono al riferimento. Bisogna ricordare inoltre che è presente un filtro di Butterworth (di secondo ordine, in Appendice A.6) che aiuta il segnale del potenziometro ad essere più *smooth* ed evitare di oscillare nelle piccole ampiezze che però, aggiunge seppur poco, anch'esso ritardo. L'ITSE, in questo caso ha un valore di  $0.3178\text{m}^2\text{s}$ .

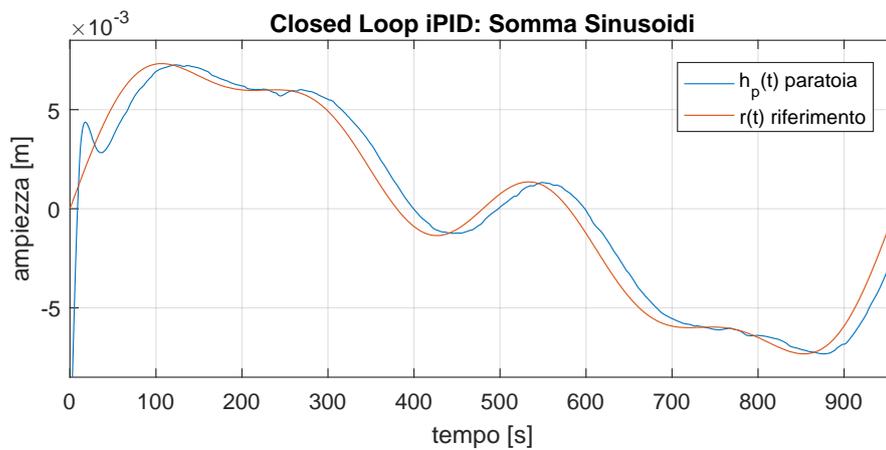


Figure 72: Confronto risposta a una somma di sinusoidi *Closed-Loop control* PID

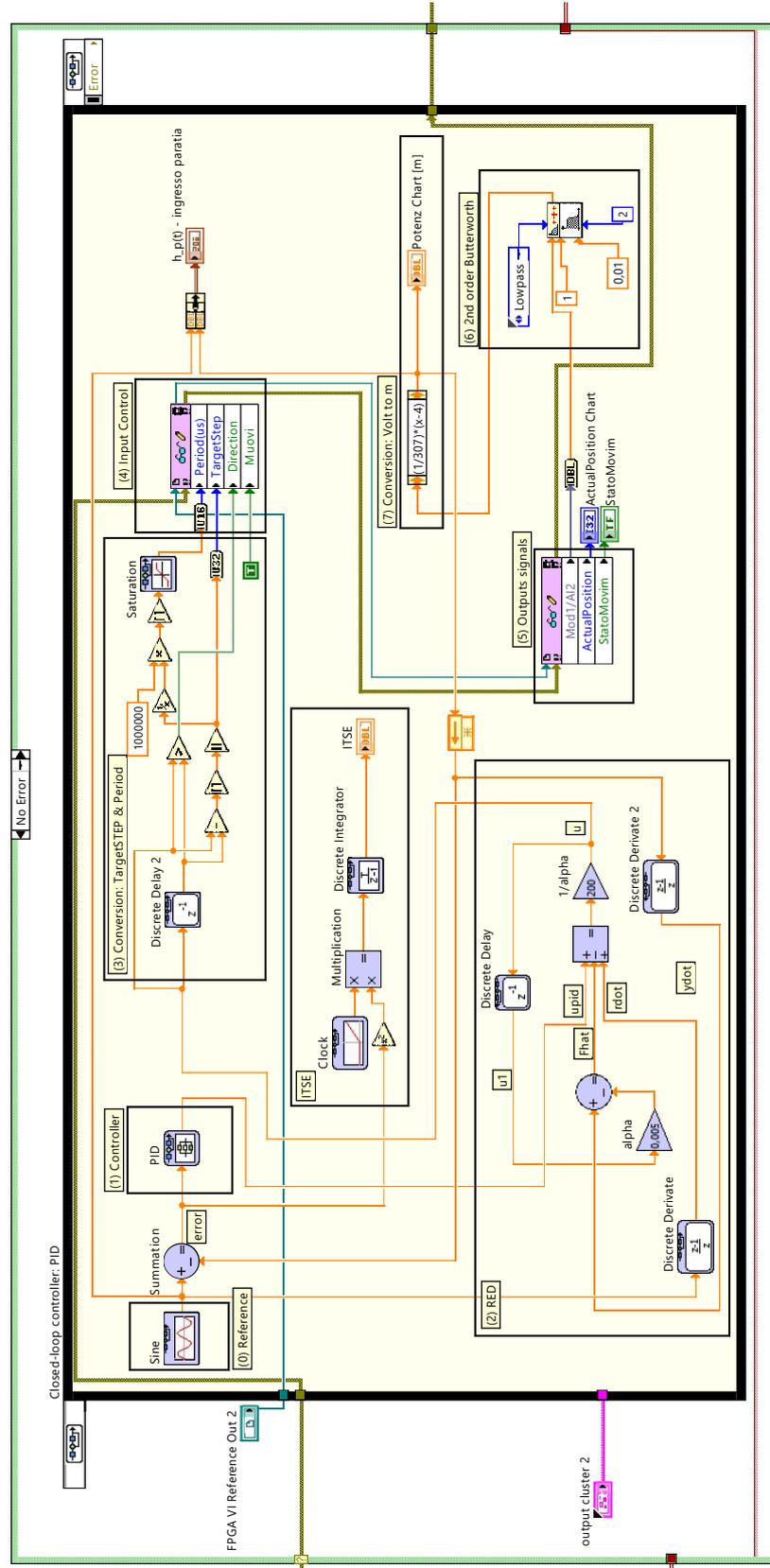


Figure 73: Closed-Loop control iPID in LabVIEW™.

## CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI

---

In questa tesi si è sviluppato un modello ibrido (causale-acausale) per costruire un modello di adeguata complessità relativo all'apparato di generazione di una onda di marea artificiale. Il modello è stato implementato in ambiente Matlab/Simulink. Grazie al modello è stato possibile progettare e testare in simulazione algoritmi di controllo open loop e closed loop. In particolare a catena chiusa si sono implementati sia un regolatore standard sia un iPID e si sono valutate le prestazioni di entrambi gli algoritmi. Le simulazioni effettuate evidenziano che il PID intelligente, con le sue caratteristiche di adattività, può potenzialmente assicurare delle prestazioni migliori rispetto al regolatore standard.

Non avendo a disposizione la parte idronica dell'apparato sperimentale (disattiva al momento) si sono condotti esperimenti reali alternativi, andando a controllare l'altezza della paratoia invece che il pelo d'acqua. I risultati dei test reali hanno evidenziato che tutti gli algoritmi di controllo considerati garantiscono la stabilità del sistema. Inoltre, anche in questo caso, il PID intelligente esibisce i propri vantaggi. Nel futuro gli algoritmi sviluppati, grazie all'ambiente di simulazione, si potranno facilmente estendere al caso in cui si controlli effettivamente l'altezza della marea giovandosi della misura fornita dai sonar.



Part IV

APPENDICE



## APPENDICE

## A.1 TABELLE

Grandezza	Modello	Prototipo	Rapporto di scala
Laguna Microtidal (d = 9.00)			
a(m)	0.01	1.00	$\lambda_D = 0.01$
T(s)	480	43200	$r_t = 0.011$
D <sub>0</sub> (m)	0.01	1.00	$\lambda_D = 0.01$
U <sub>0</sub> (m/s)	0.04	0.40	$r_u = 0.1000$
L <sub>x</sub> (m)	5.22	4698	$\lambda = 0.0011$
L <sub>y</sub> (m)	4.00	3600	$\lambda = 0.0011$
C			$r_C = 0.3333$
k <sub>S</sub> (m <sup>1/3</sup> s <sup>-1</sup> )	25	35	$r_{k_S} = 0.7181$
Laguna Mesotidal (d = 6.36)			
a(m)	0.01	2.00	$\lambda_D = 0.005$
T(s)	480	43200	$r_t = 0.011$
D <sub>0</sub> (m)	0.01	2.00	$\lambda_D = 0.005$
U <sub>0</sub> (m/s)	0.04	0.57	$r_u = 0.0707$
L <sub>x</sub> (m)	5.22	6644	$\lambda = 0.0008$
L <sub>y</sub> (m)	4.00	5091	$\lambda = 0.0008$
C			$r_C = 0.3964$
k <sub>S</sub> (m <sup>1/3</sup> s <sup>-1</sup> )	34	35	$r_{k_S} = 0.9586$
Laguna Macrotidal (d = 4.50)			
a(m)	0.01	4.00	$\lambda_D = 0.0025$
T(s)	480	43200	$r_t = 0.011$
D <sub>0</sub> (m)	0.01	4.00	$\lambda_D = 0.0025$
U <sub>0</sub> (m/s)	0.04	0.80	$r_u = 0.0500$
L <sub>x</sub> (m)	5.22	9396	$\lambda = 0.0006$
L <sub>y</sub> (m)	4.00	7200	$\lambda = 0.0006$
C			$r_C = 0.4714$
k <sub>S</sub> (m <sup>1/3</sup> s <sup>-1</sup> )	45	35	$r_{k_S} = 1.2796$

Figure 74: Rapporti di scala delle varie grandezze nei scenari di laguna *microtidal*, *mesotidal* e *macrotidal*. Significato dei simboli: d = rapporto di distorsione; a = ampiezza della marea; T = periodo della marea; D<sub>0</sub> = profondità iniziale del bacino; U<sub>0</sub> = valore caratteristico della velocità; L<sub>x</sub> = lunghezza del bacino; L<sub>y</sub> = larghezza del bacino; C = conduttanza; k<sub>S</sub> = coefficiente di Gauckler-Strickler.

## A.2 NI COMPACTRIO 9066

NI cRIO-9066 integra un processore dual-core, un FPGA riconfigurabile e 8 slot per moduli I/O C Series all'interno di un singolo chassis. Il controller include processore ARM Cortex-A9 dual-core 667 MHz con NI Linux Real-Time OS e un Artix-7 FPGA, ideale per applicazioni di controllo e monitoraggio avanzate. Il dispositivo dispone di 256 MB di memoria DDR3 per operatività embedded, 512 MB di memoria nonvolatile per il data logging e una vasta gamma di opzioni di connettività come porte Gigabit Ethernet, USB device, USB host e porte seriali.

È possibile utilizzare NI LabVIEW™ per la creazione, il debug e la distribuzione di logica su FPGA su scheda e sul processore che esegue NI Linux Real-Time OS. L'ambiente di LabVIEW™ include centinaia di librerie presviluppate per l'analisi, il controllo e il data logging. Gli sviluppatori C/C++ hanno la possibilità di riutilizzare le librerie esistenti all'interno di LabVIEW™ Real-Time e di sviluppare, effettuare il debug e distribuire applicazioni C/C++ per il processore su scheda. Inoltre, NI cRIO-9067 include tutti i driver I/O necessari e driver middleware per la comunicazione AXI tra l'FPGA e il processore e librerie di comunicazione di rete per sviluppare il software di sistema con un singolo strumento, LabVIEW.

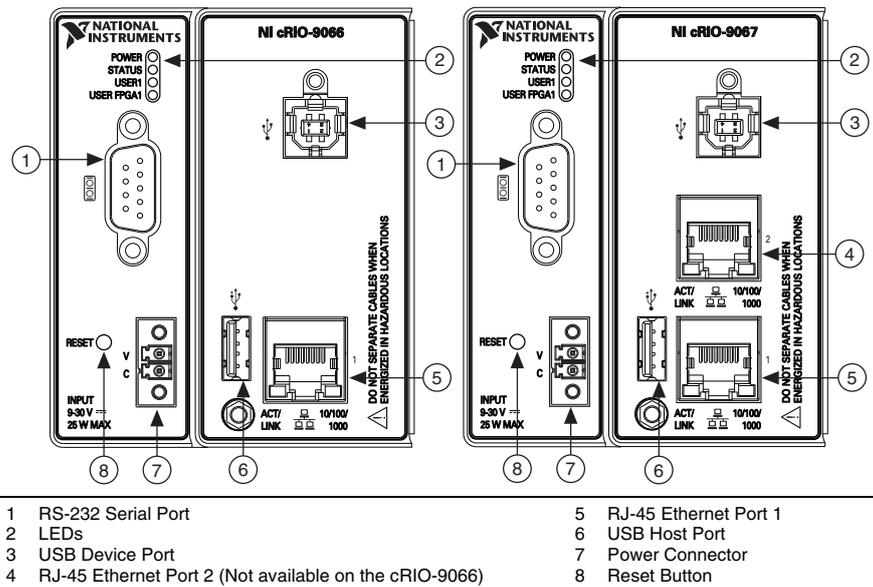


Figure 75: CompactRIO cRIO-906x Front Panel.

Datasheet disponibile all'indirizzo: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/it/nid/212805>.

### A.2.1 NI 9215

NI 9215 da utilizzare con lo chassis NI CompactDAQ e CompactRIO, include quattro canali di ingresso analogico a campionamento simultaneo e ADC a 16-bit (analog-to-digital converters) SAR (successive approximation register). NI 9215 include calibrazione NIST-traceable, una barriera a doppio isolamento a terra (da canale a terra) per la sicurezza, isolamento dal rumore e per dagli intervalli elevati di tensione di modalità comune.

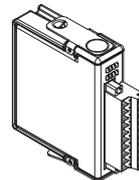


NI 9215 Module.

Datasheet disponibile all'indirizzo: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/it/nid/208793>.

### A.2.2 NI 9472

NI 9472 è un modulo di output digitale sourcing a 8 canali a 100 $\mu$ s, adatto a qualsiasi chassis NI CompactDAQ o CompactRIO. Ogni canale è compatibile con i segnali da 6V a 30V e dispone di una protezione da sovratensioni transienti da 2.300Vrms tra i canali di output e il backplane. Ogni canale è dotato anche di un LED che indica lo stato del suddetto canale. Con il modello NI 9472, è possibile collegarsi ad un'ampia varietà di dispositivi industriali come motori, attuatori e relay.

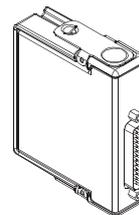


NI 9472 Module.

Datasheet disponibile all'indirizzo: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/it/nid/208822>.

### A.2.3 NI 9401

NI 9401 è un modulo di input digitale bidirezionale a 8 canali, a 100ns, adatto a qualsiasi chassis NI CompactDAQ o CompactRIO. È possibile configurare la direzione delle linee digitali su NI 9401 per input o output in base al nibble (a 4 bit). Di conseguenza, è possibile programmare NI 9401 per tre configurazioni: otto ingressi digitali, otto uscite digitali, oppure quattro ingressi digitali e quattro uscite digitali. Con tecnologia RIO (reconfigurable I/O) (solo CompactRIO), è possibile programmare NI 9401 con LabVIEW FPGA Module per l'implementazione di counter/timer personalizzati e ad alta velocità, protocolli di comunicazione digitale, generazione impulsi e molto altro. Ogni canale è compatibile con segnali 5V/TTL e fornisce protezione dai transitori da 1.000Vrms tra i canali I/O e il backplane.



NI 9401 Module.

Datasheet disponibile all'indirizzo: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/it/nid/208809>.

### A.3 THE MATHWORKS: SIMSCAPE™

#### A.3.1 *Model and simulate multidomain physical systems*

Simscape™ consente di creare rapidamente modelli di sistemi fisici all'interno dell'ambiente Simulink®. Con Simscape™ è possibile creare modelli di componenti fisici basati su connessioni fisiche che si integrano direttamente con diagrammi a blocchi e altri paradigmi di modellazione. È possibile modellizzare sistemi come motori elettrici, raddrizzatori, attuatori idraulici e sistemi di refrigerazione, assemblando i vari componenti fondamentali all'interno di uno schema. I prodotti aggiuntivi di Simscape™ forniscono componenti e funzionalità di analisi più complesse.

Simscape™ aiuta a sviluppare sistemi di controllo e testare le prestazioni a livello di sistema. È possibile creare modelli di componenti personalizzati utilizzando la lingua di Simscape™ basata su MATLAB®, che consente l'elaborazione basata su testo di componenti fisici, domini e librerie. È possibile parametrizzare i modelli utilizzando le variabili e le espressioni MATLAB® e i sistemi di controllo di progettazione per il proprio sistema fisico in Simulink®. Per distribuire i modelli in altri ambienti di simulazione, inclusi sistemi *hardware-in-the-loop* (HIL), Simscape™ supporta la generazione di codice C.

#### A.3.2 *Key Features*

- Ambiente unico per simulare sistemi fisici *multidomain* con algoritmi di controllo in Simulink®,
- Blocchi di modellazione fisica che coprono più di 10 domini fisici, tra cui meccanico, elettrico, idraulico e fluido a due fasi,
- MATLAB® è alla base del linguaggio Simscape™ che consente la creazione di testo basata su componenti, domini e librerie di modellazione fisica,
- Riduzione delle equazioni simboliche e tecnologia *solver* per sistemi di equazioni algebriche differenziali (DAE), inclusa la gestione degli eventi,
- Tecnologia *solver* specializzata per simulazioni in tempo reale e *hardware-in-the-loop* HIL,
- Unità fisiche per parametri e variabili, con tutte le conversioni di unità gestite automaticamente,
- Possibilità di simulare modelli che utilizzano blocchi da prodotti di *add-on* Simscape™ senza acquistare tali prodotti,

- Supporto per la generazione di codice C (con Simulink Coder™).

<https://it.mathworks.com/products/simscape.html>

#### A.4 NI LABVIEW™ : CONTROL DESIGN AND SIMULATION MODULE

National Instruments LabVIEW™ Control Design and Simulation Module permette di analizzare il funzionamento del modello *open-loop*, progettare *controller closed-loop*, simulare sistemi *on-line* e *offline* ed effettuare implementazioni fisiche, e inoltre, creare modelli con funzioni *transfer*, *state-space* o *zero-pole-gain*. Gli strumenti di analisi del tempo e della frequenza, come i grafici di risposta *time step* o i diagrammi di Bode, permettono di analizzare interattivamente il comportamento *open* e *closed-loop*. L'utilizzo degli strumenti inclusi per sistemi MIMO (*Multiple Output*) e SISO (*Single Input, Single Output*) offrono la possibilità di sfruttare le funzioni di simulazione per la verifica di sistemi dinamici lineari e non lineari. Inoltre, è possibile utilizzare gli strumenti per convertire i modelli sviluppati nel software The MathWorks, Inc. Simulink® e integrarli con LabVIEW™ ed espandere le possibilità di utilizzo di LabVIEW™ *Control Design and Simulation* con altri software NI. Inoltre, è possibile utilizzare LabVIEW *MathScript RT Module* per implementare la simulazione *.m* syntax-based.

<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/it/nid/212942>

#### A.5 RIFERIMENTI E DISTURBI SINUSOIDALI

La risposta in regime permanente di un sistema asintoticamente stabile a un ingresso sinusoidale è descritta dalla sua risposta in frequenza.

##### A.5.1 Precisione in Regime permanente

###### A.5.1.1 Inseguimento di segnali sinusoidali

Facendo riferimento al consueto schema di controllo, si consideri in particolare:

- $r(t) = \sin(\omega_0 t)$ , il riferimento sinusoidale,
- $W_e(s) = \frac{e(s)}{r(s)} = \frac{K_r}{1 + G_a(s)}$ , la fdt<sup>1</sup> dell'errore, asint. stabile.

---

<sup>1</sup> funzione di trasferimento.

L'errore di inseguimento in regime permanente è dato dalla risposta di  $W_e(s)$  all'ingresso  $r(t)$ . L'errore di inseguimento di regime permanente è pertanto dato da:

$$e_p(t) = E \sin(\omega_0 t + \varphi_e) \quad (119)$$

dove  $E = |W_e(j\omega_0)|$  e  $\varphi_e = \arg(W_e(j\omega_0))$ .

L'errore massimo in modulo in regime permanente risulta pari proprio a  $E$  (per le proprietà del seno):

$$E = \left| \frac{K_r}{1 + G_a(j\omega_0)} \right| \quad (120)$$

dove  $E$  risulta piccolo se  $G_a(j\omega_0)$  è sufficientemente grande.

#### A.5.1.2 Implicazioni sul progetto del controllore

Le specifiche di precisione relative all'errore di inseguimento in regime permanente  $e_p$  a segnali di riferimenti sinusoidali impongono vincoli sull'andamento in frequenza della fdt d'anello, infatti per  $r(t) = \sin(\omega_0 t)$ , si ha:

$$|e_p| \leq e_{\max} \Rightarrow \left| \frac{K_r}{1 + G_a(j\omega_0)} \right| \leq e_{\max} \Rightarrow |G_a(j\omega_0)| \geq G_{\min} \quad (121)$$

Affinché  $|G_a(j\omega_0)|$  sia sufficientemente elevato, la pulsazione  $\omega_0$  deve essere piccola rispetto alla  $\omega_c$  in cui  $|G_a(j\omega_c)| = 1$ . In altre parole, il sistema in catena chiusa potrà inseguire con buona precisione segnali sinusoidali solo se di bassa frequenza. La pulsazione di *cross-over*  $\omega_c$  e la banda passante del sistema ad anello chiuso dovranno essere tali da soddisfare tale requisito.

#### A.5.2 Reiezione di disturbi in regime permanente

##### A.5.2.1 Effetti sull'uscita in regime permanente di disturbi sinusoidali

Sotto l'ipotesi di asintotica stabilità del sistema in catena chiusa, l'effetto di un disturbo sinusoidale  $d_{\sin}(t) = D_s \sin(\omega_d t + \varphi_d)$  sull'uscita in regime permanente è dato da:

$$y_{p,\sin}(t) = Y_{d,p} \sin(\omega_d t + \varphi_d) \quad (\text{dalla def. di risposta in frequenza}) \quad (122)$$

dove  $Y_{d,p} = D_s |W_{d,\sin}(j\omega_d)|$  e  $\varphi_d = \arg(W_{d,\sin}(j\omega_d))$  essendo  $W_{d,\sin}(s)$  la fdt tra il disturbo  $d_{\sin}$  e l'uscita  $y$  del sistema.

L'effetto massimo in modulo del disturbo sull'uscita in regime permanente risulta pari proprio a:

$$Y_{d,p} = D_s |W_{d,\sin}(j\omega_d)| \quad (123)$$

dove  $Y_{d,p}$  è tanto più piccolo (e quindi l'attenuazione del disturbo è tanto più elevata) quanto più piccolo è il modulo di  $W_{d,\sin}(j\omega)$  alla pulsazione  $\omega_d$  del disturbo.

Si analizzano alcuni principali casi di interesse.

- Presenza di un disturbo sinusoidale *sull'uscita del sistema*:

$$W_{d,\sin} = W_{dy}(s) = \frac{1}{1 + G_a(s)}, \quad (124)$$

l'attenuazione è elevata se  $G_a(j\omega_d)$  è sufficientemente grande. Sono ben attenuati disturbi di bassa frequenza rispetto dalla  $\omega_c$  di  $G_a(j\omega)$  e qualunque disturbo collocato ad una pulsazione  $\omega_d$  tale per cui  $|G_a(j\omega_d)|$  risulti molto elevato.

- Presenza di un disturbo sinusoidale *sul riferimento*:

$$W_{d,\sin} = W_y(s) = \frac{G_a(s)}{1 + G_a(s)}, \quad (125)$$

l'attenuazione è elevata se  $G_a(j\omega_d)$  è sufficientemente piccolo ( $\ll 1$ ). Sono ben attenuati solo disturbi di alta frequenza rispetto alla  $\omega_c$  di  $G_a(j\omega)$  e qualunque disturbo collocato ad una pulsazione di  $\omega_d$  tale per cui  $|G_a(j\omega_d)|$  risulti molto piccolo.

- Presenza di un disturbo sinusoidale *sulla retroazione*:

$$W_{d,\sin} = -W_y(s) = -\frac{G_a(s)}{1 + G_a(s)}, \quad (126)$$

l'attenuazione è elevata se  $G_a(j\omega_d)$  è sufficientemente piccolo ( $\ll 1$ ). Sono ben attenuati solo disturbi di alta frequenza rispetto alla  $\omega_c$  di  $G_a(j\omega)$  e qualunque disturbo collocato ad una pulsazione di  $\omega_d$  tale per cui  $|G_a(j\omega_d)|$  risulti molto piccolo.

#### A.5.2.2 Implicazioni sul progetto del controllore

Le specifiche sull'attenuazione in regime permanente di disturbi sinusoidali impongono vincoli sull'andamento della fdt d'anello. Un disturbo sinusoidale sull'uscita impone che la  $\omega_c$  (*pulsazione di cross-over*) sia elevata rispetto alla pulsazione del disturbo e che  $|G_a(j\omega_d)|$  sia sufficientemente grande per avere l'attenuazione richiesta. Un disturbo sinusoidale sul riferimento o sulla retroazione impone che la  $\omega_c$  sia piccola rispetto alla pulsazione del disturbo e che la  $|G_a(j\omega_d)|$  sia sufficientemente piccola per avere l'attenuazione richiesta. La pulsazione di *cross-over*  $\omega_c$  e la banda passante del sistema ad anello

chiuso dovranno essere tali da soddisfare tali requisiti. Più sinteticamente:

disturbo posto all'uscita	disturbo posto sul riferimento o sulla retroazione
$y_{p \sin}(t) \leq y_{p \sin, \max}$	$y_{p \sin}(t) \leq y_{p \sin, \max}$
↓	↓
$Y_{d,p} \leq y_{p \sin, \max}$	$Y_{d,p} \leq y_{p \sin, \max}$
↓	↓
$ G_a(j\omega_d)  \geq G_{a, \min}$	$ G_a(j\omega_d)  \leq G_{a, \min}$
↓	↓
$\omega_d \ll \omega_c$	$\omega_d \gg \omega_c$
↓	↓
$\omega_B \gg \omega_d$	$\omega_B \ll \omega_d$

(127)

#### A.6 FILTRO DI BUTTERWORTH (SECONDO ORDINE)

Questo semplice filtro è caratterizzato da una risposta in ampiezza monotona ed è progettato in modo da ottenere una risposta in frequenza il più possibile piatta (in modulo) nella banda passante. In questa sede si considera un filtro di Butterworth del secondo ordine che, in banda di reiezione, apporta al segnale di ingresso una attenuazione pari a  $-40$  db/decade<sup>2</sup>. L'equazione ricorsiva del filtro risulta:

$$x_o(nT_s) = a_0x_i(nT_s) + a_1x_i(nT_s - T_s) + a_2x_i(nT_s - 2T_s) + b_1x_o(nT_s - T_s) + b_2x_o(nT_s - 2T_s), \quad (128)$$

dove  $x_i$  e  $x_o$  sono rispettivamente l'ingresso e l'uscita del filtro,  $T_s$  è il tempo di campionamento, mentre i coefficienti  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ , e  $b_2$  sono costanti e dipendono dal tipo e dall'ordine del filtro, dal tempo di campionamento e dalla frequenza di taglio.

<sup>2</sup> Si definisce decade l'incremento o il decremento di 10 volte della frequenza.

Table 10: Simboli.

ingresso	$x_i$	[-]
uscita	$x_o$	[-]
nth campione	$n$	[-]
tempo campionamento	$T_s$	[s]
frequenza campionamento	$f_s = 1/T_s$	[Hz]
frequenza di taglio (-3db)	$f_c$	[Hz]
frequenza di taglio Passa-Basso (-3db)	$f_{lp}$	[Hz]
frequenza di taglio Passa-Alto (-3db)	$f_{hp}$	[Hz]

#### A.6.1 Filtro di Butterworth Passa-Basso

Specifiche di progetto:  $f_s$  e  $f_{lp}$ . Procedura di calcolo dei coefficienti  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ , e  $b_2$  da impiegare nell'equazione (128):

$$f_c = f_{lp}, \quad (129)$$

$$\omega_c = \frac{\tan\left(\pi \frac{f_c}{f_s}\right)}{C}, \quad (130)$$

$$C = 1, \quad (131)$$

$$K_1 = \sqrt{2}\omega_c, \quad (132)$$

$$K_2 = \omega_c^2, \quad (133)$$

$$a_0 = \frac{K_2}{1 + K_1 + K_2}, \quad (134)$$

$$a_1 = 2a_0, \quad (135)$$

$$a_2 = a_0, \quad (136)$$

$$K_3 = \frac{2a_0}{K_2}, \quad (137)$$

$$b_1 = -2a_0 + K_3, \quad (138)$$

$$b_2 = 1 - 2a_0 - K_3. \quad (139)$$

#### A.6.2 Filtro di Butterworth Passa-Alto

Specifiche di progetto:  $f_s$  e  $f_{hp}$ . Si progetta il filtro passa-alto a partire da un filtro passa-basso equivalente nel seguente modo:

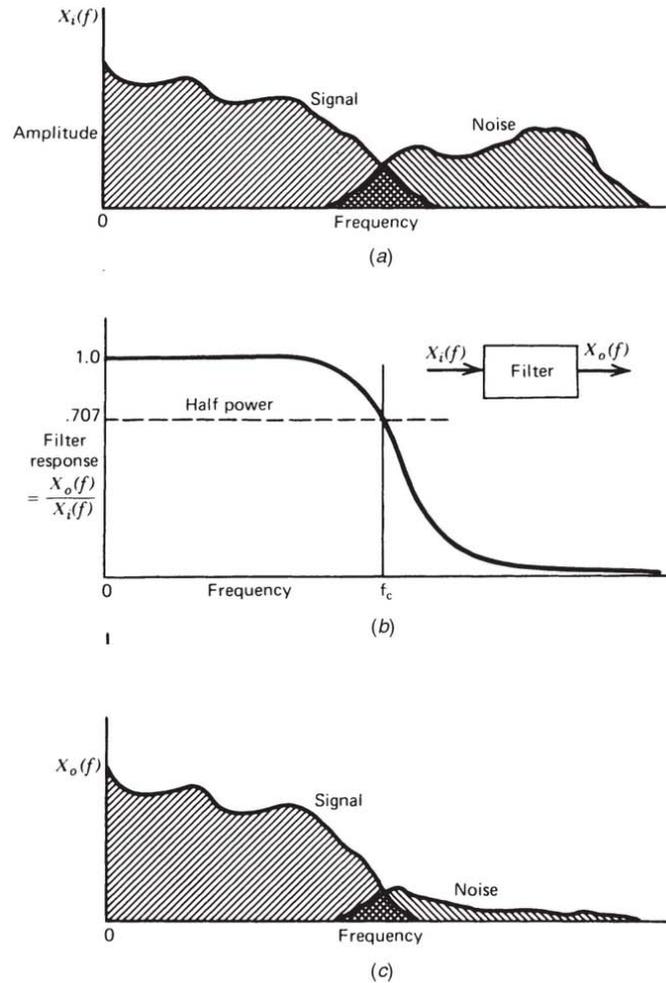


Figure 76: (a) Ipotetico spettro di frequenza di una forma d'onda costituita da un segnale con rumore. (b) Risposta di un filtro passa-basso introdotto per attenuare il rumore. (c) Spettro della forma d'onda in uscita. La componente di rumore in alta frequenza è attenuata.

1. calcolare la frequenza di taglio  $f_{lp}$  per il filtro passa-basso equivalente a partire dalla specifica sulla frequenza di taglio  $f_{hp}$  del filtro passa-alto

$$f_{lp} = \frac{1}{2T} - f_{hp} \quad (140)$$

2. determinare i coefficienti  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ , e  $b_2$  del filtro passa-basso equivalente utilizzando la frequenza di taglio  $f_{lp}$  e formule (2)-(12);

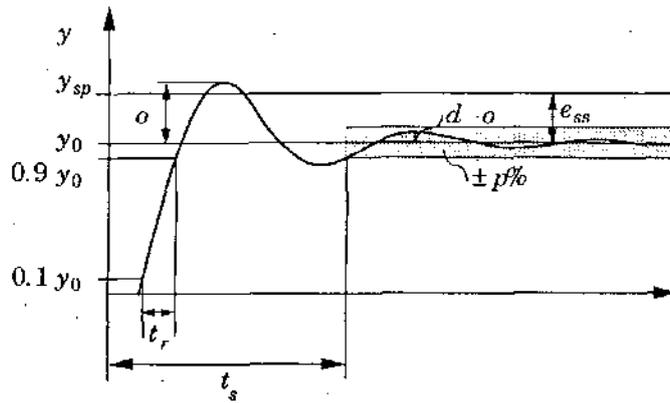


Figure 77: Specifiche risposta al gradino.

3. i coefficienti del filtro passa-alto da usare nella formula (128) sono definiti in funzione di quelli ottenuti al punto precedente

$$a_{0, hp} = a_{0, lp} \quad (141)$$

$$a_{1, hp} = -a_{1, lp} \quad (142)$$

$$a_{2, hp} = a_{2, lp} \quad (143)$$

$$b_{1, hp} = -b_{1, lp} \quad (144)$$

$$b_{2, hp} = b_{2, lp} \quad (145)$$

#### A.7 INDICI INTEGRALI DI PRESTAZIONE

Un problema comune nel design dei sistemi di controllo è stabilire il valore appropriato del guadagno del controllore. In generale un valore basso del guadagno produce una risposta del sistema, mentre un valore alto può causare una risposta eccessivamente oscillatoria con possibili instabilità. Fra questi estremi si trova il valore del guadagno che produce la migliore risposta del sistema. In questa sezione esamineremo dei metodi numerici per quantificare la bontà dei guadagni trovati con le varie tecniche di ottimizzazione.

Le specifiche per l'inseguimento del punto di lavoro potrebbero includere dei requisiti sul tempo di salita, il tempo di assestamento, il rapporto di decadimento, sovraelongazione e offset di stato per cambiamenti a gradino del punto di lavoro (vedi Figura 77). Queste quantità sono definite in modi diversi e ci sono anche standard differenti.

- Il tempo di salita (*rise time*)  $t_r$  è definito o come l'inverso della maggiore inclinazione della risposta al gradino o come il tempo impiegato per passare dal 10% al 90% del valore a regime stazionario.
- Il tempo di assestamento (*settling time*)  $t_s$  è il tempo che occorre perché la risposta al gradino rimanga all'interno del  $p\%$  del valore a regime, un valore comune è  $p = 2$ .

- Il rapporto di decadimento (*decay ratio*)  $d$  è il rapporto tra due massimi consecutivi dell'errore del punto di lavoro o di carico. Viene comunemente usato il valore  $d = 1/4$ , chiamato quarto dell'ampiezza di smorzamento, questo valore è tuttavia piuttosto alto come si vedrà più avanti.
- La sovralongazione (*overshoot*)  $o$  è il rapporto fra la differenza tra il primo picco e il valore stazionario a regime, e il valore della risposta al gradino. Nelle applicazioni di controllo industriali è comune specificare una sovralongazione dell'8%–10%. In molte situazioni si desidera avere una risposta molto smorzata senza sovralongazione.
- L'errore a regime (*steady-state error*)  $e_{ss}$  è il valore del controllo dell'errore  $e$  in regime stazionario. Grazie all'azione integrale nel controllore, l'errore a regime è sempre nullo.

Criteri come IAE (*Integral Absolute Error*), IE (*Integral Error*) e ISE (*Integral Squared Error*) si usano per caratterizzare i valori delle risposte del sistema se l'errore nelle equazioni è interpretato come l'errore dovuto a una modifica del gradino di riferimento. Per cambiamenti del gradino di riferimento ci sarà sempre un significativo errore iniziale. È quindi utile disporre di criteri che aggiungono un piccolo peso all'errore iniziale. Ciò può essere trovato in criteri del tipo

$$\begin{aligned}
 ITAE &= \int_0^{\infty} t |e(t)| dt && \text{(Integral Time-weighted Absolute Error)} \\
 ITE &= \int_0^{\infty} t e(t) dt && \text{(Integral Time-weighted Error)} \\
 ITSE &= \int_0^{\infty} t e^2(t) dt && \text{(Integral Time Squared Error)} \\
 ISTE &= \int_0^{\infty} t^2 e^2(t) dt && \text{(Integral Squared Time Squared Error)}
 \end{aligned} \tag{146}$$

più idonei a giudicare le performance dell'inseguimento del riferimento. Tali integrali sono finiti solo se l'errore a regime è nullo. In alcuni casi l'inseguimento del punto di lavoro potrebbe contenere requisiti basati sui segnali rampa.

Ci si focalizzerà unicamente sul valore di ITSE, e ovviamente tale indice è nullo se e solo se l'errore è nullo (situazione ideale), significa che tanto più l'indice sarà piccolo tanto più il sistema sarà performante. ITAE e ITSE presentano una moltiplicazione del tempo con l'errore, che enfatizza l'errore di "lunga durata", inoltre questi criteri sono molto applicati in sistemi che richiedono un tempo di assestamento ( $t_s$ ) piuttosto rapido.

## BIBLIOGRAPHY

---

- [1] L. STEFANON, S. LANZONI, L. D'ALPAOS (2011), *Analisi Sperimentale sulla Nascita e sullo Sviluppo di reti a marea generate in laboratorio*, Capitolo 2, pp. 5-15, Dipartimento Ingegneria Civile e Ambientale, Padova, Italia.
- [2] V. VILLA (2001), *Motori passo-passo: un tutorial*, <http://www.vincenzov.net/tutorial/passopasso/stepper.htm>
- [3] BERGER LAHR (2008), *BRS3 3-phase stepper motor - Motor manual - V2.01, 11.2008*, [www.schneider-electric.com](http://www.schneider-electric.com).
- [4] UNIMEC (2011), *Catalogo Generale*, [www.unimec.eu/media/Documenti%20pubblici/Catalogo\\_generale\\_2.2.pdf](http://www.unimec.eu/media/Documenti%20pubblici/Catalogo_generale_2.2.pdf)
- [5] TELEMECANIQUE BY BERGER LAHR (2002), *Technical documentation: Twin Line Drive TLD01x, drive for stepper motor*.
- [6] V. FERRO (2011), *Una nuova teoria per lo studio dei processi di efflusso dagli stramazzi*, *L'Italia Forestale e Montana*, 66 (2): 127-139. doi: 10.4129/ifm.2011.2.03.
- [7] N. THUEREX, P. HESS (2012), *Shallow Water Equations*, Chapter 11, pp. 67-75.
- [8] L. STEFANON, S. LANZONI, L. D'ALPAOS (2011), *Analisi Sperimentale sulla Nascita e sullo Sviluppo di reti a marea generate in laboratorio*, Capitolo 3.1, p. 22-24, Dipartimento Ingegneria Civile e Ambientale, Padova, Italia.
- [9] THE MATHWORKS, INC. *Worm Gear* (2017), <https://it.mathworks.com/help/physmod/sdl/ref/wormgear.html>
- [10] THE MATHWORKS, INC. *Lead Screw* (2017), <https://it.mathworks.com/help/physmod/sdl/ref/leadscrew.html>
- [11] THE MATHWORKS, INC. *Ideal Translational Motion Sensor* (2017), <https://it.mathworks.com/help/physmod/simscape/ref/idealtranslationalmotionsensor.html>
- [12] M. HORN, M. REICHHARTINGER (2009) *Model-free Control of a Thermal Plant*, 2009 IEEE International Conference on Control and Automation, Christchurch, New Zealand, December 9-11.
- [13] G. ZIEGLER AND N. B. NICHOLS, "Optimum settings for automatic controllers", in *Trans. ASME*, vol. 64, 1942, pp. 759-768.

- [14] G. H. COHEN AND G. A. COON (1953), "Theoretical consideration of related control", in *Trans. ASME*, vol. 75, pp. 827–834.
- [15] A. LEVANT (1998), "Robust exact differentiation via sliding mode technique", *automatica*, vol. 34, no. 3, pp. 379–384.
- [16] B. D'ANDRÈA NOVEL, M. FLIESS, C. JOIN, H. MOUNIER, B. STEUX (2010), *A mathematical explanation via "intelligent" PID controllers of the strange ubiquity of PIDs*, 18th Mediterranean Conference on Control & Automation, Congress Palace Hotel, Marrakech, Morocco, June 23–25.
- [17] M. RAMPAZZO, A. CERVATO, A. BEGHI (2017), *Remote Refrigeration System Experiments for Control Engineering Education*, Wiley Periodicals, Inc. *Comput Appl Eng Educ* 25:437–438; View this article online at [wileyonlinelibrary.com/journal/cae;DOI10.1002/cae.21810](http://wileyonlinelibrary.com/journal/cae;DOI10.1002/cae.21810).
- [18] M. FLIESS, C. JOIN (2013), *Model-free control*, *International Journal of Control*, 86:12, 2228–2252, <http://dx.doi.org/10.1080/00207179.2013.810345>
- [19] K. J. ÅSTRÖM, T. HÄGGLUNG (1994), *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2nd ed, chap. 2, pp 128–133.
- [20] N. SAAD, M. A. MAGZOUB, R. IBRAHIM, M. IRFAN (2015) *An Optimized Hybrid Fuzzy-Fuzzy Controller for PWM-driven Variable Speed Drives, Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics*, Dr. Raul Gregor (Ed.), InTech, DOI: 10.5772/61086. Available from: <https://www.intechopen.com/books/induction-motors-applications-control-and-fault-diagnostics/an-optimized-hybrid-fuzzy-fuzzy-controller-for-pwm-driven-variable-speed-drives>.
- [21] A. CRIPPA, S. VIGANÒ, G. FERRETTI, A. DELLA BONA (2014) *Modellistica ad oggetti di un CSTR e analisi di tecniche di controllo avanzato di temperatura*, Cap. 2, pp. 18–20, Dipartimento di Elettronica, Informazione e Bioingegneria, Milano, Italia.
- [22] J. KOFRÁNEK, M. MATEJÁK, P. PRIVITZER, M. TRIBULA (2008) *Causal o Acausal Modelling: Labour for Humans or Labour for Machines*, Laboratory of Biocybernetics, Institute of Pathological Physiology, First Faculty of Medicine, Charles University in Prague.

## RINGRAZIAMENTI

---

In primis vorrei ringraziare la mia famiglia, non solo per il supporto mentale, fisico ed economico ma per essere stati sempre convinti, anche più di me, che questo era il corso di laurea giusto. Ringrazio la mamita e il papito per aver sofferto durante lo studio e gioito all'uscita degli esiti di TUTTI gli esami, per avermi ascoltato per mesi parlare di teoria dei sistemi (anche se forse sarebbe meglio scusarsi), lamentare, imprecare e soprattutto per aver creduto che sarei riuscita a sistemare tutto quando le cose andavano storte. Ringrazio i miei fratelli Alessandro e Marco per aver scelto sempre i momenti migliori per chiedermi le cose, con la frase "quando hai finito di studiare dimmi". Ringrazio la mia zuia Sandra per le pause dallo studio imprevedibili ma assolutamente indispensabili. Ringrazio il mio fidanzato Federico per avermi dato gli spunti ingegneristici durante i progetti, nozioni elettroniche nei momenti più disparati della giornata (per non morire fulminata) e per il super sostegno sentimentale. Ringrazio Francesco, compagno di studi, di pranzi, di tutto e di niente, questa magistrale non sarebbe stata la stessa, soprattutto se non mi avesse consigliato di abbandonarla il primo giorno di lezione. Ringrazio Mirco per avermi seguito durante la tesi, per le ricette e per le curiosità dal mondo. Ringrazio il prof. Beghi e il prof. Carniello per avermi dato la possibilità di fare una tesi interdisciplinare, diversa dalle altre, decisamente originale. Ringrazio tutti quelli che nel piccolo, ogni giorno, fra cose belle e brutte, hanno permesso che questa magistrale non fosse noiosa e banale, in fondo se tutto fosse stabile e non ci fosse nulla da controllare, l'automagico non servirebbe.