

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria Industriale e dell'Informazione
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Automazione
Dipartimento di Elettronica, Informazione e Bioingegneria



Controllo di sistemi innovativi per il recupero di energia termica in motori Diesel per autotrazione

Relatore: Prof. Francesco CASELLA

Tesi di laurea di:
Federico FIORINI Matr. 804452

Anno Accademico 2014–2015

*“Noi creiamo il mondo che percepiamo,
non perché non esiste realtà fuori dalla nostra mente,
ma perché scegliamo e modifichiamo la realtà che vediamo
in modo che si adegui alle nostre convinzioni sul mondo in cui viviamo.*

*Si tratta di una funzione necessaria
al nostro adattamento e alla nostra sopravvivenza”.*

Gregory Bateson

*A tutti Coloro che hanno creduto in me.
Grazie.*

Abstract (Italiano)

La recente attenzione al risparmio energetico e alla riduzione delle emissioni di CO_2 ha fatto sì che le applicazioni di recupero di energia termica rivestissero sempre più un ruolo primario, sia in ambito di ricerca che in ambito industriale. Di particolare interesse sono i cicli *Rankine* a fluido organico (*ORC*), che permettono l'estrazione e la conversione di calore da sorgenti termiche a basso tenore energetico.

Il presente lavoro di Tesi si focalizza sul controllo di cicli *ORC* che si occupano del recupero di energia termica in motori *Diesel* per autotrazione, ove le sorgenti termiche sfruttate sono due: i gas del circuito *EGR* e i gas di scarico.

Data l'elevata variabilità del carico cui è sottoposto il motore primario, l'unità di recupero *ORC* opera spesso in condizioni lontane da quelle di progetto. Al fine di controllare il processo di recupero di energia, quindi, si è reso necessario uno studio approfondito della dinamica del sistema, costituito dal ciclo *ORC* accoppiato al motore *Diesel*. Particolare enfasi è stata data all'analisi dei livelli di interazione tra le variabili di ingresso e quelle di uscita del processo, seguita dallo studio delle limitazioni delle bande di controllo. I risultati di questa analisi mettono in luce la notevole complessità della dinamica del sistema; oltre ad avere un elevato grado di interazione *I/O*, il modello del sistema è affetto da numerose non linearità.

Come prima strategia di controllo, viene proposta una logica di controllo *PI* affiancata da un disaccoppiatore dinamico e da un compensatore del disturbo. Infine, come alternativa al precedente sistema di controllo, viene presentato il progetto di un possibile controllore H_∞ .

Parole chiave: *Organic Rankine Cycle*, linguaggio *Modelica*, *DRGA*, valori singolari, zeri di trasmissione, controllo *PI*, controllo H_∞ .

Abstract (English)

Among energy saving strategies, recovery of thermal energy is progressively becoming prominent in industrial sites as well as in scientific research due to recent policies of greenhouse gases control and energy efficiency. Organic Rankine cycle (*ORC*) generally allows heat recovery and conversion from sources with lower energy content.

Referring to this work, control design of *ORC* is applied to heat recovery in automotive *Diesel* engines. Heat sources are, in this case, the exhaust gas stream and exhaust gas re-circulation loop (*EGR*). Design conditions of *ORC* control scheme seldom match actual operating conditions of heat recovery unit due to high variability of motor load. This issue primarily affects control and realization of a stable thermodynamic cycle connected to the internal combustion engine. For this reason, a thorough study of system dynamics for the coupling of *ORC* unit with *Diesel* engine has been necessary, with particular emphasis to the interaction between input and output variables of the process. Besides, the study of control bandwidths limitations has been performed as well.

The results of these analysis highlight the complexity of the coupling between *ORC* and engine dynamics; in fact, the mathematical model of the process presents diverse nonlinearities in addition to high degree of *I/O* interaction. The first control scheme that is described comprises a *PI* control logic supported by a dynamic decoupler and a disturbance compensator. Eventually, feasibility of an H_∞ controller for the *ORC* unit is presented as an alternative to the *PI* control system.

Key words: *Organic Rankine Cycle*, *Modelica* language, *DRGA*, singular values, *Right Half Plane* zeros, *PI* control, H_∞ control.

Indice

Introduzione	1
1 Stato dell'arte dei cicli <i>ORC</i> installati su veicoli terrestri	5
1.1 Lavori precedenti	5
2 Descrizione del sistema <i>ICE-ORC</i>	13
2.1 Modello del motore <i>Diesel</i>	13
2.1.1 Sistema di controllo del motore	14
2.2 Componenti del ciclo <i>ORC</i>	15
2.3 Scelta del fluido	17
2.4 Descrizione del ciclo termodinamico	18
2.4.1 Dei punti del ciclo	18
2.5 Modello <i>ICE-ORC</i> in ambiente <i>Dymola</i>	21
2.5.1 Linguaggio <i>Modelica</i>	22
2.5.2 Modello ad oggetti del motore <i>Diesel</i>	22
2.5.3 Modello ad oggetti del ciclo <i>ORC</i>	24
2.5.4 Modello complessivo del sistema <i>ICE-ORC</i>	26
3 Obiettivi del controllo	27
3.1 Introduzione	27
3.2 Obiettivi e specifiche del controllo	28
3.3 Analisi delle variabili di ingresso al sistema	30
3.4 Un problema di ottimizzazione non lineare	31
3.5 Analisi delle condizioni operative del sistema	32
3.5.1 Le configurazioni operative ottime	36
3.5.2 Osservazioni sulle mappe dei <i>set-point</i>	38
3.5.3 Considerazioni sulla potenza meccanica P_m	38
3.5.4 Informazioni sul limite di portata	40
4 Analisi della dinamica del processo	41
4.1 Introduzione	41
4.2 Linearizzazione del sistema	42

4.2.1	Diagrammi di Bode a confronto	46
4.3	Analisi dei sistemi <i>MIMO</i>	49
4.3.1	Il concetto di guadagno	49
4.3.2	La misura del grado di direzionalità	50
4.3.3	Analisi delle interazioni: il miglior accoppiamento <i>I/O</i>	53
4.4	Un sistema a fase non minima	57
4.4.1	Zeri di un sistema multivariabile	57
4.4.1.1	Proprietà bloccante degli zeri	58
4.4.1.2	Le direzioni di uno zero	58
4.4.2	Limitazioni sulla banda di controllo	59
4.5	Bilanciamento e metodi di riduzione dell'ordine	62
4.5.1	Realizzazione bilanciata di un sistema	62
4.5.2	Balanced truncation method	63
4.5.3	Balanced residualization method	63
4.5.4	Optimal Hankel norm approximation	63
4.5.5	Riduzione dell'ordine del processo	65
4.6	Analisi dei disturbi	66
4.6.1	Analisi armonica	69
4.6.2	Analisi statistica	70
4.6.3	Conclusioni	72
5	Controllo <i>PI</i> centralizzato	73
5.1	Introduzione	73
5.2	Progetto del disaccoppiatore	75
5.2.1	Forward Decoupling	76
5.2.2	Backward Decoupling	77
5.2.3	Problematiche dei disaccoppiatori	78
5.2.4	Primo tentativo: disaccoppiatore statico	79
5.2.5	Secondo tentativo: disaccoppiatore dinamico	81
5.3	Sintesi dei controllori <i>PI</i>	83
5.3.1	Tuning	83
5.3.2	Analisi delle funzioni di sensitività e robustezza	85
5.4	Compensazione dei disturbi	93
5.5	Schema di controllo	95
5.6	Risultati delle simulazioni	100
6	Controllo H_∞	107
6.1	Sistemi di controllo <i>MIMO</i>	107
6.2	Controllo <i>mixed-sensitivity</i> H_∞	110
6.2.1	Progetto delle <i>weighting functions</i>	113
6.2.1.1	Progetto di W_S e W_T	113

6.2.1.2	Progetto di W_K	115
6.2.2	Analisi del modello del controllore H_∞	115
6.2.3	Analisi delle prestazioni	118
6.3	Risultati delle simulazioni	120
6.3.1	Osservazioni	125
7	Gestione dei vincoli del processo	127
	Conclusioni	135
	Bibliografia	142
A	Raggiungibilità ed osservabilità dello stato	143
A.1	Raggiungibilità	143
A.2	Osservabilità	144
A.3	Scomposizione canonica di <i>Kalman</i>	145
B	Proprietà dei valori singolari	147
B.1	Singular Value Decomposition (<i>SVD</i>)	147
B.2	Altre proprietà	149
C	Disaccoppiatori commutativi	151
D	Classi <i>Modelica</i>	155

Elenco delle figure

1.1	Diagramma $T-s$ di alcuni fluidi organici.	6
1.2	Potenza netta in uscita dalla turbina.	7
1.3	Possibili configurazioni di recupero.	9
1.4	Ciclo di recupero con due sorgenti.	10
1.5	Confronto tra PID e PID+IMC.	12
2.1	Schema di riferimento del motore.	14
2.2	Diagramma $T-s$ del ciclo termodinamico.	18
2.3	Distribuzione delle temperature in un recuperatore.	20
2.4	Distribuzione delle temperature in un condensatore.	20
2.5	Modelli ad oggetti coinvolti nella descrizione del veicolo.	23
2.6	Modello del ciclo ORC.	25
2.7	Modello del sistema ICE-ORC.	26
3.1	Modellazione Input/Output del sistema.	30
3.2	Meccanismo di scansione delle condizioni operative.	34
3.3	Andamenti temporali delle variabili di controllo.	35
3.4	Vincoli di simulazione.	35
3.5	Set-point delle variabili di controllo.	36
3.6	Set-point delle variabili da controllare.	37
3.7	Andamenti parametrici della potenza meccanica.	39
3.8	Portata totale in funzione del carico.	40
4.1	Schema impiegato per la linearizzazione.	44
4.2	Diagrammi di <i>Bode</i> di $G(s)$	47
4.3	Diagrammi di <i>Bode</i> di $H(s)$	48
4.4	Analisi dei valori singolari.	52
4.5	Analisi delle <i>DRGA</i>	56
4.6	Diagramma di <i>Bode</i> di $S(s)$	60
4.7	Analisi dei valori singolari di <i>Hankel</i>	64
4.8	Schema di controllo generale.	66
4.9	Storie temporali delle variabili di ingresso al motore <i>Diesel</i>	67

4.10	Storie temporali delle variabili di disturbo.	68
4.11	Contenuto armonico di n_e e M_m	69
4.12	Analisi statistica dell'andamento di M_m	71
5.1	Schemi di controllo centralizzato e decentralizzato.	74
5.2	Classiche architetture di sistemi disaccoppianti.	75
5.3	Analisi delle DRGA del sistema disaccoppiato staticamente.	80
5.4	Analisi delle DRGA del sistema disaccoppiato dinamicamente.	82
5.5	Schema di desaturazione.	84
5.6	Schema di controllo generale.	85
5.7	Diagrammi di <i>Bode</i> di $L_1(j\omega)$	88
5.8	Diagrammi di <i>Bode</i> di $L_2(j\omega)$	89
5.9	Diagrammi di <i>Bode</i> di $S_k(j\omega)$	90
5.10	Diagrammi di <i>Bode</i> di $T_k(j\omega)$	91
5.11	Schema di controllo per la compensazione del disturbo.	93
5.12	Schema di controllo <i>PI</i> in <i>Dymola</i>	97
5.13	Compensatore del disturbo e controllore <i>PI</i> in <i>Dymola</i>	98
5.14	Sistema di normalizzazione delle variabili di controllo e di uscita.	98
5.15	Schema di controllo <i>PI</i> con compensazione del disturbo.	99
5.16	<i>Tracking</i> del grado di surriscaldamento.	100
5.17	<i>Tracking</i> della temperatura di scarico dei fumi.	101
5.18	Temperatura delle pareti degli evaporatori <i>EGR</i> ed <i>EXH</i>	102
5.19	Andamento delle variabili di controllo.	103
5.20	Andamenti della coppia del motore e della potenza meccanica.	104
5.21	Andamento del coefficiente di efficienza di recupero.	105
6.1	Schema di controllo di riferimento.	107
6.2	<i>Trade-off design</i> della matrice di trasferimento d'anello.	109
6.3	Schema di controllo con processo generalizzato.	110
6.4	Schema di controllo per il problema <i>mixed-sensitivity</i>	111
6.5	Diagrammi di <i>Bode</i> delle <i>shaping functions</i>	114
6.6	Analisi dei valori singolari di <i>Hankel</i> del controllore H_∞	116
6.7	Analisi della funzione di sensitività.	118
6.8	Analisi della funzione di sensitività complementare.	118
6.9	Schema di controllo H_∞	120
6.10	Inseguimento dei <i>set-point</i>	122
6.11	Temperatura massima della parete dell'evaporatore <i>EGR</i>	123
6.12	Andamento delle variabili di controllo.	123
6.13	Potenza meccanica prodotta dalla turbina.	124
6.14	Andamento del coefficiente di efficienza di recupero.	124

7.1	Azione di compensazione in <i>feedforward</i>	128
7.2	Schema di controllo <i>PI</i> con <i>feedforward</i>	129
7.3	Schema di controllo H_∞ con <i>feedforward</i>	130
7.4	Temperatura massima della parete dello scambiatore <i>EGR</i>	131
7.5	Pressione in ingresso alla turbina.	131
7.6	<i>Reference tracking</i>	132
7.7	Coefficiente di efficienza di recupero.	132
7.8	Andamento delle variabili di controllo.	133
C.1	Disaccoppiatore commutativo.	152
C.2	Disaccoppiatore commutativo approssimato.	152

Elenco delle tabelle

4.1	Elenco delle configurazioni operative.	46
4.2	Elenco degli zeri a parte reale positiva.	61
5.1	Parametri dei controllori <i>PI</i>	84
5.2	Bande di controllo e margini di fase.	92
6.1	Parametri delle <i>weighting functions</i>	114

Introduzione

I motori a combustione interna (*ICE*) rappresentano le più diffuse macchine termiche e il loro impiego è richiesto in numerose applicazioni, da quelle industriali a quelle legate al trasporto. In quest'ultimo ambito, i motori *Diesel* presentano un buon margine di miglioramento rispetto ai motori benzina con iniezione indiretta e, per questo motivo, sono quelli attualmente più diffusi.

Per sopperire ad una disponibilità di petrolio che si fa sempre più esigua, molti sforzi si stanno indirizzando verso la progettazione di sistemi di propulsione che sfruttano fonti di energia di tipo rinnovabile e, parallelamente, molti scienziati si pongono come obiettivo quello di migliorare l'efficienza dei motori già esistenti. Infatti, a seguito delle ultime e necessarie normative riguardanti la limitazione delle emissioni di CO_2 e la riduzione della temperatura dei gas di scarico nei motori a combustione interna, il mondo della ricerca si è proiettato verso lo studio di sistemi innovativi per incrementare l'efficienza dei motori alternativi. Poiché circa il 60% dell'energia sviluppata nei motori viene persa attraverso i circuiti di raffreddamento e i gas di scarico, una delle soluzioni per ridurre significativamente le emissioni di CO_2 ed aumentare l'efficienza della combustione, è quella di recuperare quanta più energia termica possibile da quella scaricata nell'ambiente dal motore.

Molti ricercatori sono convinti che l'impiego di cicli termodinamici a fluido organico (*ORC*) sia la soluzione più vantaggiosa per il recupero di energia termica nei motori a combustione interna, riducendo il consumo di combustibile e allo stesso tempo il tasso di emissioni. Infatti, diversamente dai fluidi umidi, i fluidi organici presentano proprietà termodinamiche che li rendono adatti all'estrazione di energia termica da sorgenti di calore a basso tenore energetico, quali i gas di scarico dai motori a combustione.

Scopo della *Tesi* è l'analisi della dinamica e il controllo dell'unità di recupero *ORC* descritta nella *Tesi di Laurea Magistrale* di *Trabucchi S.* [24]. Tale unità *ORC* è stata progettata per il recupero di energia termica in motori *Diesel* per autotrazione, e sfrutta come sorgenti termiche quelle dei gas di ricircolo (*EGR*) e quelle di scarico. Questa strategia di *WHR* (*Waste Heat Recovery*), ancora ad uno stato di progettazione embrionale, sembra rivelarsi una tecnologia promettente a

differenza dei lavori di ricerca precedenti, che si sono limitati allo studio di cicli *ORC* con una sola sorgente termica, ottenendo come risultato un impianto molto costoso a fronte dello scarso tasso di recupero di energia.

In questo lavoro viene proposta una procedura sistematica di analisi della dinamica del processo, necessaria ai fini della progettazione del sistema di controllo. La dinamica del processo da controllare si presenta di notevole complessità; infatti, oltre che essere affetta da comportamenti a fase non minima, dipende notevolmente dal carico cui è sottoposto il motore. In aggiunta a questo, il processo presenta due aspetti che rendono ancora più difficoltosa la progettazione del sistema di controllo:

1. E' presente una forte interazione tra le variabili di controllo e quelle di uscita.
2. I disturbi che agiscono sul ciclo *ORC* hanno uno spettro che si estende fin oltre la banda massima di controllo imponibile.

Tutti questi problemi sono stati affrontati con successo attraverso l'implementazione di tecniche di disaccoppiamento, compensazione e prefiltraggio a supporto del sistema di controllo primario. Vengono, quindi, proposte due soluzioni di controllo: un controllo standard *PI* e un controllo avanzato H_∞ .

Per valutare le prestazioni di ciascun sistema di controllo, le due strategie sono state testate in riferimento allo stesso ciclo guida, che descrive il comportamento realistico del moto di un mezzo pesante.

Questo lavoro di Tesi può essere suddiviso in quattro parti.

La prima parte è puramente descrittiva: il capitolo 1 fornisce una presentazione dei lavori precedenti inerenti alla progettazione di impianti di recupero di energia termica in motori *Diesel*, mentre il capitolo 2 è dedicato alla descrizione del modello del motore *Diesel* e dei componenti che costituiscono l'unità di recupero *ORC*. Vengono mostrati, inoltre, i modelli impiegati nell'ambiente di simulazione *Dymola*.

La seconda parte, costituita dal capitolo 3, illustra il problema di controllo come un problema di ottimizzazione vincolata non lineare. Viene qui spiegata la tecnica di ottimizzazione impiegata per ricavare le mappe dei *set-point* delle variabili di interesse in vista dello sviluppo dei sistemi di controllo.

La terza parte, definita dal capitolo 4, si concentra sull'analisi della dinamica del processo da controllare. L'analisi si concentra sullo studio di un insieme di sistemi linearizzati di interesse: vengono affrontati lo studio del livello di interazione e del grado di direzionalità del sistema, l'analisi delle non linearità e delle limitazioni delle bande di controllo e, da ultimo, l'analisi armonica dei disturbi agenti sul ciclo *ORC*.

La quarta, ed ultima parte, si occupa della progettazione di una logica di controllo *PI* (capitolo 5) e di una possibile strategia di controllo H_∞ (capitolo 6). Vengono delineati tutti gli aspetti progettuali che hanno guidato lo sviluppo di queste due

strategie di controllo. Numerosi accorgimenti e consigli progettuali vengono via via forniti nel testo. Infine, vengono mostrati i risultati delle simulazioni con particolare interesse al rispetto delle specifiche di controllo (capitolo 7).

Nella sezione dedicata alle conclusioni di questo lavoro, vengono forniti un riassunto sui risultati ottenuti e una serie di spunti e raccomandazioni per i futuri sviluppi.

Capitolo 1

Stato dell'arte dei cicli *ORC* installati su veicoli terrestri

Agli inizi degli anni '70, l'aumento dell'inquinamento dell'aria e la prima crisi del petrolio hanno spinto i ricercatori a migliorare continuamente l'efficienza dei motori alternativi a combustione interna, volta a ridurre i consumi e gli inquinanti prodotti dai processi di combustione.

Una delle soluzioni per ridurre significativamente le emissioni di CO_2 è quella di recuperare quanta più energia termica possibile da quella fisiologicamente scaricata in ambiente dal motore a combustione interna.

Il recupero di calore scartato (*Waste Heat Recovery, WHR*) dai motori termici di mezzi pesanti adibiti al trasporto su strada prevede la conversione di calore a bassa temperatura in energia meccanica utile. Tra i possibili cicli termici, i cicli *ORC* (*Organic Rankine Cycle*) possiedono un'ottima combinazione tra efficienza ed accessibilità per il recupero di calore dai gas combusti dei motori terrestri.

Di seguito verrà proposto un riassunto dello stato dell'arte dei cicli *ORC* per il recupero di calore.

1.1 Lavori precedenti

Il primo tentativo della storia di accoppiare una turbina *ORC* con riduttore di giri e un motore per trasporti terrestri fu realizzato da *Patel* e *Doyle* nel 1976. Usarono una turbina assiale a tre stadi alimentata da *Flurinol-50*. I primi risultati furono incoraggianti dato che si rilevò un incremento della potenza massima del 13% ed una riduzione dei consumi del 15%. Uno dei principali problemi riscontrati fu la scelta del fluido di lavoro.

Negli anni '80 *Marciniak* e *Bailey* studiarono il comportamento di una serie di fluidi organici (*Toluene* e *RC-1*) e scoprirono che questi, rispetto all'acqua, presentavano migliori prestazioni nel recupero del calore a bassa temperatura. Nel 1984

Angelino et al. analizzarono 14 differenti cicli ORC, registrando un leggero aumento delle prestazioni a fronte dell'aumento del peso molecolare dei fluidi impiegati. Infine, nel 1997, Hung dimostrò che l'impiego di fluidi con elevati calori latenti di evaporazione degradavano le prestazioni del ciclo termodinamico a causa delle elevate potenze termiche da scaricare al condensatore. Questo effetto è tipico dei fluidi con legami a idrogeno come acqua, ammoniaca ed etanolo: in riferimento al diagramma $T-s$ la pendenza della linea del vapore saturo è negativa e, per questo motivo, vengono chiamati *fluidi umidi*. Diversamente dai fluidi umidi, i fluidi organici presentano una linea del vapore saturo con pendenza positiva (si veda Figura 1.1, tratta da [29]) e, per questo, prendono il nome di *fluidi secchi*. Questa proprietà costituisce un pregio dei fluidi organici; infatti, elimina la possibilità di formazione di gocce di liquido durante la fase di espansione in turbina (si parla di “*espansione secca*” in turbina) e, quindi, la relativa usura delle palette. Tuttavia, Hung notò che questa peculiarità dei fluidi secchi aveva come risvolto negativo quello di ridurre il lavoro netto estraibile dal fluido, ma che non intaccava in maniera sensibile l'efficienza del ciclo.

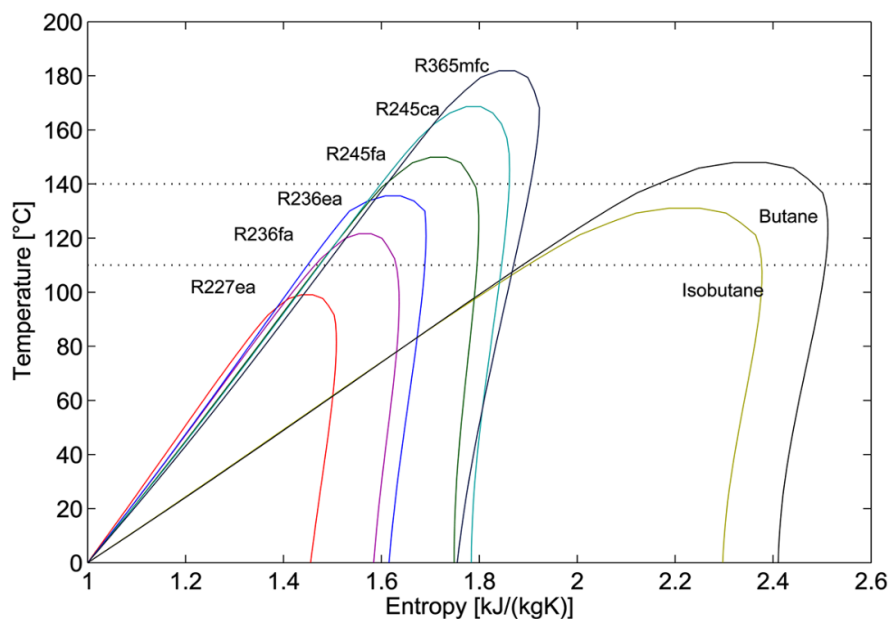


Figura 1.1: Diagramma $T-s$ di alcuni fluidi organici.

Riguardo alla scelta del fluido di lavoro, si può concludere che essa sia direttamente correlata alla temperatura della sorgente calda: ad esempio, nel 1995, Larjola scoprì che un ciclo ORC con *Toluene* raggiungeva la massima efficienza con una sorgente a $425\text{ }^{\circ}\text{C}$; mentre, nel 2007, Quoilin constatò come, per una sorgente con temperatura compresa tra $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $200\text{ }^{\circ}\text{C}$, l'*R-123* potesse risultare la migliore opzione.

Durante il progetto del ciclo termodinamico, tra i principali parametri da ottimiz-

zare vi sono la temperatura di ingresso turbina (*TIT* - *Temperature Inlet Turbine*) e la pressione di evaporazione. Nel 2005 *El Chammas* e *Clodic* dimostrarono che, in riferimento a cicli subcritici, un incremento della *TIT*, o in modo equivalente del grado di surriscaldamento, determina un decremento dell'efficienza del ciclo nel caso di fluidi secchi, contrariamente a quanto accade per fluidi umidi come acqua. Lo stesso risultato fu raggiunto da *Yiping Dai et al.* [9], come mostrato in Figura 1.2. Questo fenomeno trova spiegazione nell'elevato peso molecolare del fluido organico che, producendo un piccolo salto entalpico a cavallo della turbina, fa sì che il condensatore smaltisca gran parte della potenza termica entrante nel ciclo. Poiché l'aumento del grado di surriscaldamento peggiora l'efficienza del ciclo, l'ottimizzazione del ciclo suggerisce di imporre un grado di surriscaldamento nullo; tuttavia, al fine di prevenire la formazione di liquido in ingresso alla turbina, un minimo di surriscaldamento è consigliato [17].

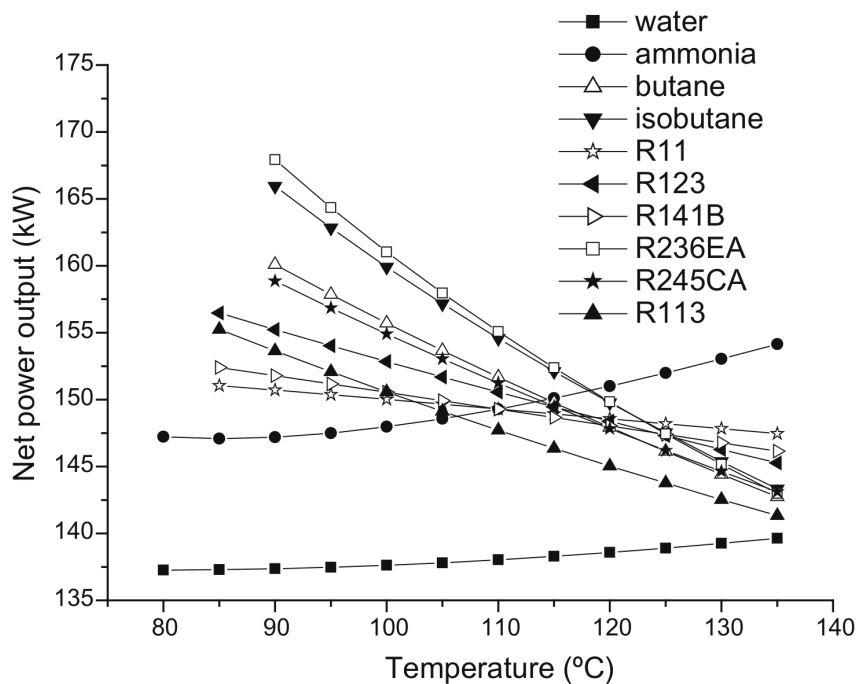


Figura 1.2: *Potenza netta in uscita dalla turbina con varie TIT in corrispondenza della rispettiva pressione ottima.*

In fase di progetto, oltre alla scelta del fluido, occorre tener presente anche gli aspetti meccanici e il costo degli scambiatori: ad un aumento della pressione massima del ciclo consegue un incremento dello spessore dei tubi e delle piastre dello scambiatore, determinando un aumento del costo e dell'inerzia termica. Inoltre, nel caso di scambiatori a piastre, esiste un valore limite di differenza di pressione al fine di evitare il fenomeno del *peaking*.

Per evitare il dimensionamento di condensatori imponenti e costosi, è possibile

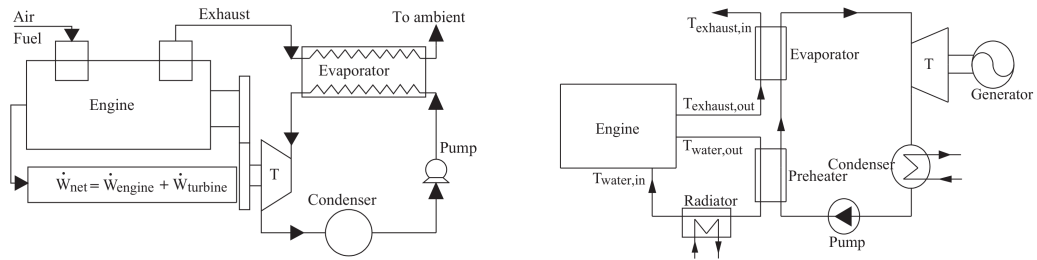
introdurre un ciclo rigenerativo con recuperatore. Questa configurazione permette di incrementare l'efficienza del ciclo, riducendo tuttavia l'efficienza di recupero di calore.

Un altro aspetto cruciale nella progettazione del sistema è la scelta del tipo di turbina. In generale, l'efficienza isentropica della macchina deve essere almeno del 50–60% al fine di ottenere un'efficienza globale ragionevole [17]. Le possibili soluzioni sono varie: turbine radiali o assiali, a pistone o a vite oppure ad ingranaggi o a lobi.

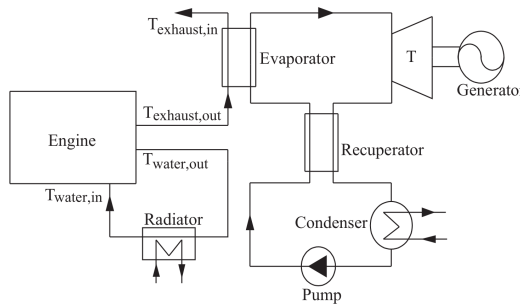
Nel 2006 *Leibowitz et al.* suggerirono di impiegare una macchina a doppia vite, ma i recenti miglioramenti in fatto di mini turbine a vapore hanno aperto la possibilità a nuove tipologie di macchine. Nello stesso articolo, l'autore fa notare come l'elevato regime di rotazione delle turbine di piccola taglia renda necessario l'impiego di riduttori ad ingranaggi e di un costoso sistema di lubrificazione. Il problema può essere parzialmente risolto impiegando un fluido organico che, di per sé, possa essere considerato un buon lubrificante.

Wang et al. [32] suggeriscono che la scelta dell'espansore debba essere basata sull'accoppiamento con il motore primario: gli espansori dinamici sono preferibili quando l'energia meccanica generata deve essere convertita in energia elettrica, in virtù della loro intrinseca elevata efficienza; macchine alternative, invece, sembrano più appropriate in un contesto di accoppiamento diretto con l'albero motore, soprattutto in impianti ad elevata variazione del carico.

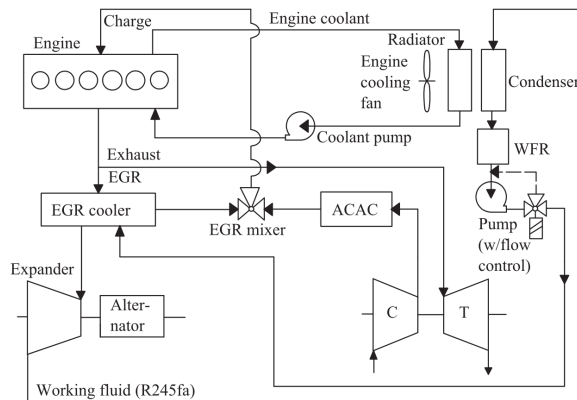
Il progettista deve scegliere quali sorgenti termiche utilizzare per il recupero del calore. Nella loro analisi, *Wang et al.* [32], hanno proposto alcune soluzioni impiantistiche, illustrate in Figura. 1.3: da un punto di vista exergetico, i gas di scarico e il circuito *EGR* (*Exhaust Gas Recirculation*) rappresentano le sorgenti termiche più appetibili in virtù delle loro alte temperature.



(a) Semplice ciclo di recupero dai gas di scarico. (b) Ciclo di recupero con pre-riscaldatore.



(c) Ciclo di recupero con pre-riscaldatore e recuperatore.



(d) Ciclo di recupero dai gas di ricircolo (EGR).

Figura 1.3: Possibili configurazioni di recupero.

Teng et al. sostengono che anche l'*intercooler* del turbo sia potenzialmente sfruttabile come sorgente, tuttavia la complessità del sistema sarebbe destinata a crescere. Riguardo alla possibilità di preriscaldare il fluido di lavoro è possibile, invece, utilizzare il sistema di raffreddamento del motore.

Più di recente *Colonna et al.* [29] hanno investigato sulla possibilità di recupero di calore dai gas di scarico e dal lato *EGR*, proponendo l'impianto rappresentato in Figura 1.4.

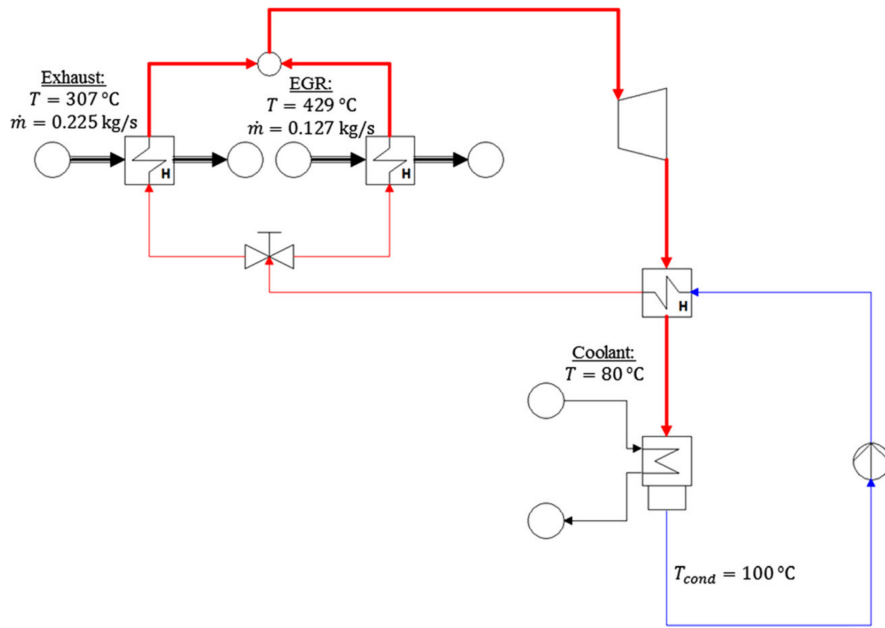


Figura 1.4: Ciclo di recupero con due sorgenti di calore connesse in parallelo al turbogeneratore dell'ORC.

Nel 2010 *Espinosa et al.* studiarono la configurazione ottimale per un impianto *WHR* su autocarri [13]. La conclusione del loro studio è stata che i gas di scarico sono la sorgente di calore più appetibile, invece che sfruttare simultaneamente sia il lato *EGR* che i gas di scarico, che incrementano costi e complessità.

Gli stessi autori, inoltre, hanno evidenziato i principali vincoli per l'applicazione dell'ORC "on board", proponendo alcune soluzioni per lo smaltimento del calore a bassa temperatura. Questo è un problema di fondamentale importanza perché l'implementazione di un sistema di *WHR* produce un aumento di oltre il 25% del carico termico sul radiatore del mezzo. Il sistema di smaltimento di calore più promettente, in termini di efficienza, è rappresentato dal condensatore ad aria, che, tuttavia, presenta due problematiche: il suo posizionamento e la gestione di grandi quantità di fluido di lavoro. Per evitare un impatto negativo sull'aerodinamica, il condensatore può essere integrato nel sistema di raffreddamento del motore esistente. Tuttavia, quando il carico del motore aumenta potrebbe accadere che il sistema di raffreddamento non sia in grado di smaltire tutto il calore, sia dal lato motore che dall'unità ORC. In questa condizione il ciclo di recupero deve essere disinserito.

Un altro aspetto importante è la perdita di carico nell'evaporatore, che aumenta la contropressione nel turbo. Anche se lo scambiatore dovrebbe essere progettato per limitare le perdite di carico, tuttavia una valvola di *bypass* è necessaria per evitare elevate contropressioni quando il sistema ORC viene disattivato.

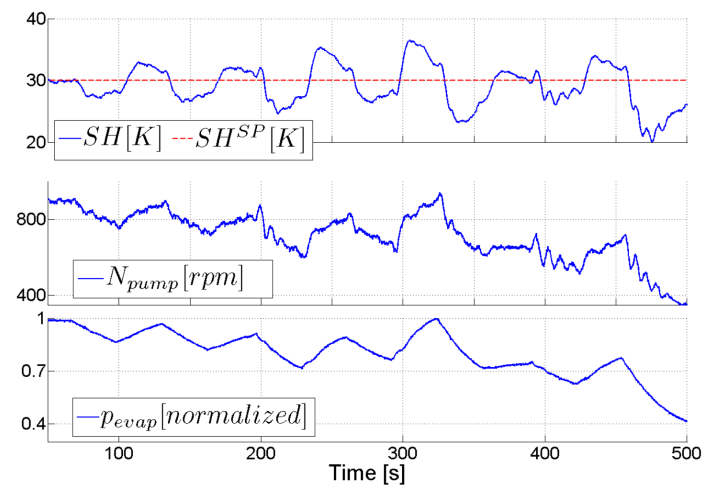
Un anno dopo, nel 2011, sempre *Espinosa et al.* hanno studiato il comportamento

dinamico di un'unità *ORC* e questo rappresentò il primo passo per la progettazione di un sistema di controllo. Dopo aver realizzato un modello *1D* per lo scambiatore di calore e un modello *0D* per la turbina e la pompa, hanno simulato l'avviamento dell'unità di recupero. La valvola di *bypass* sull'evaporatore, il *by-pass* sull'espansore e la velocità della pompa sono state considerate come le principali variabili di controllo del sistema *WHR*. La velocità della turbina può essere controllata solo in caso di presenza di un generatore elettrico, mentre quando è accoppiata meccanicamente al motore, la velocità della turbina è imposta dalla velocità di rotazione dell'albero del motore. Le conclusioni evidenziano che la risposta del *by-pass* dell'evaporatore è lenta rispetto al controllo della pompa e della turbina. Il *bypass* della turbina ha influenza sulla pressione di evaporazione, mentre la velocità della pompa regola il grado di surriscaldamento del fluido organico.

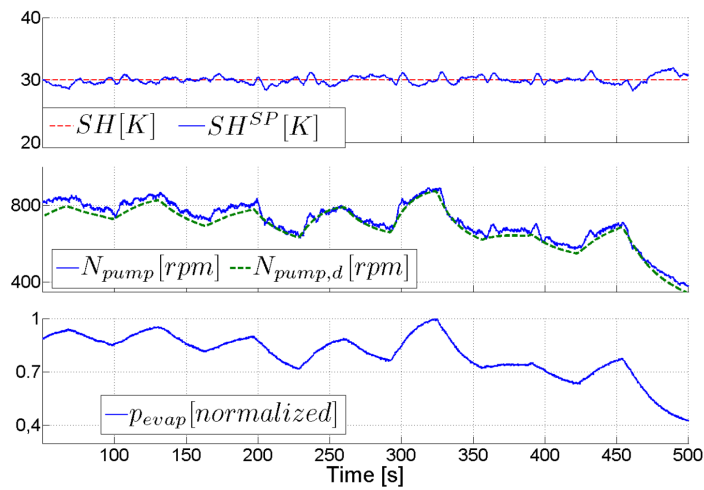
Negli ultimi anni *Peralez et al.* hanno pubblicato due articoli focalizzati sull'ottimizzazione del sistema di controllo per l'impianto integrato *ICE-ORC*¹, considerata essenziale per ottenere informazioni sulla dinamica ottima delle variabili di controllo per saper gestire le numerose condizioni operative del sistema:

- viene introdotto un modello semplificato [22] per descrivere la dinamica degli scambiatori di calore: un approccio *moving boundary (MB)* con tre variabili di controllo viene usato per predire le temperature medie delle pareti degli economizzatori, evaporatori e surriscaldatori, mentre il fluido è considerato in equilibrio termico con la parete. Con questo approccio si è in grado di apprezzare la dinamica dell'evaporatore, una dell'informazione più importanti per la progettazione del sistema di controllo. L'obiettivo principale del sistema di controllo è quello di massimizzare la potenza meccanica all'albero della turbina. A questo scopo, la variabile controllata è il surriscaldamento all'uscita dell'evaporatore, che deve essere mantenuto il più basso possibile per assicurare una buona efficienza del sistema, ma allo stesso tempo al di sopra di un certo margine di sicurezza per evitare la formazione di bifase all'ingresso della turbina. La Figura 1.5 mette in luce come un controllo basato sul modello inverso del sistema risulti più efficace di un semplice controllo *PID*.
- viene presentata una strategia di controllo ottimo [23] basata sulla programmazione dinamica applicata al modello semplificato dell'unità *ORC* in funzione di un determinato utilizzo del veicolo. Il risultato principale di questa ricerca è che la soluzione al problema di controllo ottimo potrebbe essere utile per gestire il comportamento in transitorio del sistema durante la fase di progettazione iniziale.

¹*Internal Combustion Engine - Organic Rankine Cycle.*



(a) Controllo *PID*.



(b) Controllo *PID* con *IMC* (*Internal Model Control*).

Figura 1.5: Confronto tra *PID* e *PID+IMC* (*Internal Model Control*).

Capitolo 2

Descrizione del sistema *ICE-ORC*

In questo capitolo viene presentata una breve descrizione dei componenti che formano l'impianto *ICE-ORC* (*Internal Combustion Engine - Organic Rankine Cycle*), costituito dall'unità di recupero *ORC* accoppiata con il motore *Diesel*. Per maggiori dettagli riguardo alla progettazione del ciclo termodinamico e dei singoli componenti dell'impianto si faccia riferimento alla *Tesi di Laurea Magistrale* di Trabucchi S. [24].

2.1 Modello del motore *Diesel*

L'implementazione del modello del motore a combustione interna è necessaria, poiché rappresenta la sorgente termica primaria per l'unità di recupero *ORC*. I più importanti parametri di progetto sono le temperature e le portate rispettivamente dei lati *EGR* (*Exhaust Gas Recirculation*¹) e di scarico del turbocompressore; infatti, costituiscono le variabili di disturbo agenti sul ciclo *ORC*.

Il modello di motore sviluppato per la simulazione si basa sul modello a parametri concentrati sviluppato da *Wahlström et al.* [31]. Si tratta di un motore a 6 cilindri con una cilindrata complessiva di 12.74 litri, e rappresenta un tipico motore da autocarro per applicazioni industriali. Il modello include anche il turbocompressore a geometria variabile (*VGT - variable geometry turbocharger*) e il ricircolo dei gas di scarico (*EGR*): la valvola *EGR*, che collega lo scarico all'aspirazione, permette di far ricircolare una parte dei gas combusti al fine di limitare la formazione di NO_x . La Figura 2.1 mostra lo schema del modello del motore.

La dinamica del modello è descritta da solo 8 variabili di stato, sotto l'ipotesi che il processo di combustione avvenga con dinamica istantanea e completamente spostato verso i prodotti, in modo che tutto il combustibile iniettato sia completamente ossidato.

¹Una recente tecnologia introdotta per rientrare nei limiti di emissione dettati dalla legge [33].

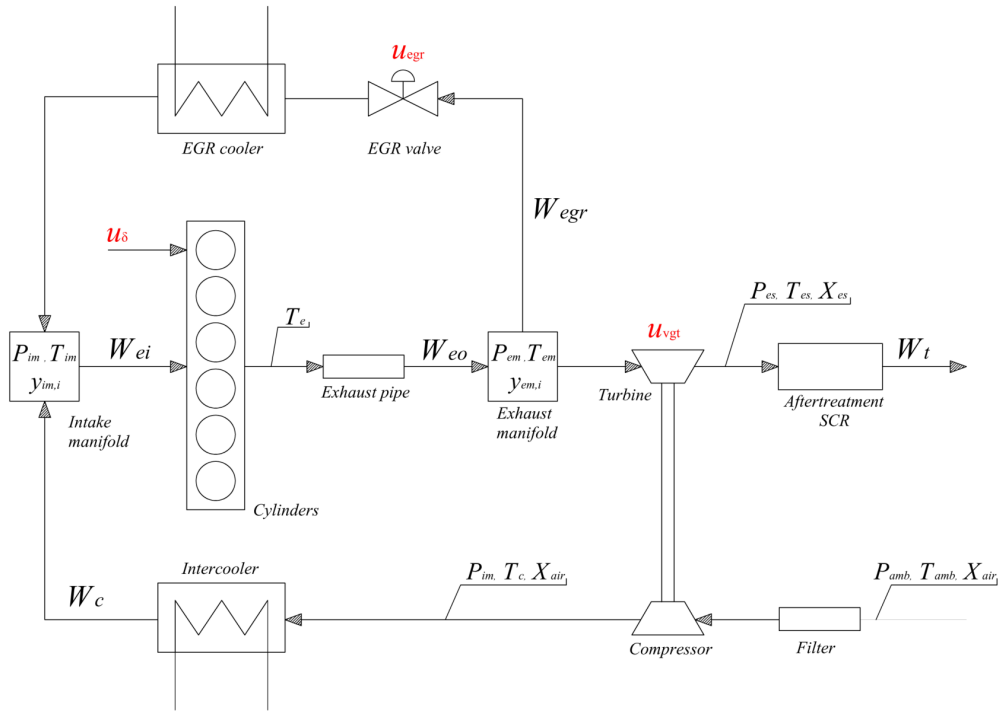


Figura 2.1: Schema di riferimento del motore.

I parametri del modello sono stati stimati utilizzando i minimi quadrati come procedura di ottimizzazione in riferimento ai dati sperimentali forniti da *DAF Trucks N.V.*, commettendo un errore relativo medio del 5.8%.

2.1.1 Sistema di controllo del motore

Il modello del motore è stato integrato con una logica di controllo che ne ottimizza il funzionamento. L'obiettivo del sistema di controllo è quello di soddisfare la richiesta del conducente mantenendo:

1. basse emissioni
2. basso consumo di carburante.
3. controllo della velocità del turbocompressore.

attraverso l'apertura delle valvole *EGR* e *VGT* e modulando l'iniezione di combustibile. Il presente problema di controllo si traduce, di fatto, in un problema di ottimizzazione vincolata, i cui vincoli vengono qui riassunti [30]:

- Il rapporto ossigeno/combustibile deve essere maggiore di un limite minimo, risultato di un'ottimizzazione tra emissioni, consumi e tempo di risposta. Un valore troppo basso conduce ad un'elevata frazione di incombusti, che provoca

un'elevata produzione di particolato con il conseguente degrado dell'efficienza del motore.

- Il *set-point* dell'apertura della valvola *EGR* deve essere scelto come compromesso tra produzione di particolato e generazione di NO_x : la produzione di NO_x aumenta al chiudersi della valvola.
- La velocità del turbocompressore non deve superare il limite massimo, così da evitarne il danneggiamento.
- Le perdite per pompaggio in condizione stazionaria devono essere ridotte al minimo al fine di diminuire il consumo di carburante.
- Le valvole *EGR* e *VGT* devono essere regolate in modo congiunto al fine di ottimizzare le emissioni del motore [28].

La procedura di ottimizzazione ha fornito, per ogni configurazione di carico del motore (identificata dal numero di giri e dalla coppia motrice), i riferimenti ottimi statici delle variabili di controllo, che sono stati opportunamente tabulati. Infine, il motore è stato controllato in anello aperto tramite l'applicazione dei riferimenti trovati. Si fa presente che questa scelta non inficia sulla progettazione del ciclo *ORC*, infatti le dinamiche relative al motore risultano molto più veloci di quelle che interessano l'impianto *ORC* stesso.

2.2 Componenti del ciclo *ORC*

Per ottenere una stima affidabile delle prestazioni dell'unità *ORC* è necessaria un'accurata progettazione dei componenti del sistema.

L'unità di recupero *ORC* è costituita dai seguenti componenti base:

- **Evaporatore:** rappresenta l'elemento che permette al fluido di lavoro di scambiare energia con i gas di ricircolo e di scarico. Sono stati scelti due scambiatori a piastre *once-through* in virtù della loro compattezza ed efficienza, posizionati rispettivamente sul lato *EGR* e allo scarico del turbocompressore.
- **Turbina:** rappresenta uno dei componenti più critici, e allo stesso tempo delicati, dell'unità *ORC*, infatti si occupa dell'estrazione di energia dal fluido di lavoro durante la fase di espansione nei suoi stadi. Si è optato per una configurazione assiale a due stadi.
- **Condensatore:** dopo la fase di espansione in turbina, il fluido deve ritornare alla fase liquida per essere di nuovo messo in circolazione dal sistema di pompaggio. Il condensatore progettato condivide il sistema di raffreddamento impiegato per il motore. L'acqua di raffreddamento viene portata fino a

70°C nel radiatore, quindi inviata al condensatore *ORC* ed, infine, alla camicia del cilindro del motore. Questo permette di raggiungere una temperatura di condensazione intorno agli 85°C. Tale configurazione presenta due principali vantaggi: la potenza meccanica dell'*ORC* aumenta grazie ad un rapporto di espansione più elevato, e non è più necessario un circuito di raffreddamento esterno grazie alla possibilità di utilizzare il radiatore di “default”, in quanto è sovradimensionato rispetto al carico standard a cui è sottoposto [13].

- **Rigeneratore (o recuperatore)** : l'adozione di un ciclo rigenerativo aumenta l'efficienza del ciclo ma allo stesso tempo riduce il fattore di recupero del calore. Nonostante il sovra-costò del rigeneratore a piastre e l'aumento di complessità dell'impianto, è stato deciso di aggiungere un rigeneratore allo scarico della turbina per preriscaldare il fluido organico in ingresso all'evaporatore sul lato dei gas di scarico.
- **Pompa**: permette la circolazione del fluido e il suo innalzamento di pressione, da quella di condensazione a quella di evaporazione. La scelta della pompa dipende dalla portata in massa e dalla prevalenza da fornire. Poiché la portata è piccola e la prevalenza grande, è stata scelta una pompa volumetrica. Tra queste, la pompa a diaframma costituisce la scelta più appropriata per il ciclo in questione. Il numero di giri della pompa rappresenterebbe una variabile di controllo dell'unità *ORC*; tuttavia, nei capitoli inerenti alla progettazione del sistema di controllo del ciclo, si utilizzeranno le portate massiche circolanti negli evaporatori come variabili di controllo, in modo tale da lasciare come grado di libertà la scelta dei sistemi di attuazione.
- **Serbatoio**: il serbatoio di stoccaggio è essenziale nelle fasi di avviamento ed arresto dell'impianto, perché permette il disaccoppiamento tra il lato ad alta pressione ed il lato a bassa pressione del ciclo.

Osservazioni

1. Gli scambiatori di calore sono i componenti che più influenzano il comportamento dinamico dell'impianto. Mentre la pompa e la turbina non hanno dinamica rilevante² in virtù dei volumi trascurabili, gli scambiatori sono degli accumulatori di massa ed energia, quindi, definiscono la risposta in frequenza del sistema.
2. Lo scambiatore *EGR* ha la funzione di raffreddare i gas di ricircolo il più possibile al fine di aumentare la densità dell'aria nel collettore di aspirazione. Questo ha un effetto benefico sulle prestazioni del motore principale.
3. Il sistema di trattamento dei gas di scarico (*SCR* - *Selective Catalyst Reduction*), non modellizzato nel circuito impiantistico³, risulta efficiente a temperature maggiori di 200°C, e l'introduzione del rigeneratore sul lato di scarico permette di mantenere la temperatura dei gas di scarico superiore ai 200°C.
4. Gli evaporatori sono stati dimensionati in modo tale da evitare forti contropressioni nel collettore di scarico, così da mantenere un corretto funzionamento del motore.

2.3 Scelta del fluido

Come fluido organico di lavoro è stato adottato il silossano lineare *MM* (*esametildisilossano*), individuato come il più adatto per applicazioni *on board*.

Le sue principali caratteristiche sono:

- linea del vapor saturo a pendenza positiva, così da avere espansioni secche in turbina.
- bassi valori di *GWP* (gas a effetto serra) e *ODP* (potenziale distruttivo dell'ozono), in modo che possa essere impiegato su larga scala.
- bassa tossicità e moderata infiammabilità.
- proprietà lubrificanti, così da evitare la progettazione di sistemi di lubrificazione esterna.
- alta temperatura critica, così da ottenere una maggiore efficienza nel ciclo.
- bassa pressione critica, al fine di diminuire il consumo del sistema di pompaggio.

²I bilanci di massa e di energia possono essere considerati sempre a regime.

³Non influenza la dinamica del processo di recupero di energia.

2.4 Descrizione del ciclo termodinamico

La fase di ottimizzazione del design del ciclo *ORC* ha richiesto l'uso di un software proprietario, sviluppato presso la *TU Delft*. Note le temperature e le pressioni delle sorgenti calde e noti i vincoli geometrici, tale software ha fornito i punti del ciclo e la geometria della turbina, al fine di massimizzare la potenza meccanica all'albero.

Di seguito verrà illustrato brevemente il ciclo termodinamico dell'unità *ORC*, con particolare attenzione al funzionamento del recuperatore e del condensatore.

2.4.1 Dei punti del ciclo

La Figura 2.2 mostra il diagramma *T-s* del ciclo termodinamico dell'impianto. Le linee che congiungono i punti 1 – 9 rappresentano le seguenti fasi operative del ciclo.

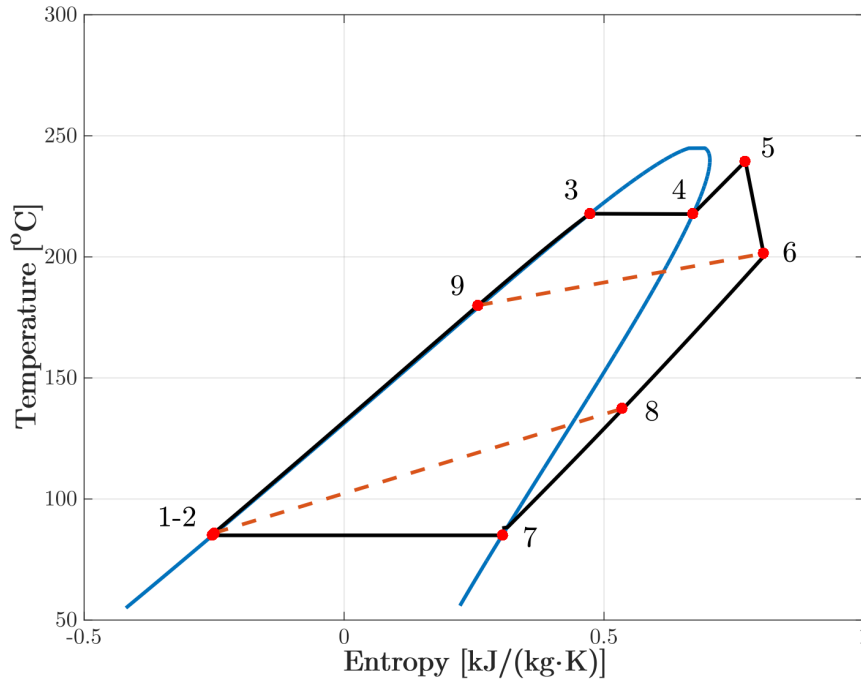


Figura 2.2: Diagramma *T-s* del ciclo termodinamico.

- 1 → 2: il fluido organico, in fase liquida, viene messo in circolazione dalla pompa, producendo un salto entalpico pari a $\Delta h_{1 \rightarrow 2} = \frac{1}{\eta_p} \frac{\Delta p}{\rho}$, in cui η_p è il rendimento della pompa, Δp è il salto di pressione tra mandata ed aspirazione, e ρ è la densità del fluido.
- 2 → 3 → 4 → 5: il fluido di lavoro assorbe calore dai gas di ricircolo e da quelli di scarico, percorrendo una trasformazione isobara al termine della

quale si trova in fase gassosa. L'intera trasformazione avviene all'interno degli evaporatori posizionati sul lato *EGR* e sul lato di scarico. Precisamente:

- 2 → 3: il fluido raggiunge la condizione di liquido saturo;
 - 3 → 4: fase di evaporazione alla temperatura di saturazione;
 - 4 → 5: fase di surriscaldamento al fine di evitare la presenza di fluido bifase in turbina.
- 5 → 6: espansione secca in turbina.
 - 6 → 7 → 1: fase di condensazione del fluido e ritorno alle condizioni di aspirazione della pompa.

Le linee tratteggiate rappresentano il percorso rigenerativo:

- 6 → 8: fase in cui il fluido, in uscita dalla turbina, entra nel recuperatore e cede calore al fluido in ingresso allo scambiatore, sul lato dei gas di scarico.
- 2 → 9: trasformazione duale rispetto alla precedente, secondo cui il fluido riceve calore dal fluido in uscita dalla turbina, riscaldandosi.

La Figura 2.3 mostra l'evoluzione delle temperature coinvolte nel rigeneratore man mano che la corrente di fluido caldo cede calore al fluido in ingresso allo scambiatore, sul lato dei gas di scarico.

Siano w_{EGR} e w_{EXH} le portate di fluido organico che attraversano rispettivamente l'evaporatore *EGR* e l'evaporatore sui gas di scarico (evaporatore *EXH*⁴), allora vale il seguente bilancio entalpico

$$w_{EXH}\Delta h_{2\rightarrow 9} = (w_{EGR} + w_{EXH})\Delta h_{6\rightarrow 8} \quad (2.1)$$

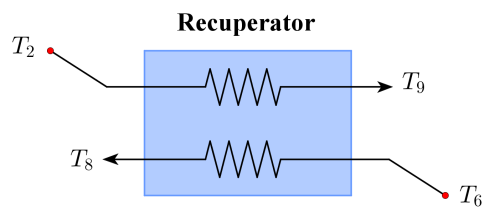
Il dimensionamento del recuperatore, così come per il condensatore, si basa sulla scelta del parametro di progetto dato dal salto di temperatura al *pinch point* ΔT_{pp} , che costituisce la minima differenza delle temperature delle correnti coinvolte nello scambio termico.

Considerazioni analoghe possono essere effettuate per il condensatore, prendendo come riferimento la Figura 2.4. In questo caso la potenza termica smaltita dal condensatore è data da:

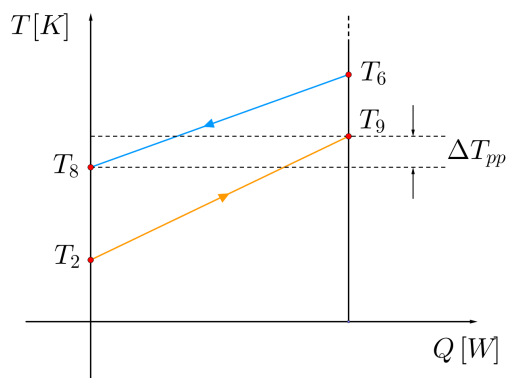
$$w_{cool}c_p\Delta T = (w_{EGR} + w_{EXH})\Delta h_{cond,7\rightarrow 1} + (w_{EGR} + w_{EXH})\Delta h_{8\rightarrow 7} \quad (2.2)$$

ove $\Delta h_{cond,7\rightarrow 1}$ rappresenta il salto entalpico di condensazione.

⁴Acronimo per indicare i fumi di scarico, per l'appunto *exhaust gases*.



(a) Schema semplificato.



(b) Andamento qualitativo delle temperature.

Figura 2.3: Distribuzione delle temperature in funzione della potenza termica scambiata, in un recuperatore.

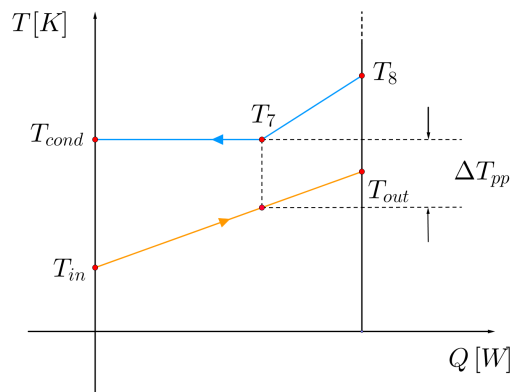


Figura 2.4: Distribuzione delle temperature in funzione della potenza termica scambiata, in un condensatore.

Le potenze termiche assorbite dal fluido rispettivamente negli evaporatori *EGR* ed *EXH* sono rispettivamente:

$$Q_{EGR} = w_{EGR} \Delta h_{2 \rightarrow 5} \quad (2.3)$$

$$Q_{EXH} = w_{EXH} \Delta h_{9 \rightarrow 5} \quad (2.4)$$

Infine la potenza generata dalla turbina è data da:

$$P_m = \eta_t \Delta h_{is,5 \rightarrow 6} \quad (2.5)$$

in cui η_t rappresenta il rendimento isentropico della turbina, mentre $\Delta h_{is,5 \rightarrow 6}$ costituisce il salto entalpico dal punto 5 al punto 6* (non rappresentato nel diagramma del ciclo) considerando una espansione isentropica.

2.5 Modello *ICE-ORC* in ambiente *Dymola*

Nella fase di simulazione di impianti caratterizzati da molte unità interagenti, uno dei principali problemi risiede nella caratterizzazione matematica del sistema complessivo. Il linguaggio *Modelica*, in queste circostanze, risulta essere molto efficace in quanto permette al progettista di descrivere l'impianto su più livelli gerarchici, facilitando il *testing* sulle parti del circuito impiantistico. L'ambiente di sviluppo *Dymola*, inoltre, può vantare di un robusto solutore algebrico-differenziale capace di gestire migliaia di *DAEs* affidandosi ad algoritmi di *matching* e di integrazione, sicuramente tra i più evoluti nel campo della simulazione numerica.

I vantaggi che si possono trarre dalla simulazione dell'impianto sono molteplici:

- analisi di fattibilità dell'impianto.
- possibilità di prevenire problematiche che interesserebbero l'impianto reale.
- studio di fenomeni che nella realtà richiederebbero costi e tempi spropositati.

Nei paragrafi successivi viene fornita una descrizione del modello dinamico dell'unità *ORC* accoppiata con il motore *Diesel*, utilizzando il linguaggio di modellazione *Modelica*.

2.5.1 Linguaggio *Modelica*

Il linguaggio *object-oriented Modelica*, sviluppato da *Hilding Elmquist* nel 1996, rappresenta uno dei più avanzati strumenti per la modellazione e la simulazione di sistemi multifisici descritti da equazioni algebriche e differenziali.

I punti di forza di questo linguaggio sono [6]:

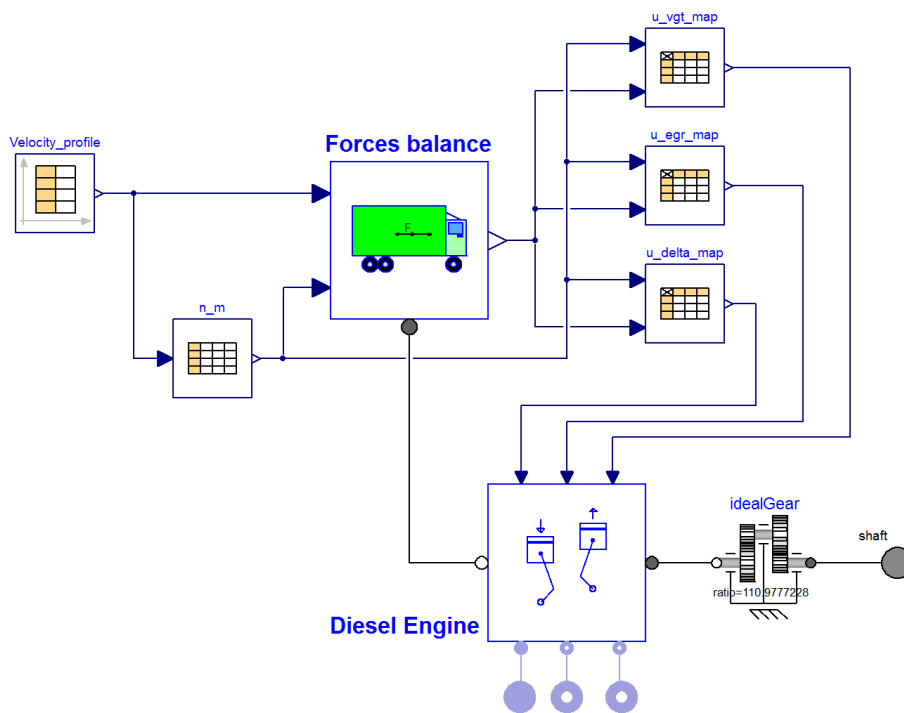
- *Modellazione dichiarativa a-causale*: il modello di ogni componente fisico è descritto mediante un insieme di equazioni algebriche differenziali che definiscono il comportamento dell'oggetto, indipendentemente dal metodo numerico con il quale verranno risolte. Non è necessario definire dall'inizio le grandezze che agiranno come ingressi, oppure definire fin da subito le condizioni al contorno.
- *Trasparenza del codice*: l'approccio dichiarativo permette di scrivere le equazioni algebrico-differenziali in modo molto simile a come vengono scritte su carta.
- *Incapsulamento*: i modelli dei componenti del sistema interagiscono tra loro attraverso la definizione dei connettori.
- *Modellazione multi-dominio*: il linguaggio *Modelica* permette la modellazione di sistemi di varia natura, purché descritti da equazioni algebrico-differenziali. Risulta, quindi, immediato combinare tra loro modelli provenienti da campi ingegneristici diversi.
- *Ereditarietà*: i componenti possono essere definiti secondo una struttura gerarchica, dove i modelli più complessi sono ottenuti dai modelli base, aggiungendo equazioni o variabili specifiche.
- *Riutilizzabilità*: la modellazione a-causale, l'incapsulamento e l'ereditarietà incentivano la riutilizzabilità di modelli preesistenti, oltre che lo sviluppo di librerie di modelli base.

I modelli dei componenti che costituiscono l'impianto *ORC* e il motore *Diesel*, appartengono alla libreria *ICORC*. Si ricorda, infine, che gli schemi degli impianti sono stati implementati facendo uso del software commerciale *Dymola*, sviluppato da *Dassault Systèmes*.

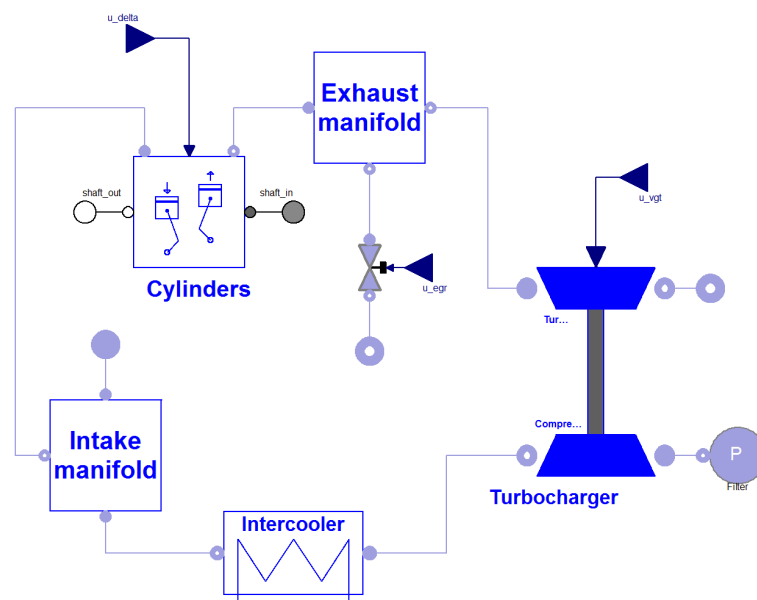
2.5.2 Modello ad oggetti del motore *Diesel*

Il motivo per cui è stato sviluppato un modello dinamico del motore primario è il calcolo delle temperature e dei flussi di massa dei gas, nei lati *EGR* ed *EXH*, in funzione del carico del motore stesso.

In ambiente *Dymola*, il modello del veicolo presenta due livelli di dettaglio: il primo descrive il sistema degli ingressi che alimentano il motore (Figura 2.5a), il secondo descrive il modello del motore, completo di cilindri, collettori e turbocompressore (Figura 2.5b).



(a) Modello ad oggetti del veicolo.



(b) Modello ad oggetti del motore *Diesel*.

Figura 2.5: Modelli ad oggetti coinvolti nella descrizione della dinamica del veicolo.

Il modello del veicolo prende in ingresso il numero di giri e la coppia netta. Il numero di giri è direttamente collegato alla velocità del mezzo attraverso il rapporto di trasmissione del cambio, mentre la coppia netta viene valutata attraverso la velocità e l'accelerazione del veicolo risolvendo il bilancio di forze longitudinale (blocco *Forces_Balance*).

Una volta noti il numero di giri n_e e la coppia M_m , le tabelle u_delta_map , u_vgt_map e u_egr_map forniscono al modello del motore i valori ottimi delle variabili di controllo che gestiscono rispettivamente la frazione di combustibile e le valvole *VGT* ed *EGR*.

Il bilancio di forze longitudinali tiene conto anche della coppia fornita dalla turbina del ciclo *ORC*, grazie ai connettori meccanici (contraddistinti da cerchi bianchi e grigi in Figura 2.5a), che mettono in relazione il modello del motore con l'albero della turbina (*shaft*).

Il modello del motore è costituito, a sua volta, da componenti considerati dei sotto-modelli. In questo modo è possibile sostituire il modello del motore o di un suo componente con un uno più sofisticato qualora si volesse testare l'unità *ORC* su veicoli diversi. L'interazione tra il motore e l'unità *ORC* è resa possibile dai connettori di fluido (identificati da cerchi blu), che permettono il collegamento dei gas di scarico e del circuito *EGR* con l'unità *ORC*. In particolare, l'ingresso del collettore di aspirazione e l'uscita della valvola *EGR* sono collegati all'evaporatore *EGR*, mentre lo scarico del turbocompressore è collegato all'evaporatore *EXH*.

2.5.3 Modello ad oggetti del ciclo *ORC*

Lo schema dell'unità di recupero *ORC* è mostrato in Figura 2.6. Il ciclo *ORC* è stato costruito connettendo i modelli degli opportuni componenti: evaporatori, turbina, condensatore, serbatoio, pompa e valvola.

Valgono le seguenti osservazioni:

1. Le variabili di controllo del ciclo sono date dalla posizione della valvola θ e dalla velocità di rotazione della pompa n_p .
2. Per pompa e turbina sono stati adottati modelli a parametri concentrati *OD*:
 - (a) la dinamica della pompa è stata costruita in base alla prima e seconda caratteristica: la prima descrive la portata volumetrica in funzione della prevalenza, mentre la seconda lega l'efficienza in funzione della velocità di rotazione e della portata volumetrica.
 - (b) anche il modello della turbina è stato costruito in base a due equazioni caratteristiche: la prima equazione descrive la portata per un ugello in blocco sonico, la seconda è un'interpolazione polinomiale della superficie

che descrive l'efficienza isentropica in funzione della velocità di rotazione e del rapporto di espansione della turbina.

3. La modellazione degli scambiatori di calore costituisce un fattore chiave per descrivere correttamente il comportamento dinamico del ciclo. La loro dinamica è stata descritta da modelli a parametri distribuiti $1D$ preesistenti e validati [4].
4. Tra l'uscita del condensatore e l'aspirazione della pompa è stato introdotto un serbatoio (vaso d'espansione), in modo tale da garantire condizioni di saturazione all'uscita del condensatore e da smorzare eventuali fluttuazioni di pressione.
5. A valle del serbatoio è stato inserito un piccolo scambiatore di calore con lo scopo di sottoraffreddare il fluido impedendo alla pompa di cavitare. Sia il condensatore che il sottoraffreddatore sfruttano come sorgente termica l'acqua del radiatore del motore.
6. Tramite la libreria *ExternalMedia* [7], è stato possibile interfacciare *Dymola* con il programma ausiliario *FluidProp* [8], che si occupa del calcolo delle proprietà termodinamiche del fluido di lavoro durante l'evoluzione del ciclo termodinamico.

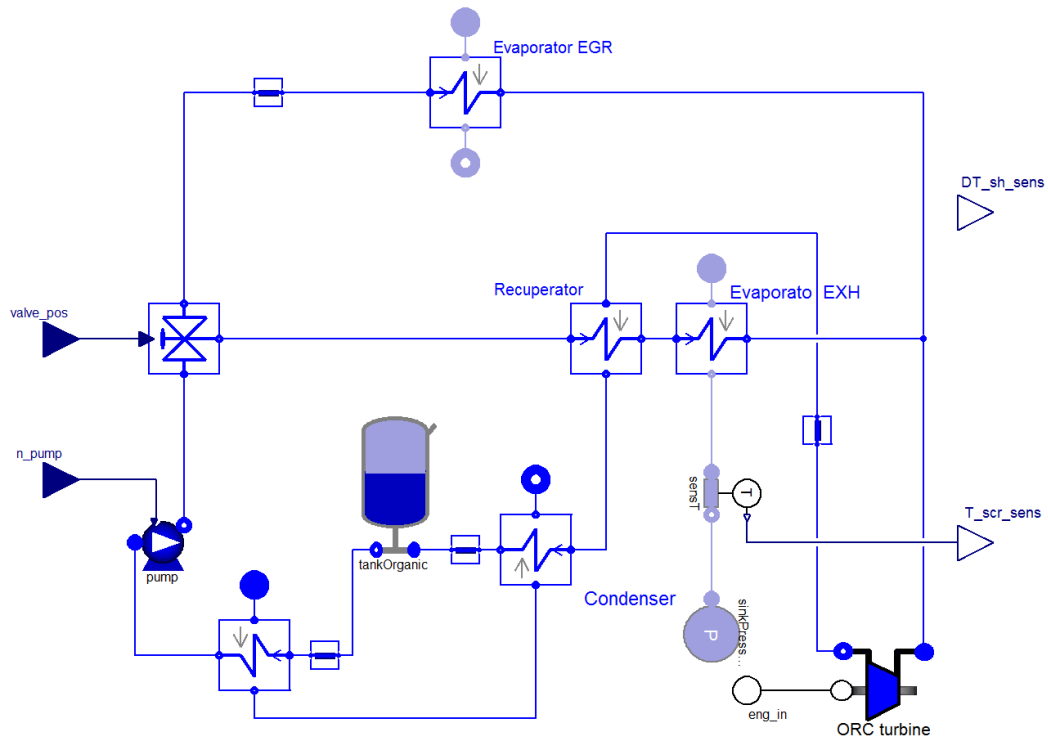


Figura 2.6: Modello ad oggetti del ciclo ORC.

2.5.4 Modello complessivo del sistema ICE-ORC

La Figura 2.7 mostra l'unità di recupero *ORC* accoppiata al modello del motore *Diesel* tramite gli opportuni connettori meccanici e di fluido:

1. il motore *Diesel* comunica con il ciclo *ORC* attraverso i gas di ricircolo e i gas di scarico, e l'accoppiamento meccanico tra gli alberi della turbina e del motore.
2. l'impianto *ORC*, dal suo canto, comunica con il radiatore, opportunamente modellizzato attraverso una sorgente ideale di portata di H_2O .

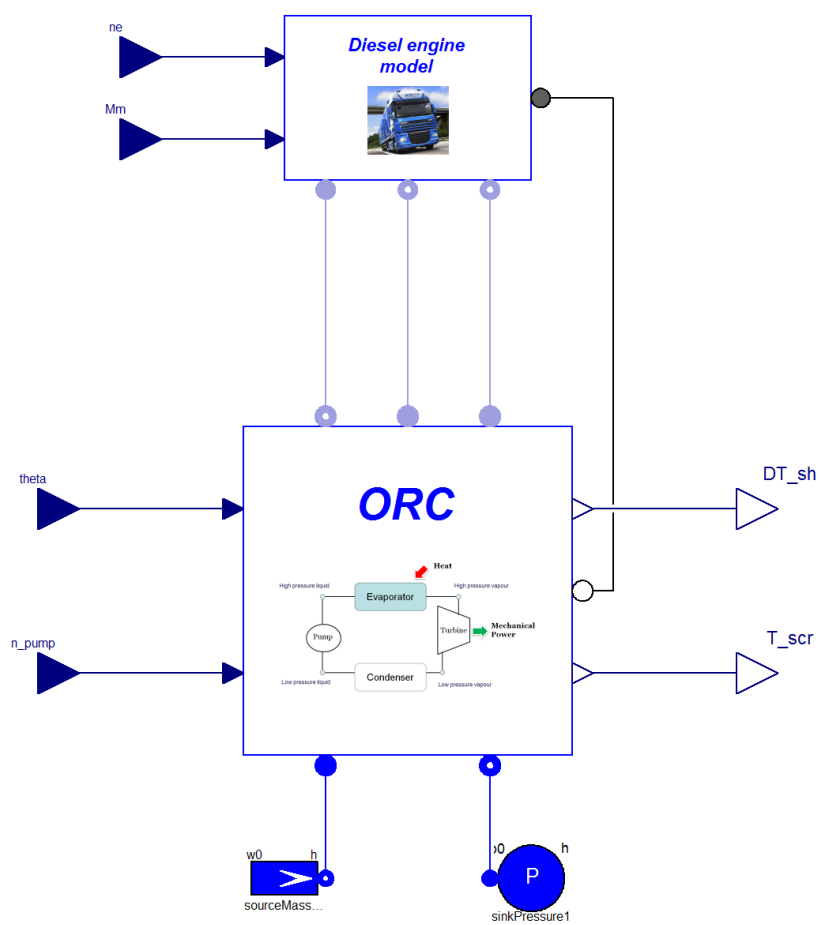


Figura 2.7: Modello ad oggetti del sistema ICE-ORC.

Lo schema così ottenuto definisce il modello del sistema *ICE-ORC* e rappresenta il punto di inizio della progettazione del sistema di controllo.

Capitolo 3

Obiettivi del controllo

3.1 Introduzione

Nella maggior parte delle applicazioni ingegneristiche è prassi comune dimensionare un impianto in riferimento ad una condizione operativa nominale, quella a cui, sperabilmente, l'impianto si trovi continuamente e stabilmente in funzione per la maggior parte del tempo.

In riferimento alla applicazione oggetto di questa Tesi, la condizione operativa dell'impianto *ORC* dipende significativamente dalle condizioni di carico del motore. Infatti gli evaporatori posizionati rispettivamente ai rami *EGR* ed *EXH* scambiano energia con fumi a tenore energetico molto variabile: i fumi in uscita dai cilindri presentano portate e temperature fortemente dipendenti dalla coppia e dal numero di giri del motore che il conducente del mezzo impone tramite il sistema di cambio marcia e di accelerazione.

Sebbene l'impianto venga dimensionato in riferimento ad una condizione ottimale di funzionamento basata sull'ipotesi di carico costante del motore, nella pratica, lo stesso impianto non funzionerà mai in condizioni ideali. Per questo motivo è indispensabile studiare il comportamento globale del sistema al variare del carico del motore e delle variabili di controllo, cercando successivamente di individuare un insieme di condizioni operative attraverso cui sia possibile implementare una strategia di controllo efficace.

Nel presente capitolo verrà illustrata la procedura di analisi dei punti di funzionamento dell'impianto e la loro successiva elaborazione in concordanza alle specifiche di controllo. Tale *processing* fornirà i valori ottimi di regime delle variabili di interesse per il controllo, opportunamente tabulati per ogni condizione di carico del motore.

3.2 Obiettivi e specifiche del controllo

Alla luce delle criticità impiantistiche e delle aspettative progettuali, di seguito viene presentata la lista degli obiettivi cui l'esercizio di controllo dovrà adempiere:

1. La temperatura del fluido organico deve mantenersi inferiore alla temperatura di decomposizione (circa $350 - 370^{\circ}\text{C}$). Considerando la distribuzione della temperatura del fluido in corrispondenza dell'ultima sezione degli scambiatori, la temperatura più elevata del fluido si registra all'interno dello strato limite laminare, che vede il fluido a contatto con la parete dello scambiatore; questo permette di definire il limite superiore di temperatura della parete di ciascuno scambiatore pari a 320°C (limite conservativo).
2. Deve essere garantito un minimo grado di surriscaldamento (almeno 5°C) del fluido in ingresso alla turbina, così da evitare la formazione di fluido bifase che danneggerebbe, a causa della non omogenea distribuzione di densità, gli organi rotanti della turbina.
3. La pressione del fluido organico alla mandata della pompa di alimentazione non deve mai raggiungere la pressione critica ($\sim 20\text{bar}$) del fluido. Questa decisione trova le sue ragioni nelle seguenti motivazioni:
 - (a) Si desidera che la pressione di funzionamento non superi del $25 - 30\%$ il suo valore di progetto pari a 12.67bar ; questa richiesta si traduce nella definizione di un limite superiore di pressione pari a 16.5bar .
 - (b) Le proprietà termodinamiche dei fluidi organici in condizioni supercritiche sono ancora oggetto di ricerca, e il progetto dell'impianto non prevede affatto queste condizioni.
 - (c) Pressioni troppo elevate del fluido potrebbero compromettere l'integrità degli evaporatori a piastre (fenomeno del "peaking").
4. La temperatura dei gas di scarico in uscita dallo scambiatore lato *EXH* deve mantenersi al di sopra di 200°C al fine di garantire l'efficienza del processo di abbattimento degli NO_x da parte del dispositivo *SCR*. E' stato scelto un limite inferiore di 205°C .
5. La pressione di condensazione deve allontanarsi dal valore nominale di 0.65bar . Quando il carico del motore aumenta, il condensatore deve poter smaltire una maggiore quantità di calore senza sostanziali aumenti di pressione.
6. La portata di fluido organico in uscita dal condensatore deve poter essere sottoraffreddata, così da prevenire il fenomeno della cavitazione in aspirazione alla pompa.

7. La portata di fluido organico circolante nel ramo *EGR* deve poter riuscire a raffreddare il più possibile la portata dei fumi di ricircolo in modo tale da non penalizzare l'efficienza del processo di combustione nei cilindri del motore.
8. Per ogni configurazione di carico del motore, l'impianto *ORC* deve poter recuperare quanta più energia possibile dai fumi di scarico del motore; questo obiettivo equivale alla massimizzazione della potenza meccanica prodotta dalla turbina nel rispetto dei precedenti vincoli.

Le prime due specifiche figurano sicuramente come vincoli *hard* da rispettare, in quanto il mancato rispetto di una di esse implicherebbe danni strutturali al sistema con alto impatto economico. Infatti, un fluido organico in fase di decomposizione assumerebbe una consistenza “collosa” tale da bloccare il normale flusso di portata all'interno del circuito *ORC*, oltre che rovinare i dispositivi dotati di organi rotanti, mentre la presenza di fluido bifase in turbina accelererebbe il processo di usura delle palette con rovinosa perdita di efficienza del processo di recupero di energia. Gli altri vincoli, classificati come *soft*, non causano gravi danni strutturali all'impianto, ma principalmente solo perdita di efficienza del processo.

L'impianto dispone di un numero limitato di variabili manipolabili rispetto a quello delle variabili da controllare, pertanto, sorge il dubbio se sia possibile soddisfare tutte le specifiche di cui sopra. Fortunatamente, alcune specifiche possono essere gestite tramite accorgimenti strutturali; ad esempio, introducendo un serbatoio e un sottoraffreddatore a monte del circuito di alimentazione, è possibile rispettare i vincoli 6 e 7: il serbatoio permette di stabilizzare la pressione di condensazione al valore di progetto indicato, mentre il sottoraffreddatore è dimensionato in modo tale che non si verifichi mai cavitazione al sistema di pompaggio.

3.3 Analisi delle variabili di ingresso al sistema

Prima di procedere con lo studio delle condizioni operative dell'impianto è opportuno considerare il sistema *ICE-ORC* come in Figura 3.1.

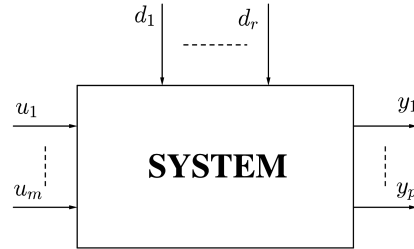


Figura 3.1: Modellizzazione Input/Output del sistema.

In questa rappresentazione è possibile distinguere le variabili di ingresso u e d , le variabili di stato del sistema x e le variabili di uscita y . Gli ingressi possono essere distinti in due categorie:

- *manipolabili* (u_i), tipicamente le variabili di controllo.
- *disturbi* (d_i), che non dipendono dallo stato del sistema, ma agiscono su di esso.

Considerando esclusivamente il modello dell'impianto *ORC* senza motore annesso, vi sono 6 variabili di ingresso:

- 2 variabili di controllo: il numero di giri n_p della pompa di alimentazione e l'apertura θ della valvola *tre-vie* posizionata subito a valle della pompa stessa, oppure, come si preferirà trattare nei capitoli più prettamente legati alla progettazione del sistema di controllo, le due portate di fluido organico sui rami *EGR* ed *EXH*, rispettivamente w_{EGR} e w_{EXH} .
- 4 variabili di disturbo: le portate e temperature dei gas di scarico lato *EGR* ed *EXH*.

Fortunatamente le variabili di disturbo sopra menzionate sono fortemente dipendenti dal numero di giri n_e e dalla coppia M_m del motore *Diesel*; per questo motivo, nell'analisi che seguirà, si sceglieranno queste ultime due grandezze come variabili di disturbo effettive.

3.4 Un problema di ottimizzazione non lineare

Il Paragrafo 3.2 illustra, di fatto, un problema di ottimizzazione non lineare in cui la cifra di merito, data dalla potenza meccanica prodotta dalla turbina del ciclo *ORC*, debba essere massimizzata attraverso la scelta di un opportuno andamento delle variabili di controllo, nel rispetto dei vincoli discussi. Analiticamente:

$$\max_u P_m \quad (3.1)$$

con i vincoli:

$$T_{w,EGR} \leq 320^\circ\text{C} \quad (3.2)$$

$$T_{w,EXH} \leq 320^\circ\text{C} \quad (3.3)$$

$$\Delta T_{sh} \geq 5^\circ\text{C} \quad (3.4)$$

$$T_{scr} \geq 205^\circ\text{C} \quad (3.5)$$

$$p_{eva} \leq 16.5\text{bar} \quad (3.6)$$

$$p_{cond} \approx 0.65\text{bar} \quad (3.7)$$

$$\bar{w}_{min} \leq w_{EGR} \leq \bar{w}_{max} \quad (3.8)$$

$$\bar{w}_{min} \leq w_{EXH} \leq \bar{w}_{max} \quad (3.9)$$

in cui

- P_m è la potenza meccanica prodotta dalla turbina dell'unità *ORC*.
- u sono le variabili di controllo.
- $T_{w,EGR}$ e $T_{w,EXH}$ sono le temperature massime delle pareti degli evaporatori *EGR* ed *EXH*.
- p_{eva} e p_{cond} sono rispettivamente le pressioni di evaporazione¹ e di condensazione.
- ΔT_{sh} è il grado di surriscaldamento del fluido organico, definito come $\Delta T_{sh} \triangleq TIT - T_{sat}(p_{eva})$, dove TIT e $T_{sat}(p_{eva})$ rappresentano rispettivamente la temperatura effettiva del fluido organico in ingresso alla turbina e la temperatura di saturazione associata alla pressione p_{eva} .
- w_{EGR} e w_{EXH} sono le portate di fluido organico che attraversano gli evaporatori *EGR* ed *EXH*.

Si precisa che gli ultimi due vincoli costituiscono delle limitazioni di portata².

¹La pressione di evaporazione negli scambiatori di calore *EGR* ed *EXH* è la medesima che si trova all'ingresso della turbina.

²Oltre alla necessità di evitare portate inverse, è importante imporre dei limiti al sistema di attuazione.

La soluzione a questo problema di ottimizzazione risulta di difficile trattamento data la complessità del modello *ICE-ORC*, e richiederebbe lo studio delle condizioni operative del sistema sia a livello statico che a livello dinamico. L'approccio proposto in questa *Tesi*, si limita al caso statico, basandosi sullo studio delle configurazioni operative ottime dell'impianto per ogni condizione di carico del motore.

3.5 Analisi delle condizioni operative del sistema

Questa sezione si focalizza sul calcolo delle condizioni di equilibrio del sistema in cui viene massimizzata la potenza meccanica, nel rispetto delle specifiche di controllo. Per raggiungere questo obiettivo è necessario, prima di tutto, analizzare tutte le possibili condizioni di equilibrio dell'impianto al variare di tutte le variabili esogene, e solo allora selezionare le condizioni di equilibrio ammissibili in cui la potenza generata è massima.

Come è stato spiegato nel Paragrafo 3.3, le variabili esogene sono state ridotte da 6 a 4: due variabili di disturbo (n_e e M_m) e due variabili di controllo (n_p e θ). Risulta chiaro, quindi, che per ogni configurazione di carico del motore, cioè per ogni coppia fissata (\bar{n}_e, \bar{M}_m) , è possibile individuare tante condizioni di equilibrio quante sono le possibili combinazioni dei valori delle variabili di controllo (n_p, θ) .

Sulla base di questa idea sono stati individuati:

1. un insieme di configurazioni di carico del motore (una griglia di punti sullo spazio delle variabili di disturbo).
2. e un meccanismo con cui far variare le variabili di controllo così da “spazzolare” le condizioni operative del sistema per ogni condizione di carico del motore fissata.

Per ogni coppia (\bar{n}_e, \bar{M}_m) fissata, l'impianto è stato eccitato con una serie di andamenti a gradino dell'apertura della valvola θ opportunamente sincronizzati con andamenti trapezoidali del numero di giri n_p della pompa. La sincronizzazione è stata effettuata in modo che, durante i tratti costanti di θ , venga fatto variare n_p . In questa maniera ogni valore fissato di $\bar{\theta}$ è associato ad un range di valori di n_p .

Si precisa, inoltre, che:

- Le scale dei tempi con cui n_p viene fatto variare sono sufficientemente lunghi da poter considerare il sistema sempre in *regime quasi-statico*³.
- La velocità della pompa viene mantenuta costante ogni volta che si verifica una delle seguenti condizioni (Figura 3.4):

³Condizione per cui lo stato del sistema evolve lungo traiettorie di equilibrio.

- La temperatura del fluido in ingresso alla turbina (*TIT - Temperature Inlet Turbine*) è prossima alla temperatura di saturazione del fluido; questa condizione evita la presenza di fluido bifase in turbina.
- La temperatura media del fluido organico in uscita dagli evaporatori raggiunge una temperatura prossima a quella di decomposizione (350°C).
- La pressione del fluido organico nei rami di scambio termico raggiunge valori prossimi a quelli critici (è stato scelto un valore di sicurezza pari a 19bar⁴).
- Le portate di fluido organico nei rami *EGR* ed *EXH* scendono al di sotto del valore limite di 0.01kg/s.

La Figura 3.2 illustra lo schema *Dymola* impiegato per la scansione delle condizioni operative dell'impianto, mentre la Figura 3.3 mostra, in riferimento alla configurazione di carico ($n_e = 1200\text{rpm}$, $M_m = 1000\text{Nm}$), gli andamenti temporali delle variabili di controllo (n_p, θ).

Dopo aver effettuato 42 simulazioni, corrispondenti alle combinazioni dei seguenti valori delle variabili di disturbo,

$$n_e = \{900, 1000, 1100, 1200, 1300, 1400, 1500\} \quad [\text{rpm}] \quad (3.10)$$

$$M_m = \{500, 800, 1000, 1200, 1400, 1600\} \quad [\text{Nm}] \quad (3.11)$$

le storie temporali ottenute da ciascuna simulazione hanno subito il seguente percorso di condizionamento/filtraggio:

- eliminazione dei transitori legati alle discontinuità degli andamenti a scalino dell'apertura della valvola;
- eliminazione di tutte le sequenze temporali corrispondenti a tratti costanti della velocità della pompa.;
- filtraggio di ogni storia temporale nel rispetto degli obiettivi del controllo (Paragrafo 3.2) con particolare attenzione alla ricerca delle configurazioni di controllo che massimizzano la potenza meccanica P_m .

⁴Questa condizione è stata introdotta come *vincolo di simulazione*; infatti, ogni volta che il fluido di lavoro raggiunge condizioni supercritiche la simulazione si interrompe automaticamente, in quanto il software ausiliario *FluidProp* deficiava della conoscenza delle proprietà termodinamiche del fluido in queste particolari condizioni.

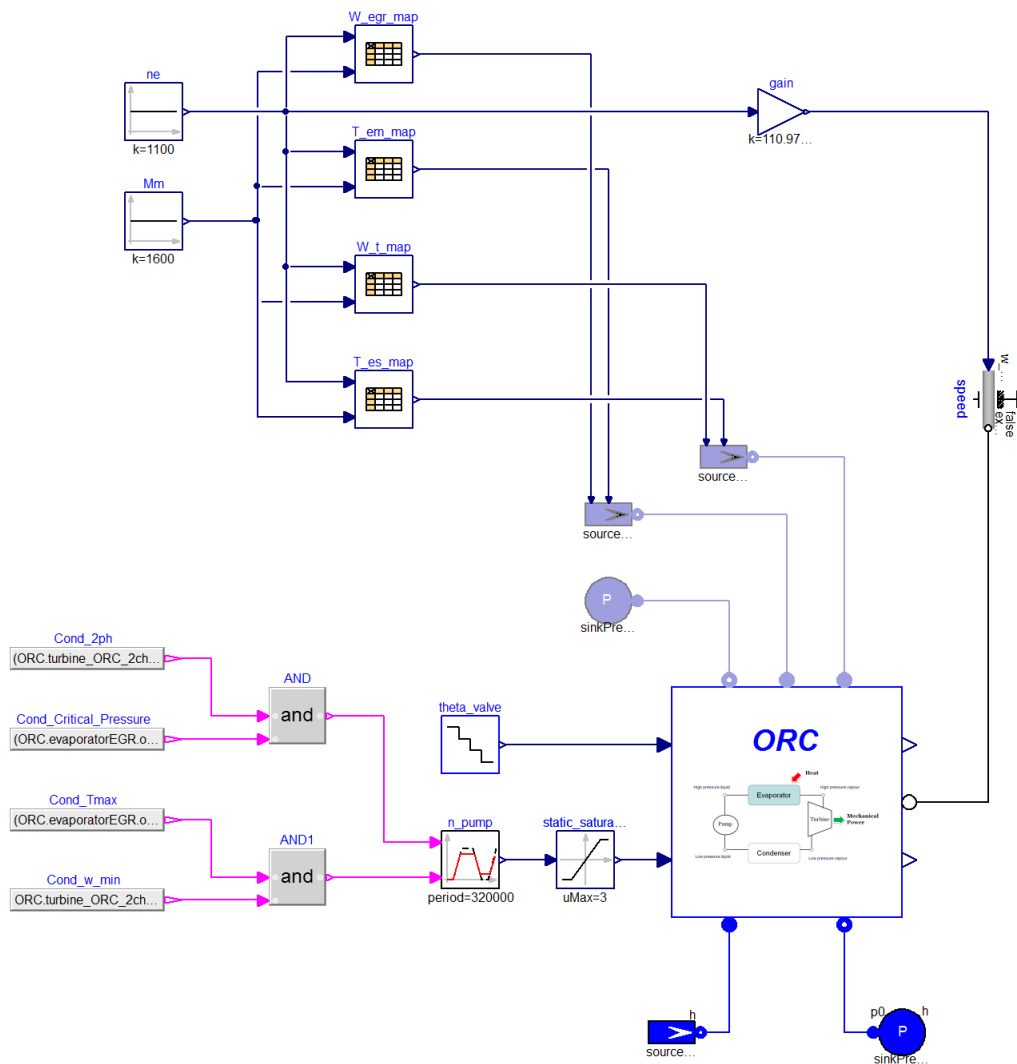


Figura 3.2: (*test_optimalMapping - Dymola*). Schema di scanning delle condizioni di funzionamento del sistema. I blocchi *theta_valve* e *n_pump* sono oggetti appartenenti rispettivamente alle classi *StepSequence* e *ModulatedTrapezoid* (in Appendice D) e si occupano del meccanismo di generazione degli andamenti delle variabili di controllo θ e n_p . Per ridurre i tempi di simulazione il modello dinamico del motore è stato sostituito con 4 tabelle rappresentanti le mappature statiche delle variabili di disturbo agenti direttamente sul ciclo ORC e date dalle portate e dalle temperature dei gas di ricircolo e di scarico.

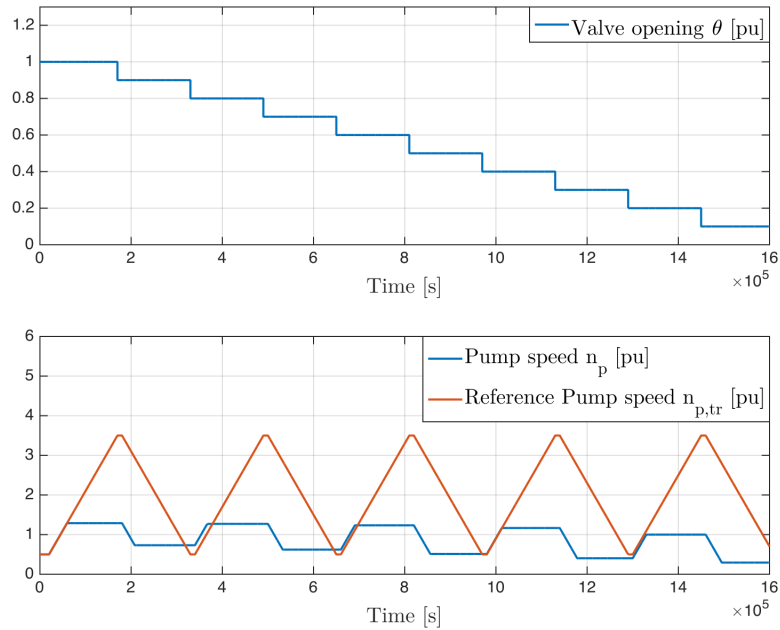


Figura 3.3: *Andamenti temporali delle variabili di controllo.* La figura in alto mostra il riferimento temporale generato per la variabile θ come sequenza di *step* di ampiezza relativa costante pari a 0.1pu. Analogamente, in basso, è mostrato l'andamento temporale della velocità della pompa n_p , le cui pendenze sono sincronizzate con un'onda trapezoidale di riferimento riportata in rosso. I tratti costanti di n_p corrispondono alla violazione di una delle condizioni di Figura 3.4.

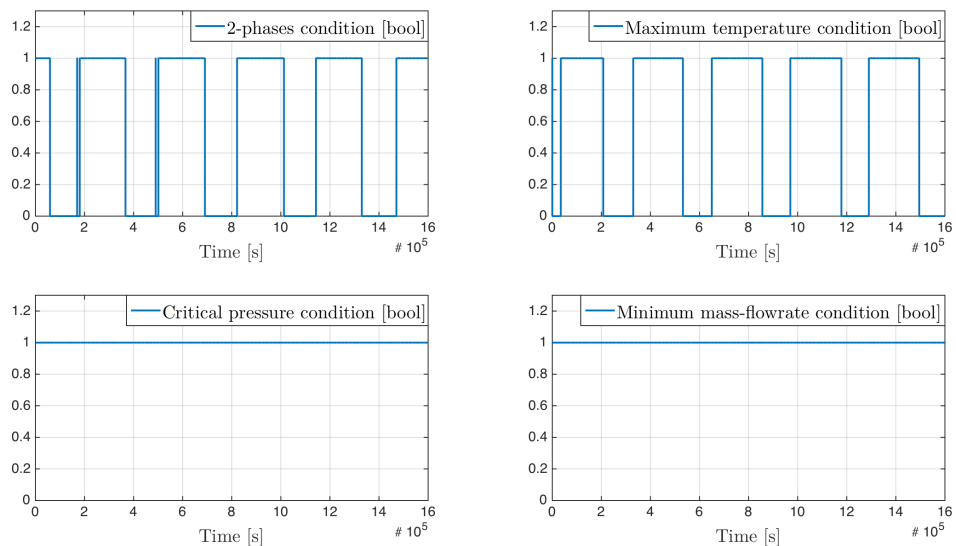
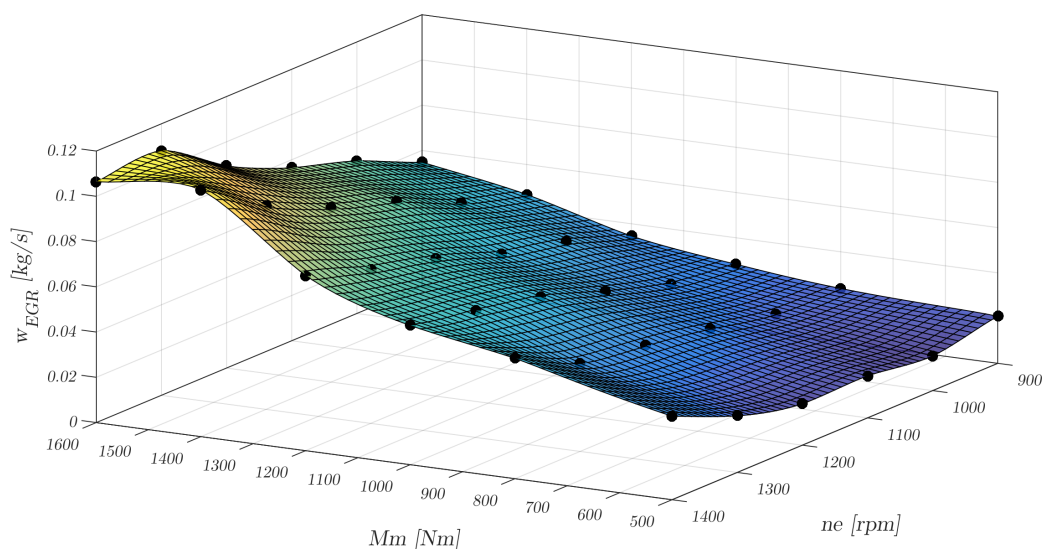


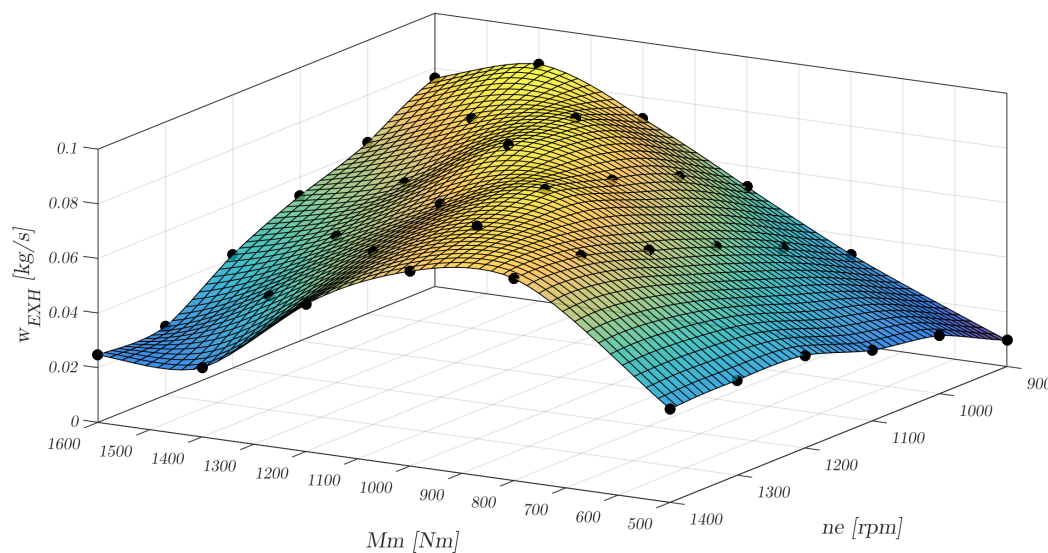
Figura 3.4: *Vincoli di simulazione.* Quando una delle condizioni viene violata, la variabile logica corrispondente assume valore nullo (*false*) e la variabile n_p viene mantenuta costante.

3.5.1 Le configurazioni operative ottime

In questo paragrafo vengono mostrate le grandezze di interesse del ciclo *ORC* in funzione del carico del motore dopo aver effettuato la procedura di ottimizzazione. Vengono prima presentate le mappe dei *set-point* statici delle variabili di controllo date dalle portate massiche w_{EGR} e w_{EXH} , piuttosto che dalle variabili θ ed n_p .



(a) Mappa dei *set-point* di w_{EGR} .



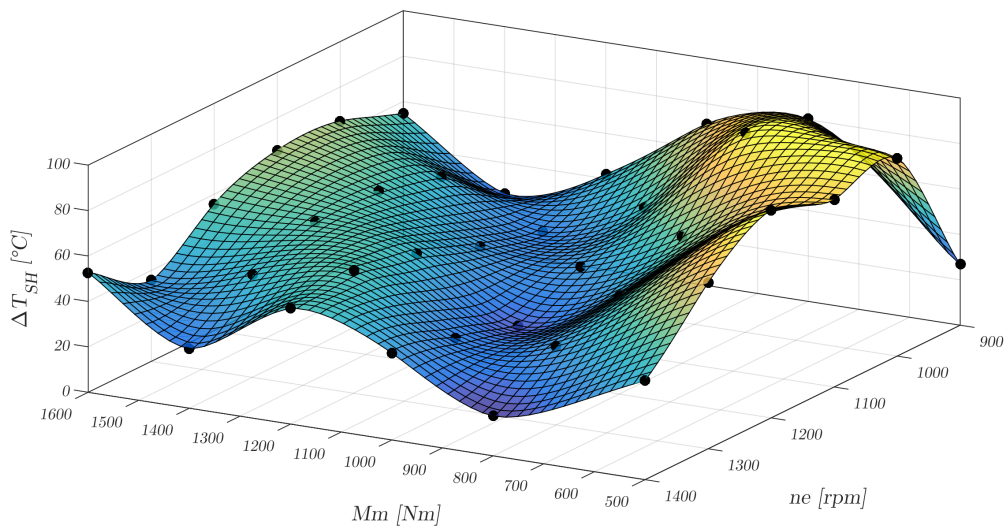
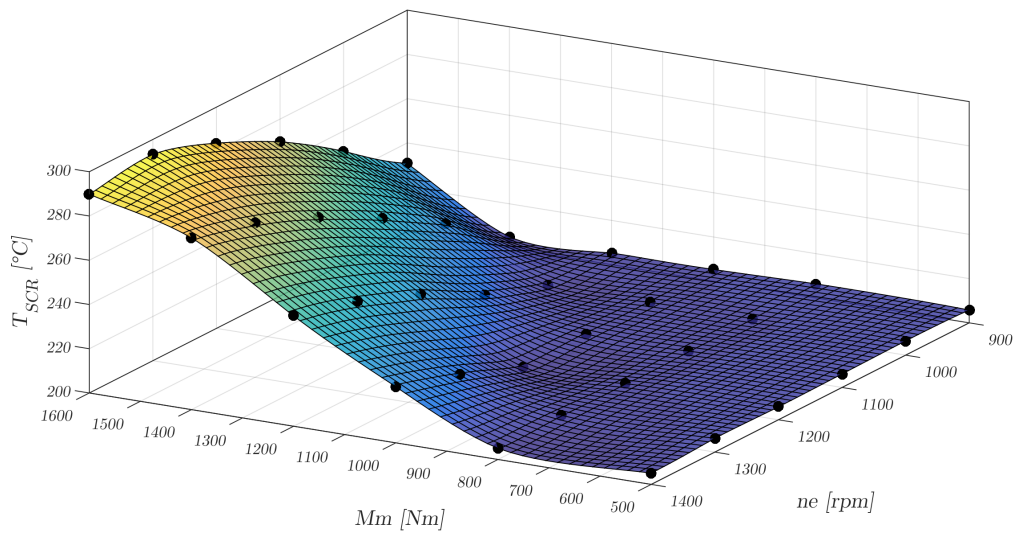
(b) Mappa dei *set-point* ottima di w_{EXH} .

Figura 3.5: *Set-point delle variabili di controllo*. Tali mappe sono il risultato di un'interpolazione di tipo *thin-plate spline* (*TSP*) dei punti della simulazione [11].

Questa scelta permette di analizzare il sistema da un punto di vista progettuale più generale; infatti, le nuove variabili di controllo non dipendono più strettamente dal

progetto del sistema di attuazione dato dalla valvola e dalla pompa. In un secondo momento, potrà essere sempre possibile definire una logica di controllo in cascata, il cui anello interno inseguì i riferimenti di portata agendo sulle variabili di attuazione scelte dal progettista.

A titolo di completezza vengono fornite anche le mappe dei *set-point* di quelle che saranno le variabili da controllare, rispettivamente il grado di surriscaldamento ΔT_{sh} del fluido organico e la temperatura T_{scr} dei fumi di scarico dall'*SCR* (temperatura dei fumi in uscita dall'evaporatore lato *EXH*). Tale scelta trova le sue motivazioni nello studio della dinamica del processo, affrontato nel capitolo successivo.

(a) Mappa dei *set-point* di ΔT_{sh} (b) Mappa dei *set-point* di T_{scr} .Figura 3.6: *Set-point* delle variabili da controllare.

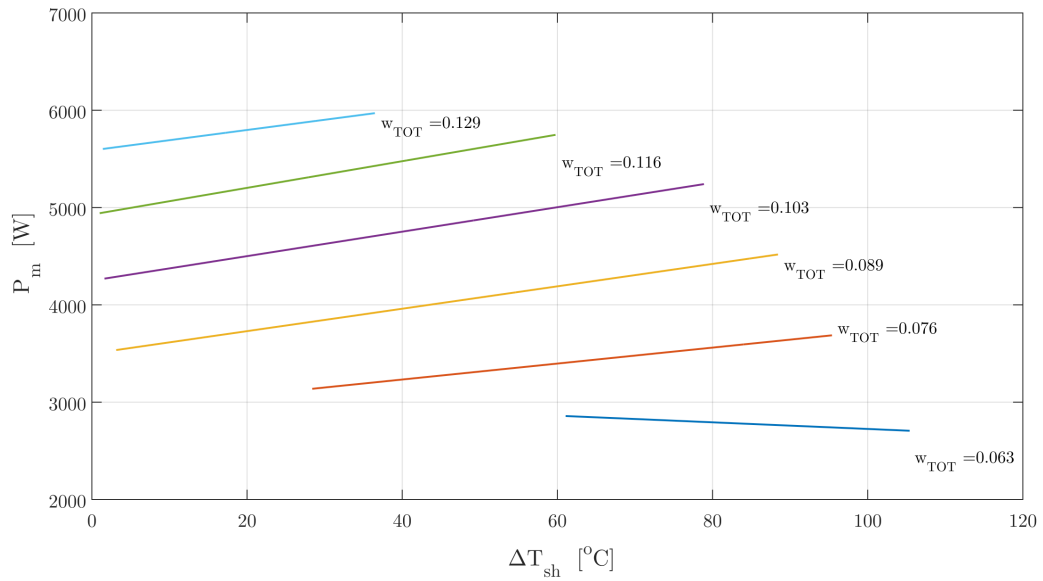
3.5.2 Osservazioni sulle mappe dei *set-point*

Dai grafici 3.5 e 3.6 è possibile trarre le seguenti osservazioni:

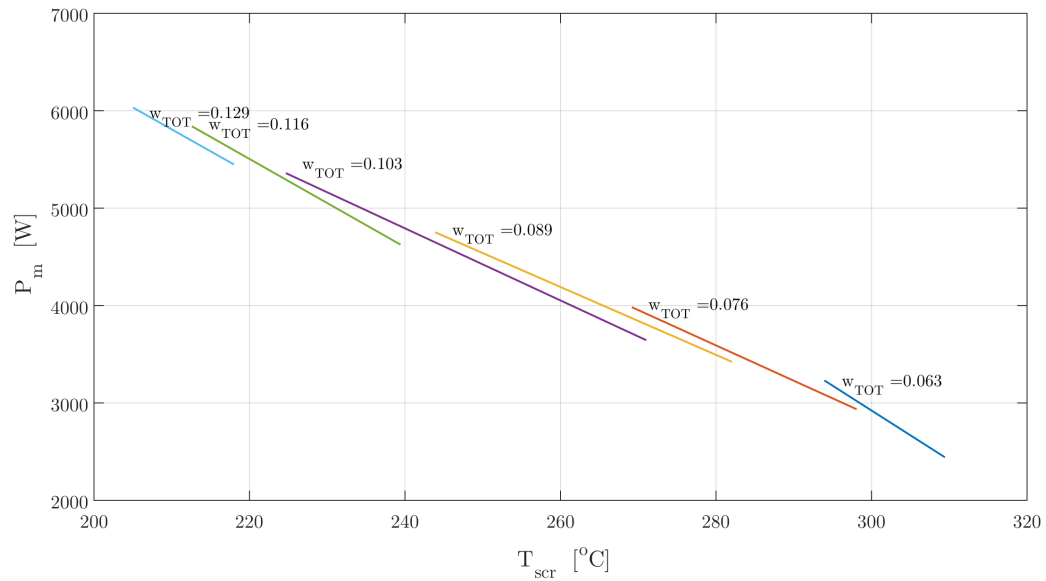
- La portata w_{EGR} aumenta all'aumentare sia del numero di giri n_e che della coppia M_m del motore, tuttavia la stessa conclusione non si verifica nel caso di w_{EXH} . Questa tendenza è legata al rispetto dei vincoli sulla temperatura del fluido organico in uscita dall'evaporatore EGR e sulla pressione del fluido organico in ingresso alla turbina; infatti, al crescere del carico del motore, la temperatura delle pareti dell'evaporatore EGR aumenta così tanto che viene richiesta sempre più portata di fluido organico per asportare calore e far sì, nel contempo, che il fluido non si decomponga. Parallelamente a questo fenomeno, poiché sul lato EXH l'eventualità che il fluido si decomponga è molto più bassa (in virtù della dimensione maggiore dell'evaporatore lato EXH rispetto a quello sul ramo EGR e delle temperature più ridotte dei fumi), la portata w_{exh} viene ridotta al fine di mantenere la pressione in ingresso alla turbina sotto la soglia prestabilita.
- Il grafico 3.6b permette di affermare che, per livelli medio/bassi del carico del motore, la temperatura di scarico T_{scr} è pari al valore minimo ottenibile di 205°C, questo significa che il ciclo ORC riesce ad estrarre tutta l'energia possibile dai fumi del motore (condizione di massima efficienza). Per alti carichi, invece, questo non può essere possibile a causa della necessità di portate di fluido organico sempre maggiori che inevitabilmente incrementerebbero il livello di pressione verso il valore critico (si veda la relazione portata-pressione della turbina al Paragrafo 3.5.4).

3.5.3 Considerazioni sulla potenza meccanica P_m

La Figura 3.7a mostra l'andamento della potenza meccanica P_m in funzione della portata totale w_{tot} di fluido organico in una data configurazione di carico del motore. Come risulta evidente, per ogni valore di w_{tot} , la potenza meccanica aumenta all'aumentare del grado di surriscaldamento; allo stesso tempo la potenza meccanica è massimizzata in corrispondenza del valore massimo di w_{tot} . Si può pervenire alla medesima conclusione osservando la Figura 3.7b: maggiore è la portata del fluido organico e più risulta elevata la capacità del ciclo ORC di recuperare energia dai fumi di scarico; la potenza meccanica viene quindi massimizzata in corrispondenza del valore minimo della temperatura dei fumi di scarico. Questo risulta sicuramente un risultato di fondamentale importanza per il controllo dell'impianto.



(a) Andamento della potenza meccanica P_m al variare del grado di surriscaldamento ΔT_{sh} e della portata globale w_{tot} del fluido organico.



(b) Andamento della potenza meccanica P_m al variare della portata globale w_{tot} del fluido organico e della temperatura T_{scr} dei fumi di scarico.

Figura 3.7: Andamenti parametrici della potenza meccanica P_m per la configurazione di carico individuata da $M_m = 1200\text{Nm}$ ed $n_e = 1000\text{rpm}$.

3.5.4 Informazioni sul limite di portata

All'aumentare del carico del motore è richiesta una portata di fluido organico sempre maggiore per soddisfare i vincoli relativi alla temperatura massima raggiungibile dallo stesso fluido organico. Tuttavia, per carichi molto elevati, le configurazioni delle variabili di controllo che rispettano il vincolo sulla pressione critica sono sempre in numero minore. Per coppie $M_m > 1600\text{Nm}$ e numero di giri $n_e > 1400\text{rpm}$, non è garantita l'esistenza di configurazioni ammissibili per le variabili di controllo. Questo fenomeno dipende in larga misura da un limite fisico della turbina, descritto dalla cosiddetta *equazione della portata ridotta*⁵ [21],

$$\frac{w_{tot}\sqrt{T_{in}}}{p_{in}} = w_{red} \quad (3.12)$$

ove T_{in} e p_{in} sono rispettivamente la temperatura e la pressione del fluido in ingresso alla turbina, mentre w_{tot} è la portata totale di fluido organico risultante dalla somma di w_{EGR} con w_{EXH} ; infine, w_{red} è la portata ridotta della turbina che si realizza quando si raggiungono le condizioni di *choking*. Come già anticipato, all'aumentare della portata w_{tot} aumenta anche la pressione p_{in} ; poiché è auspicabile che p_{in} non superi il 25 – 30% del valore di progetto, per ogni valore di T_{in} esiste un massimo valore di portata raggiungibile, cioè un limite superiore sul valore di w_{tot} .

La Figura 3.8 mostra come per alti carichi del motore la portata w_{tot} venga limitata al valore massimo di 0.132kg/s: tale valore rappresenta di fatto un utile riferimento per il dimensionamento delle limitazioni alle variabili di controllo.

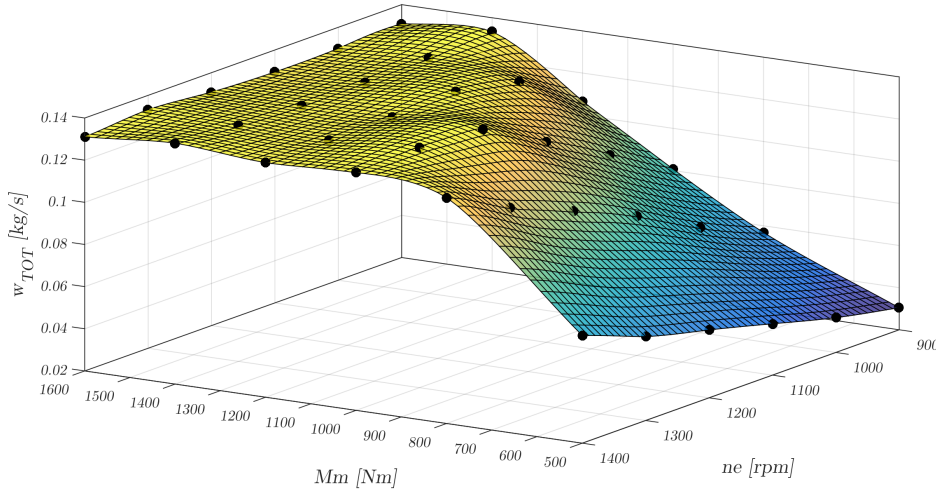


Figura 3.8: Mappa della portata totale w_{tot} al variare delle condizioni di carico agenti sul ciclo ORC.

⁵Poiché l'espansione del fluido organico avviene vicino alla linea di saturazione, l'equazione della portata ridotta per gas perfetti è ancora valida.

Capitolo 4

Analisi della dinamica del processo

4.1 Introduzione

Nel presente capitolo verrà mostrata una procedura sistematica di analisi ed identificazione delle non linearità del sistema attraverso lo studio di un particolare *set* di sistemi linearizzati ricavati dal modello dell'impianto, seguirà quindi un'analisi statistica ed armonica delle variabili di disturbo in riferimento ad un ciclo guida *standard* del camion.

Prima di iniziare questo *iter* analitico è doveroso spendere alcune parole in riferimento alle variabili da controllare. Nel capitolo precedente sono state fornite le mappature ottime delle variabili di interesse per il controllo, tuttavia non era stata fornita alcuna spiegazione in merito alla scelta di ΔT_{sh} e T_{scr} ; se l'obiettivo è controllare il sistema in modo efficace, non si può sottovalutare la scelta delle variabili da tenere sotto controllo. Il problema è stato affrontato prendendo in considerazione le seguenti linee guida:

1. In primis, poiché le variabili di controllo sono 2, è opportuno scegliere 2 variabili da controllare, così da poter affrontare un problema di controllo *MI-MO* (*Multiple-Input Multiple-Output*) quadrato (*square system*), più facile da gestire.
2. Non è assolutamente vero che la scelta di un *set* di variabili sia equivalente ad un altro, infatti ogni variabile è dotata di una sua dinamica dipendentemente dall'ingresso con cui viene eccitata. Infatti, potrebbe essere molto svantaggioso e, allo stesso tempo, difficoltoso progettare un sistema di controllo le cui variabili di uscita sono debolmente raggiungibili dagli ingressi o presentino dinamiche a fase non minima indesiderate. E' quindi necessario fare un'analisi preliminare sulla dinamica delle variabili che si intendono controllare, e valutare anche il grado di interazione esistente tra queste variabili e quelle di controllo.

3. Le principali grandezze fisiche candidate per essere controllate sono quelle che hanno maggiore incidenza sui vincoli *hard* del controllo.
4. Da ultimo, si fa presente l'aspetto economico in riferimento al sistema di misurazione; non sempre, infatti, vi è la possibilità di misurare tutte le grandezze fisiche di interesse in modo sicuro, affidabile ed economico. Ad esempio, misurare la temperatura della parete interna di uno scambiatore di calore potrebbe risultare molto difficile.

Questa analisi preliminare, in cui l'esperienza nel campo energetico ha avuto il ruolo dominante, ha permesso di individuare 3 variabili candidate:

- il grado di surriscaldamento ΔT_{sh} del fluido organico, grandezza fondamentale per gestire la problematica del bifase in turbina.
- la temperatura T_{scr} di scarico dei fumi, indice importante per il controllo delle emissioni di particolato.
- la temperatura T_{egr} della parete dell'evaporatore *EGR*, grandezza importante per gestire il problema della decomposizione del fluido organico durante le condizioni di alto carico del motore.

A causa delle forti interazioni esistenti tra ΔT_{sh} e T_{egr} , unitamente alla difficoltà di misurazione di T_{egr} , quest'ultima è stata scartata.

Si è giunti quindi ad un sistema *MIMO* 2×2 in cui le variabili di uscita ΔT_{sh} e T_{scr} sono controllate dalle variabili di controllo w_{egr} e w_{exh} . In verità, il sistema ha dimensione 4×2 se si considerano come ingressi, oltre alle variabili di controllo, anche le variabili di disturbo n_e e M_m .

4.2 Linearizzazione del sistema

Studiare le non linearità di un sistema con 193 variabili di stato e migliaia di *DAEs* non è un'impresa facile; per farlo, occorrerebbe studiare la dinamica del processo in corrispondenza di ogni configurazione operativa del sistema.

Uno degli approcci più facilmente perseguibili è l'analisi dei modelli del processo linearizzato attorno a particolari condizioni operative, ottenute imponendo variabili di ingresso costanti (variabili di controllo e di disturbo): dal confronto dei diagrammi di *Bode* di tali modelli, sarà possibile identificare le comuni caratteristiche dinamiche del processo complessivo e conseguentemente le bande di frequenza su cui gravano le non linearità più critiche.

Il modello dell'impianto può essere descritto con il seguente sistema in forma di stato

$$\mathcal{S} : \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = g(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (4.1)$$

dove x , u e y rappresentano ora le differenze.

in cui $x \in \mathbb{R}^n$ è il vettore delle variabili di stato, $u \in \mathbb{R}^m$ è il vettore delle variabili di ingresso ed $y \in \mathbb{R}^p$ è il vettore delle variabili di uscita; mentre le funzioni $f(\cdot)$ e $g(\cdot)$ vengono tipicamente chiamate *funzione di stato* e *funzione di uscita* del sistema.

Imponendo al sistema ingressi costanti $u(t) = \bar{u}$ e partendo da uno stato iniziale x_0 , lo stato x del sistema evolve nel tempo raggiungendo una condizione di equilibrio identificata dalla coppia di vettori (\bar{x}, \bar{y}) , ricavabile dal sistema di equazioni:

$$\begin{cases} f(x, \bar{u}) = 0 \\ g(x, \bar{u}) = y \end{cases} \quad (4.2)$$

Si precisa che il set $(\bar{x}, \bar{u}, \bar{y})$ rappresenta sia una condizione di equilibrio sia una condizione operativa del sistema. Il sistema 4.1 può essere quindi linearizzato attorno a tale condizione attraverso lo sviluppo in serie di *Taylor* arrestato al primo ordine:

$$\Delta \mathcal{S} : \begin{cases} \Delta \dot{x} = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{(\bar{x}, \bar{u})} \Delta x + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{(\bar{x}, \bar{u})} \Delta u \\ \Delta y = \left. \frac{\partial g}{\partial x} \right|_{(\bar{x}, \bar{u})} \Delta x + \left. \frac{\partial g}{\partial u} \right|_{(\bar{x}, \bar{u})} \Delta u \end{cases} \implies \Delta \mathcal{S} : \begin{cases} \Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u \\ \Delta y = C \Delta x + D \Delta u \end{cases} \quad (4.3)$$

ove $\Delta x = x - \bar{x}$, $\Delta u = u - \bar{u}$ e $\Delta y = y - \bar{y}$ sono le ovvie variabili alle differenze, mentre le matrici (A, B, C, D) sono gli opportuni *Jacobiani* valutati nella condizione d'equilibrio. Senza alterare il significato matematico e con il puro scopo di semplificare le notazioni, il sistema 4.3 può essere riformulato nella classica forma di stato:

$$\mathcal{S} : \begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) + D u(t) \end{cases} \quad (4.4)$$

Una volta raggiunta questa forma è automatico analizzare il sistema nel dominio delle frequenze. Applicando quindi la trasformata di *Laplace* al sistema 4.4 e trascurando il termine transitorio legato allo stato iniziale x_0 , la *funzione di trasferimento*¹ $P(s)$ tra l'ingresso u e l'uscita y è definita come:

$$P(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad \text{con} \quad Y(s) = P(s)U(s) \quad (4.5)$$

Poiché il ciclo *ORC* integrato con il modello del motore presenta 4 ingressi e 2 uscite, la matrice di trasferimento $P(s)$ avrà dimensione 4×2 .

In ambiente *Dymola*, attraverso la funzione "*linearize*", è stato possibile calcolare il modello linearizzato del processo una volta definiti gli *input* e gli *output* di interesse; lo schema di riferimento è mostrato in Figura 4.1.

¹Nel caso di sistemi *MIMO* viene comunemente chiamata *matrice di trasferimento*.

Con l'intento di ridurre l'amplificazione delle non linearità del sistema e di comparare grandezze fisiche con unità di misura differenti, le variabili di ingresso del processo sono state normalizzate, mentre le variabili di uscita sono state sostituite dalle loro variazioni. In questo modo le variabili di uscita e di ingresso assumo rispettivamente la forma di $y = [\Delta(\Delta T_{sh}) \quad \Delta T_{scr}]^T$ e $u = [\delta w_{egr} \quad \delta w_{exh} \quad \delta M_m \quad \delta n_e]^T$ dove

- v. controllate: $\Delta(\Delta T_{sh}) = \Delta T_{sh} - \bar{\Delta T}_{sh}$, $\Delta T_{scr} = T_{scr} - \bar{T}_{scr}$
- v. di controllo normalizzate: $\delta w_{egr} = \frac{w_{egr} - \bar{w}_{egr}}{\bar{w}_{egr}}$, $\delta w_{exh} = \frac{w_{exh} - \bar{w}_{exh}}{\bar{w}_{exh}}$
- v. di disturbo normalizzate: $\delta M_m = \frac{M_m - \bar{M}_m}{\bar{M}_m}$, $\delta n_e = \frac{n_e - \bar{n}_e}{\bar{n}_e}$

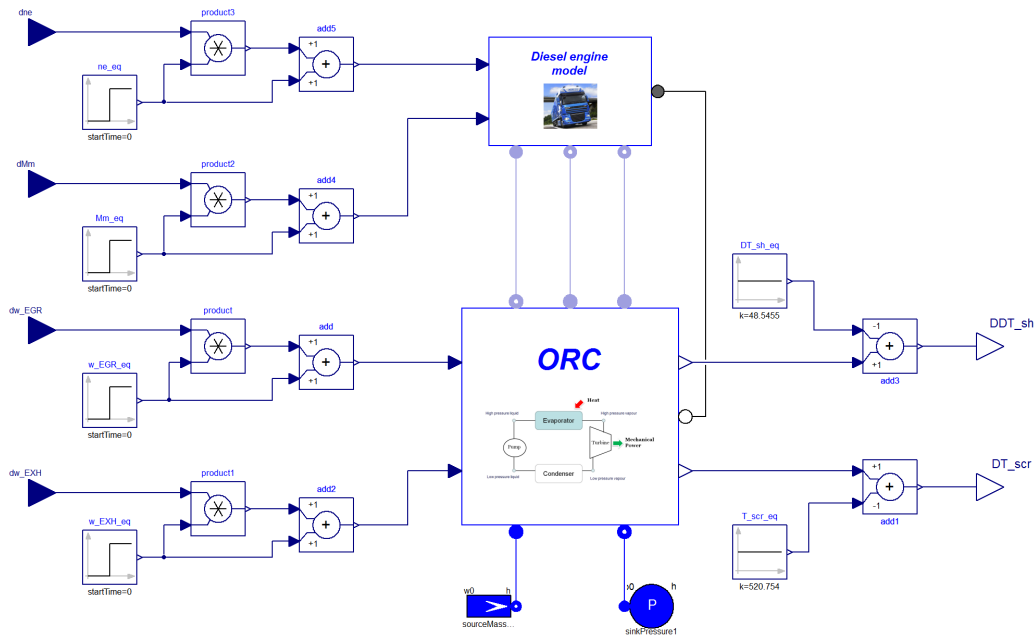


Figura 4.1: (*modelForLinearization - Dymola*). Schema impiegato per il calcolo dei modelli linearizzati.

La matrice di trasferimento $P(s)$ può essere quindi scomposta nelle sotto-matrici $G \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ e $H \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, così da evidenziare l'effetto delle variabili di controllo da quello delle variabili di disturbo sulle variabili del processo, come è mostrato di seguito:

$$P(s) = \begin{bmatrix} G(s) \\ H(s) \end{bmatrix}$$

con

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta(\Delta T_{sh})}{\delta w_{egr}} & \frac{\Delta(\Delta T_{sh})}{\delta w_{exh}} \\ \frac{\Delta T_{scr}}{\delta w_{egr}} & \frac{\Delta T_{scr}}{\delta w_{exh}} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$H(s) = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta(\Delta T_{sh})}{\delta M_m} & \frac{\Delta(\Delta T_{sh})}{\delta n_e} \\ \frac{\Delta T_{scr}}{\delta M_m} & \frac{\Delta T_{scr}}{\delta n_e} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

4.2.1 Diagrammi di Bode a confronto

In Tabella 4.1 sono elencati i valori degli ingressi e delle uscite in riferimento a 5 configurazioni operative del sistema, attorno a cui sono stati calcolati i sistemi linearizzati. Le Figure 4.2 e 4.3 mostrano invece i diagrammi di *Bode* delle matrici di trasferimento, $G(s)$ e $H(s)$, corrispondenti.

Ogni condizione operativa è associata ad una sigla identificativa; ad esempio, *Lin_600_1000* identifica il sistema linearizzato corrispondente alla coppia $M_m = 600\text{Nm}$ e al numero di giri $n_e = 1000\text{rpm}$. Si precisa, inoltre, che i valori di equilibrio delle portate sono vicini a quelli che il sistema di controllo fornirebbe a regime nel rispetto degli obiettivi presentati nel capitolo precedente.

M_m [Nm]	n_e [rpm]	w_{egr} [kg/s]	w_{exh} [kg/s]	ΔT_{sh} [K]	T_{scr} [K]
600	1000	0.0181602	0.0284219	89.7141	477.63
600	1400	0.0426713	0.0528692	19.506	468.562
900	1200	0.0464239	0.0645914	32.6825	479.695
1200	1000	0.0442994	0.0821806	27.5364	474.614
1200	1400	0.0774364	0.0538704	48.5455	520.754

Tabella 4.1: *Elenco delle configurazioni operative.*

Particolare attenzione deve essere data ai diagrammi di *Bode* delle funzioni di trasferimento poste sulla diagonale principale di $G(s)$; infatti, è proprio in base a tali grafici che si progetteranno gli anelli di controllo *PI* (Capitolo 5):

- **Considerazioni su $G_{11}(s)$** \rightarrow per alti carichi del motore, l'effetto a regime della portata δw_{egr} su $\Delta(\Delta T_{sh})$ risulta molto amplificato; invece, per bassi carichi e nel range di frequenze $[0.05, 0.8]\text{rad/s}$, si denota sia una pronunciata attenuazione sia una notevole perdita di fase. Fortunatamente per le restanti configurazioni non vi sono scostamenti rilevanti.
- **Considerazioni su $G_{22}(s)$** \rightarrow l'effetto della portata δw_{exh} sulla temperatura ΔT_{scr} non presenta non linearità significative sia nel modulo che nella fase.
- **Considerazione su $H(s)$** \rightarrow gli effetti dei disturbi sulle uscite non ha dinamiche particolarmente non lineari, questa peculiarità avrà sicuramente un riscontro positivo nel *design* di eventuali *compensatori* del disturbo.

In conclusione, ad eccezione delle condizioni di carico estreme, l'impianto *ORC* non sembra nascondere particolari insidie. Tuttavia, da questa analisi non è ancora possibile trarre conclusioni né sui limiti della banda di controllo, né sul grado di interazione tra gli ingressi e le uscite.

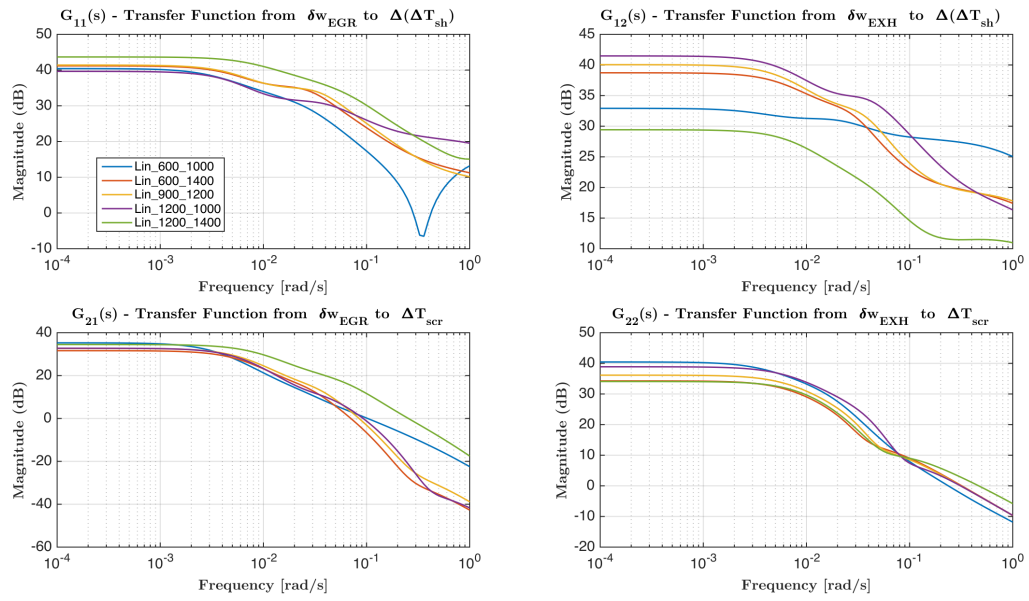
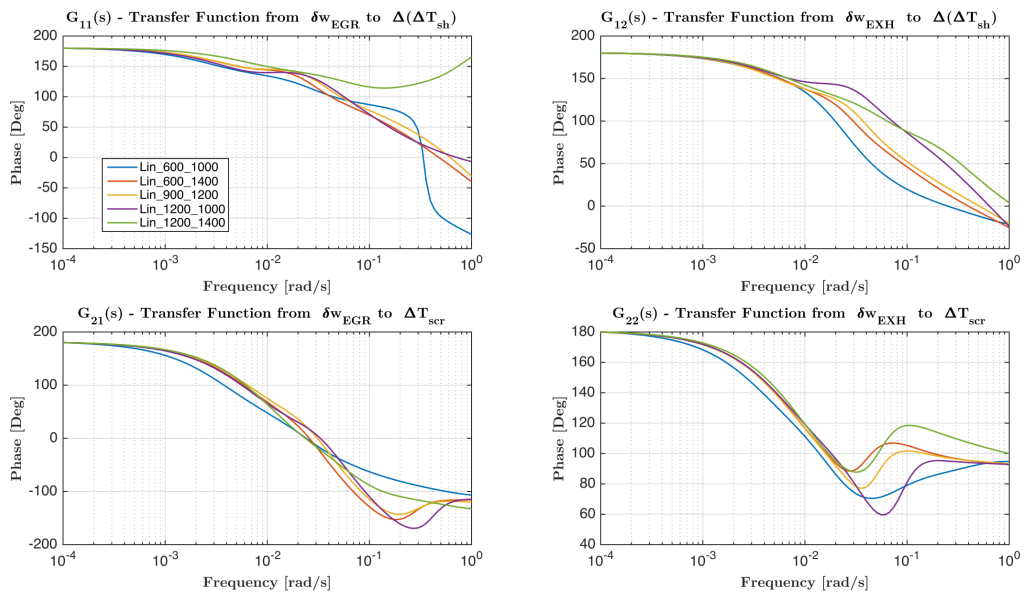
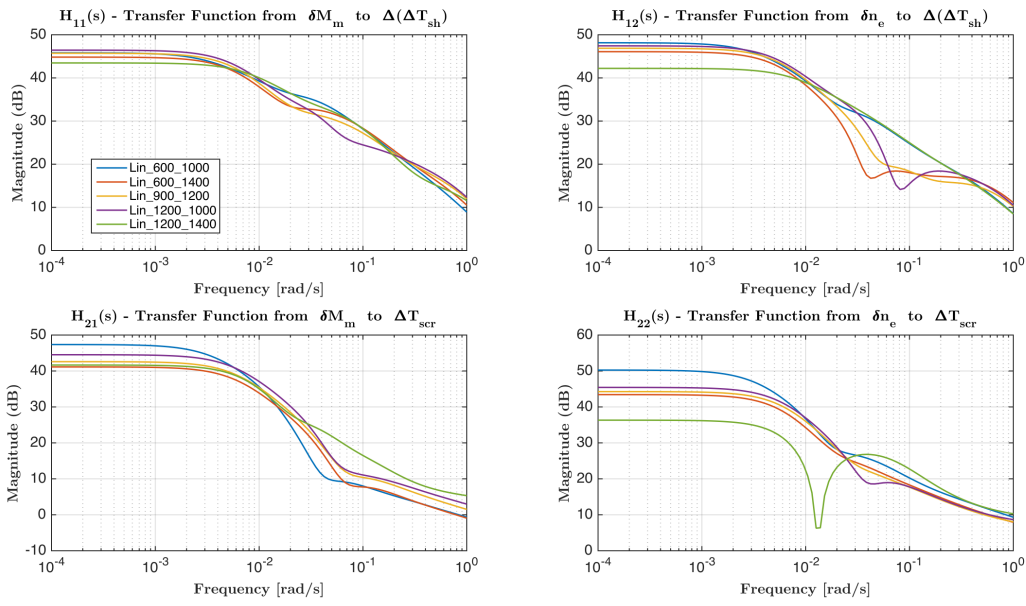
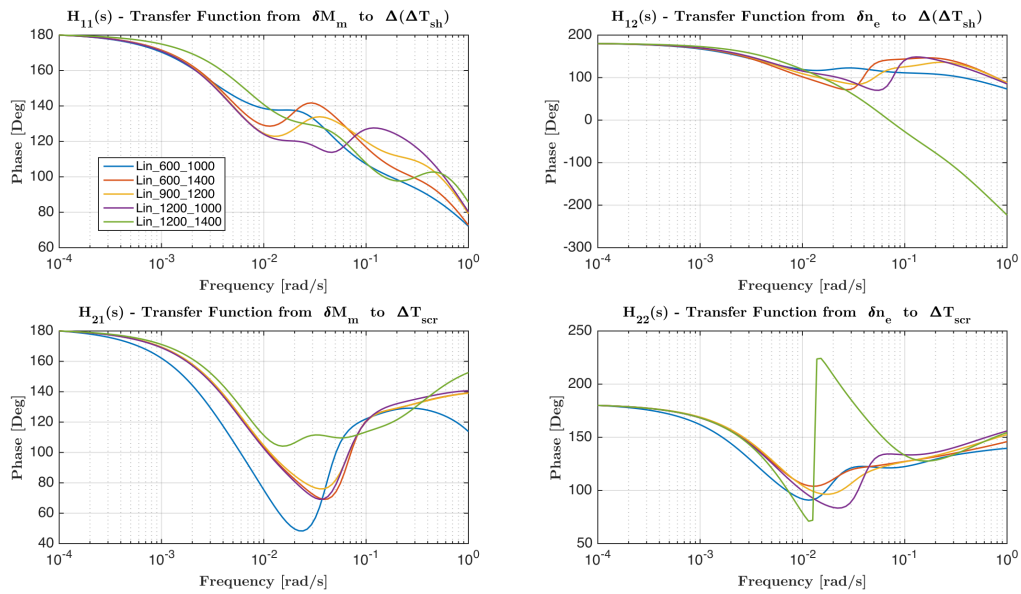
(a) Diagrammi del modulo di $G(s)$ (b) Diagrammi della fase di $G(s)$

Figura 4.2: Diagrammi di Bode di $G(s)$ in riferimento alle 5 configurazioni operative di Tabella 4.1.

4. Analisi della dinamica del processo



(a) Diagrammi del modulo di $H(s)$



(b) Diagrammi della fase di $H(s)$

Figura 4.3: Diagrammi di Bode di $H(s)$ in riferimento alle 5 configurazioni operative di Tabella 4.1.

4.3 Analisi dei sistemi MIMO

Una volta definiti gli ingressi e le uscite del processo da controllare, è utile conoscere il livello di interazione *Input/Output* (*I/O*) del sistema, cioè quantificare l'effetto di ogni *input* su ogni *output*. La condizione più favorevole si ha quando è possibile controllare un'uscita mediante un singolo ingresso che non ha alcuna influenza sulle altre uscite. In questo caso è possibile affidarsi alle tradizionali tecniche di controllo per sistemi *SISO*. Questa evenienza, tuttavia, rappresenta davvero un caso fortunato nella pratica.

In questa sezione verranno affrontate le problematiche legate al grado di direzionalità e al grado di interazione tra gli ingressi e le uscite del sistema *ORC*, mediante l'analisi dei sistemi linearizzati di Tabella 4.1. Per conoscere il grado di direzionalità si studieranno i valori singolari del sistema, ponendo particolare attenzione al cosiddetto numero di condizionamento; mentre per l'analisi delle interazioni si farà uso della *Dynamic Relative Gain Array* (*DRGA*), strumento capace di fornire un indice di interazione *I/O* in corrispondenza del campo di frequenze di interesse per il controllo.

4.3.1 Il concetto di guadagno

La principale differenza tra i sistemi *SISO* e quelli *MIMO* è che questi ultimi hanno un grado di libertà in più, dato dalla *direzionalità* degli ingressi. La direzionalità degli input è importante perché stravolge il significato di *guadagno* del sistema; infatti, l'amplificazione delle uscite del sistema dipende dalle direzioni lungo le quali gli ingressi agiscono.

Analiticamente, nel caso di sistemi dinamici lineari *SISO* con ingresso u e uscita y scalari, il guadagno alla pulsazione ω è definito come

$$\frac{|y(j\omega)|}{|u(j\omega)|} = \frac{|G(j\omega)u(j\omega)|}{|u(j\omega)|} = |G(j\omega)| \quad (4.8)$$

che non dipende dall'ampiezza dell'ingresso, ma solo dalla pulsazione ω .

Il concetto di guadagno di un sistema lineare *MIMO*, invece, poiché gli ingressi u e le uscite y non sono più scalari bensì vettori, si appoggia all'uso di norme. Considerando la norma *Euclidea* (o norma 2) il guadagno del sistema è dato da

$$\frac{\|y(j\omega)\|_2}{\|u(j\omega)\|_2} = \frac{\|G(j\omega)u(j\omega)\|_2}{\|u(j\omega)\|_2} \quad (4.9)$$

che non dipende dall'ampiezza dall'ingresso $\|u(j\omega)\|_2$, ma dipende sia dalla pulsazione ω sia dalla direzione dell'ingresso.

A questo proposito è utile conoscere quali siano i guadagni massimo e minimo al variare della direzione dell'ingresso. Per la pulsazione ω , il massimo guadagno del

sistema al variare della direzione dell'ingresso è definito come

$$\max_{u \neq 0} \frac{\|Gu\|_2}{\|u\|_2} = \max_{\|u\|_2=1} \|Gu\|_2 \triangleq \bar{\sigma}(G) \quad (4.10)$$

dove $\bar{\sigma}(G)$ indica il massimo valore singolare di G valutato alla pulsazione ω . Nella 4.10, poiché il guadagno del sistema non dipende dall'ampiezza dell'ingresso, quest'ultima è stata normalizzata a valore unitario.

Analogamente, il minimo guadagno del sistema al variare della direzione dell'ingresso e alla pulsazione ω è

$$\min_{u \neq 0} \frac{\|Gu\|_2}{\|u\|_2} = \min_{\|u\|_2=1} \|Gu\|_2 \triangleq \underline{\sigma}(G) \quad (4.11)$$

dove $\underline{\sigma}(G)$ è il minimo valore singolare di G alla pulsazione ω .

Dalla decomposizione ai valori singolari (*SVD*) della matrice di trasferimento G è possibile calcolare le direzioni dell'ingresso e dell'uscita corrispondenti alle condizioni di massimo e minimo guadagno. In tal merito, il lettore interessato può far riferimento all'appendice B.

4.3.2 La misura del grado di direzionalità

Un indice del grado di direzionalità di un sistema è fornito dal *condition number*, definito come il rapporto tra i valori singolari maggiore e minore della funzione di trasferimento G al variare della pulsazione ω , cioè

$$\gamma(G) \triangleq \frac{\bar{\sigma}(G)}{\underline{\sigma}(G)} \quad (4.12)$$

Di seguito vengono elencate le principali proprietà di γ [20, 26]:

- Una matrice G che possiede grandi valori di γ ($\gg 10$) è detta *ill-conditioned*.
- γ dipende fortemente dallo *scaling* degli ingressi $u \in \mathbb{R}^m$ e delle uscite $y \in \mathbb{R}^p$. Definite due matrici di *scaling* (diagonali e costanti), D_1 e D_2 , di dimensioni rispettivamente $p \times p$ ed $m \times m$, in modo tale da definire la matrice di trasferimento del sistema scalato come D_1GD_2 , è sempre possibile trovare una coppia (D_1, D_2) che minimizzi il *condition number*, cioè

$$\tilde{\gamma}(G) = \min_{D_1, D_2} \gamma(D_1GD_2)$$

$\tilde{\gamma}(G)$ viene identificato come *optimal condition number*.

- Il *condition number* γ viene spesso impiegato come indice di misura della controllabilità del sistema; in particolare, bassi valori del *condition number* de-

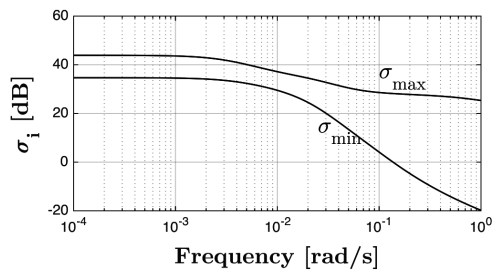
notano sempre un basso livello di sensibilità alle incertezze (ma non è sempre vero il viceversa).

- Un grande valore di $\gamma(G)$ implica che $\underline{\sigma}(G) \ll \bar{\sigma}(G)$, che non è desiderabile per il controllo; infatti maggiore è la differenza tra $\bar{\sigma}(G(j\omega) - \underline{\sigma}(G(j\omega)))$ e maggiore è l'influenza della direzionalità degli ingressi sul guadagno del sistema.

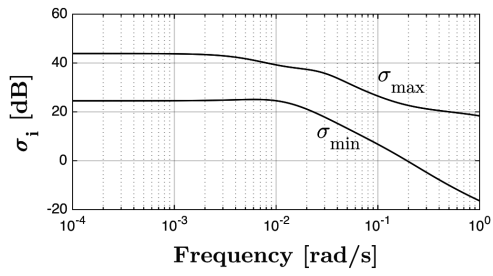
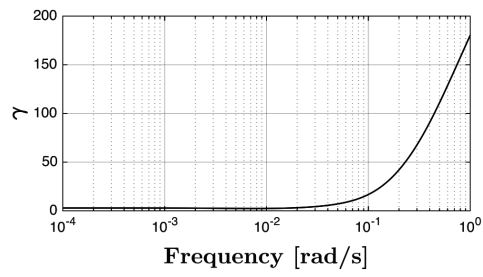
La Figura 4.4 mostra i valori singolari (chiamati anche *guadagni principali* del sistema) della funzione di trasferimento $G(s)$ dei sistemi linearizzati associati alle condizioni di equilibrio in Tabella 4.1. Poiché le $G(s)$ sono associate a sistemi quadrati 2×2 , vi sono 2 valori singolari, uno massimo $\bar{\sigma}(G)$ e uno minimo $\underline{\sigma}(G)$ (in figura $\sigma_{max} = \bar{\sigma}$ e $\sigma_{min} = \underline{\sigma}$).

L'analisi dei valori singolari del processo fornisce le seguenti osservazioni:

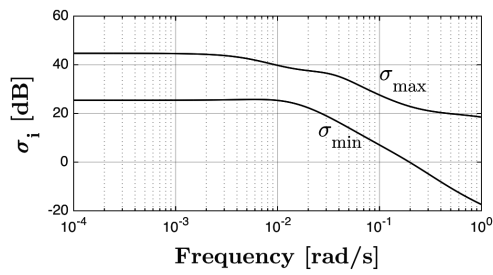
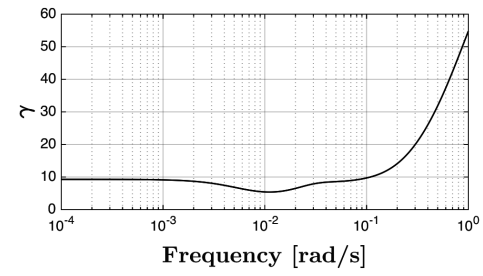
1. Il comportamento dei valori singolari è molto simile per tutti i sistemi linearizzati presi in considerazione: nel range di frequenze $\omega \in [0, 0.05]$ rad/s il numero di condizionamento non supera 10, tuttavia per frequenze superiori γ assume valori molto più elevati, questo perché il valore singolare più piccolo, $\underline{\sigma}$ decresce molto più velocemente di quello massimo $\bar{\sigma}$.
2. Si può osservare che gli effetti dello *scaling* si mantengono contenuti grazie alla normalizzazione delle variabili di ingresso.
3. All'aumentare della pulsazione ω l'influenza della direzionalità degli ingressi si fa sentire maggiormente. Questa panoramica suggerisce al controllista di progettare gli anelli di controllo con bande che non si spingono oltre il campo di frequenze in cui γ è molto maggiore di 10. Un limite superiore alla banda di controllo potrebbe essere scelto pari a 0.1 rad/s.



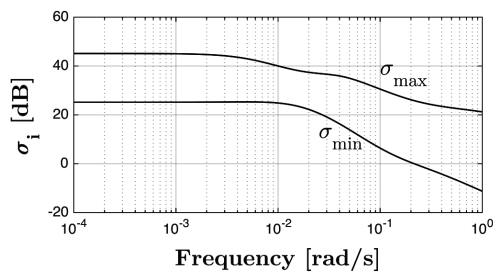
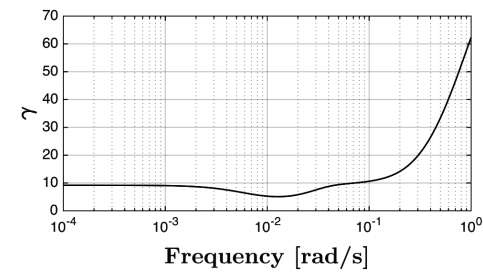
(a) *Lin_600_1000*



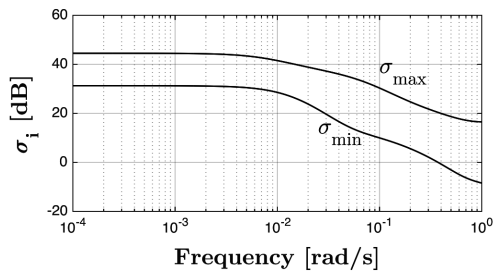
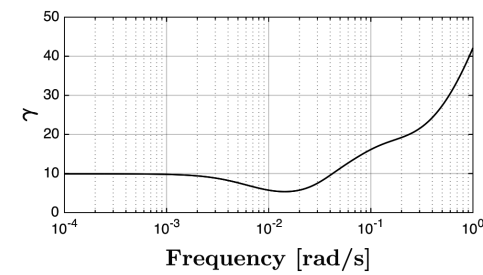
(b) *Lin_600_1400*



(c) *Lin_900_1200*



(d) *Lin_1200_1000*



(e) *Lin_1200_1400*

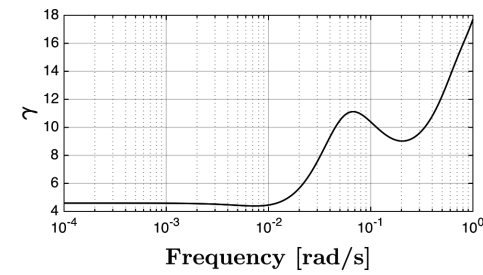


Figura 4.4: Analisi dei guadagni principali delle funzioni di trasferimento $G(s)$ dei modelli linearizzati di riferimento.

4.3.3 Analisi delle interazioni: il miglior accoppiamento I/O

Sia $G(s)$ la matrice di trasferimento dell'impianto. Supponendo che G sia quadrata e non singolare, si definisce *Relative Gain Array (RGA)* [5] la matrice

$$\Lambda(G) \triangleq G \odot (G^{-1})^T \quad (4.13)$$

in cui l'operatore \odot denota il prodotto elemento per elemento, detto anche prodotto di *Schur* o di *Hadamard*.

La matrice Λ costituisce un importante strumento per misurare il livello di interazione esistente tra gli ingressi e le uscite del sistema; infatti, dalla sua analisi è possibile conoscere il miglior accoppiamento di controllo tra ingressi ed uscite.

Nel caso in cui G risultasse singolare, cioè quando al suo interno sono presenti integratori e/o derivatori, è comunque possibile calcolare Λ nel dominio della frequenza come suggerito in [16].

Molto spesso la matrice *RGA* viene calcolata nelle condizioni di regime del sistema, cioè per $G(\omega = 0)$, ma è ancora più importante conoscere il suo valore al variare della frequenza [25–27]. Infatti, è utile studiare il livello di interazione I/O in corrispondenza di particolari range di frequenze, tipicamente nella banda di controllo. Quando Λ viene calcolata in frequenza, prende il nome di *Dynamic Relative Gain Array (DRGA)*.

Per capire in dettaglio il significato di Λ , si consideri il sistema 2×2 :

$$\mathcal{S} : \begin{cases} y_1 = g_{11}(s) u_1 + g_{12}(s) u_2 \\ y_2 = g_{21}(s) u_1 + g_{22}(s) u_2 \end{cases} \quad (4.14)$$

con matrice di trasferimento

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Si supponga di voler controllare l'uscita y_1 con l'ingresso u_1 (anello di controllo 1) e, analogamente, y_2 con u_2 (anello di controllo 2).

Si consideri, quindi, il caso in cui il secondo anello sia aperto e che u_2 sia costante e pari a 0; in questa situazione si ha

$$y_1 = g_{11}(s) u_1 \quad (4.16)$$

Se si considera, ora, il caso in cui il secondo anello sia chiuso e controllato perfettamente in modo tale che, ad esempio, $y_2 = 0$, si ottiene

$$u_2 = -\frac{g_{21}(s)}{g_{22}(s)} u_1 \implies y_1 = \left(g_{11}(s) - \frac{g_{12}(s)}{g_{22}(s)} g_{21}(s) \right), u_1 = \hat{g}_{11}(s) u_1 \quad (4.17)$$

Quindi la funzione di trasferimento $\hat{g}_{11}(s)$ non dipende solo da $g_{11}(s)$ ma anche dall'influenza del secondo anello tramite il termine di accoppiamento $\frac{g_{12}(s)}{g_{22}(s)} g_{21}(s)$. In altre parole, la funzione di trasferimento da u_1 a y_1 cambia da $g_{11}(s)$ in $\hat{g}_{11}(s)$ come viene chiuso il secondo anello di controllo.

La quantità

$$\lambda_{11} = \frac{\text{"open-loop gain (con } u_2 = 0\text{"}}{\text{"closed-loop gain (con } y_2 = 0\text{"}} = \frac{g_{11}(s)}{\hat{g}_{11}(s)} = \frac{1}{1 - \frac{g_{12}(s)g_{21}(s)}{g_{11}(s)g_{22}(s)}} \quad (4.18)$$

rappresenta il primo elemento della matrice *RGA* definita come $\Lambda(G) = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix}$; gli elementi λ_{ij} rimanenti, invece, possono essere calcolati procedendo secondo la falsariga della procedura illustrata oppure tramite l'applicazione della 4.13 (per le proprietà matematiche di Λ si rimanda a [26]).

Nel caso di progetto di sistemi di controllo decentralizzato (senza disaccoppiatore), si preferisce accoppiare le variabili u_j e y_i che abbiano l'elemento λ_{ij} più vicino all'unità in corrispondenza dei campi di frequenza di interesse. Infatti, constatare che $\lambda_{ij} \rightarrow 1$ significa affermare che l'anello di controllo tra l'ingresso u_j e l'uscita y_j non risentirebbe dell'influenza della chiusura degli altri anelli di controllo.

Di seguito vengono fornite le linee guida derivanti dall'analisi di Λ :

- Il miglior accoppiamento *I/O* è quello associato ad una matrice Λ , che sia più simile possibile ad una matrice identità (elementi sulla diagonale $\lambda_{ii} \rightarrow 1$) in corrispondenza della banda di controllo.
- Evitare gli accoppiamenti *I/O* che sono associati ad elementi negativi della *RGA* in condizioni di regime.
- Se gli elementi della diagonale principale di Λ sono molto più grandi di 1 oppure hanno segno negativo, significa che l'accoppiamento *I/O* è fortemente interagente (anelli di controllo in conflitto) ed è sconsigliato il progetto di un controllore decentralizzato.
- Per un sistema 2×2 sono possibili i seguenti due accoppiamenti:

1. (y_1, u_1) e $(y_2, u_2) \iff \lambda_{11} \sim 1, \lambda_{12} \sim 0$
2. (y_1, u_2) e $(y_2, u_1) \iff \lambda_{11} \sim 0, \lambda_{12} \sim 1$

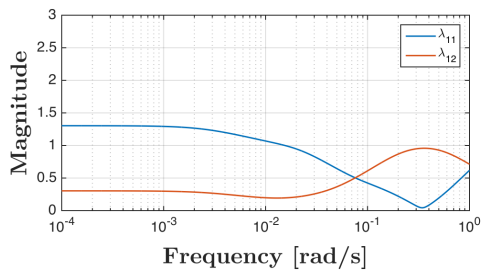
In Figura 4.5 vengono mostrati gli elementi λ_{11} e λ_{12} associati alle *DRGA* dei sistemi linearizzati di interesse. Poiché l'analisi delle interazioni è stata effettuata in frequenza, nella banda $\omega \in [10^{-4}, 1]$ rad/s, è necessario studiare sia il modulo che la

fase degli elementi di Λ : il modulo permette di capire quanto gli elementi di Λ si scostano dal valore unitario, mentre la fase fornisce l'informazione sul segno. Poiché gli elementi λ_{12} , a regime, hanno segno negativo, l'accoppiamento I/O migliore è quello che prevede il controllo di $\Delta(\Delta T_{sh})$ con δw_{egr} , e di ΔT_{scr} con δw_{exh} . Tuttavia, è comunque sconsigliato il progetto di un sistema di controllo decentralizzato, infatti:

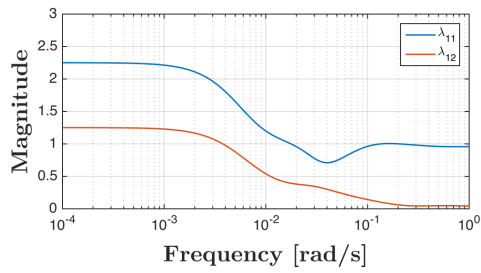
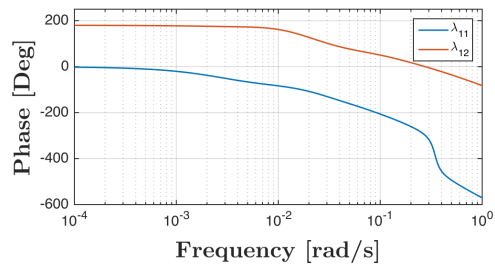
- $|\lambda_{11}|$ assume sempre valori maggiori di 1 per $\omega < 0.01 \text{ rad/s}$, che implica forti interazioni tra ingressi ed uscite.
- a basso carico (si vedano i grafici corrispondenti a *Lin_600_1000*) nel range di frequenze $[0.06, 1] \text{ rad/s}$ è preferibile un accoppiamento I/O invertito.

Questa analisi mette in luce la difficoltà di controllare separatamente le uscite a causa della forte interazione esistente tra gli ingressi e le uscite stesse. Il progetto di controlli decentralizzati dovrà essere quindi abbandonato a favore di sistemi di controllo centralizzati. Nel capitolo 5, l'analisi della *DRGA* verrà ripresa come verifica dell'interazione I/O a seguito della progettazione di disaccoppiatori.

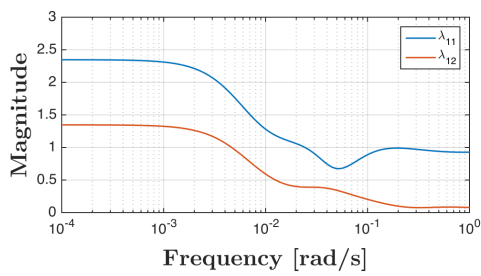
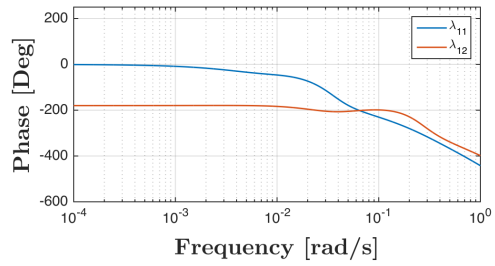
4. Analisi della dinamica del processo



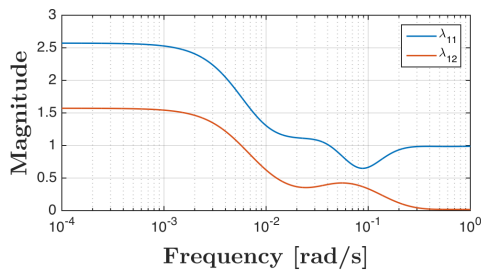
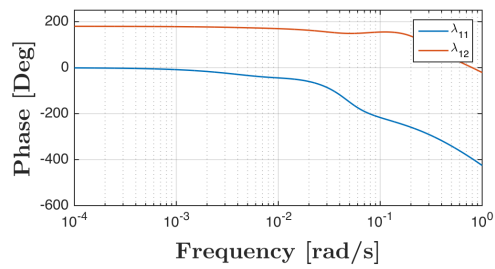
(a) *Lin_600_1000*



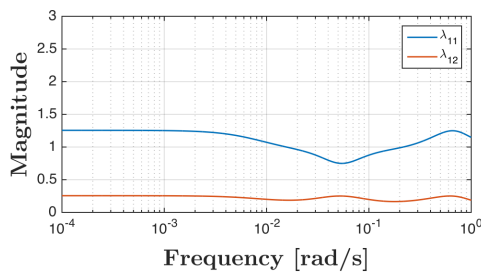
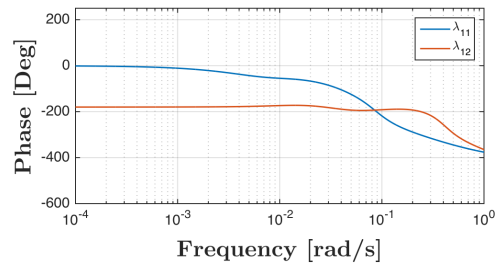
(b) *Lin_600_1400*



(c) *Lin_900_1200*



(d) *Lin_1200_1000*



(e) *Lin_1200_1400*

Figura 4.5: Analisi delle DRGA in riferimento alla $G(s)$ dei modelli linearizzati di riferimento.

4.4 Un sistema a fase non minima

Si definisce *sistema a fase non minima*² un sistema che presenta poli e/o zeri a parte reale positiva [2]. A differenza dei sistemi a fase minima sono molto più difficili da controllare a causa della maggiore perdita di fase. La presenza di poli e zeri nel semipiano destro impone quindi delle limitazioni sulle performance del sistema di controllo.

Mentre i poli sono una proprietà intrinseca del sistema e non dipendono dal sistema di misurazione e di attuazione, gli zeri dipendono da come gli ingressi e le uscite sono accoppiate con le variabili di stato. Per questo motivo, gli zeri potrebbero essere spostati muovendo sensori ed attuatori o introducendo nuovi sensori ed attuatori [2].

Data una funzione di trasferimento $G(s)$ è sempre possibile separare la componente a fase minima da quella a fase non minima:

$$G(s) = G_{mp}(s)G_{nmp}(s) \quad (4.19)$$

in cui $G_{nmp}(s)$ rappresenta la parte a fase non minima in genere normalizzata in modo che $|G_{nmp}(j\omega)| = 1$ e con segno in modo tale che G_{nmp} abbia fase negativa. Il progetto di controllori *SISO* viene generalmente effettuato in riferimento alla parte a fase minima G_{mp} .

4.4.1 Zeri di un sistema multivariabile

Per un sistema *SISO* gli zeri z_i sono semplicemente le soluzioni di $G(s) = 0$, mentre per un sistema *MIMO* sono quei valori di s per cui $G(s)$ perde rango³. Secondo *MacFarlane* e *Karcanias* [18], gli zeri di un sistema multivariabile⁴ sono quei valori z_i per i quali $G(z_i)$ ha rango minore del rango normale di $G(s)$. Il rango normale di $G(s)$ è definito come il rango di $G(s)$ per tutti i valori di s ad eccezione di un numero finito di singolarità (che sono proprio gli zeri del sistema).

Gli zeri di un sistema *MIMO* vengono comunemente chiamati *zeri di trasmissione* o *zeri multivariabili* per distinguerli dagli zeri delle singole funzioni di trasferimento che compongono $G(s)$ e dagli zeri invarianti.

Gli *zeri invarianti* sono quei valori di s per cui $P(s)$ perde di rango, dove $P(s)$ è

²Se nel sistema vi è la presenza di ritardi, questi ultimi sono considerati come una parte a fase non minima del sistema. Infatti il ritardo nei sistemi dinamici può essere approssimato con delle funzioni di trasferimento razionali, chiamate *approssimanti di Padè*.

³Questa definizione è valida anche per i sistemi *SISO*, infatti il rango della funzione di trasferimento passa da 1 a 0.

⁴Questa definizione si basa sulla matrice di trasferimento del sistema $G(s)$, che corrisponde ad una realizzazione minima del sistema (osservabile e raggiungibile)

la matrice polinomiale del sistema, definita come

$$P(s) \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sI - A & -B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ Y \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

ricavabile dalla trasformata di Laplace della realizzazione di stato 4.4.

Osservazione 1: gli zeri di trasmissione coincidono con quelli invarianti se e solo se il sistema è in forma minima.

Osservazione 2: per sistemi quadrati avanti matrice D non singolare, il numero dei poli del sistema è pari al numero degli zeri, e gli zeri di $G(s)$ coincidono con i poli di $G^{-1}(s)$ e viceversa.

4.4.1.1 Proprietà bloccante degli zeri

Nel dominio del tempo la presenza di zeri implica il bloccaggio di un certo tipo di segnali. Se z è uno zero di $G(s)$ allora esiste un ingresso della forma ρe^{zt} e un insieme di condizioni iniziali x_0 tali che $y(t) = 0$ per ogni $t > 0$ [20]. Questa è comunemente chiamata *proprietà bloccante* degli zeri multivariabili.

4.4.1.2 Le direzioni di uno zero

Si consideri un sistema in forma minima descritto dalla matrice di trasferimento $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ e si supponga che $G(s)$ abbia uno zero di trasmissione in $s = z$. Allora per $s = z$ esisteranno due vettori $u_z \in \mathbb{R}^m$ e $y_z \in \mathbb{R}^p$ tali che

$$G(z)u_z = 0 \cdot y_z = 0 \quad (4.21)$$

in cui u_z e y_z definiscono le direzioni rispettivamente dell'ingresso e dell'uscita. Questo significa che alla pulsazione dello zero esiste una direzione dell'ingresso che fa annullare il guadagno del sistema (che implica l'esistenza di un valore singolare nullo).

Poiché una direzione non dipende dal modulo, è possibile scegliere u_z e y_z in modo che abbiano modulo normalizzato a 1, cioè

$$u_z^H u_z = 1 \quad y_z^H y_z = 1$$

in cui l'apice « H » identifica l'operatore hermitiano (coniugata dalla trasposta).

Da un punto di vista pratico la direzione dell'uscita y_z è di solito molto più interessante di u_z perché fornisce delle informazioni sulle uscite (o combinazione di uscite) più difficili da controllare [26]. Il calcolo di u_z e y_z è possibile tramite la *decomposizione ai valori singolari (SVD)* di $G(z)$, che permette di scrivere $G(z) = U\Sigma V^H$ in cui u_z e y_z coincidono rispettivamente con l'ultima colonna di V e l'ultima colonna di U (corrispondenti al valore singolare nullo di $G(z)$, infatti $\sigma(G(z)) = 0$).

Da ultimo è importante osservare che la posizione dei poli e degli zeri non dipende dallo *scaling* degli ingressi e delle uscite, mentre le direzioni dipendono dallo scaling sugli ingressi e sulle uscite.

Poiché nei sistemi a fase non minima gli zeri a parte reale positiva (*RHP zeros*) contribuiscono ad una perdita di fase e quindi a limitazioni sulla banda di controllo, di fondamentale importanza è quindi l'analisi delle direzioni degli ingressi e delle uscite associate a tali zeri. Al fine di evitare risposte inverse particolarmente accentuate è opportuno fare in modo che il controllore eserciti l'azione di controllo lungo direzioni lontane da quelle degli zeri.

4.4.2 Limitazioni sulla banda di controllo

Per sistemi *SISO*. La banda di controllo può essere definita come il range di frequenze per cui il modulo della funzione di sensitività $|S(j\omega)|$ è minore di 1. In corrispondenza di uno zero a parte reale positiva la funzione di sensitività è costretta ad assumere valore unitario⁵, cioè $S(z) = 1$, questo significa che il sistema ad anello chiuso è incapace di reiettare i disturbi agenti alla pulsazione dello zero.

Se si considera come limite superiore della funzione di sensitività la funzione $1/|W_P(s)|$ con $W_P(s)$ funzione peso (*weighing function*), si può imporre il seguente vincolo sulla norma ∞ di $W_P S$:

$$|S(j\omega)| < 1/|W_P(j\omega)|, \forall \omega \iff \|W_P(j\omega)S(j\omega)\|_\infty < 1 \quad (4.22)$$

Poiché $S(z) = 1$, si ha che $\|W_P(j\omega)S(j\omega)\|_\infty \geq |W_P(z)S(z)| = |W_P(z)|$. Ne consegue che il vincolo 4.22 diventa:

$$|W_P(z)| < 1 \quad (4.23)$$

Si consideri ora la seguente funzione peso

$$W_P(s) = \frac{s/M + \omega_B^*}{s + \omega_B^* A} \quad (4.24)$$

in cui viene specificata una banda minima di ω_B^* , un picco massimo di $|S(j\omega)|$ inferiore a M , e un offset nullo a regime inferiore a $A < 1$ (Figura 4.6).

Se l'impianto da controllare ha uno zero a parte reale positiva alla pulsazione $s = z$ allora il vincolo 4.23 può essere riscritto come

$$|W_P(s)| = \left| \frac{z/M + \omega_B^*}{z + \omega_B^* A} \right| < 1 \quad (4.25)$$

⁵In letteratura questo vincolo figura come *interpolant constraint* [26].

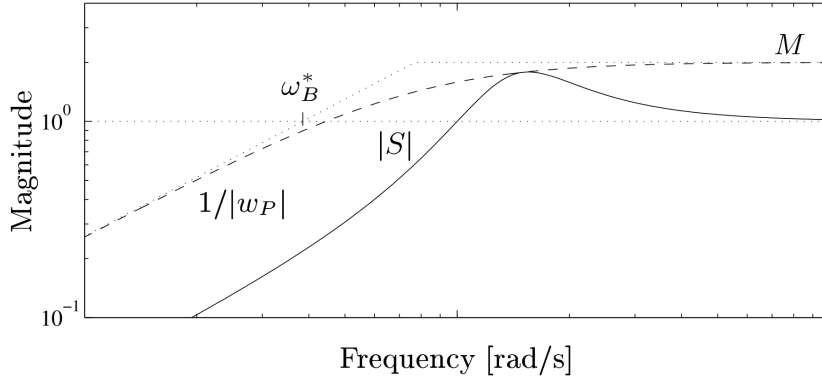


Figura 4.6: Diagramma di Bode del modulo della funzione di sensitività $S(s)$ e della shaping function $\frac{1}{W_P(s)}$.

Supponendo che z sia uno zero reale (positivo), si trova la seguente limitazione sulla banda di controllo

$$\omega_B^* < z \left(\frac{1 - 1/M}{1 - A} \right) \quad (4.26)$$

Se, ad esempio, si imponesse $A = 0$ ed $M = 2$, l'azione di controllo avrebbe una banda ristretta a $\omega_B^* < 0.5z$.

Per sistemi MIMO. Per i sistemi multivariabili, le limitazioni degli zeri a parte reale positiva sono molto simili a quelle che interessano i sistemi *SISO*, tuttavia non sono così problematiche poiché il loro effetto si fa sentire solo per particolari direzioni degli ingressi.

Si consideri il sistema con funzione di trasferimento d'anello $L = GK$ e con un singolo zero reale positivo in $s = z$, avente u_z come direzione dell'ingresso. Si definisca ora la matrice di pesi (*performance weight matrix*) W_P con la seguente struttura diagonale (si penalizza il controllo tra ingressi e uscite con diverso indice):

$$W_P(s) = \begin{bmatrix} W_{P,1}(s) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & W_{P,n}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s/M_1 + \omega_{B,1}^*}{s + \omega_{B,1}^* A_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \frac{s/M_n + \omega_{B,n}^*}{s + \omega_{B,n}^* A_n} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Si può dimostrare [26] che $\|W_P S\|_\infty < 1$ implica che

$$\sum_i^n |W_{P,i}(z)|^2 |u_{z,i}|^2 < 1$$

da cui, ponendo $A_i = 0$, si ricavano i seguenti vincoli di banda:

$$\omega_{B,i}^* < z \left(\frac{1}{u_{z,i}} - \frac{1}{M_i} \right) \quad (4.28)$$

Conclusioni. Alla luce di quanto spiegato, la Tabella 4.2 riporta gli zeri a parte reale positiva (*RHP zeros*) delle funzioni di trasferimento $G(s)$ dei modelli linearizzati associati alle 5 condizioni operative di interesse (Tabella 4.1).

	M_m [Nm]	n_e [rpm]	z_1 [rad/s]	z_2 [rad/s]
Configurazione n.1	600	1000	1.130	0.171
Configurazione n.2	600	1400	2.788	0.285
Configurazione n.3	900	1200	2.501	0.42
Configurazione n.4	1200	1000	0.154	–
Configurazione n.5	1200	1400	–	–

Tabella 4.2: *Elenco degli zeri a parte reale positiva per ogni configurazione operativa.*

Si osserva subito che non vi sono zeri complessi, quindi è possibile applicare le limitazioni descritte nel paragrafo precedente. La condizione operativa n.4 costituisce il caso peggiore, infatti presentando lo zero a pulsazione minore tra tutti gli altri, è quella da cui si possono trarre le limitazioni più stringenti sulla banda di controllo.

Le direzioni critiche di tale zero risultano

$$u_z = \begin{bmatrix} 0.9979 \\ 0.0651 \end{bmatrix} \quad y_z = \begin{bmatrix} -0.2912 \\ 0.9567 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Poiché gli ingressi manipolabili sono $u = [\delta w_{egr} \quad \delta w_{exh}]^T$, la direzione degli ingressi in cui agisce lo zero è quella che vede l'ingresso δw_{egr} molto più sollecitato di δw_{exh} .

Applicando i vincoli della 4.28 con $M_1 = M_2 = 2$, si trovano i seguenti vincoli di banda di controllo:

$$\omega_{B,1}^* < 0.154 \left(\frac{1}{0.9979} - \frac{1}{2} \right) \simeq 0.077 \text{rad/s} \quad (4.30)$$

$$\omega_{B,2}^* < 0.154 \left(\frac{1}{0.0651} - \frac{1}{2} \right) \simeq 2.28 \text{rad/s} \quad (4.31)$$

Si ricorda che è sempre possibile progettare sistemi di controllo con banda più estesa modificando le funzioni peso $W_{P,i}(s)$ oppure avendo la garanzia che vengano evitate le direzioni degli zeri.

4.5 Bilanciamento e metodi di riduzione dell'ordine

Sistemi complessi, dotati di un numero elevato di stati, possono essere molto difficili da gestire in fase di sviluppo del *design* di controllo. A tal proposito, in questa sezione vengono descritte le principali tecniche di riduzione dell'ordine di un sistema dinamico. Tali tecniche, permettono all'ingegnere del controllo, di mettere in evidenza quali sono le dinamiche dominanti delle variabili di uscita che devono essere controllate.

4.5.1 Realizzazione bilanciata di un sistema

Un sistema in forma minima si dice bilanciato se i *Gramiani* di controllabilità ed osservabilità sono uguali e diagonali [14]. Più in dettaglio, se (A, B, C, D) ⁶ è una realizzazione minima di un sistema asintoticamente stabile con funzione di trasferimento $G(s)$, allora (A, B, C, D) è detta bilanciata se le soluzioni delle equazioni di *Lyapunov*

$$AP + PA^T + BB^T = 0 \quad (4.32)$$

$$A^T Q + QA + C^T C = 0 \quad (4.33)$$

sono $P = Q = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n) \triangleq \Sigma$, in cui:

- $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n > 0$ sono chiamati valori singolari di *Hankel*.
- $P \triangleq \int_0^\infty e^{At} B B^T e^{A^T t} dt$ è il *Gramiano* di controllabilità.
- $Q \triangleq \int_0^\infty e^{A^T t} C^T C e^{At} dt$ è il *Gramiano* di osservabilità.

In una rappresentazione bilanciata ogni valore singolare di *Hankel*, σ_i , è associato allo stato x_i e fornisce una misura su quanto lo stato x_i influenza il comportamento *input-output* del sistema. L'operazione di bilanciamento produce quindi un sistema raggiungibile ed osservabile con gli stati ordinati per importanza. Molti metodi di riduzione dell'ordine del sistema si basano sull'eliminazione degli stati associati ai valori singolari meno importanti (quelli a minor energia, che sono «poco» raggiungibili e «poco» osservabili).

⁶Il sistema ha ordine n .

4.5.2 Balanced truncation method

Si consideri una realizzazione bilanciata (A, B, C, D) di $G(s)$ e la corrispondente matrice Σ dei valori singolari di *Hankel*. Allora il sistema può essere partizionato come segue

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 \end{bmatrix}, \Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 \\ 0 & \Sigma_2 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

in cui $\Sigma_1 = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_k)$, $\Sigma_2 = \text{diag}(\sigma_{k+1}, \dots, \sigma_n)$ e $\sigma_k > \sigma_{k+1}$.

Il modello di ordine ridotto k dato da (A_{11}, B_1, C_1, D) costituisce un troncamento bilanciato del sistema originario di ordine n .

Il sistema ridotto è stato quindi ottenuto dal sistema bilanciato di partenza attraverso l'eliminazione degli stati a minore energia, associati ai valori singolari di *Hankel* σ_i con $i = k + 1, \dots, n$.

4.5.3 Balanced residualization method

Se si considera il sistema partizionato 4.34, tale metodo consiste nell'annullare le derivate di tutti gli stati associati ai valori singolari di Σ_2 (in altre parole si considera esaurita la dinamica degli stati da eliminare). Il modello ridotto è semplicemente fornito dalla realizzazione (A_k, B_k, C_k, D_k) in cui:

$$\begin{cases} A_k = A_{11} - A_{12}A_{22}^{-1}A_{21} \\ B_k = B_1 - A_{12}A_{22}^{-1}B_2 \\ C_k = C_1 - C_2A_{22}^{-1}A_{21} \\ D_k = D - C_2A_{22}^{-1}B_2 \end{cases} \quad (4.35)$$

A differenza del precedente metodo di riduzione, la *balanced residualization* preserva il guadagno statico del sistema.

4.5.4 Optimal Hankel norm approximation

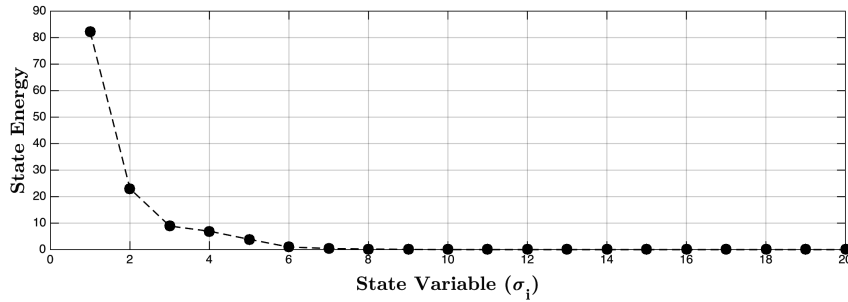
Si consideri un modello asintoticamente stabile descritto dalla funzione di trasferimento $G(s)$ di ordine n . Il metodo di *Hankel* permette di trovare il modello ridotto con funzione di trasferimento $G_h^k(s)$ di ordine k come risultato della minimizzazione della norma di *Hankel* dell'errore di approssimazione dato da $\|G(s) - G_h^k(s)\|_H$.

La norma di Hankel di una funzione di trasferimento asintoticamente stabile $E(s)$ è definita come

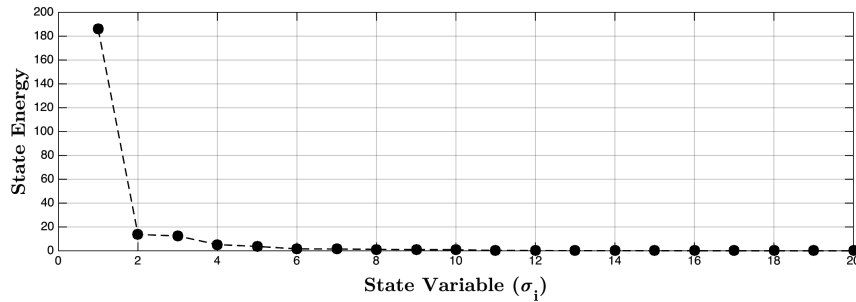
$$\|E(s)\|_H \triangleq \rho^{\frac{1}{2}}(PQ) \quad (4.36)$$

dove P e Q sono i *Gramiani* di $E(s)$. Per come è definita, la 4.36 coincide con il massimo valore di *Hankel* di $E(s)$.

In conclusione, il metodo di *Hankel* si basa sulla minimizzazione del valore singolare massimo $\bar{\sigma}(E)$ (cioè dell'effetto della dinamica a contenuto energetico maggiore) dell'errore di approssimazione. Questo metodo verrà preferito ai precedenti, in quanto, a parità di ordine di riduzione, fornisce il modello con migliore *fitting* in dinamica [15].



(a) Analisi dei valori singolari di *Hankel* per $G(s)$



(b) Analisi dei valori singolari di *Hankel* per $H(s)$

Figura 4.7: *Analisi dei valori singolari di Hankel del sistema ORC integrato*. Il sistema complessivo presenta 193 variabili di stato, tuttavia le figure mostrate riportano l'energia dei primi 20 stati significativi. Gli altri stati hanno un effetto irrilevante sulla dinamica delle variabili di uscita, $\Delta(\Delta T_{sh})$ e ΔT_{scr} .

4.5.5 Riduzione dell'ordine del processo

Il bilanciamento con la successiva analisi dei valori singolari di *Hankel* in riferimento alla realizzazione di stato dell'impianto *ORC* integrato con il motore *Diesel*, permette di conoscere qual è il numero minimo di stati capaci di descrivere la dinamica globale del sistema, una volta stabilito l'errore massimo di approssimazione. Questa informazione è molto importante ai fini della riduzione dell'ordine del sistema per la progettazione di componenti dinamici quali disaccoppiatori e compensatori (vedi capitolo successivo).

Il bilanciamento del modello linearizzato attorno alla condizione operativa a medio carico individuata da $M_m = 900\text{Nm}$ e $n_e = 1200\text{rpm}$ fornisce i valori singolari riportati in Figura 4.7. Se si eliminano tutti gli stati corrispondenti ai valori singolari di ampiezza inferiore a 0.5^7 , le matrici di trasferimento $G(s)$ e $H(s)$ subiscono una riduzione dell'ordine da 193 a soltanto 10. Allo stesso risultato si perviene analizzando i modelli linearizzati associati alle altre configurazioni operative (Tabella 4.1).

Ai fini modellistici sarebbe interessante conoscere quali siano gli stati del sistema originario (non bilanciato) che esercitano il maggior effetto sulla dinamica delle variabili di controllo, tuttavia, sebbene siano di numero invariato, gli stati del modello bilanciato non rappresentano gli stessi stati del modello iniziale. Infatti, ogni stato della realizzazione bilanciata è il risultato di una combinazione lineare degli stati del modello originale, perdendo così ogni connotazione fisica.

⁷Il valore singolare di *Hankel* σ_i rappresenta il valore dell'energia dello stato x_i .

4.6 Analisi dei disturbi

L'analisi dei disturbi che intervengono sull'impianto *ORC* è senza alcun dubbio fondamentale, proprio perché definiscono la configurazione operativa dell'unità di recupero *ORC*. Questa analisi terrà conto solo dei disturbi misurabili che agiscono sulle variabili di uscita, i cosiddetti *disturbi in linea di andata* (d) in riferimento allo schema generale di controllo di Figura 4.8. I disturbi legati al rumore di misura, che influenzerebbero la qualità della retroazione, dovranno essere trattati in riferimento ad un modello dell'impianto più dettagliato, che abbia integrato anche il sistema di misurazione delle variabili di interesse, ma questo aspetto esula dagli scopi di questa tesi.

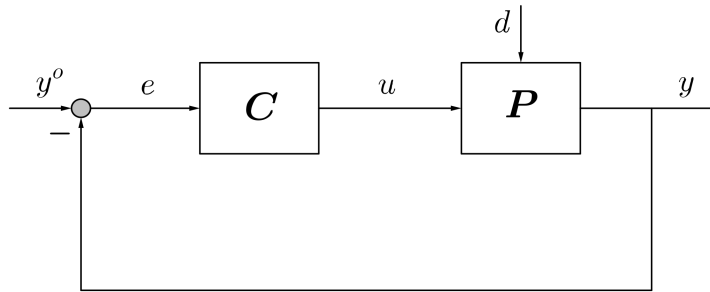


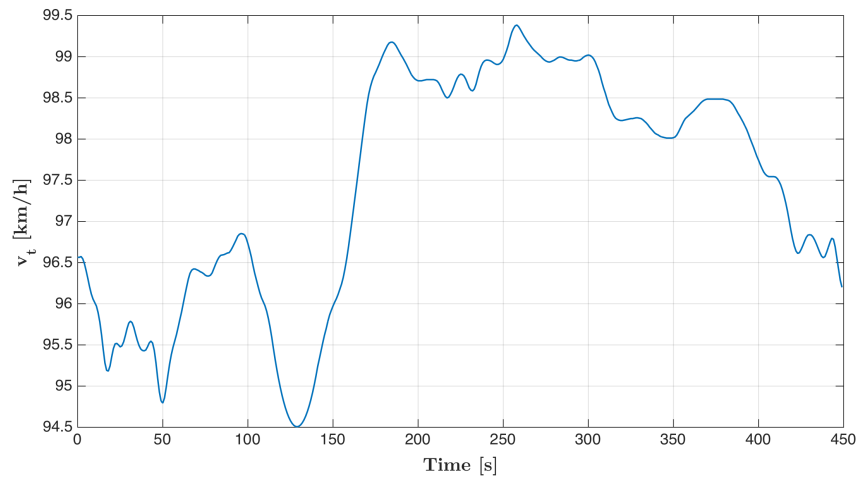
Figura 4.8: *Schema di controllo generale*. C è il controllore, mentre P è il sistema da controllare. La variabile d definisce le variabili esogene di disturbo che agiscono sul processo.

Come già affermato nei capitoli precedenti, le variabili di disturbo introdotte nella linearizzazione sono il numero di giri n_e e la coppia M_m del motore *Diesel*, che sono, a loro volta, ricavabili dal profilo di velocità tangenziale e dal bilancio di forze longitudinale del camion, nel quale vi è l'effetto dell'aliquota di potenza meccanica generata dalla turbina del ciclo *ORC*.

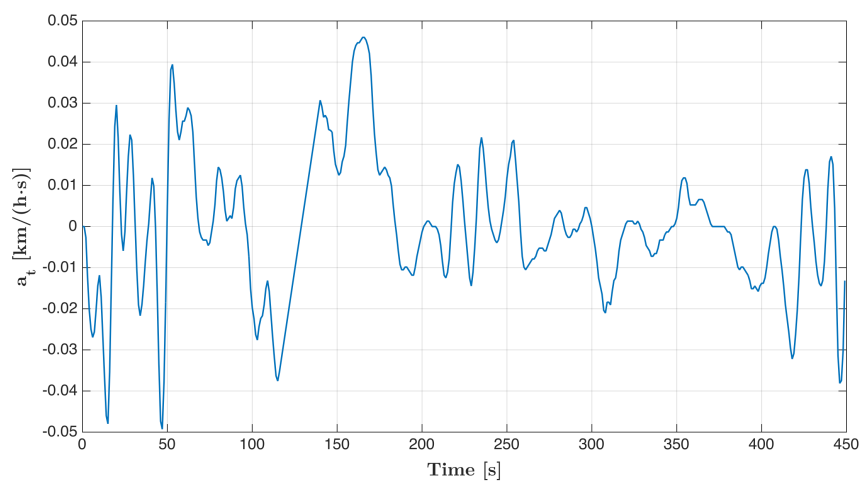
Il ciclo *ORC* integrato con il motore è stato testato con un profilo di velocità corrispondente ad un *ciclo standard* di guida, che non tiene conto delle fasi di avviamento del motore e delle fasi di frenatura; queste due condizioni, infatti, vedrebbero il ciclo *ORC* inattivo e lo studio del controllo in queste situazioni va oltre gli obiettivi di questa tesi.

La Figura 4.9 illustra i profili di velocità v_t e di accelerazione a_t del *ciclo standard* di riferimento. Gli andamenti di n_e e M_m sono riportati, invece, in Figura 4.10. Come è intuibile, tali andamenti preservano la forma della velocità e dell'accelerazione, infatti il numero di giri del motore è legato al profilo di velocità semplicemente da un fattore di scala e dal sistema non lineare di cambio di marcia (che in figura entra in gioco una sola volta nell'intervallo di tempo $[100, 200]$ s), mentre la coppia M_m non

viene influenzata rilevantemente ⁸ dall'effetto benefico del ciclo *ORC*.



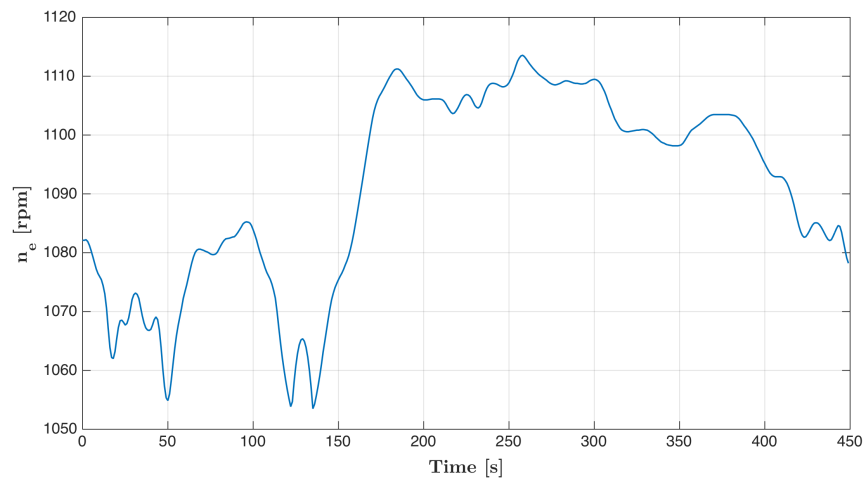
(a) Velocità tangenziale del veicolo.



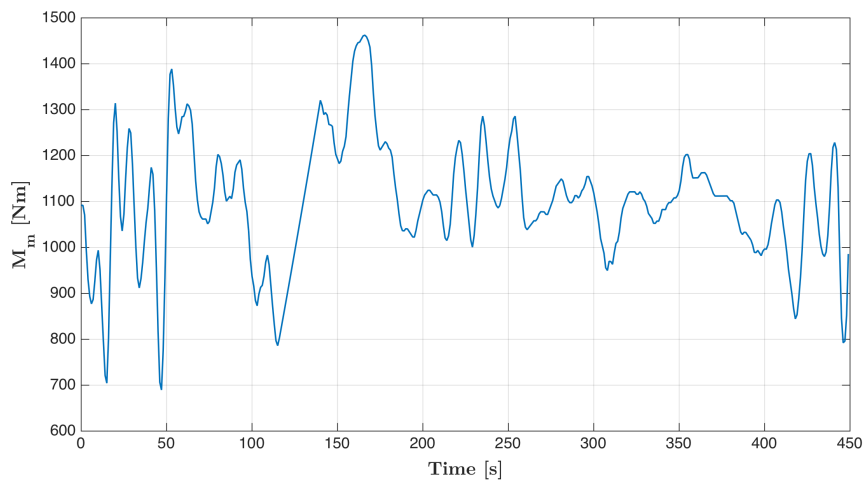
(b) Accelerazione tangenziale del veicolo.

Figura 4.9: *Andamenti temporali delle variabili di ingresso al modello del motore Diesel*. Si precisa che il profilo di accelerazione è stato ricavato da quello di velocità attraverso la formula alle differenze finite centrate.

⁸L'impianto di recupero di energia è dimensionato per recuperare il 5% della potenza sviluppata dal motore.



(a) Numero di giri del motore.



(b) Coppia netta del motore.

Figura 4.10: *Andamenti temporali delle variabili di disturbo del sistema ORC integrato con il motore Diesel.* Sono stati calcolati a seguito di una simulazione in anello chiuso con uno dei sistemi di controllo la cui progettazione è spiegata nei capitoli successivi.

4.6.1 Analisi armonica

La Figura 4.11 mostra gli spettri dei segnali di disturbo in riferimento ad un ciclo di guida *standard*. Si osserva immediatamente che il contenuto armonico della coppia è distribuito in un range di frequenze di ampiezza doppia rispetto a quello di n_e . Questo aspetto era prevedibile in virtù del fatto che la coppia dipende dalla velocità angolare dell'albero del motore che, a sua volta, è funzione della derivata nel tempo del numero di giri n_e .

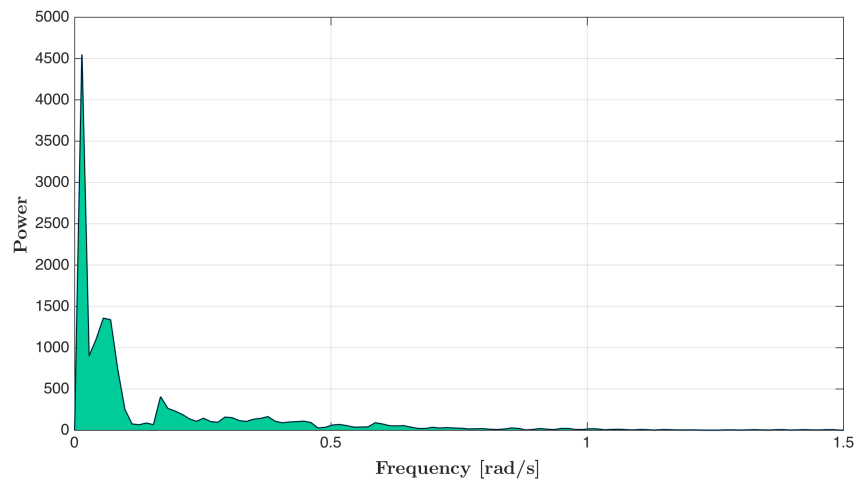
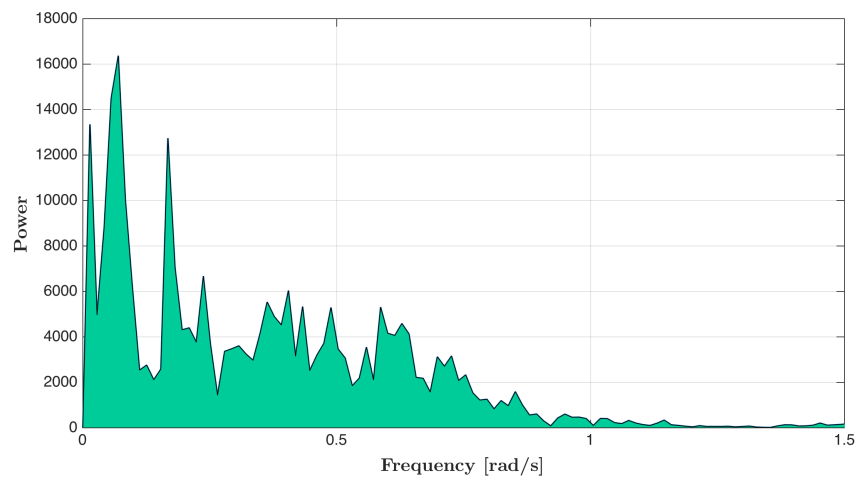
(a) Spettro di n_e .(b) Spettro di M_m .

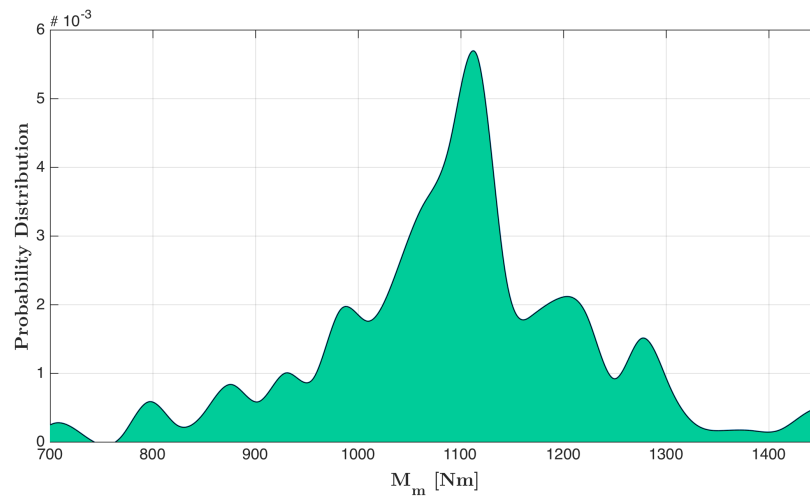
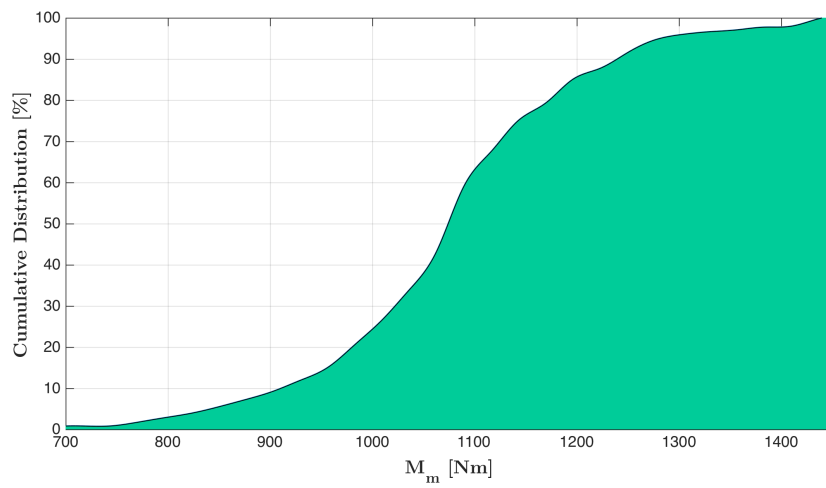
Figura 4.11: *Contenuto armonico di n_e e M_m* . I grafici mostrano solo l'ampiezza dello spettro; la relativa fase non è stata tenuta in considerazione, poiché l'obiettivo di questa analisi è solo quello di identificare la banda in frequenza in cui agiscono i disturbi. Gli spettri sono stati calcolati con l'algoritmo *FFT* in ambiente *Matlab* dopo aver depolarizzato le storie temporali di n_e e M_m (gli spettri mostrati non tengono conto della componente continua a frequenza nulla).

Il disturbo più veloce e quindi più critico ai fini del controllo è la coppia M_m , infatti l'ampiezza del suo spettro è rilevante fino a $\omega_{max} = 1\text{rad/s}$. Sfortunatamente, questa informazione risulta molto penalizzante per le *performance* del sistema di controllo in fase di reiezione dei disturbi: nel Paragrafo 4.4.2 riguardante l'analisi degli zeri a parte reale positiva, erano stati definiti dei limiti sulla banda di controllo che, alla luce di quanto appena scoperto da questa analisi armonica, risultano una decade inferiore alla frequenza massima ω_{max} (almeno per quanto riguarda l'anello di controllo che vede il grado di surriscaldamento ΔT_{sh} controllato con la portata w_{egr}). Questo significa che un qualsiasi sistema di controllo ad anello chiuso, senza alcuna azione in *feedforward* (*FF*) o predittiva, non potrà mai essere in grado di reiettare completamente l'azione di questi disturbi a causa degli effetti degli zeri *RHP*.

4.6.2 Analisi statistica

Da ultimo può essere utile effettuare un'analisi statistica per conoscere l'incidenza dei livelli di carico più critici durante il tempo di esercizio del ciclo di guida standard. In Figura 4.12 sono riportate la curva di distribuzione di probabilità (normalizzata ad area unitaria) e la funzione cumulativa associate alla variabile M_m . Il numero di giri n_e non presenta un caso statistico di particolare interesse, mantenendosi nell'intorno di 1100rpm.

Il 95% del tempo di esercizio presenta un valore di coppia inferiore a 1300Nm. Solo per il 5%, quindi, il camionista impone al motore coppie superiori a 1300Nm. Quando il ciclo *ORC* raggiunge condizioni di alto carico in poco tempo, ad esempio durante un'accelerazione o una salita improvvisa, il sistema di controllo potrebbe non fare in tempo ad imporre una portata di fluido organico sufficientemente grande da gestire il vincolo sulla decomposizione del fluido. Per questo motivo potrebbero essere necessarie delle strategie di sicurezza che preservano l'incolumità del fluido e quindi dell'impianto stesso. Nel caso in cui si decidesse, ad esempio, di bypassare la turbina in fase di pesante accelerazione, si perderebbe una parte del calore estraibile dai fumi di scarico, ma pur sempre in un periodo limitato al 5% del tempo operativo di riferimento.

(a) Distribuzione di probabilità di M_m normalizzata ad area unitaria.

(b) Funzione di ripartizione (o funzione cumulativa).

Figura 4.12: *Analisi statistica dell'andamento della coppia M_m .*

4.6.3 Conclusioni

Gli ultimi paragrafi hanno messo in luce due problematiche non trascurabili sulla gestione della variabile di disturbo M_m :

1. M_m agisce in una banda di una decade superiore alla pulsazione degli zeri a parte reale positiva, che limitano a loro volta la banda di controllo a valori inferiori.
2. M_m può essere così rapido che il sistema di controllo non riesca ad evitare la decomposizione del fluido.

Il sistema a fase non minima risulta indubbiamente molto difficile da controllare: nei successivi capitoli, particolare attenzione verrà posta sulla progettazione delle azioni in *feedforward*, che dovranno operare in sinergia con gli anelli di *feedback* per gestire al meglio la variabilità dei disturbi.

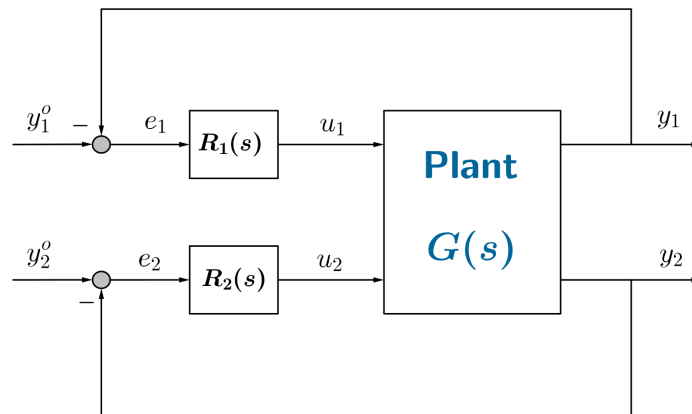
Capitolo 5

Controllo *PI* centralizzato

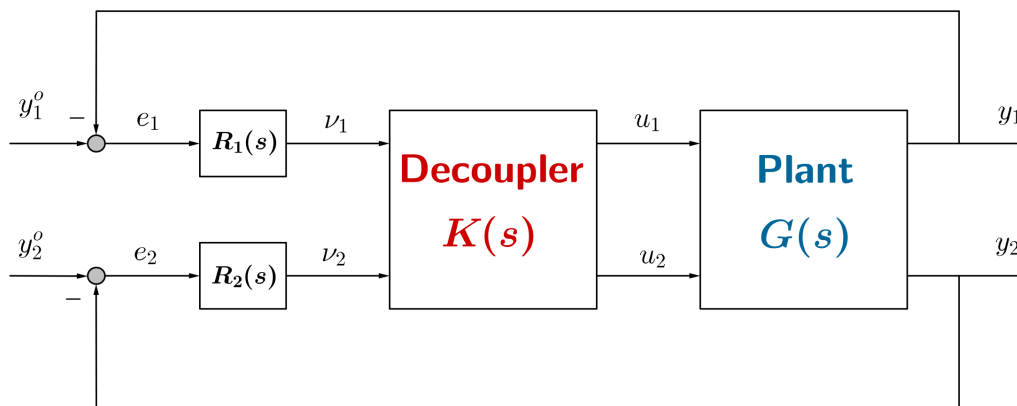
5.1 Introduzione

Nel capitolo precedente sono state ottenute importanti linee guida per il progetto di massima del sistema di controllo:

1. l'equazione della portata ridotta (Paragrafo 3.5.4) ha permesso di conoscere il massimo valore della portata di fluido organico gestibile dalla pompa nel rispetto degli obiettivi del controllo, informazione senz'altro utile ai fini della progettazione dei blocchi di saturazione.
2. l'analisi delle interazioni *I/O* (Paragrafo 4.3.3) ha consentito di affermare che un controllo decentralizzato (Figura 5.1a) non costituisce la scelta migliore per un sistema così fortemente interagente.
3. l'analisi dei valori singolari (Paragrafo 4.3.2) ha posto un limite superiore, seppur indicativo, relativamente alla banda di controllo. Entro tale limite, infatti, il guadagno del sistema risulta moderatamente affetto dalla direzionalità degli ingressi.
4. lo studio degli zeri a parte reale positiva (Paragrafo 4.4.2) ha introdotto ulteriori vincoli alla banda di controllo. Tali limitazioni, tuttavia, possono essere superate evitando la "direzione" di azione di tali zeri.
5. da ultimo, l'analisi armonica delle variabili di disturbo (Paragrafo 4.6.1) ha fatto emergere un'amara evidenza: il contenuto armonico della coppia M_m si concentra in una banda di frequenze di circa una decade più ampia dei limiti superiori imposti alla banda di controllo. Questo aspetto ha attirato l'attenzione sulla necessità di azioni in *feedforward* per la compensazione del disturbo.



(a) Controllo decentralizzato.



(b) Controllo centralizzato.

Figura 5.1: *Schemi di controllo.*

Nel presente capitolo verrà illustrata la procedura di progettazione di sistemi di controllo *Proporzionali-Integrali (PI)*:

- dapprima si provvederà al progetto di un disaccoppiatore per attenuare le interazioni tra ingressi ed uscite.
- in base alla tipologia del disaccoppiatore si procederà con la taratura dei controllori *PI*.
- infine, si progetterà il sistema di compensazione del disturbo.
- a conclusione della fase progettuale verrà mostrato lo schema di controllo complessivo in ambiente *Dymola*, con i relativi risultati di simulazione.

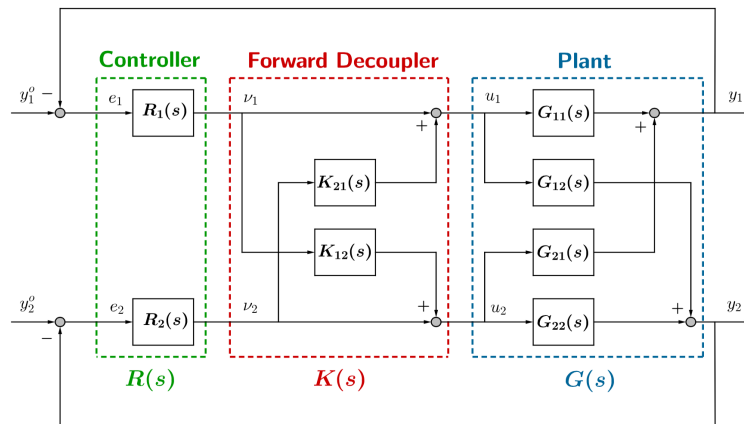
5.2 Progetto del disaccoppiatore

L'idea di base del disaccoppiatore è rendere la matrice di trasferimento del processo “più diagonale” possibile nei campi di frequenza di interesse. Analiticamente, siano $G(s)$ e $K(s)$ rispettivamente le matrici di trasferimento del processo e del disaccoppiatore, allora $K(s)$ deve essere scelta in maniera tale che

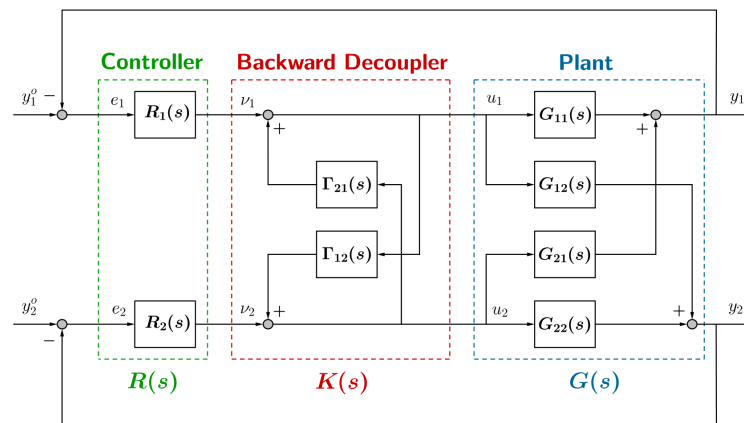
$$G_d(j\omega) \triangleq G(j\omega)K(j\omega) \quad (5.1)$$

sia diagonale per ogni ω di interesse. In questo modo è possibile progettare *loop* di controllo indipendenti sulla base delle singole funzioni di trasferimento poste sulla diagonale di G_d .

Per un sistema *MIMO* 2×2 , come riportato in [3], è possibile progettare il disaccoppiatore $K(s)$ secondo le architetture illustrate in Figura 5.2.



(a) Disaccoppiatore “in avanti” (*forward decoupling*).



(b) Disaccoppiatore “all’indietro” (*backward decoupling*).

Figura 5.2: *Classiche architetture di sistemi disaccoppianti.*

5.2.1 Forward Decoupling

Sia $G(s)$ la matrice di trasferimento del processo *MIMO* 2×2 . Si supponga, inoltre, che $G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}$ sia razionale ed asintoticamente stabile.

Sia quindi

$$K(s) = \begin{bmatrix} K_{11}(s) & K_{12}(s) \\ K_{21}(s) & K_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

la generica matrice di trasferimento del disaccoppiatore.

Affinché sia verificata l'equazione 5.1, la matrice

$$G_d(s) = G(s)K(s) = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{11}(s) & \tilde{G}_{12}(s) \\ \tilde{G}_{21}(s) & \tilde{G}_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

deve risultare diagonale. Questo implica richiedere che gli elementi sull'antidiagonale di G_d , rispettivamente \tilde{G}_{12} e \tilde{G}_{21} vengano annullati, cioè

$$\tilde{G}_{12}(s) = G_{11}(s)K_{12}(s) + G_{12}(s)K_{22}(s) = 0 \quad (5.4)$$

$$\tilde{G}_{21}(s) = G_{21}(s)K_{11}(s) + G_{22}(s)K_{21}(s) = 0 \quad (5.5)$$

Poiché si tratta di un sistema con 2 equazioni nelle 4 incognite K_{ij} , esso ammette infinite soluzioni. Tra queste, la scelta più utilizzata, è la seguente

$$K_{11}(s) = K_{22}(s) = 1 \quad (5.6)$$

$$K_{12}(s) = -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \quad (5.7)$$

$$K_{21}(s) = -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} \quad (5.8)$$

la cui architettura è mostrata in Figura 5.2a. In questo caso, i controllori $R_1(s)$ e $R_2(s)$ dovranno essere progettati in riferimento alla matrice diagonale

$$G_d(s) = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{11}(s) & 0 \\ 0 & \tilde{G}_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} - \frac{G_{12}G_{21}}{G_{22}} & 0 \\ 0 & G_{22} - \frac{G_{21}G_{12}}{G_{11}} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

5.2.2 Backward Decoupling

Si considerino le medesime ipotesi introdotte per il *forward decoupling*. Inoltre, in riferimento allo schema di Figura 5.2b, si supponga che il disaccoppiatore sia descritto dalla legge

$$u(s) = \Gamma(s)u(s) + v(s) \quad (5.10)$$

in cui la matrice $\Gamma(s)$ deve essere opportunamente scelta.

Dall'espressione 5.10 è possibile calcolare la funzione di trasferimento del disaccoppiatore come

$$\frac{u(s)}{v(s)} = K(s) = (1 - \Gamma(s))^{-1} \quad (5.11)$$

che, pre-moltiplicata per la matrice di trasferimento del processo $G(s)$ e ricordando che $G_d(s) = G(s)K(s)$, fornisce

$$\Gamma(s) = G_d^{-1}(s) (G_d(s) - G(s)) \quad (5.12)$$

Se, ora, si impone

$$G_d(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

si ottiene la soluzione

$$\Gamma(s) = \begin{bmatrix} 0 & \Gamma_{12}(s) \\ \Gamma_{21}(s) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \\ -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

che non richiede il calcolo diretto di $K(s)$.

Due sono i vantaggi di questa struttura disaccoppiante rispetto alla precedente:

1. I regolatori R_1 e R_2 vengono rispettivamente progettati sulle originarie funzioni di trasferimento del processo, G_{11} e G_{22} .
2. I blocchi associati a Γ_{12} e Γ_{21} sono alimentati direttamente dalle variabili di controllo u_1 e u_2 , che possono essere opportunamente saturate.

5.2.3 Problematiche dei disaccoppiatori

Le tecniche di disaccoppiamento precedentemente illustrate soffrono di molteplici problematiche:

- si è sempre fatto riferimento ad una matrice di trasferimento del processo, associata quindi ad una particolare condizione di equilibrio dell'impianto. Tuttavia, un disaccoppiatore con "buone" prestazioni nell'intorno di una condizione operativa, potrebbe rendere molto complicato il controllo della dinamica del sistema in altre condizioni.
- se la funzione di trasferimento dell'impianto è di ordine elevato, lo sarà anche quella del disaccoppiatore $K(s)$. Tuttavia, nella pratica può risultare difficile, se non impossibile, implementare disaccoppiatori troppo complessi. Per questo, è opportuno ridurre l'ordine del disaccoppiatore, oppure, calcolare $K(s)$ a partire dalla matrice $G(s)$ di ordine ridotto del processo.
- la presenza di zeri a parte reale positiva nelle singole funzioni di trasferimento di $G(s)$ rende instabile $K(s)$, a meno che non si usi il fattore a fase minima.

5.2.4 Primo tentativo: disaccoppiatore statico

Per ovviare al problema degli zeri a parte reale positiva potrebbe convenire progettare un disaccoppiatore statico. La scelta più comune nella pratica è il progetto di disaccoppiatori statici a regime, basati sulla matrice dei guadagni statici del processo. Questi disaccoppiatori garantiscono un disaccoppiamento perfetto a transitorio esaurito, ma potrebbero acuire l'interazione I/O in dinamica con conseguente degrado delle performance di controllo. Una possibile alternativa è calcolare K sulla base di un'approssimazione reale della matrice $G(s)$ valutata alla pulsazione di interesse, tipicamente alla banda di controllo ω_c [12, 19]. Il lettore interessato può fare riferimento all'Appendice C in merito ai cosiddetti disaccoppiatori commutativi. Nel presente paragrafo, tuttavia, si tratterà esclusivamente del disaccoppiamento a regime.

Si consideri la matrice dei guadagni statici dell'impianto in riferimento al modello linearizzato Lin_900_1200 ¹

$$G(0) = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -117.52 & -100.54 \\ -43.01 & -64.12 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

allora il disaccoppiatore a regime, in *feedforward*, è dato da

$$K = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{g_{12}}{g_{11}} \\ -\frac{g_{21}}{g_{22}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1.856 \\ -0.671 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Per valutare l'efficacia di K si può sfruttare l'analisi della *DRGA* in riferimento alla nuova funzione di trasferimento del processo $\tilde{G}(s) = KG(s)$, la quale risulterà diagonale a regime. La Figura 5.3a mostra i parametri λ_{11} e λ_{12} della *DRGA*: per frequenze $\omega < 0.005\text{rad/s}$ l'elemento λ_{11} è perfettamente unitario a testimonianza di un disaccoppiamento perfetto tra ingressi ed uscite a basse frequenze. Tuttavia, lo stesso disaccoppiatore, applicato a sistemi linearizzati differenti amplifica l'interazione I/O ; infatti, per condizioni di basso ed alto carico, l'elemento λ_{11} della *DRGA* assume valori molto maggiori di 1 per frequenze maggiori di 0.02rad/s , come si può constatare dalle Figure 5.3b e 5.3c.

Di conseguenza, il disaccoppiatore 5.16 potrebbe non essere una scelta appropriata se si desidera evitare dei conflitti tra gli anelli di controllo *PI*, specie in corrispondenza della banda di controllo.

Sfortunatamente, anche il disaccoppiatore statico progettato con l'algoritmo *ALLIGN* proposto da *Edmunds* e *Kouvaritakis* [12], non fornisce risultati apprezzabili.

¹Tale modello linearizzato identifica la condizione operativa più comune dell'impianto (condizione nominale del processo).

In conclusione, per raggiungere esiti migliori è opportuno prendere in considerazione il progetto di un disaccoppiatore dinamico.

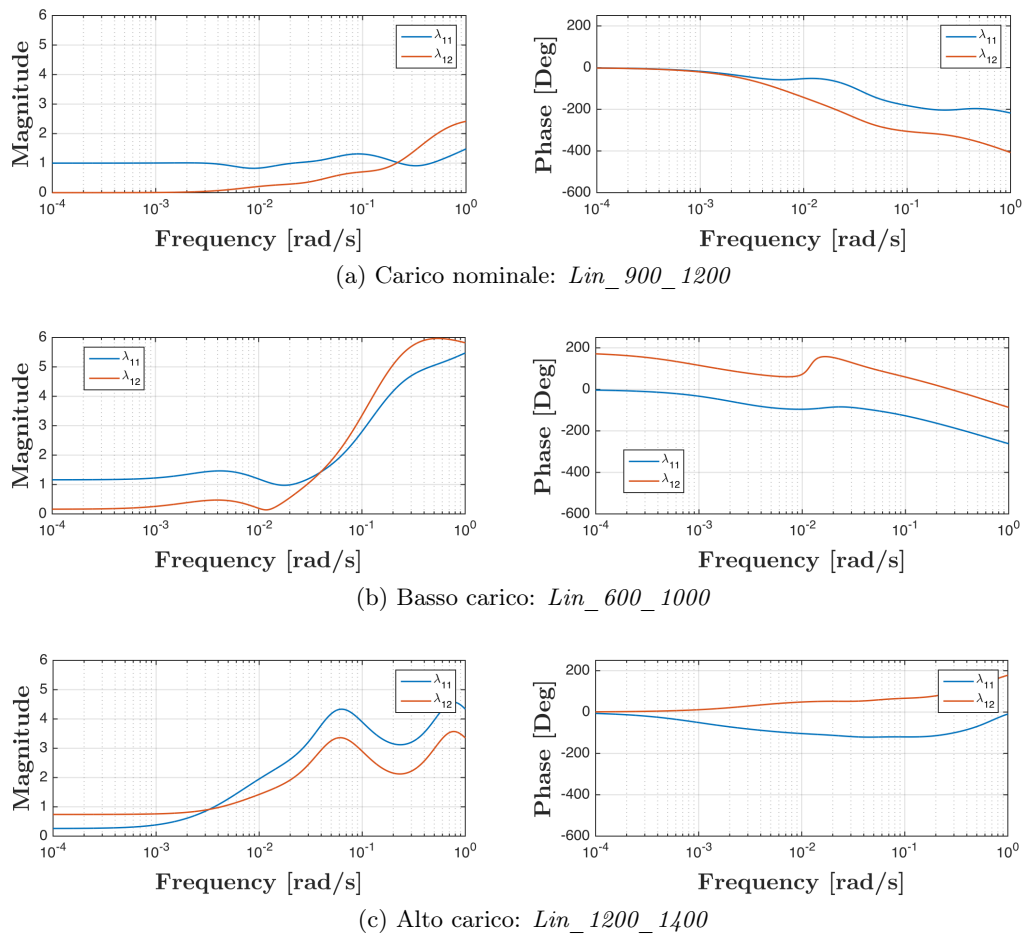


Figura 5.3: Analisi della DRGA in riferimento ai sistemi linearizzati Lin_900_1200 , Lin_600_1000 , Lin_1200_1400 in serie al disaccoppiatore statico a regime K .

5.2.5 Secondo tentativo: disaccoppiatore dinamico

Il progetto di un disaccoppiatore dinamico necessita di maggior accorgimenti rispetto a quello statico proprio perché il modello linearizzato di riferimento, sempre *Lin_900_1200*, presenta zeri a parte reale positiva. Un altro problema è costituito dall'ordine del disaccoppiatore, infatti non è possibile realizzare disaccoppiatori di ordine eccessivamente elevato.

In questo paragrafo viene proposto un disaccoppiatore in configurazione *backward* con funzioni di trasferimento $\Gamma_{12}(s)$ e $\Gamma_{21}(s)$ di ordine 2. Il progetto ha richiesto le seguenti quattro fasi:

1. Come primo passo, è stato ridotto l'ordine del sistema bilanciato fino a 15^2 , mediante *Optimal Hankel Method*.
2. La matrice $G(s)$ così ottenuta è stata scomposta nelle singole funzioni di trasferimento $G_{ij}(s)$, le quali sono state impiegate per calcolare le matrici $\Gamma_{12}(s)$ e $\Gamma_{21}(s)$.
3. Poiché le singole funzioni di trasferimento G_{ij} (asintoticamente stabili) contengono degli zeri a parte reale positiva, le matrici Γ_{12} e Γ_{21} ottenute risultano instabili. Per aggirare il problema dell'instabilità, i poli instabili sono stati rimossi e sostituiti con poli stabili agenti alla stessa pulsazione dei precedenti: questa scelta comporta un degrado delle prestazioni del disaccoppiatore in termini di perdita di fase, che tuttavia è localizzata solo per frequenze maggiori della banda di controllo³.
4. Infine le funzioni di trasferimento Γ_{12} e Γ_{21} , diventate asintoticamente stabili, sono state ridotte all'ordine 2 sempre applicando il metodo di riduzione di *Hankel*:

$$\Gamma_{12}(s) = 0.2926 \frac{(s + 26.84)(s - 0.114)}{(s + 2.777)(s + 0.4921)} \quad (5.17)$$

$$\Gamma_{21}(s) = 0.1529 \frac{(s + 0.108)(s - 0.028)}{(s + 0.054)(s + 0.016)} \quad (5.18)$$

Per quantificare la bontà del disaccoppiatore, la Figura 5.4 mostra gli elementi della *DRGA* in riferimento agli stessi sistemi linearizzati impiegati nel caso di disaccoppiatore statico. Dall'analisi di λ_{11} si può constatare come il nuovo disaccoppiatore

²Nel capitolo 4 si era mostrato che il processo risultava ben approssimato con un modello di ordine 10. Per avere un'ulteriore garanzia nella buona riuscita del progetto del disaccoppiatore si è fatto uso di un modello ridotto di ordine superiore, pari a 15.

³Poiché la banda di controllo non può essere scelta maggiore della pulsazione degli zeri a parte reale positiva del sistema, il sistema di controllo non risente del degrado in frequenza del disaccoppiatore.

agisca con efficacia in serie ai sistemi Lin_900_1200 e Lin_600_1000 , mentre presenta povere performance per condizioni di alto carico del motore (Lin_1200_1400): risultati sicuramente migliori rispetto al semplice disaccoppiamento statico.

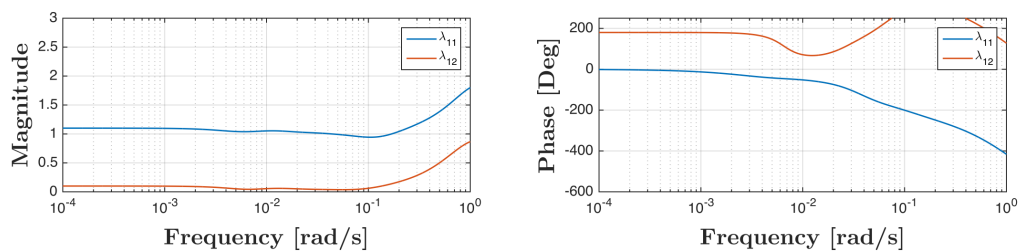
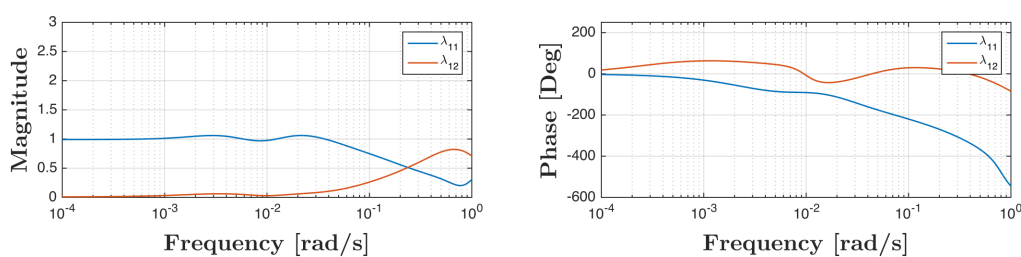
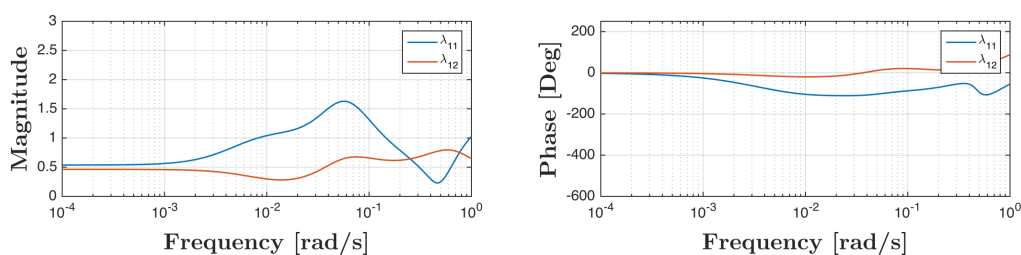
(a) Carico nominale: Lin_900_1200 (b) Basso carico: Lin_600_1000 (c) Alto carico: Lin_1200_1400

Figura 5.4: Analisi delle DRGA in riferimento ai sistemi linearizzati Lin_900_1200 , Lin_600_1000 , Lin_1200_1400 in serie al disaccoppiatore dinamico definito dalle matrici $\Gamma_{12}(s)$ e $\Gamma_{21}(s)$.

5.3 Sintesi dei controllori PI

Con l'intenzione di introdurre nel sistema di controllo il disaccoppiatore dinamico in *backward configuration* precedentemente calcolato, il progetto dei controllori $R_1(s)$ e $R_2(s)$, in riferimento allo schema 5.2b, dovrà basarsi delle funzioni di trasferimento poste sulla diagonale di $G(s)$ (Paragrafo 5.2.2). In dettaglio:

1. **Loop di controllo 1** \rightarrow controllo della variazione del grado di surriscaldamento $\Delta(\Delta T_{sh})$ attraverso il controllore di portata R_1 progettato sulla funzione di trasferimento $G_{11}(s) = \frac{\Delta(\Delta T_{sh})}{\delta w_{EGR}}$.
2. **Loop di controllo 1** \rightarrow controllo della variazione della temperatura dei fumi di scarico ΔT_{scr} attraverso il controllore di portata R_2 progettato sulla funzione di trasferimento $G_{22}(s) = \frac{\Delta T_{scr}}{\delta w_{EXH}}$.

Poiché il sistema da controllare è a fase non minima, potrebbe essere svantaggioso l'impiego di controllori *PID* (*Proporzionali Integrali Derivativi*), anche in previsione di eventuali rumori di misura. Per questo motivo è stata preferita la scelta di controllori *PI* (*Proporzionali Integrali*) con funzioni di trasferimento

$$R_k(s) = K_{p,k} + \frac{K_{i,k}}{s} = K_{p,k} \left(1 + \frac{1}{sT_{i,k}} \right) \quad k = 1, 2 \quad (5.19)$$

i cui parametri di progetto, $K_{p,k}$ e $T_{i,k}$, sono rispettivamente il coefficiente dell'azione proporzionale e la costante di tempo integrale del regolatore.

Il successivo paragrafo sarà dedicato alla taratura dei controllori R_1 e R_2 in riferimento al sistema linearizzato *Lin_900_1200*.

5.3.1 Tuning

La taratura dei controllori 5.19 è stata affidata all'algorithmo di *auto-tuning*⁴ integrato nel *control system toolbox* di *Matlab*, una volta definiti i seguenti vincoli sulle *funzioni di trasferimento d'anello* $L_k(s) = R_k(s)G_{kk}(s)$:

- per quanto riguarda l'anello di controllo 1 è stata scelta una banda di $\omega_{c,1} = 0.06 \text{ rad/s}$ e un margine di fase $\psi_{m,1} = 60^\circ$. Come si può notare, la banda $\omega_{c,1}$ è stata scelta prossima al limite imposto dall'analisi degli zeri a parte reale positiva (Paragrafo 4.4.2), mentre $\psi_{m,1}$ è stato designato con la consapevolezza che un suo valore superiore avrebbe rallentato significativamente la risposta del sistema ad anello chiuso.
- per quanto riguarda l'anello di controllo 2 è stata scelta una banda di $\omega_{c,2} = 0.07 \text{ rad/s}$ e un margine di fase $\psi_{m,2} = 75^\circ$.

⁴<http://it.mathworks.com/help/slcontrol/automatic-pid-tuning.htm>

La scelta dell'ampiezza di banda del secondo *loop* non è casuale. L'analisi degli zeri del sistema aveva imposto un limite superiore a $\omega_{c,2}$, pari a 2.28rad/s ; tuttavia, poiché l'azione di disaccoppiamento in frequenza, svolta dal disaccoppiatore dinamico, risente moderatamente dell'effetto delle non linearità del sistema, è preferibile che entrambi gli anelli di controllo abbiano bande molto vicine così da evitare il caso in cui un *loop* veloce generi disturbi a frequenze che l'altro *loop* non sarebbe in grado di reiettare.

I parametri dei regolatori ottenuti sono riportati in Tabella 5.1.

	K_p	T_i [s]	ω_c [rad/s]	ψ_m	T_t [s]	u_{min} [kg/s]	u_{max} [kg/s]
$R_1(s)$	-0.027	24.85	0.06	60°	16.67	0.02	0.15
$R_2(s)$	-0.279	34.64	0.07	75°	14.29	0.02	0.15

Tabella 5.1: Parametri dei controllori PI.

Per tali regolatori PI è stata proposta un'architettura con *antiwindup* in *backcalculation* opportunamente pesato attraverso la costante di tempo di inseguimento $T_{t,k}$. Lo schema di realizzazione è mostrato in Figura 5.5.

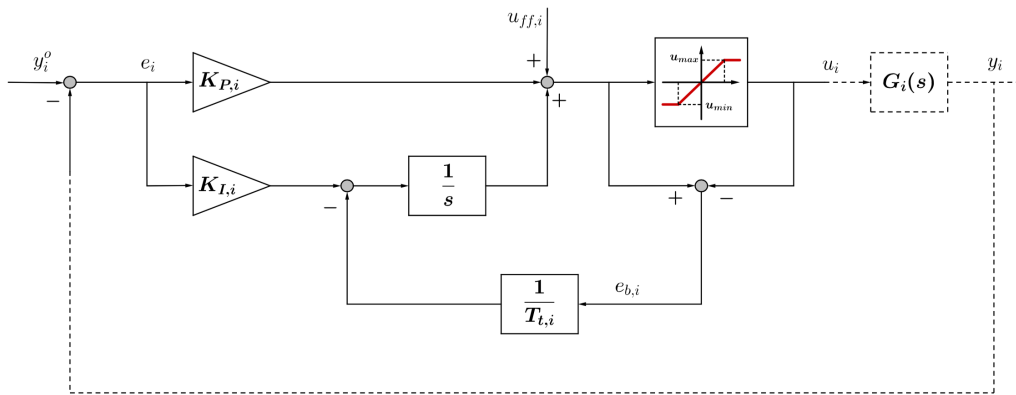


Figura 5.5: Schema di desaturazione in backcalculation per controllori PI.

La costante di tempo di inseguimento ha un impatto decisivo sulle performance del sistema di controllo quando si attiva il meccanismo di *antiwindup*. $T_{t,k}$ stabilisce quanto velocemente il termine integrale deve essere resettato⁵. Una regola generale per i controllori PID consiste nello scegliere un valore compreso tra le costanti di tempo integrale e derivativa, ad esempio $T_t = \sqrt{T_i T_d}$, come viene proposto da Åström e Hagglund [1]. Tuttavia, poiché nel caso in esame non vi sono azioni derivate

⁵Piccoli valori di $T_{t,k}$ determinano un *reset* veloce dell'azione integrale.

trattandosi di un controllo *PI*, $T_{t,k}$ è stata scelta pari alla costante di tempo del sistema ad anello chiuso, cioè $T_{t,k} = \frac{1}{\omega_{c,k}}$.

Da ultimo, per quanto riguarda la scelta delle saturazioni sulle variabili di controllo, si è fatto riferimento al Paragrafo 3.5.4. Le portate, rispettivamente sul lato *EGR* ed *EXH*, sono state limitate superiormente al valore 0.15kg/s, ed inferiormente a 0.02kg/s. Il limite inferiore è stato imposto per due motivi:

1. evitare fenomeni di portata inversa.
2. fare in modo che negli evaporatori sia sempre garantito un valore minimo di portata.

5.3.2 Analisi delle funzioni di sensitività e robustezza

Per ogni anello di controllo *SISO* è possibile studiare i diagrammi di *Bode* di un particolare *set* di funzioni di trasferimento, che descrivono la dinamica, e quindi le performance, del sistema ad anello chiuso. In riferimento allo schema di controllo di Figura 5.6, le funzioni di trasferimento di interesse sono date da:

- Funzione di trasferimento d'anello: $L(s) = G(s)R(s)$
- Funzione di sensitività: $S(s) = (1 + L(s))^{-1}$
- Funzione di sensitività complementare: $T(s) = L(s) (1 + L(s))^{-1}$

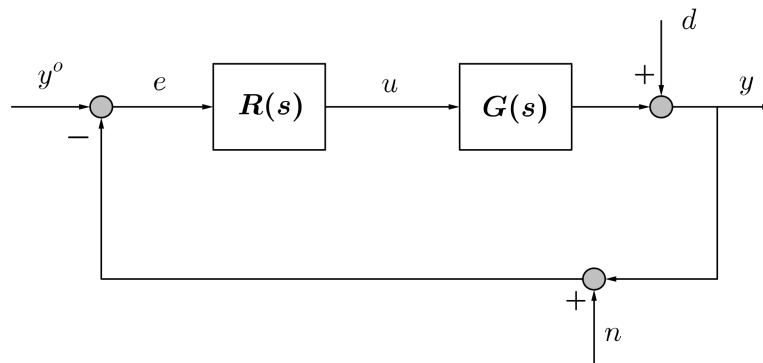


Figura 5.6: Schema di controllo generale.

La funzione di sensitività complementare, $T(s)$, rappresenta sia la funzione di trasferimento dal riferimento r all'uscita y sia la funzione di trasferimento dal disturbo n all'uscita y . Analogamente, la funzione di sensitività $S(s)$ costituisce la funzione di trasferimento tra il disturbo d e l'uscita y , ma anche la risposta dell'errore di

inseguimento e al riferimento r . Analiticamente:

$$T(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = -\frac{y(s)}{n(s)} \quad (5.20)$$

$$S(s) = \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{e(s)}{r(s)} \quad (5.21)$$

Dalla definizione di $S(s)$ e $T(s)$ si ricava che

$$S(s) + T(s) = 1 \quad (5.22)$$

per questo motivo $T(s)$ è associato all'aggettivo "complementare". L'equazione 5.22 è molto importante perché descrive un limite sulle performance raggiungibili dal sistema di controllo. Oltre al requisito di stabilità, di seguito sono riportate le altre proprietà che il sistema di controllo deve possedere:

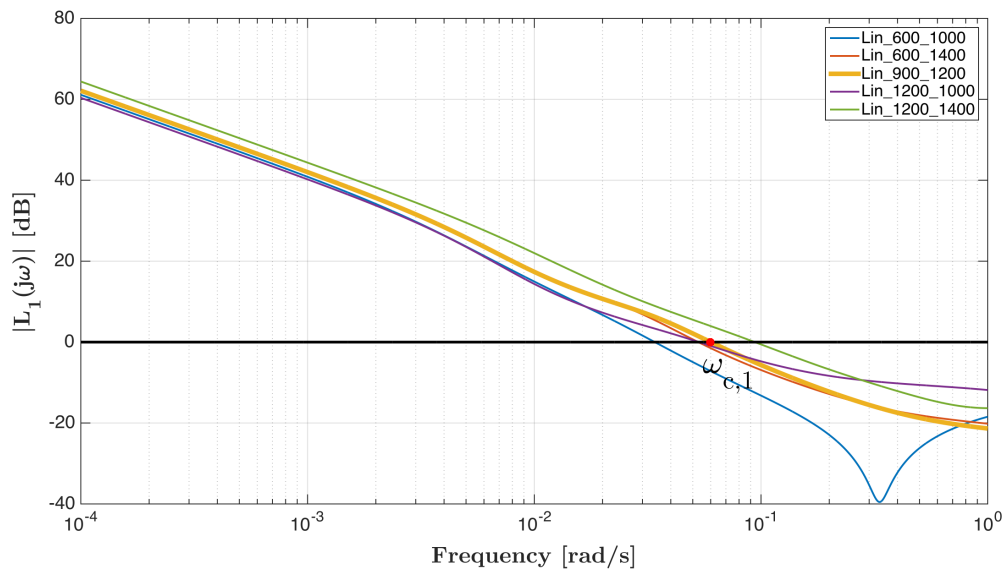
1. Inseguimento del riferimento (*set-point tracking*): affinché l'uscita del sistema inseguia il riferimento si desidera avere $T(j\omega) \simeq 1$ e $S(j\omega) \simeq 0$. Per raggiungere questo obiettivo la funzione di trasferimento d'anello deve avere $|L(j\omega)| = |G(j\omega)R(j\omega)| \gg 1$ per le pulsazioni ω di interesse.
2. Reiezione dei disturbi (*disturbance rejection*): per una buona reiezione dei disturbi si richiede che $S(j\omega) \simeq 0$. Questo requisito viene raggiunto facendo sì che $|L(j\omega)| \gg 1$ nel range di frequenze in cui agiscono i disturbi.
3. Attenuazione del rumore di misura (*sensor noise attenuation*): in questo caso si desidera che l'effetto del rumore di misura sia reso più piccolo possibile sulle uscite del sistema. Per ottenere questo è necessario mantenere $|T(j\omega)|$ più piccolo possibile in corrispondenza del range di frequenze in cui il rumore è concentrato; questa specifica richiede che $|L(j\omega)|$ sia piccolo in corrispondenza del range di frequenze di interesse.
4. Minimizzazione dell'azione di controllo (*control sensitivity minimization*): è bene mantenere le variabili di controllo poco sollecitate al fine di evitare saturazioni ed usura degli attuatori. Per questo fine, si desidera mantenere il modulo della *funzione di sensitività del controllo*, definita come $R(s)(1+L(s))^{-1}$, più piccolo possibile o perlomeno limitato. Analiticamente, si desidera

$$\frac{R(j\omega)}{1+L(j\omega)} = \frac{T(j\omega)}{G(j\omega)} \simeq 0 \quad (5.23)$$

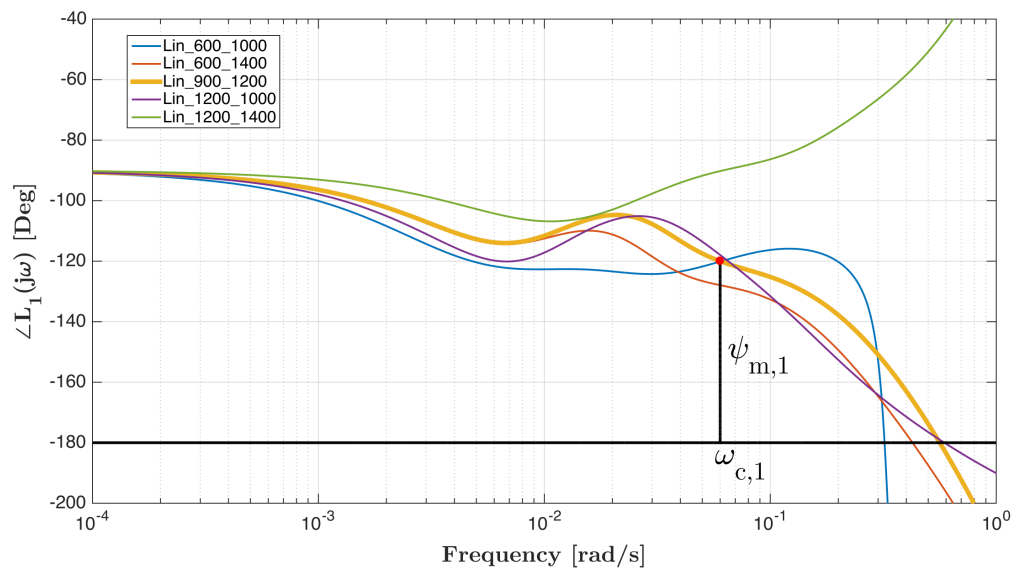
che si traduce nel mantenere basso il modulo della funzione di sensitività complementare.

Alla luce del *design* dei controllori *PI*, le Figure 5.7, 5.8, 5.9 e 5.10 mostrano i diagrammi di *Bode* delle funzioni di trasferimento $L(s)$, $S(s)$ e $T(s)$ associate ai

due anelli di controllo di portata in riferimento al modello linearizzato di interesse *Lin_900_1200*. Inoltre, per valutare la robustezza del sistema a fronte delle non linearità del sistema, sono state riportate anche le funzioni di trasferimento che si avrebbero con gli altri modelli linearizzati mantenendo invariati i parametri dei controllori.

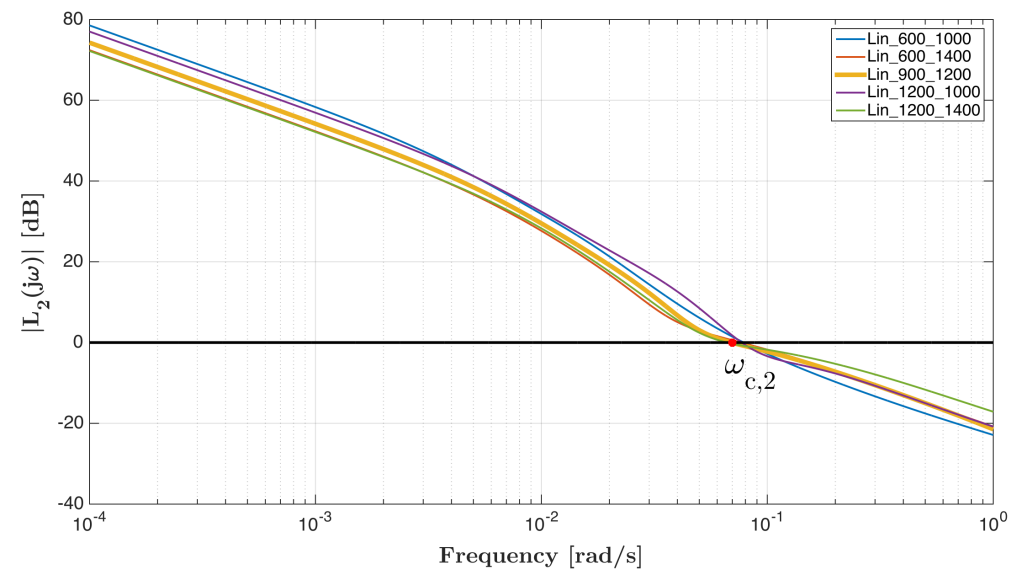
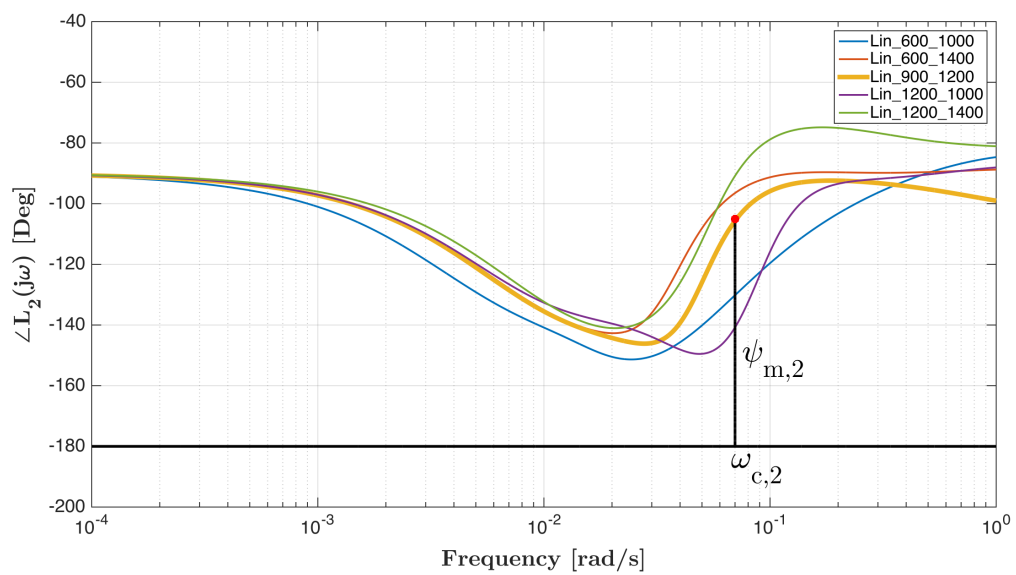


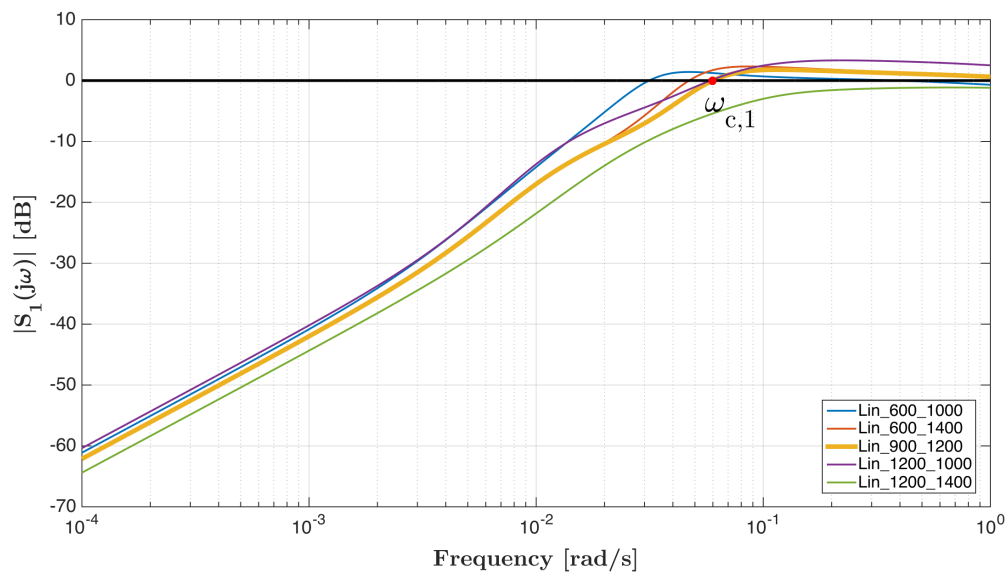
(a) Modulo di $L_1(j\omega)$.



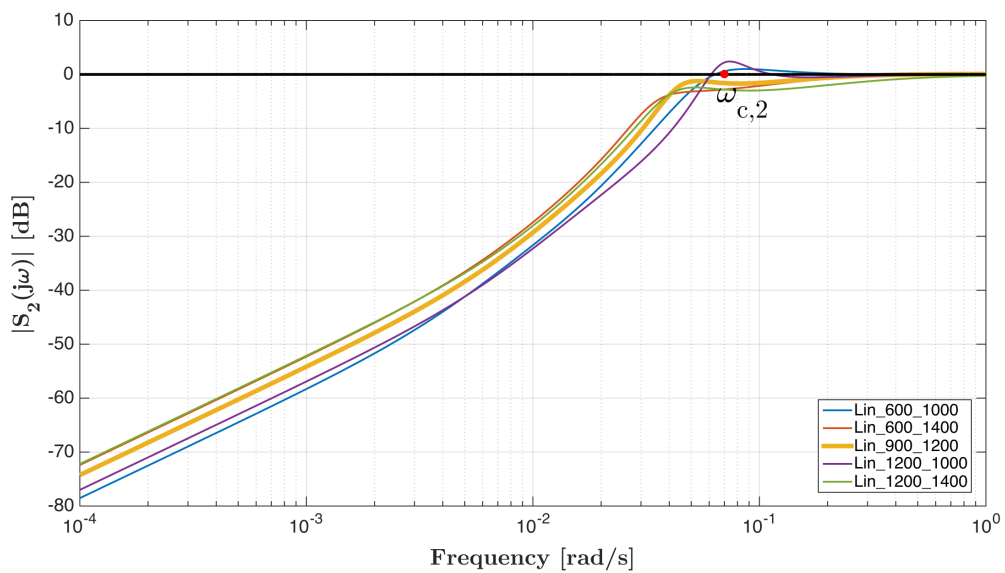
(b) Fase di $L_1(j\omega)$.

Figura 5.7: Diagrammi di Bode della funzione d'anello $L_1(j\omega) = R_1(j\omega)G_1(j\omega)$.

(a) Modulo di $L_2(j\omega)$.(b) Fase di $L_2(j\omega)$.Figura 5.8: Diagrammi di Bode della funzione d'anello $L_2(j\omega) = R_2(j\omega)G_2(j\omega)$.



(a) Modulo di $S_1(j\omega)$.



(b) Modulo di $S_2(j\omega)$.

Figura 5.9: Diagrammi di Bode del modulo delle funzioni di trasferimento di sensitività $S_k(j\omega)$.

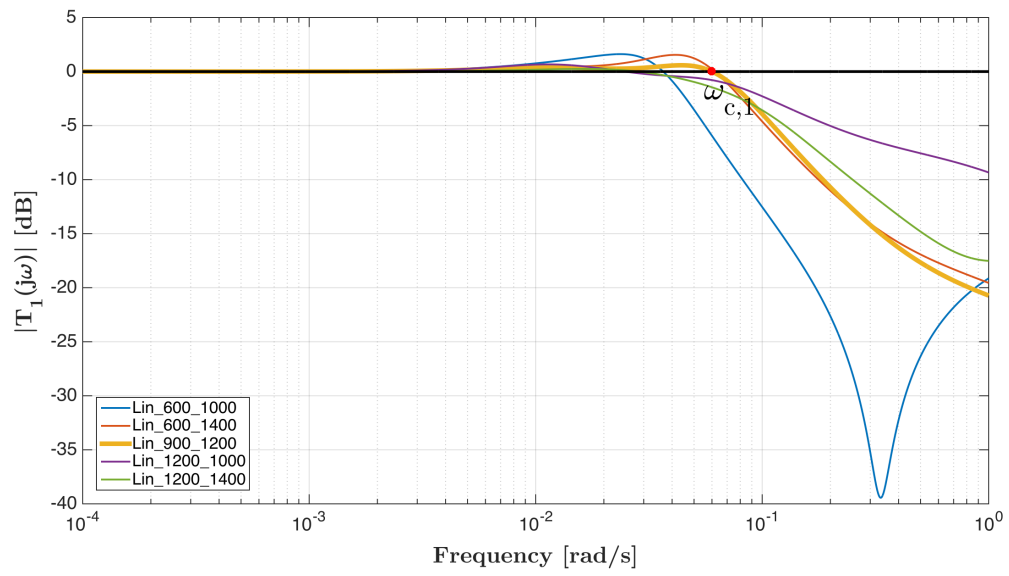
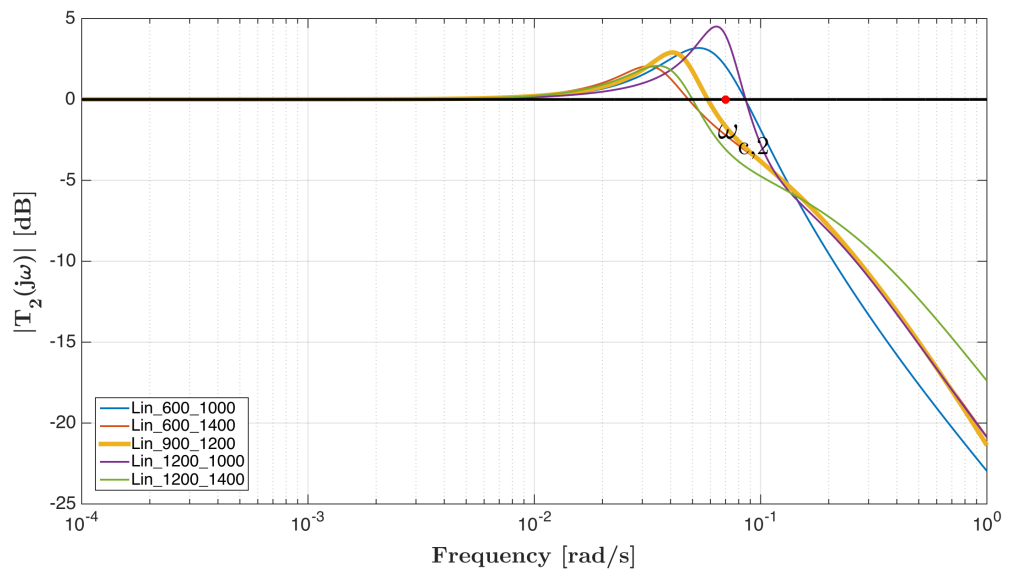
(a) Modulo di $T_1(j\omega)$.(b) Modulo di $T_2(j\omega)$.

Figura 5.10: Diagrammi di Bode del modulo delle funzioni di trasferimento di sensitività complementare $T_k(j\omega)$.

	$\omega_{c,1}$ [rad/s]	$\omega_{c,2}$ [rad/s]	$\psi_{m,1}$	$\psi_{m,2}$
<i>Lin_600_1000</i>	0.034	0.078	55.8°	53.9°
<i>Lin_600_1400</i>	0.053	0.077	53.0°	85.5°
<i>Lin_900_1200</i>	0.06	0.07	60.0°	75.0°
<i>Lin_1200_1000</i>	0.053	0.077	65.0°	45.1°
<i>Lin_1200_1400</i>	0.094	0.066	93.1°	86.1°

Tabella 5.2: Bande di controllo e margini di fase calcolati sulla base dei 5 modelli linearizzati di riferimento mantenendo invariati i parametri dei controllori PI.

Dall'analisi delle funzioni di trasferimento d'anello, $L_k(s)$, è possibile ottenere i valori delle bande di controllo e dei margini di fase per entrambi gli anelli di controllo. Tali valori sono riportati in Tabella 5.2. Si osserva immediatamente che al variare del punto di equilibrio del sistema, la banda dell'anello che controlla ΔT_{scr} resta sempre molto vicina a quella di progetto. La stessa proprietà non si verifica, tuttavia, per il primo anello; infatti, per bassi carichi del motore la banda di controllo si riduce, cioè l'azione di controllo risulta sempre più pigra. Addirittura, per coppia e numero di giri del motore molto bassi, la banda si riduce del 50% rispetto al valore di progetto. Per alti carichi, invece, il loop di controllo su $\Delta(\Delta T_{sh})$ agisce più velocemente.

Fortunatamente, per quanto riguarda l'analisi del margine di fase si osserva che non scende mai al di sotto di 45°. Questo è senza alcun dubbio un aspetto positivo: la principale problematica del controllo di un sistema così fortemente non lineare era proprio quella di non riuscire ad ottenere un controllo sufficientemente robusto da gestire tutte le condizioni operative.

Infine, è interessante interpretare le funzioni di trasferimento di sensitività $S_k(s)$. La banda di controllo determina il confine tra il campo di frequenze in cui è impossibile reiettare i disturbi e quello dove il *feedback* è efficace. S_1 a differenza di S_2 presenta, per $\omega \in [\omega_{c,1}, 1\text{rad/s}]$, un modulo di ampiezza massima pari a 1.75dB, questo significa che il disturbo agisce sull'uscita con un'amplificazione del 20%. Poichè il contenuto armonico della coppia M_m si distribuisce fino ad un 1rad/s, il primo anello di controllo avrà delle difficoltà nel reiettare le componenti armoniche del disturbo ad alte frequenze.

5.4 Compensazione dei disturbi

Un'analisi preliminare dei disturbi misurabili, rispettivamente coppia M_m e numero dei giri n_e del motore, era stata effettuata nel capitolo 4, e si era conclusa con la necessità di un'azione in *feedforward* sulle variabili di controllo, che intervenisse tempestivamente nella compensazione di tali disturbi. Nella presente sezione verrà affrontata la procedura di *design* del sistema di compensazione dei disturbi agenti sul ciclo *ORC*.

Lo schema generale di riferimento è quello di Figura 5.11, in cui:

- $G(s)$ ed $H(s)$ sono le matrici di trasferimento 4.6 e 4.7.
- d è il vettore dei disturbi misurabili ed opportunamente normalizzati, cioè $d = \begin{bmatrix} \delta M_m & \delta n_e \end{bmatrix}^T$.
- u ed y sono i consueti vettori delle variabili di controllo $d = \begin{bmatrix} \delta w_{EGR} & \delta w_{EXH} \end{bmatrix}^T$ e di uscita $y = \begin{bmatrix} \Delta(\Delta T_{sh}) & \Delta T_{scr} \end{bmatrix}^T$.
- $C(s)$ è la generica matrice di trasferimento del sistema compensante.

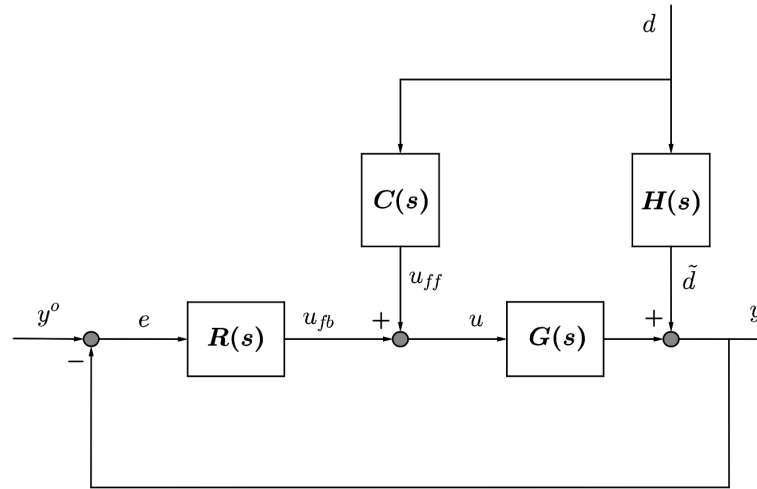


Figura 5.11: *Schema di controllo per la compensazione del disturbo.*

La matrice di trasferimento tra d e l'uscita del sistema y è data da

$$\frac{y(s)}{d(s)} = [H(s) + G(s)C(s)][1 + L(s)]^{-1} \quad (5.24)$$

ove $L(s) = G(s)R(s)$ è la matrice di trasferimento d'anello. Affinché l'effetto del disturbo sia attenuato il più possibile è necessario che la 5.24 sia nulla in corrispondenza dello spettro di azione del disturbo.

Nel caso in esame, un compensatore statico (a regime) non risulta la scelta più appropriata, infatti il *feedback* non è particolarmente efficace in corrispondenza di buona parte della banda di frequenze in cui agisce il disturbo (oltre la banda di controllo).

Il compensatore ideale (a tutte le frequenze) si ottiene imponendo che la 5.24 sia nulla, che significa imporre

$$C(s) = -G^{-1}(s)H(s) \quad (5.25)$$

che non dipende dalla funzione d'anello $L(s)$, a testimonianza del fatto che il progetto del compensatore è condotto in anello aperto. In altre parole, il progetto del regolatore in retroazione e del compensatore in anello aperto sono disaccoppiati, cioè indipendenti l'uno dall'altro.

Il risultato dell'espressione 5.25 non è tuttavia direttamente utilizzabile se le singole funzioni di trasferimento di $G(s)$ possiedono zeri a parte reale positiva o ritardi (infatti $C(s)$ risulterebbe instabile o con azione predittiva). Inoltre, il compensatore derivante da questa formula potrebbe essere di ordine eccessivamente elevato. Con gli stessi accorgimenti presi per il progetto del disaccoppiatore, è stato possibile ricavare un modello di stato di ordine 3 per il compensatore C . Tale modello è individuato dal set di matrici (A_c , B_c , C_c , D_c) seguenti:

$$A_c = \begin{bmatrix} -0.0138 & 0.0735 & 0.0053 \\ 0.0579 & -1.5512 & -0.4951 \\ -0.0240 & 0.2220 & -0.0480 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

$$B_c = \begin{bmatrix} -0.1116 & -0.1899 \\ -0.881 & 1.3923 \\ -0.2139 & -0.0811 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

$$C_c = \begin{bmatrix} 0.1842 & -1.4678 & -0.1106 \\ -0.120 & -0.7486 & -0.2002 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$D_c = \begin{bmatrix} 0.1814 & 0.5281 \\ 0.6200 & 1.8051 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

5.5 Schema di controllo

In Figura 5.12 è riportato lo schema di controllo *PI* sviluppato in ambiente *Dymola*, mentre la Figura 5.13 illustra l'architettura del disaccoppiatore e dei controllori *PI*. Si nota che le funzioni di trasferimento del secondo ordine progettate per il disaccoppiatore, rispettivamente $\Gamma_{12}(s)$ e $\Gamma_{21}(s)$, sono state descritte da modelli di stato⁶, mentre i blocchi associati ai *PI* presentano 2 ingressi: l'errore di inseguimento e la differenza tra ingresso ed uscita del rispettivo blocco di saturazione.

La Figura 5.14 riporta il meccanismo di normalizzazione delle variabili di controllo e di uscita, che è resa necessaria dal fatto che i controllori sono progettati sulla base di funzioni di trasferimento tra variabili normalizzate. La normalizzazione è stata possibile grazie all'utilizzo delle mappe dei *set-point* ricavate nel Capitolo 3. Tali mappe sono state trasformate in opportune tabelle *2D* che, per ogni configurazione del carico del motore (n_e, M_m) , forniscono i valori delle variabili di controllo, $w_{EGR,eq}$ e $w_{EXH,eq}$, e delle variabili di uscita, $\Delta T_{sh,eq}$ e $T_{scr,eq}$.

Poiché i valori $w_{EGR,eq}$, $w_{EXH,eq}$, $\Delta T_{sh,eq}$ e $T_{scr,eq}$ non sono i veri valori di equilibrio del sistema⁷, la loro introduzione produce nuove non linearità nel sistema ad anello chiuso. Fortunatamente, il sistema di controllo è così robusto da gestirle con successo, come sarà possibile apprezzarlo dai risultati delle simulazioni.

Un aspetto finora trascurato risulta la presenza di filtri del primo ordine sulla misura dei disturbi n_e ed M_m , con costante di tempo T . Poiché la dinamica dei disturbi è molto più veloce del tempo di reazione degli anelli di controllo, risulta evidente che i valori in uscita dalle tabelle *2D* si modificano altrettanto rapidamente, con il conseguente degrado della capacità di inseguimento dei riferimenti⁸. Per questo motivo, l'introduzione di un'opportuna azione filtrante sulla misura dei disturbi produce due effetti benefici:

1. facilità di inseguimento di riferimenti che sono dotati di una dinamica più lenta rispetto al caso in cui il filtro non ci fosse.
2. moderazione del livello di aggressività dei controllori.

Per una più chiara interpretazione dello schema *Dymola*, in Figura 5.15 viene mostrato lo schema a blocchi del sistema di controllo *PI*, in cui:

- la matrice di trasferimento $R(s)$ descrive le dinamiche dei due regolatori *PI*.

⁶Diversamente dall'ambiente *Simulink*, in *Dymola* non vi è la possibilità di inserire espressioni nel dominio di *Laplace*

⁷Il sistema reale non evolverà mai in condizioni quasi-statiche, e neppure lungo una sequenza di equilibri che massimizzano la potenza meccanica estratta dalla turbina.

⁸Ogni riferimento è a tutti gli effetti una variabile esogena del sistema; quindi, se il riferimento presenta uno spettro più ampio della banda di controllo, il sistema ad anello chiuso non riuscirà mai ad inseguirlo completamente. Per questo motivo è necessaria l'introduzione di un filtro passa-basso che attenui le componenti ad alta frequenza che il feedback non riuscirebbe mai ad inseguire.

- la matrice di trasferimento $D(s)$ è esemplificativa della dinamica del disaccoppiatore ⁹.
- la matrice di trasferimento $F(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+sT} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+sT} \end{bmatrix}$ definisce l'azione filtrante sulle misure dei disturbi n_e e M_m .
- la matrice di trasferimento $C(s)$ delinea l'azione compensante del disturbo.
- i blocchi $\tilde{\Sigma}_1 = \begin{bmatrix} w_{EGR,eq} & 0 \\ 0 & w_{EGR,eq} \end{bmatrix}$ e $\tilde{\Sigma}_2 = \begin{bmatrix} 1/n_e^* & 0 \\ 0 & 1/M_m^* \end{bmatrix}$ definiscono rispettivamente la denormalizzazione delle variabili di controllo e la normalizzazione delle variabili di disturbo.

Tutte le grandezze contrassegnate dal pedice “*eq*” sono calcolate attraverso le tabelle 2D precedentemente descritte, che prendono in ingresso i valori filtrati delle misure delle grandezze di disturbo, rispettivamente n_e^* e M_m^* . Si osserva, inoltre, come i contributi del regolatore e del compensatore, sommandosi, producano le variabili di controllo normalizzate, $\delta w_{EGR} = \delta w_{EGR,fb} + \delta w_{EGR,ff}$ e $\delta w_{EXH} = \delta w_{EXH,fb} + \delta w_{EXH,ff}$, che vengono, a loro volta, normalizzate attraverso le grandezze fittizie $w_{EGR,eq}$ e $w_{EXH,eq}$.

⁹Il disaccoppiatore progettato è in configurazione *backward*, non visibile in Figura 5.15.

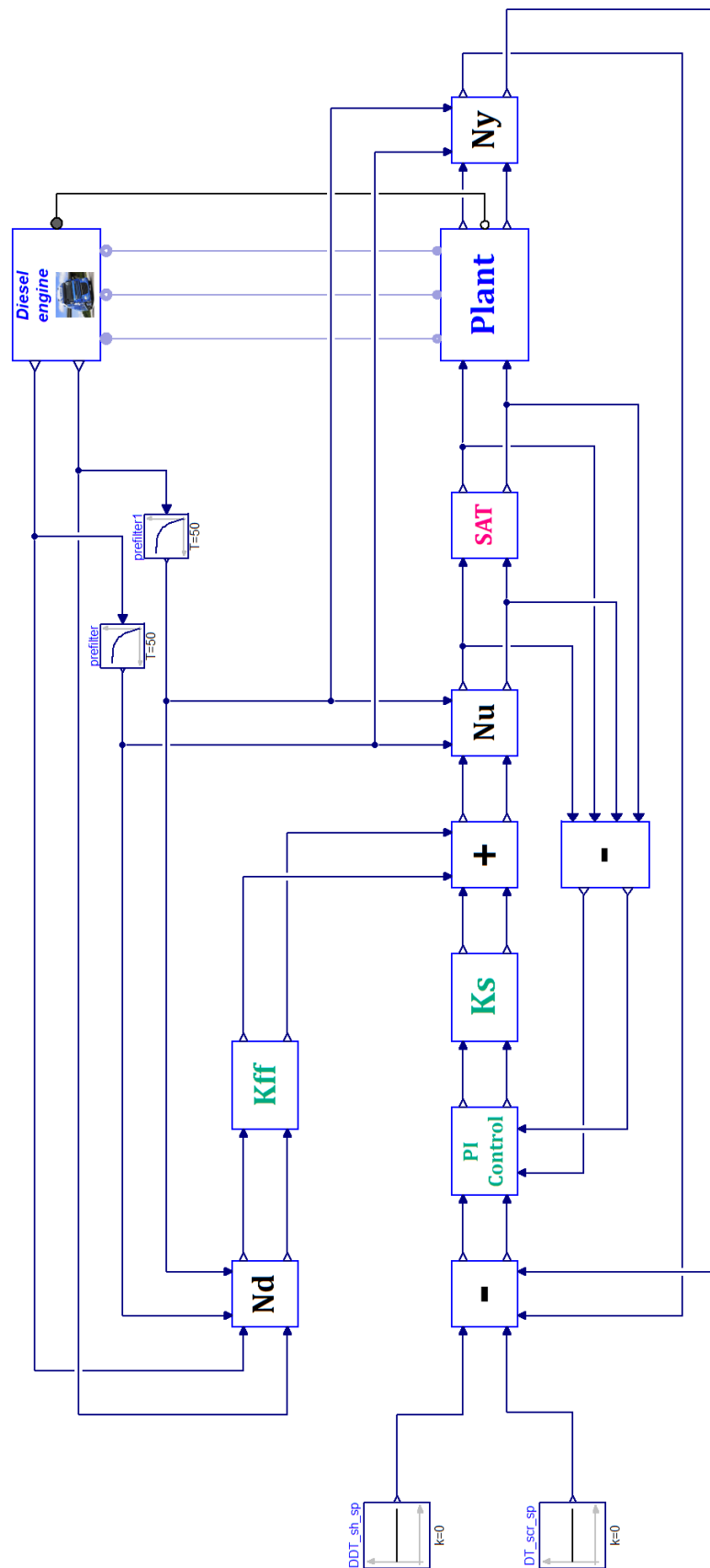


Figura 5.12: (*PI_scheme_simpleFF_T50 - Dymola*). Schema di controllo PI.

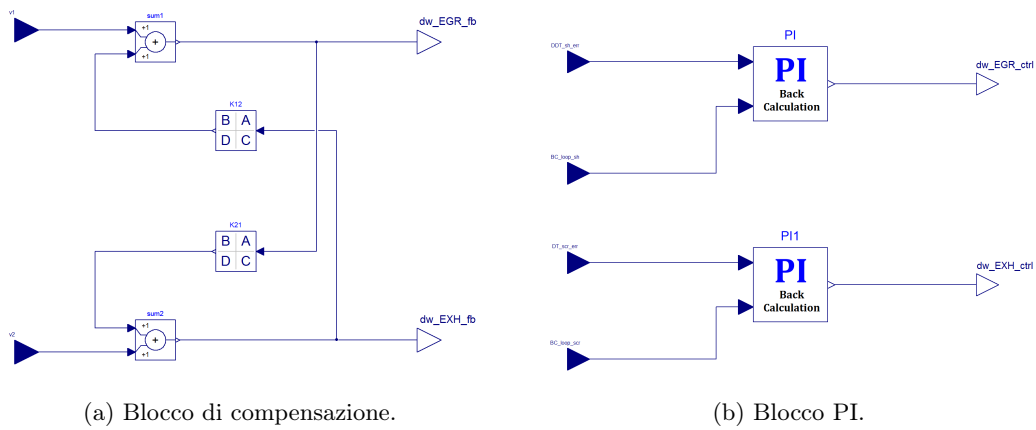


Figura 5.13: Blocchi di compensazione del disturbo e di controllo PI.

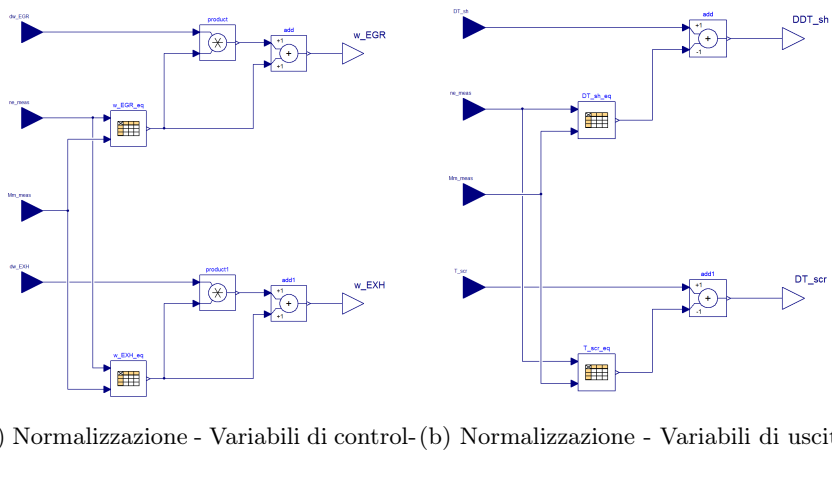


Figura 5.14: Schema di normalizzazione delle variabili di controllo e di uscita.

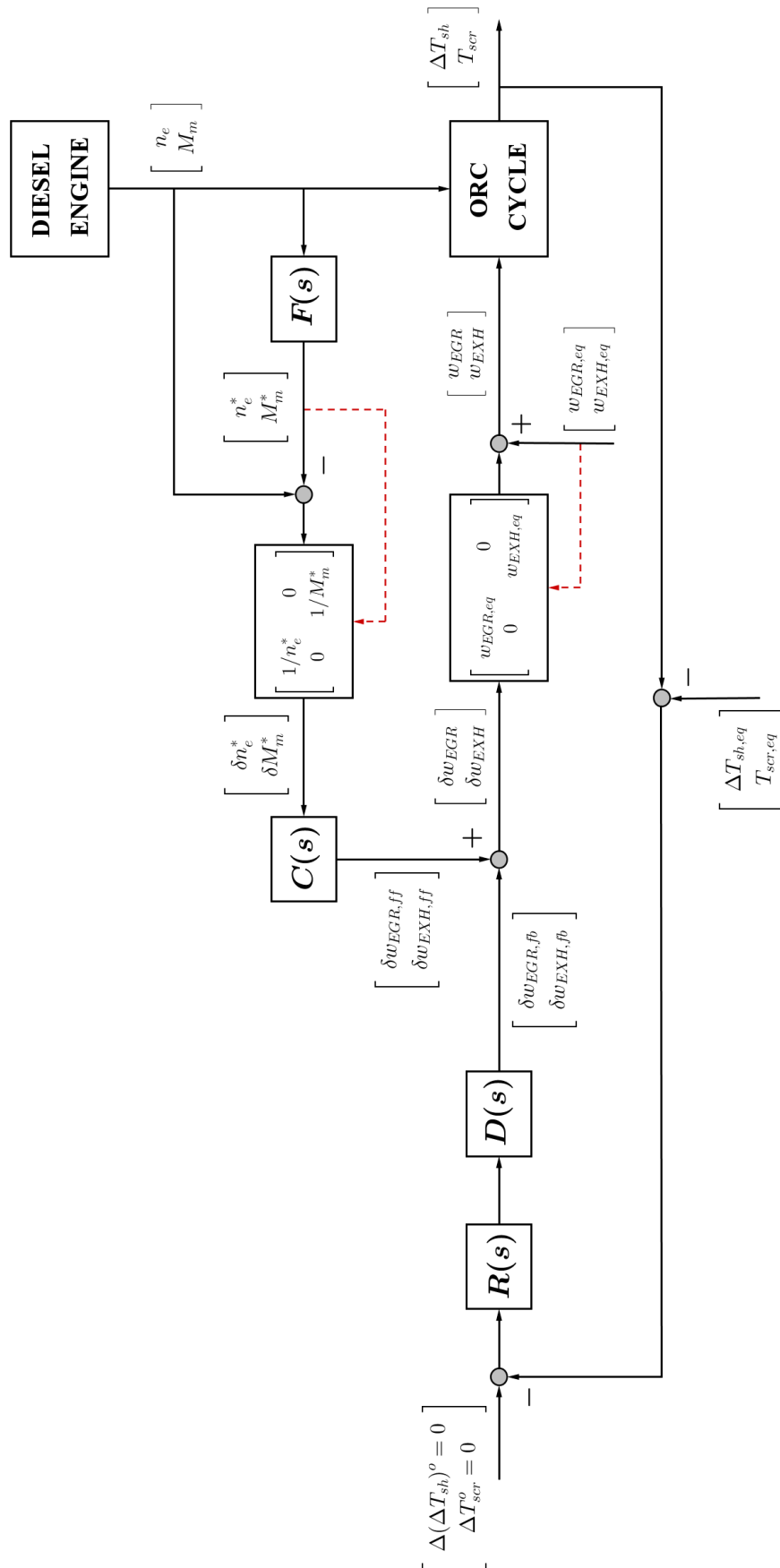
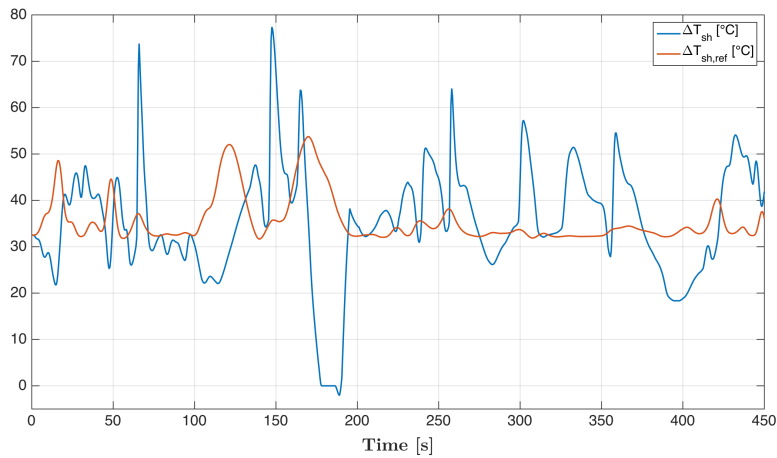


Figura 5.15: Schema di controllo PI con compensazione del disturbo.

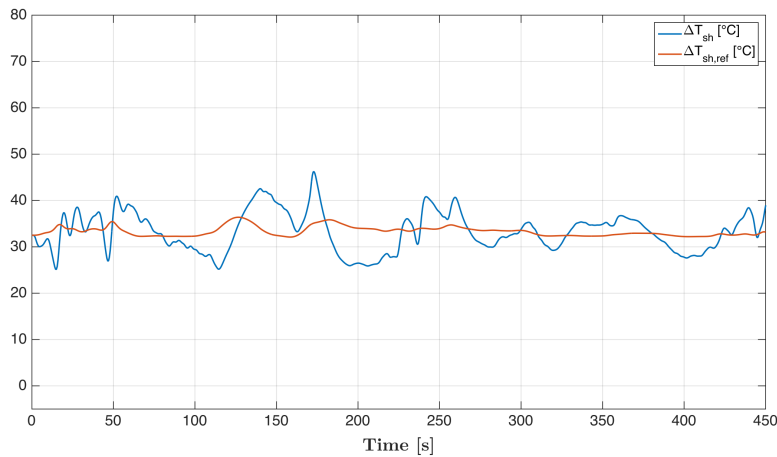
5.6 Risultati delle simulazioni

In questa sessione vengono mostrati i risultati delle simulazioni del sistema *ORC* integrato con il motore *Diesel*, quando quest'ultimo viene sottoposto al ciclo di guida standard proposto nel Paragrafo 4.6. Per mostrare l'importanza del *tuning* della costante di tempo dei filtri sulle variabili di disturbo, vengono trattati due casi, corrispondenti a $T = 10\text{s}$ e $T = 50\text{s}$.

Grado di surriscaldamento ΔT_{sh}



(a) Caso con $T = 10\text{s}$.



(b) Caso con $T = 50\text{s}$

Figura 5.16: *Tracking del grado di surriscaldamento.*

Caso con $T = 10\text{s}$:

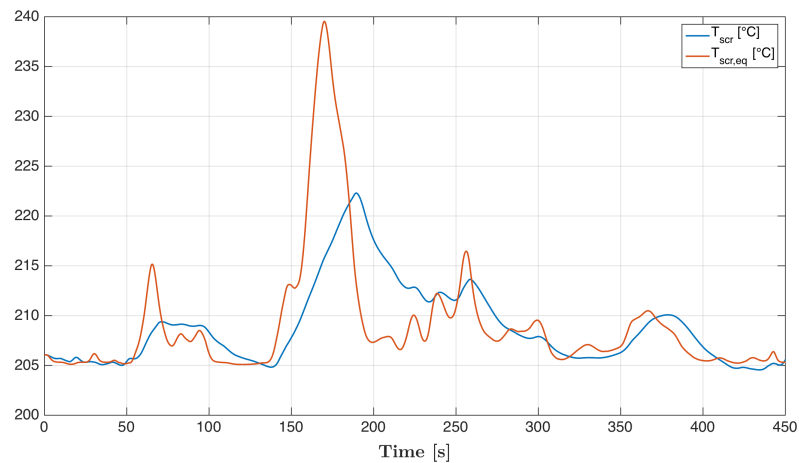
- evidente comportamento a fase non minima del sistema, la risposta del sistema è in controfase rispetto al riferimento (in rosso).

- il sistema di controllo non riesce a gestire le rapide variazioni del *set-point*, perché la misura non è sufficientemente filtrata.
- all'istante $t = 175$ s il grado di surriscaldamento si azzerava, cioè entra del bifase in turbina causando danni strutturali alle palette.

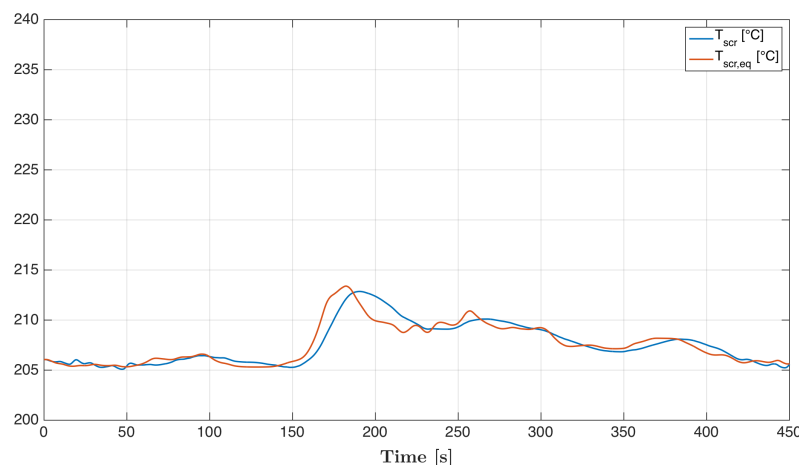
Caso con $T = 50$ s:

- l'effetto degli zeri a parte reale positiva risulta molto più attenuato che nel caso precedente.
- il livello di *tracking* è sicuramente migliore ed il rischio di bifase in turbina è evitato.

Temperatura di scarico dei fumi T_{scr}



(a) Caso con $T = 10$ s.

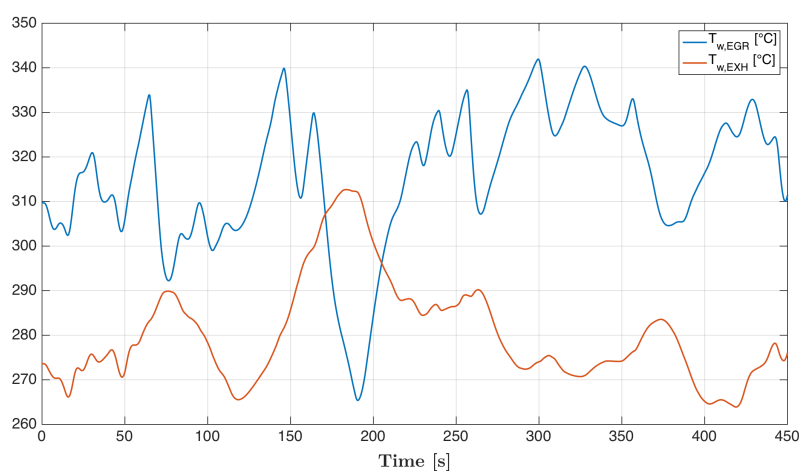


(b) Caso con $T = 50$ s

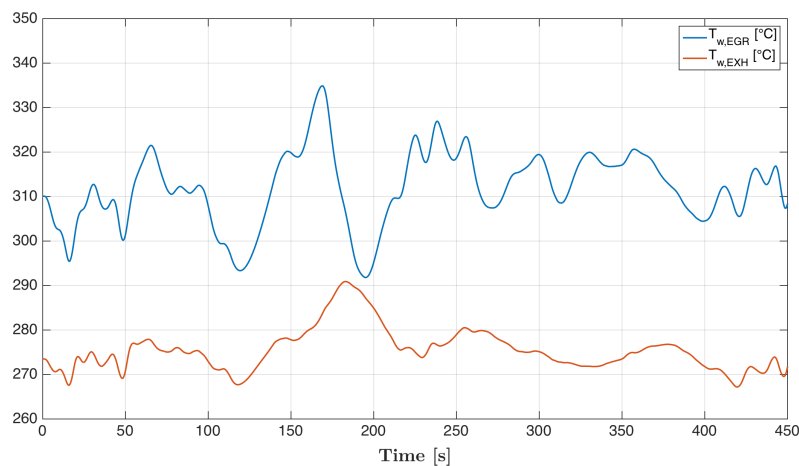
Figura 5.17: *Tracking della temperatura di scarico dei fumi.*

L'anello di controllo della temperatura T_{scr} presenta minori criticità; infatti, la temperatura dei fumi viene sempre mantenuta al di sopra di 205°C in entrambi i casi senza alcun principio di risposta inversa. Questo risultato, non inaspettato, deriva dal fatto che l'anello di controllo è stato progettato con una pulsazione molto inferiore rispetto al limite imposto dalla direzionalità degli zeri. Come per il grado di surriscaldamento, un aumento della costante di tempo del filtro produce un miglioramento del *tracking*.

Temperatura delle pareti degli evaporatori



(a) Caso con $T = 10\text{ s}$.



(b) Caso con $T = 50\text{ s}$

Figura 5.18: *Temperatura delle pareti degli evaporatori EGR ed EXH.*

Si osserva chiaramente che la temperatura della parete dello scambiatore *EXH* non supera mai i 320°C , rispettando il vincolo sulla temperatura di decomposizione del fluido. Sfortunatamente, la stessa cosa non si verifica nel caso dell'evaporatore

EGR. Sebbene l'incremento della costante di tempo del filtro migliori la situazione, permane la presenza di picchi di temperatura che sfiorano i 335°C . Questa problematica verrà affrontata e risolta nel capitolo 7.

Andamenti delle variabili di controllo

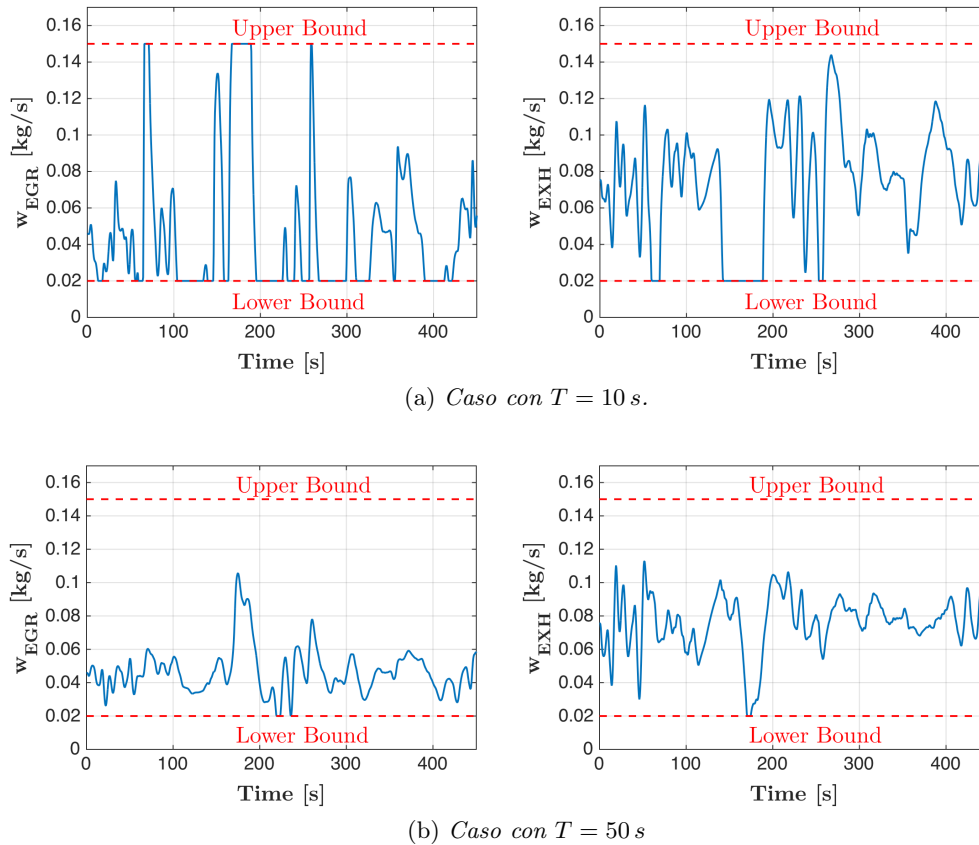


Figura 5.19: *Andamento delle variabili di controllo*. In rosso sono mostrati i limiti inferiore e superiore imposti dalle saturazioni.

Per bassi valori della costante di tempo del filtro, i controllori assumono un comportamento molto aggressivo: nel tentativo disperato di inseguire i riferimenti, le azioni di controllo vengono continuamente bloccate dalle saturazioni. Aumentando l'effetto filtrante sui disturbi, invece, le variabili di controllo assumono un andamento meno frastagliato e solo occasionalmente vengono limitate ai valori limite inferiori.

Potenza meccanica prodotta dalla turbina

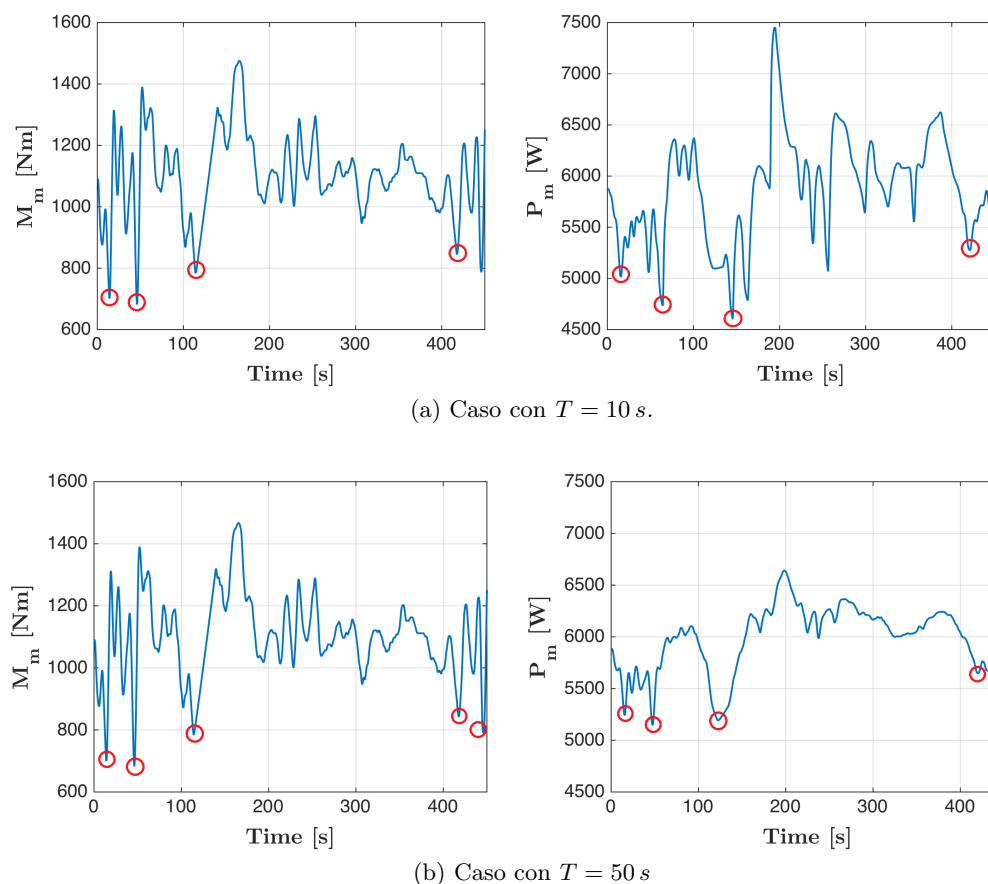


Figura 5.20: Andamenti della coppia del motore e della potenza meccanica prodotta dall'unità ORC.

Da ultimo vengono mostrati gli andamenti della potenza meccanica P_m e della coppia motrice M_m . Più che della potenza media generata dal ciclo ORC è interessante osservare come in corrispondenza dei picchi di coppia¹⁰, l'unità di recupero riesca ad estrarre più energia dai fumi di scarico. Ancora più evidente risulta la corrispondenza tra i punti di minimo di coppia e i punti di minimo di potenza all'aumentare di T (in figura sono marcati in rosso).

¹⁰Si ricorda che il numero di giri n_e del motore non subisce grandi variazioni quanto la coppia M_m .

Efficienza dell'unità di recupero

Come ultima analisi viene proposto uno studio dell'efficienza del sistema di recupero di energia. Poiché il tentativo con $T = 10$ s viola il vincolo *hard* sulla formazione di bifase in turbina, la sua analisi risulta di scarso valore, quindi verrà trattato solo il caso con $T = 50$ s. Invece che il rendimento di primo principio del ciclo rigenerativo, che valuta l'efficienza termodinamica del processo, conviene introdurre un coefficiente che misuri quanta potenza sia recuperata dall'unità *ORC* rapportata alla potenza che avrebbe sviluppato il motore *Diesel* senza recupero di energia, analiticamente:

$$\begin{aligned}\eta_{WHR} &= \frac{\text{Potenza recuperata}}{\text{Potenza del motore senza } ORC} = \\ &= \frac{\text{Potenza recuperata}}{\text{Potenza del motore con } ORC + \text{Potenza recuperata}} = \\ &= \frac{P_m}{M_m n_e \frac{2\pi}{60} + P_m}\end{aligned}$$

La Figura 5.21 mostra l'andamento di tale coefficiente durante l'evoluzione del ciclo guida di riferimento, implicando un valor medio pari a $\bar{\eta}_{WHR} = 4.57\%$ a fronte di un recupero di potenza medio pari a $\bar{P}_m = 5.98$ kW.

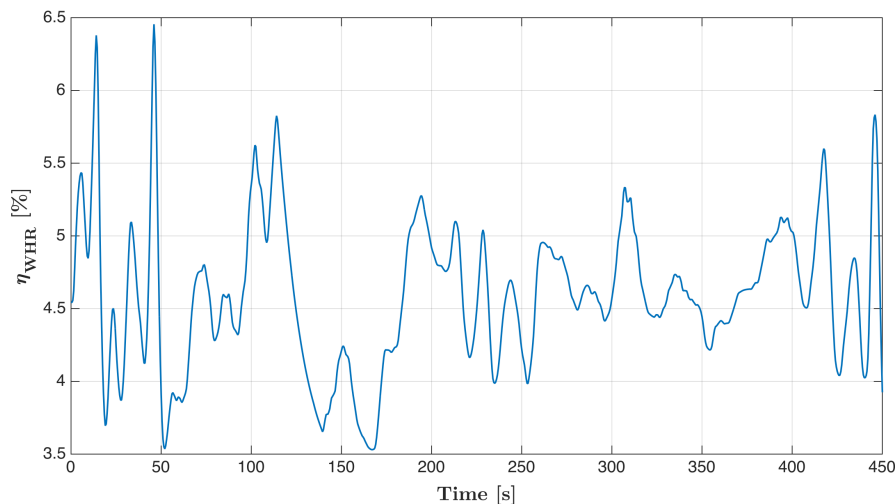


Figura 5.21: Andamento del coefficiente di efficienza η_{WHR} .

Capitolo 6

Controllo H_∞

Il presente capitolo è strutturato in tre parti: la prima parte illustra gli obiettivi teorici di un sistema di controllo *MIMO*; la seconda si occupa della progettazione di un sistema di controllo H_∞ in riferimento all'impianto *IORC* oggetto di questa Tesi; infine, la terza parte è dedicata all'analisi dei risultati ottenuti in simulazione.

6.1 Sistemi di controllo *MIMO*

Si consideri il sistema *MIMO* in Figura 6.1.

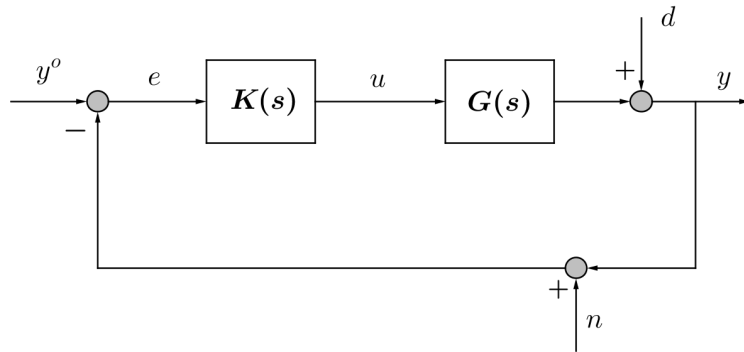


Figura 6.1: *Schema di controllo di riferimento.*

Analogamente ai sistemi *SISO*, le *performance* dei sistemi di controllo *MIMO* vengono misurate in riferimento alle seguenti matrici di trasferimento:

- *Matrice di trasferimento d'anello*: $L = GK$
- *Matrice di sensitività*: $S = (I + L)^{-1}$
- *Matrice di sensitività complementare*: $T = I - S = L(I + L)^{-1}$
- *Matrice di sensitività del controllo*: $S_K = KS$

La matrice di trasferimento del controllore K viene progettata sulla base delle specifiche di controllo che si intendono raggiungere. Il controllore K , oltre ad essere stabilizzante, deve poter effettuare lo *shaping* dei valori singolari delle matrici di trasferimento appena introdotte, in modo tale da soddisfare i seguenti requisiti [10]:

1. per la reiezione dei disturbi d è necessario fare in modo che $\bar{\sigma}(S)$ sia piccolo.
2. per l'attenuazione dei disturbi causati dal rumore di misura (disturbi di tipo n) si richiede che $\bar{\sigma}(T)$ sia piccolo.
3. per ottenere un buon *reference-tracking* è necessario che sia $\bar{\sigma}(T) \approx \underline{\sigma}(T) \approx 1$.
4. per avere un'azione di controllo moderata occorre imporre che $\bar{\sigma}(S_K)$ sia piccolo.
5. in presenza di incertezze additive agenti sul processo ($G_p = G + \Delta G$) è opportuno mantenere $\bar{\sigma}(S_K)$ più piccolo possibile.
6. in presenza di incertezze moltiplicative sul processo ($G_p = (I + \Delta G)G$) è necessario avere $\bar{\sigma}(T)$ piccolo.

I punti 1 – 6 possono tradursi nei seguenti vincoli sui valori singolari della matrice di trasferimento d'anello $L = GK$:

1. Per la reiezione dei disturbi è necessario avere $\underline{\sigma}(L)$ elevato. Valido per frequenze in cui $\underline{\sigma}(L) \gg 1$.
2. Per l'attenuazione del rumore conviene avere $\bar{\sigma}(L)$ piccolo. Valido per frequenze in cui $\bar{\sigma}(L) \ll 1$.
3. Per un buon *reference-tracking* occorre rendere $\underline{\sigma}(L)$ grande. Valido per frequenze in cui $\underline{\sigma}(L) \gg 1$.
4. Per moderare l'azione di controllo è importante mantenere $\bar{\sigma}(K)$ piccolo. Valido per frequenze a cui $\bar{\sigma}(L) \ll 1$.
5. Per la stabilità robusta in presenza di incertezza additiva conviene rendere $\bar{\sigma}(K)$ piccolo. Valido per frequenze a cui $\bar{\sigma}(L) \ll 1$.
6. Per la stabilità robusta in presenza di incertezza moltiplicativa è necessario avere $\bar{\sigma}(L)$ piccolo. Valido per frequenze a cui $\bar{\sigma}(L) \ll 1$.

Sfortunatamente le richieste 1 – 6 non possono essere soddisfatte simultaneamente, quindi l'ingegnere del controllo è chiamato a risolvere un problema di *trade-off* sulla scelta delle performance di controllo. Inoltre, i requisiti 1 e 3 sono validi a basse frequenze (per $\omega < \omega_l < \omega_B$, con ω_B banda del sistema), mentre gli altri sono validi per alte frequenze ($\omega > \omega_h > \omega_B$).

In Figura 6.2 sono mostrate le regioni che violano le specifiche di controllo in riferimento alla matrice $L = GK$. Il regolatore *MIMO* deve essere progettato in modo che i valori singolari di L restino distanti dalle regioni non ammissibili.

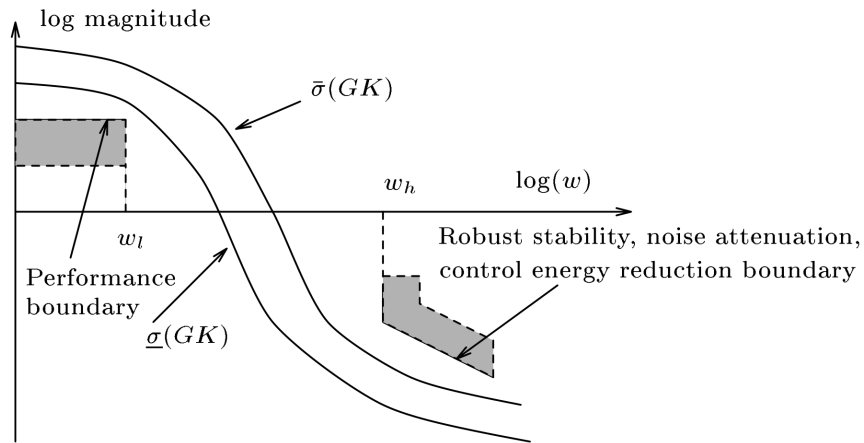


Figura 6.2: Trade-off design della matrice di trasferimento d'anello $L = GK$.

6.2 Controllo *mixed-sensitivity* H_∞

Il controllo *mixed-sensitivity* H_∞ viene impiegato quando si desidera raggiungere un *trade-off* tra i seguenti obiettivi sulle funzioni di sensitività:

1. limitare $\bar{\sigma}(S)$ per la reiezione dei disturbi.
2. limitare $\bar{\sigma}(T)$ per garantire robustezza al sistema ed attenuare i rumori di misura.
3. limitare $\bar{\sigma}(KS)$ per la moderazione del controllo.

Per soddisfare queste specifiche, la progettazione del controllore K è affidata alla scelta di opportune funzioni di trasferimento, chiamate *weighting functions*, designate in riferimento alla “forma ideale” che si vorrebbe attribuire alle funzioni di sensitività $S(s)$, $S_K(s)$ e $T(s)$. Sotto questa ottica progettuale, il problema di controllo H_∞ diventa un problema di minimizzazione delle seguenti norme ∞ :

$$\|W_S(j\omega)S(j\omega)\|_\infty = \sup_\omega \bar{\sigma}(W_S(j\omega)S(j\omega)) \quad (6.1)$$

$$\|W_K(j\omega)S_K(j\omega)\|_\infty = \sup_\omega \bar{\sigma}(W_K(j\omega)S_K(j\omega)) \quad (6.2)$$

$$\|W_T(j\omega)T(j\omega)\|_\infty = \sup_\omega \bar{\sigma}(W_T(j\omega)T(j\omega)) \quad (6.3)$$

in cui $W_S(s)$, $W_K(s)$ e $W_T(s)$ rappresentano le funzioni di peso associate rispettivamente a $S(s)$, $S_K(s)$ e $T(s)$. Questo problema, come risulta evidente, è equivalente alla minimizzazione dei valori singolari massimi di $W_S S$, $W_K S_K$ e $W_T T$.

Il problema di controllo H_∞ può essere generalizzato in riferimento allo schema di controllo di Figura 6.3, in cui le variabili w , u , v e z sono rispettivamente le variabili esogene (riferimenti, disturbi, rumori), le variabili di controllo, le variabili misurabili e le cosiddette variabili di prestazione.

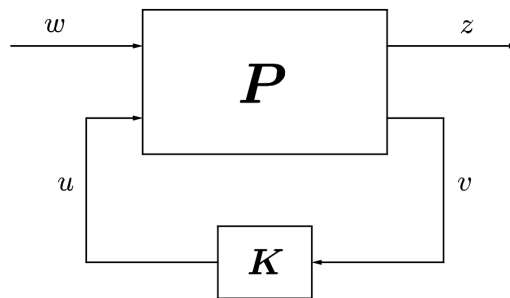


Figura 6.3: Schema di controllo con processo generalizzato.

Tale schema di controllo costituisce una generalizzazione del sistema riportato in Figura 6.4, nel quale viene mostrato il processo $G(s)$ allargato alle *weighting functions*, discusse in precedenza.

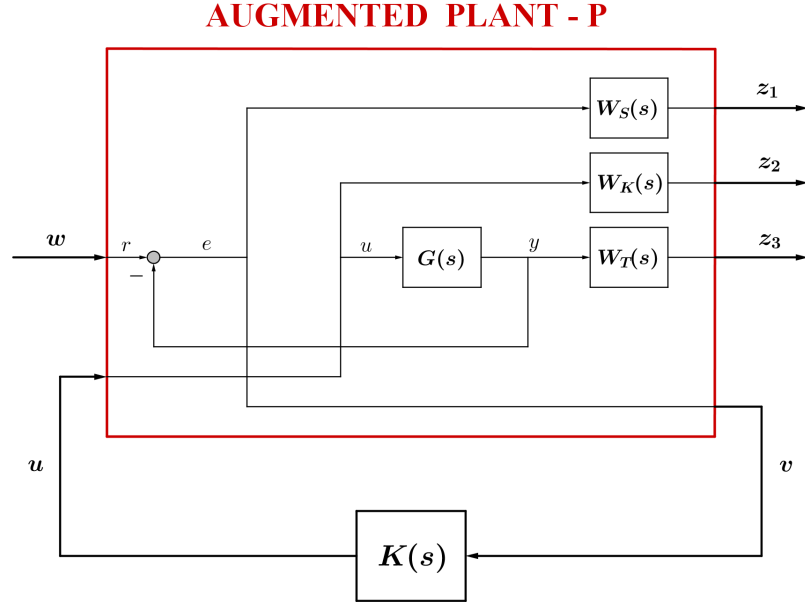


Figura 6.4: Schema di controllo per il problema mixed-sensitivity.

Il sistema allargato P presenta, quindi, due ingressi (w e u) e due uscite (z e v), e può essere decomposto in 4 sotto-matrici di trasferimento, come segue

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

in cui P_{ij} è la matrice di trasferimento dall'ingresso j all'uscita i , secondo cui

$$\begin{cases} z(s) = P_{11}(s)w(s) + P_{12}(s)u(s) \\ v(s) = P_{21}(s)w(s) + P_{22}(s)u(s) \end{cases} \quad (6.5)$$

Dal momento che:

$$w = r \quad (6.6)$$

$$z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T \quad (6.7)$$

$$z_1 = W_S e = W_S (r - y) = W_S w - W_S G u \quad (6.8)$$

$$z_2 = W_K u \quad (6.9)$$

$$z_3 = W_T y = W_T G u \quad (6.10)$$

$$v = e = r - y = I w - G u \quad (6.11)$$

si trova che

$$\begin{bmatrix} z \\ v \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_S & -W_S G \\ 0 & W_K \\ 0 & W_T G \\ I & -G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

cui corrispondono le sotto-matrici

$$P_{11} = \begin{bmatrix} W_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad P_{12} = \begin{bmatrix} -W_S G \\ W_K \\ W_T G \end{bmatrix}; \quad P_{21} = I; \quad P_{22} = -G \quad (6.13)$$

Chiudendo l'anello di controllo con il controllore K in *feedback* ($u = K v$), la matrice di trasferimento dall'ingresso w all'uscita z è data da

$$\begin{aligned} \Gamma_{zw}(s) &= P_{11}(s) + P_{21}(s)K(s)(I - P_{22}(s)K(s))^{-1}P_{21}(s) = \\ &= \begin{bmatrix} W_S(s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -W_S(s)G(s) \\ W_K(s) \\ W_T(s)G(s) \end{bmatrix} K(s)(I + G(s)K(s))^{-1}I = \\ &= \begin{bmatrix} W_S(s)S(s) \\ W_K(s)K(s)S(s) \\ W_T(s)T(s) \end{bmatrix} \triangleq F_l(P, K) \end{aligned} \quad (6.14)$$

$F_l(P, K)$ viene comunemente definita *lower linear fractional transformation (LTF)* e presenta come grado di libertà la matrice di trasferimento del controllore K .

Il problema di controllo *mixed-sensitivity H_∞* consiste nel trovare un controllore che minimizzi la norma ∞ della matrice $F_l(P, K)$, considerando lo spazio di tutti i controllori realizzabili $K(s)$ che stabilizzano il sistema di controllo ad anello chiuso, cioè

$$\min_K \|\Gamma_{zw}(j\omega)\|_\infty = \min_K \left\| \begin{bmatrix} W_S(j\omega)S(j\omega) \\ W_K(j\omega)K(j\omega)S(j\omega) \\ W_T(j\omega)T(j\omega) \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (6.15)$$

Tale problema viene tipicamente risolto con tecniche di ottimizzazione che si basano sulla parametrizzazione di *Youla-Kucera* oppure sulle equazioni di *Riccati*. In ambiente *Matlab* è possibile utilizzare il comando *mixsyn* per il calcolo del controllore, una volta definite le *weighting functions*.

6.2.1 Progetto delle *weighting functions*

In questo paragrafo vengono designate le matrici di peso $W_S(s)$, $W_T(s)$ e $W_K(s)$ come vincoli del problema di minimizzazione di $\|\Gamma_{zw}(j\omega)\|_\infty$.

La scelta di W_S , W_T e W_K per sistemi *MIMO*, non è banale e richiede un approfondito studio della dinamica del processo¹. Dal momento che il processo da controllare è 2×2 , anche le matrici di trasferimento d'anello e di sensitività presentano la stessa dimensione; e la stessa considerazione è valida per le matrici di peso.

Si precisano, inoltre, le seguenti assunzioni:

- il progetto del controllore H_∞ si baserà sul sistema linearizzato *Lin_900_1200*, lo stesso impiegato per il controllo *PI*.
- si adotteranno delle matrici di peso con struttura diagonale in modo tale da penalizzare gli accoppiamenti *I/O* fuori diagonale.

6.2.1.1 Progetto di W_S e W_T

Le matrici W_S e W_T sono state scelte con le seguenti strutture:

$$\begin{aligned}
 W_S(s) &= \begin{bmatrix} W_{S,1}(s) & 0 \\ 0 & W_{S,2}(s) \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{s/M_{S,1} + \omega_{B,1}}{s + \omega_{B,1}A_{S,1}} & 0 \\ 0 & \frac{s/M_{S,2} + \omega_{B,2}}{s + \omega_{B,2}A_{S,2}} \end{bmatrix} \quad (6.16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 W_T(s) &= \begin{bmatrix} W_{T,1}(s) & 0 \\ 0 & W_{T,2}(s) \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{s + \omega_{T,1}/M_{T,1}}{sA_{T,1} + \omega_{T,1}} & 0 \\ 0 & \frac{s + \omega_{T,2}/M_{T,2}}{sA_{T,2} + \omega_{T,2}} \end{bmatrix} \quad (6.17)
 \end{aligned}$$

Le funzioni di trasferimento $W_{S,1}$ e $W_{S,2}$ rappresentano le funzioni di peso corrispondenti alle funzioni di sensitività S_1 ed S_2 . In modo analogo, $W_{T,1}$ e $W_{T,2}$ definiscono le funzioni di peso associate alle funzioni di sensitività complementare T_1 ed T_2 . Ogni funzione di peso, $W_{S,i}$ e $W_{T,i}$, viene progettata in modo tale che il suo inverso definisca la “forma” desiderata, rispettivamente di S_i e T_i ; per questo motivo le funzioni $1/W_{S,i}$ e $1/W_{T,i}$ vengono spesso chiamate *shaping functions*.

¹Non sono state ancora sviluppate delle procedure sistematiche che abbiano portato risultati efficaci in più campi operativi.

I parametri delle singole funzioni di trasferimento, interne alle matrici 6.16, 6.17, possiedono i seguenti significati:

- $M_{S,1}$, $M_{S,2}$ definiscono i picchi massimi rispettivamente di $|S_1(j\omega)|$ e $|S_2(j\omega)|$.
- $M_{T,1}$, $M_{T,2}$ definiscono i picchi massimi rispettivamente di $|T_1(j\omega)|$ e $|T_2(j\omega)|$.
- $A_{S,1}$, $A_{S,2}$ rappresentano il grado di attenuazione dei disturbi che agiscono sulla linea di andata dei due anelli di controllo.
- $A_{T,1}$, $A_{T,2}$ rappresentano il grado di attenuazione dei rumori di misura.
- $\omega_{B,1}$, $\omega_{B,2}$ stabiliscono le bande minime di controllo.
- $\omega_{T,1}$, $\omega_{T,2}$ stabiliscono le bande massime di controllo.

Il calcolo del controllore H_∞ è stato effettuato rispetto ai parametri mostrati in Tabella 6.1. Rispetto alle bande designate per il controllo PI , le bande $\omega_{B,i}$ e $\omega_{T,i}$ sono state scelte di maggiore ampiezza; in particolare, $\omega_{B,1}$ e $\omega_{T,1}$ coincidono con il limite massimo imponibile, per il primo accoppiamento I/O , derivante dall'analisi degli zeri a parte reale positiva (Paragrafo 4.4.2).

In Figura 6.5 sono riportati i diagrammi di Bode del modulo delle *shaping functions* derivanti dal progetto.

	$M_{S,i}$	$M_{T,i}$	$A_{S,i}$	$A_{T,i}$	$\omega_{B,i}$ [rad/s]	$\omega_{T,i}$ [rad/s]
Loop 1	2	1.5	10^{-4}	10^{-4}	0.08	0.08
Loop 2	2	1.5	10^{-4}	10^{-4}	0.1	0.1

Tabella 6.1: Parametri delle *weighting functions*.

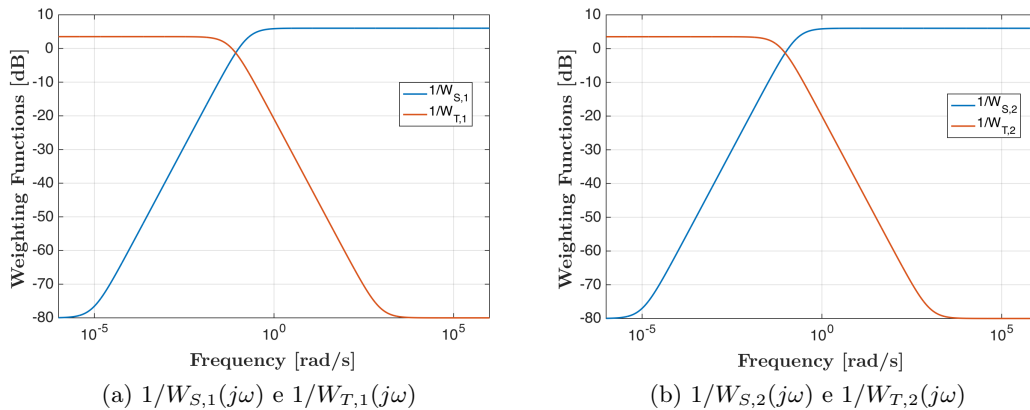


Figura 6.5: Diagrammi di Bode delle *shaping functions*.

6.2.1.2 Progetto di W_K

La scelta della matrice di peso sulla sensitività di controllo è di fondamentale importanza al fine di moderare l'intensità dell'azione di controllo; un controllo aggressivo, infatti, aumenta la probabilità di incorrere in saturazioni del sistema di attuazione.

Con il fine di disaccoppiare i due anelli di controllo, si è optato per una W_K diagonale a parametri costanti, come segue:

$$W_K = \begin{bmatrix} W_{K,1} & 0 \\ 0 & W_{K,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

La scelta di pesi privi di dinamica ha il semplice scopo di limitare superiormente le funzioni di sensitività di controllo; precisamente, il controllo sul grado di surriscaldamento viene penalizzato del doppio rispetto a quello sulla temperatura dei gas di scarico, perché risulta più critico da controllare.

6.2.2 Analisi del modello del controllore H_∞

Il calcolo del controllore K ha richiesto la riduzione dell'ordine del processo fino a 15; infatti, la funzione *mixsyn* impiegata per la minimizzazione della norma della matrice Γ_{zw} non è in grado di trovare soluzioni per sistemi di ordine troppo elevato. La scelta delle matrici di peso effettuata al paragrafo precedente ha permesso di trovare un controllore K tale per cui

$$\gamma = \|\Gamma_{zw}(j\omega)\|_\infty = 2.68 \quad (6.19)$$

che equivale alle seguenti disequaglianze

$$\begin{cases} \|W_S(j\omega)S(j\omega)\|_\infty \leq \gamma \\ \|W_T(j\omega)T(j\omega)\|_\infty \leq \gamma \\ \|W_K(j\omega)K(j\omega)S(j\omega)\|_\infty \leq \gamma \end{cases} \iff \begin{cases} \bar{\sigma}(S(j\omega)) \leq \gamma \underline{\sigma}(W_S^{-1}(j\omega)) \\ \bar{\sigma}(T(j\omega)) \leq \gamma \underline{\sigma}(W_T^{-1}(j\omega)) \\ \bar{\sigma}(S_K(j\omega)) \leq \gamma \underline{\sigma}(W_K^{-1}(j\omega)) \end{cases} \quad (6.20)$$

Il modello di stato del controllore K così ottenuto, tuttavia, presenta il difetto di possedere un ordine elevato, maggiore di quello del modello del processo adottato nella minimizzazione. La soluzione a questo problema è offerta ancora dallo studio dei valori singolari di *Hankel* per valutare quanto sia possibile ridurre l'ordine del controllore.

I valori singolari di *Hankel* sono riportati in Figura 6.6. Risulta evidente come il controllore di ordine 19 possa essere ridotto almeno fino all'ordine 4.

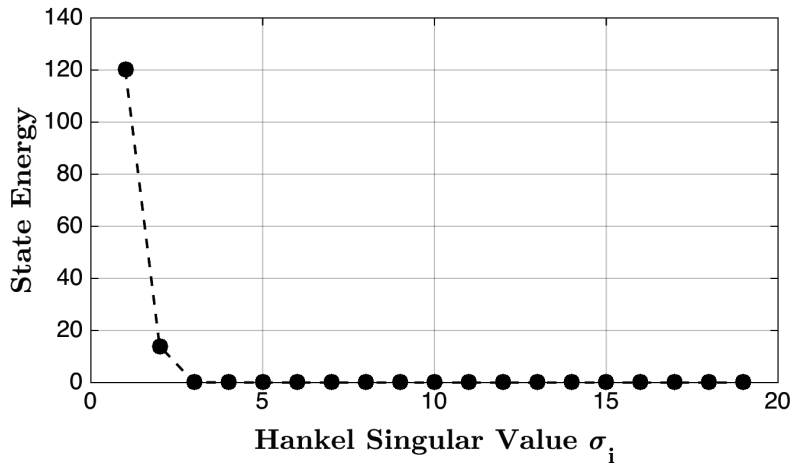


Figura 6.6: *Analisi dei valori singolari di Hankel per il controllore H_∞ .*

Di seguito viene mostrato il modello di stato del controllore di ordine ridotto:

$$A_K = \begin{bmatrix} -0.1759 & 0.0991 & -1.1298e-4 & 2.4793e-4 \\ 0 & -0.0177 & 3.5423e-5 & -3.4699e-5 \\ 0 & 0 & -9.9963e-6 & 1.1518e-6 \\ 0 & 0 & 0 & -9.0156e-6 \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$B_K = \begin{bmatrix} 0.0100 & 0.1605 \\ 0.0188 & -0.0341 \\ -0.0209 & 0.0428 \\ -0.0182 & -4.6473e-5 \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

$$C_K = \begin{bmatrix} 0.0924 & -0.0506 & 0.0319 & 0.0154 \\ -0.1252 & 0.0288 & -0.0360 & 0.0065 \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

$$D_K = \begin{bmatrix} -8.4735e-10 & 0 \\ 9.9158e-10 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

Si osserva subito che il regolatore presenta due autovalori prossimi a zero, mentre gli altri sono a pulsazioni più elevate. Utilizzando un regolatore in cui gli autovalori più piccoli sono forzati ad essere nulli², si può dimostrare che non si modifica la dinamica del regolatore. Un accorgimento simile può essere applicato alla matrice D imponendo che le sue entrate diventino nulle; in questo modo il controllore diventa strettamente proprio.

²Con questa operazione il controllore contiene al suo interno la dinamica di due integratori puri.

Il modello finale del controllore è quindi descritto da:

$$A_{K,r} = \begin{bmatrix} -0.1759 & 0.0991 & -1.1298e-4 & 2.4793e-4 \\ 0 & -0.0177 & 3.5423e-5 & -3.4699e-5 \\ 0 & 0 & 0 & 1.1518e-6 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

$$B_{K,r} = \begin{bmatrix} 0.0100 & 0.1605 \\ 0.0188 & -0.0341 \\ -0.0209 & 0.0428 \\ -0.0182 & -4.6473e-5 \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

$$C_{K,r} = \begin{bmatrix} 0.0924 & -0.0506 & 0.0319 & 0.0154 \\ -0.1252 & 0.0288 & -0.0360 & 0.0065 \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

Nel paragrafo successivo verranno studiati i valori singolari delle funzioni di sensitività S e T , confrontando il caso in cui viene applicato il regolatore completo con quello dove si utilizza il modello ridotto di regolatore, qui sopra ricavato.

6.2.3 Analisi delle prestazioni

Il comportamento del sistema ad anello chiuso può essere studiato osservando i valori singolari delle matrici di sensibilità S e T , mostrati in Figura 6.7 e 6.8.

In prima analisi, si osserva come il controllore di ordine ridotto non modifica sensibilmente l'andamento dei valori singolari di S e T .

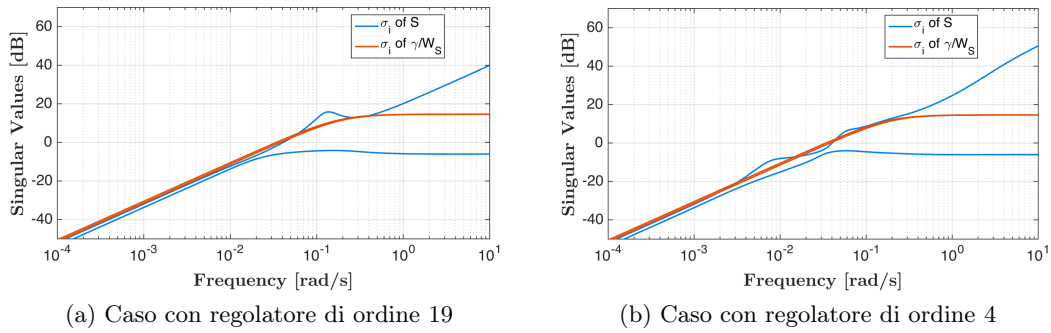


Figura 6.7: *Analisi della funzione di sensibilità.*

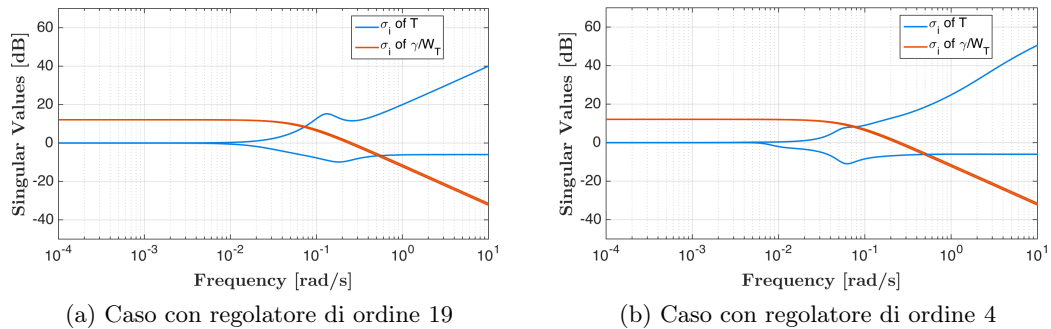


Figura 6.8: *Analisi della funzione di sensibilità complementare.*

In secondo luogo, le figure evidenziano quanto il processo di minimizzazione della norma di $\Gamma_{zw}(j\omega)$ non sia stato capace di soddisfare appieno le specifiche introdotte dalle *weighting functions*, infatti:

- non è stato possibile imporre al sistema le bande minime per i due anelli di controllo. Dalla richiesta di 0.08rad/s e 0.1rad/s per il primo e il secondo *loop*, si è passati ad una banda minima, per il sistema di controllo *MIMO* complessivo, di 0.04rad/s , indicata dall'intersezione tra il valore singolare massimo di S con l'asse a 0dB .
- non è stato possibile attenuare con successo l'ampiezza del valore singolare massimo della matrice di sensibilità S per frequenze maggiori di 0.5rad/s .

Queste ultime osservazioni rilevano ancora una volta la complessità della dinamica del processo, i cui zeri a parte reale positiva non hanno permesso né di spingere la banda di controllo oltre una certa soglia né di ottenere, allo stesso tempo, un valore di $\|S(j\omega)\|_\infty$ limitato. Alla luce di questa analisi, potrebbe essere utile affiancare il controllore K al compensatore del disturbo adottato per il controllo PI .

6.3 Risultati delle simulazioni

Il sistema di controllo H_∞ è stato implementato in ambiente *Dymola* e lo schema di riferimento è mostrato in Figura 6.9. L'impianto *IORC* è stato quindi sottoposto al ciclo di guida di riferimento descritto nel Capitolo 4.

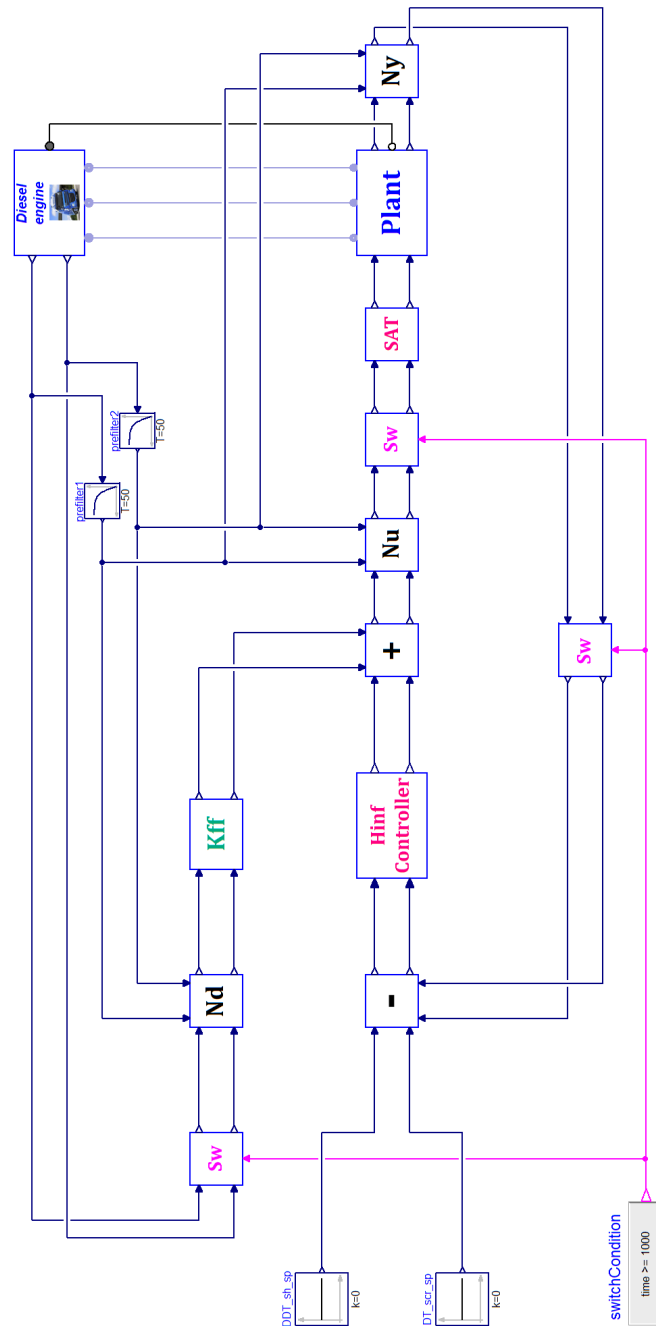


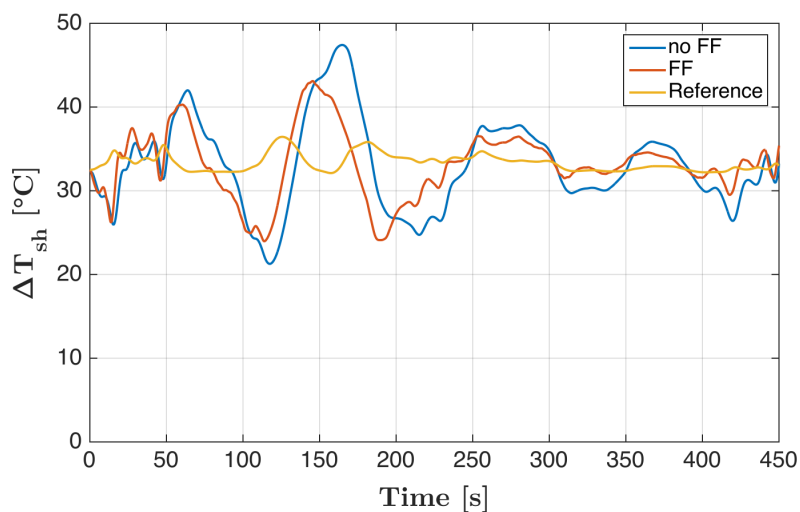
Figura 6.9: (*Hinf_scheme_simpleFF_T50 - Dymola*). Schema di controllo H_∞ .

Lo schema è molto simile a quello adottato per il controllo *PI*. Sono stati mantenuti sia la stessa architettura per la gestione delle normalizzazioni (con costante del filtro pari a 50s), in quanto il progetto del regolatore è stato fatto in riferimento al modello linearizzato del processo con variabili normalizzate, sia il medesimo meccanismo di compensazione del disturbo.

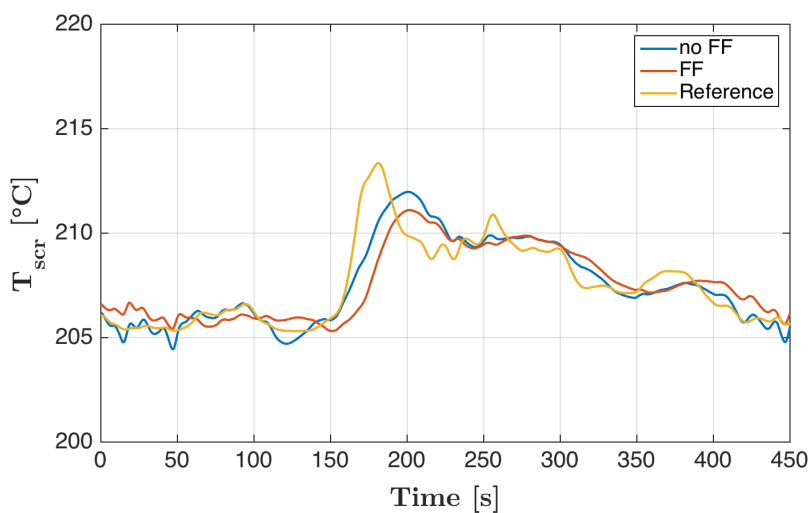
Da ultimo si menziona un accorgimento per l'avvio della simulazione. Prima di testare il sistema complessivo con il ciclo di guida, è stato opportuno portarlo in una condizione di equilibrio iniziale, molto vicina a quella di progetto del controllore. Questa procedura, svolta dai blocchi contrassegnati dall'etichetta "*Sw*", è risultata necessaria al fine di rendere operativo il controllore H_∞ .

Nei successivi paragrafi verranno mostrati gli andamenti delle grandezze di interesse del ciclo *ORC* controllato, dapprima, con un sistema di controllo privo di compensazione del disturbo, e poi, con un sistema di controllo che usi la stessa compensazione diretta del disturbo impiegata per il controllo *PI*.

Tracking dei riferimenti



(a) Tracking del grado di surriscaldamento.



(b) Tracking della temperatura di scarico dei gas.

Figura 6.10: *Inseguimento dei set-point.*

Come si può notare, la soluzione che prevede la compensazione del disturbo, migliora l'inseguimento del riferimento. Il beneficio risulta più evidente nel controllo del grado di surriscaldamento ΔT_{sh} . Inoltre, la compensazione del disturbo permette di evitare che i fumi di scarico scendano al di sotto dei 205°C.

Temperatura delle pareti degli evaporatori

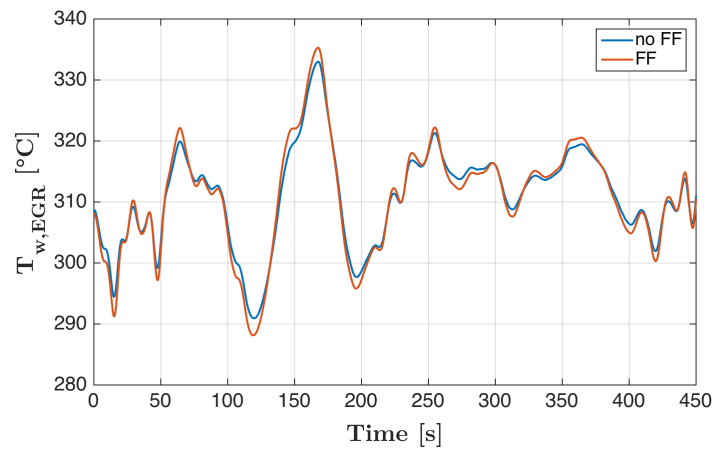


Figura 6.11: Temperatura massima della parete dell'evaporatore EGR.

Sebbene non ci siano temperature particolarmente critiche, eccetto quelle intorno all'istante $\bar{t} = 170 \text{ s}$, la compensazione del disturbo accentua lievemente le asperità del transitorio rispetto al caso base senza compensazione.

Andamenti delle variabili di controllo

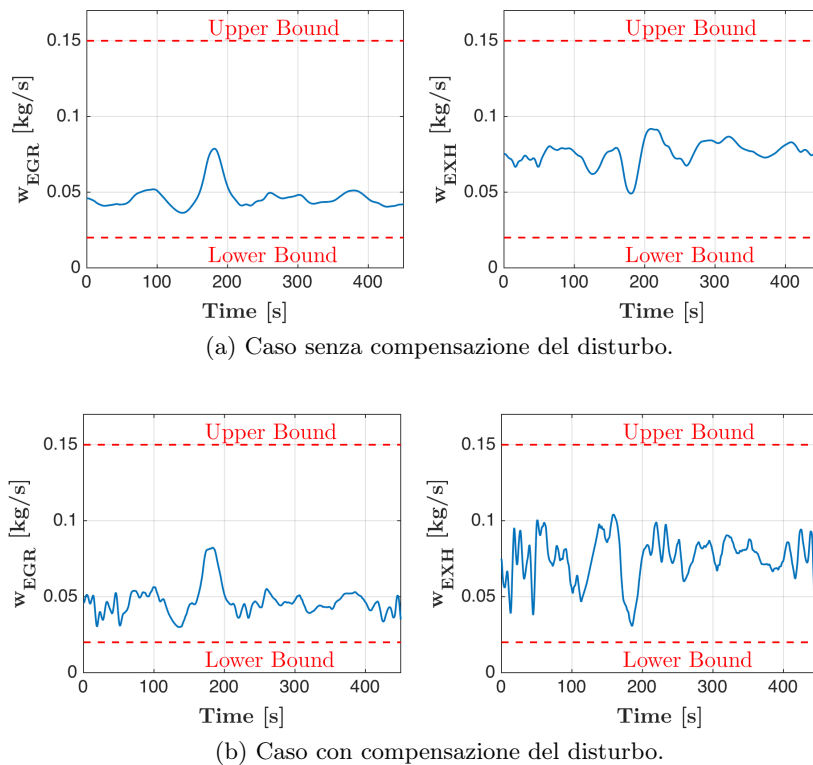


Figura 6.12: Andamento delle variabili di controllo.

L'introduzione della compensazione diretta del disturbo produce transitori delle variabili di controllo molto più frastagliati che nel caso base. A differenza del controllo PI , le variabili di controllo non saturano mai.

Potenza meccanica ed efficienza di recupero

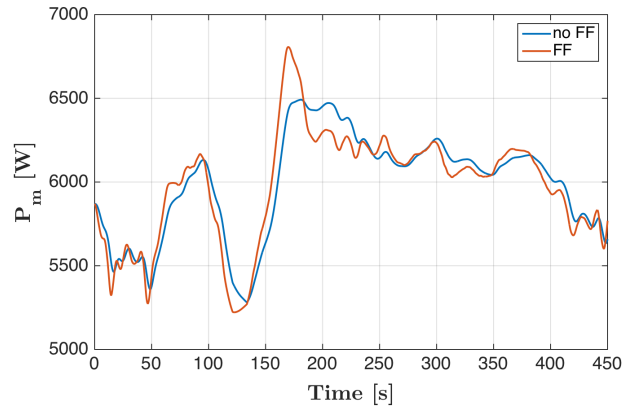
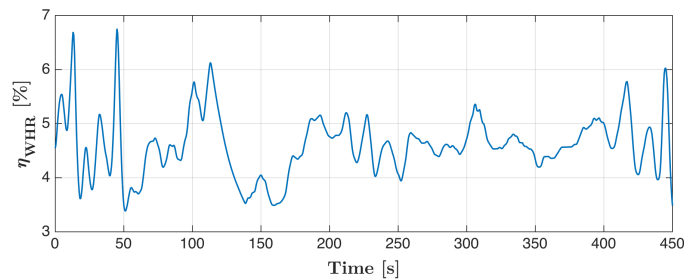
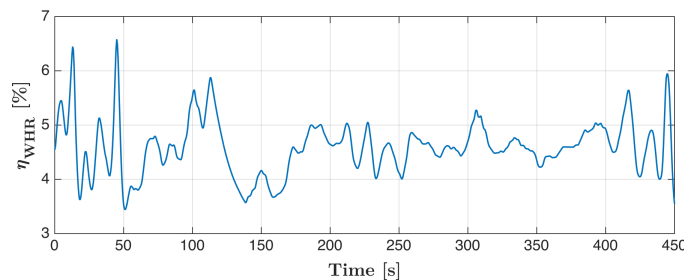


Figura 6.13: *Potenza meccanica prodotta dalla turbina dell'unità ORC.*

Sebbene i transitori siano diversi, il valor medio della potenza estratta dal ciclo ORC rimane invariata e pari a 6 kW .



(a) Caso senza compensazione del disturbo.



(b) Caso con compensazione del disturbo.

Figura 6.14: *Andamento del coefficiente di efficienza η_{WHR} .*

L'efficienza media dell'unità di recupero ORC resta costante in entrambi i casi, ed è pari a 4.61% .

6.3.1 Osservazioni

I risultati ottenuti con la strategia di controllo H_∞ sono assolutamente paragonabili a quelli ricavati dal controllo PI . Tuttavia è necessario elencare i seguenti aspetti:

1. La fase di progettazione di controlli H_∞ , sebbene risulti molto più complessa di quella PI , ha permesso di ricavare, in questo lavoro, un controllore H_∞ di ordine ridotto pari a 4, che risulta una soluzione facilmente realizzabile.
2. Il controllo PI proposto nel Capitolo 5, a differenza di quello H_∞ , ha richiesto il progetto di un disaccoppiatore dinamico, che di certo ha aumentato notevolmente la complessità del sistema di controllo.

Capitolo 7

Gestione dei vincoli del processo

In riferimento ai risultati ottenuti in simulazione, i sistemi di controllo progettati nei Capitoli 5 e 6 rispettano tutte le specifiche di controllo prefissate ad eccezione di una. A seguito dell'aumento improvviso del carico del motore, infatti, non è esclusa la possibilità che il fluido organico, nello strato limite della parte terminale dello scambiatore *EGR*, potesse decomorsi. Evitare la decomposizione del fluido di lavoro rappresenta un obiettivo di primaria importanza per il corretto funzionamento dell'unità *ORC*.

Scopo del presente capitolo è la progettazione di un sistema di controllo ausiliario che entri in azione solo nei casi in cui il sistema di controllo primario non sia sufficientemente rapido da gestire un incremento del carico del motore.

La prima fase di progetto ha richiesto lo studio dei fenomeni coinvolti nello scambio termico a livello degli evaporatori *EGR* e *EXH*. Ciò che risulta evidente è che un rapido incremento della coppia del motore produce un aumento considerevole della portata dei gas di ricircolo e di scarico. Sebbene anche la loro temperatura subisca un sostanziale aumento, lo scambio termico tra gas e fluido di lavoro è dominato dall'incremento di portata del primo. Se si disponesse della misura di portata dei gas nel ramo *EGR*, si potrebbe avvisare in tempo il sistema di controllo primario dell'arrivo di un potenziale aumento del carico del motore. In questo modo, quindi, si potrebbe intervenire incrementando la portata di fluido organico nel lato *EGR*, così da smaltire più in fretta possibile la potenza termica entrante nell'evaporatore ed evitare che il fluido, nello strato limite, si degradi.

Come idea di base sembra appetibile, tuttavia, vi sono due problemi da non sottovalutare:

1. un rapido incremento della portata sul lato *EGR* provoca un innalzamento della pressione in ingresso alla turbina, producendo forti stress meccanici che danneggerebbero le palette della turbina stessa.
2. la misura della portata dei fumi nel lato *EGR* potrebbe risultare non banale.

I misuratori di portata di gas, infatti, sono dispositivi molto costosi e, nella presente applicazione, potrebbero facilmente usurarsi.

La misura di portata potrebbe essere effettuata indirettamente dalla conoscenza dello stato e dei parametri del motore, mentre evitare che vi sia un incremento di pressione in ingresso alla turbina è una questione più difficile da trattare.

Supponendo che la pressione in ingresso alla turbina dipenda principalmente dalla portata complessiva in ingresso, se in qualche modo si riuscisse a mantener più costante possibile il suo valore durante l'incremento di portata sul lato *EGR*, si potrebbe evitare che la pressione subisca un incremento troppo violento. L'idea di base è, quindi, quella di far corrispondere, simultaneamente, un incremento di portata sul lato *EGR* ad un decremento di portata sul lato *EXH*, così da non alterare significativamente il valore di pressione in ingresso alla turbina.

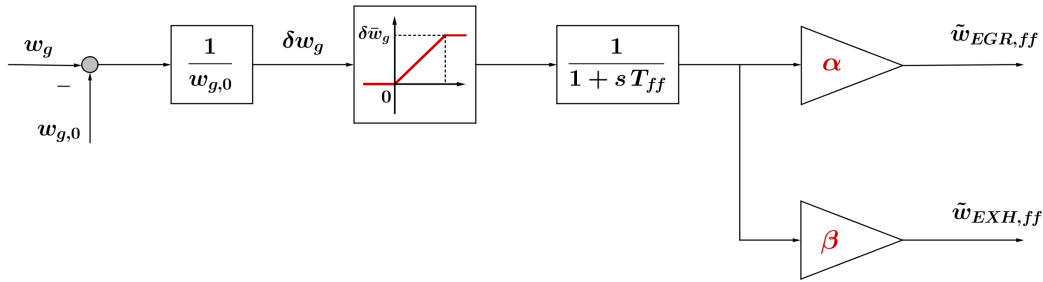


Figura 7.1: Azione di compensazione in feedforward.

Il sistema di controllo che si occupa della gestione di questo problema è mostrato in Figura 7.1. Lo schema presentato è chiaramente un'azione in *feedforward* che agisce sulle variabili di controllo w_{EGR} e w_{EXH} . Tale azione viene resa effettiva solo quando la misura di portata dei gas di ricircolo w_g (o una sua stima) supera il valore critico di progetto $w_{g,0} = 0.07 \text{ kg/s}$. I valori di portata che si sommano algebricamente alle variabili di controllo w_{EGR} e w_{EXH} sono dati rispettivamente da $\tilde{w}_{EGR,ff}$ e $\tilde{w}_{EXH,ff}$, e dipendono dall'errore normalizzato $\delta w_g = \frac{w_g - w_{g,0}}{w_{g,0}}$ tramite i coefficienti costanti α e β . Affinché l'azione di controllo si inserisca in modo morbido in aiuto del controllo primario, è stato introdotto un filtro del primo ordine con una costante di tempo $T_{ff} = 5\text{s}$.

I parametri α e β sono stati scelti in modo che $\tilde{w}_{EGR,ff} = \frac{\alpha}{1 + sT_{ff}}$ producesse un incremento della variabile w_{EGR} , mentre $\tilde{w}_{EXH,ff} = \frac{\beta}{1 + sT_{ff}}$ penalizzasse w_{EXH} . Scegliendo $\alpha = 0.15$ viene garantito che un errore di $\delta w_g = 5\%$ produce, a regime, un incremento di portata pari a $\tilde{w}_{EGR,ff} = 0.01 \text{ kg/s}$; analogamente la scelta di $\beta = -0.1$ fa sì che la portata w_{EXH} subisca un decremento di $|\tilde{w}_{EXH,ff}| = 0.007 \text{ kg/s}$.

L'azione di *feedforward* può essere anche limitata superiormente attraverso la scelta del limite superiore $\delta\bar{w}_g$ del blocco di saturazione. Nella presente applicazione è stato scelto un valore di $\delta\bar{w}_g = 1$, così da limitare le portate $\tilde{w}_{EGR,ff}$ e $\tilde{w}_{EXH,ff}$ rispettivamente ai valori 0.1 kg/s e -0.07 kg/s.

Le Figure 7.2 e 7.3 illustrano gli schemi di controllo *PI* e H_∞ con il meccanismo in *feedforward* proposto.

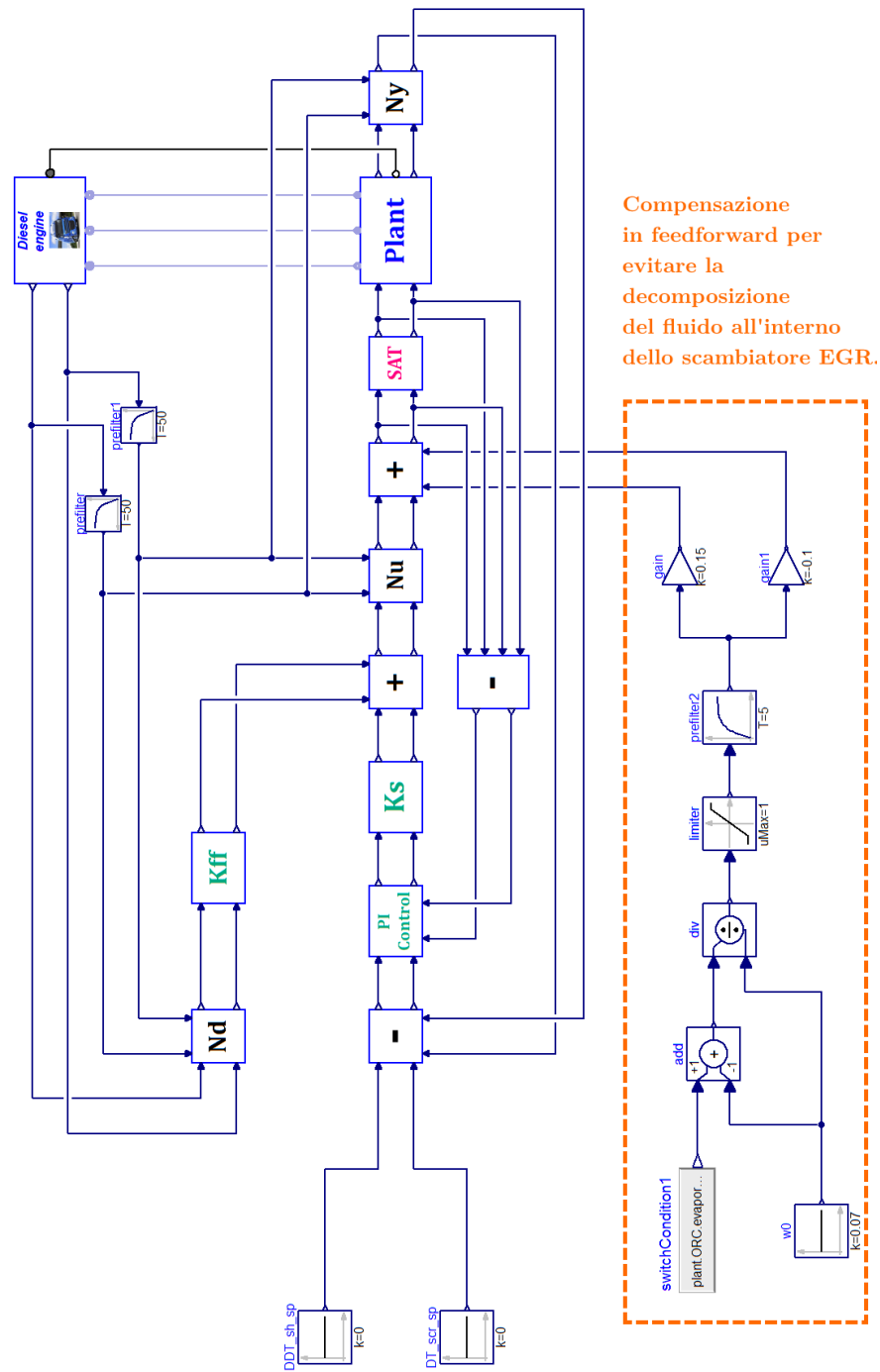
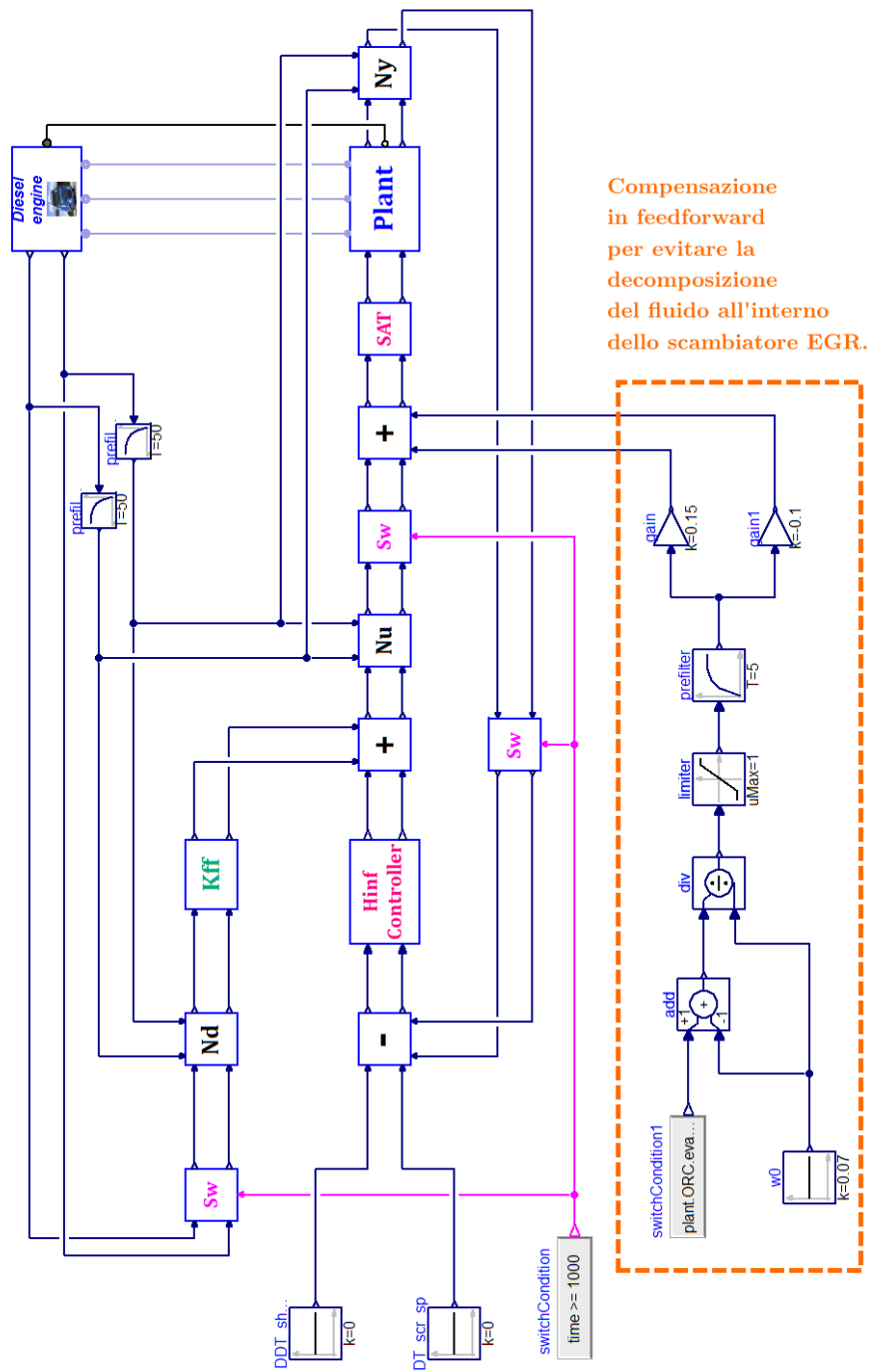


Figura 7.2: Schema di controllo *PI*.



Compensazione
in feedforward
per evitare la
decomposizione
del fluido all'interno
dello scambiatore EGR.

Figura 7.3: Schema di controllo H_{∞} .

Di seguito vengono mostrati gli andamenti delle variabili di interesse del ciclo *ORC*, con e senza l'effetto dell'azione in *feedforward*.

La temperatura massima dello scambiatore *EGR* non ha più picchi critici e si mantiene sempre sotto i 325°C in entrambi i sistemi di controllo. La pressione in ingresso alla turbina non subisce ulteriori incrementi nel caso del controllo *PI*, mentre nel caso del controllo H_{∞} si evidenzia un incremento del picco massimo di circa 1bar, portando la turbina ad una pressione operativa che supera del 34% il valore di progetto.

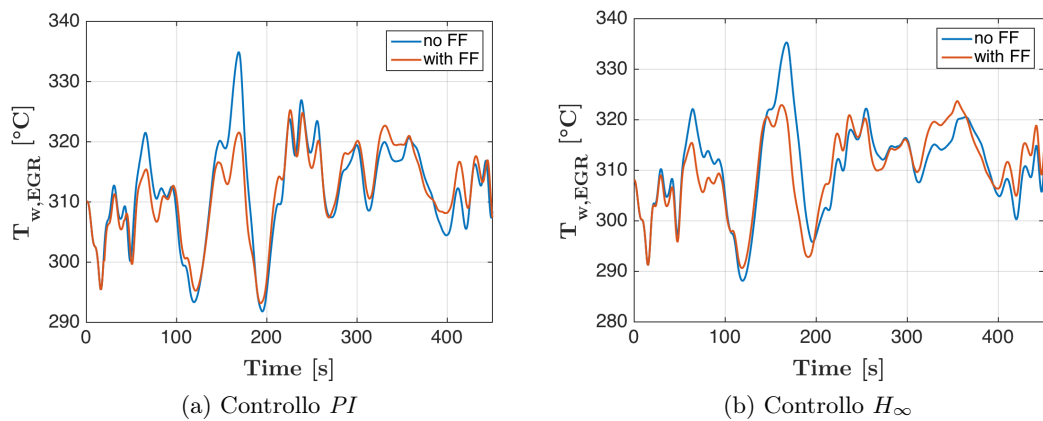


Figura 7.4: *Temperatura massima della parete dello scambiatore EGR.*

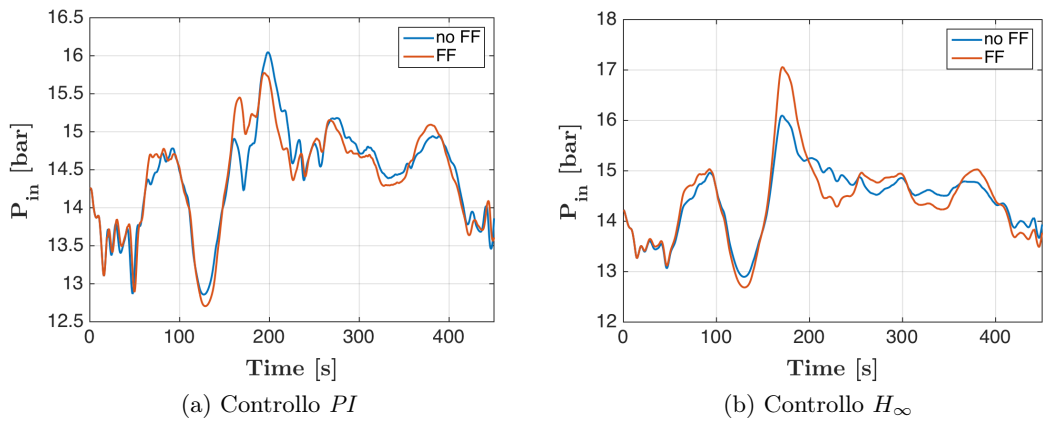


Figura 7.5: *Pressione in ingresso alla turbina (pressione di evaporazione).*

Per quanto riguarda l'inseguimento del grado di surriscaldamento, il rischio di formazione di fluido bifase è evitato. Si menziona, tuttavia, una maggiore difficoltà d'inseguimento da parte del sistema di controllo H_∞ .

Infine, si può apprezzare che, in entrambi i sistemi di controllo, l'azione in *feedforward* non modifica significativamente il coefficiente di recupero di energia.

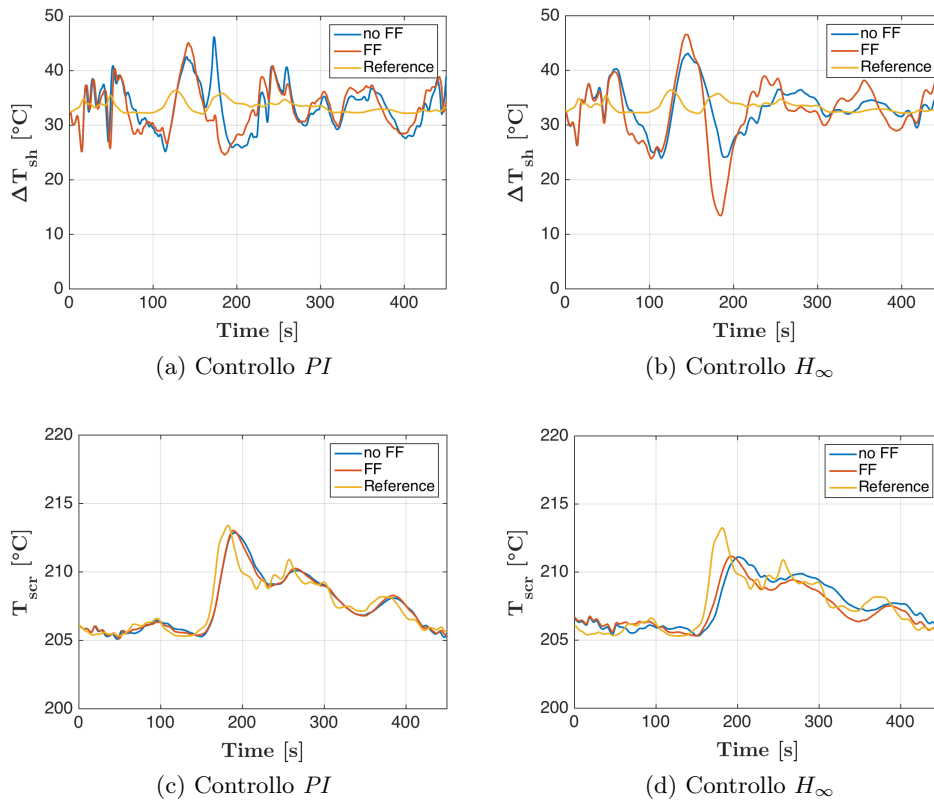


Figura 7.6: *Reference tracking.*

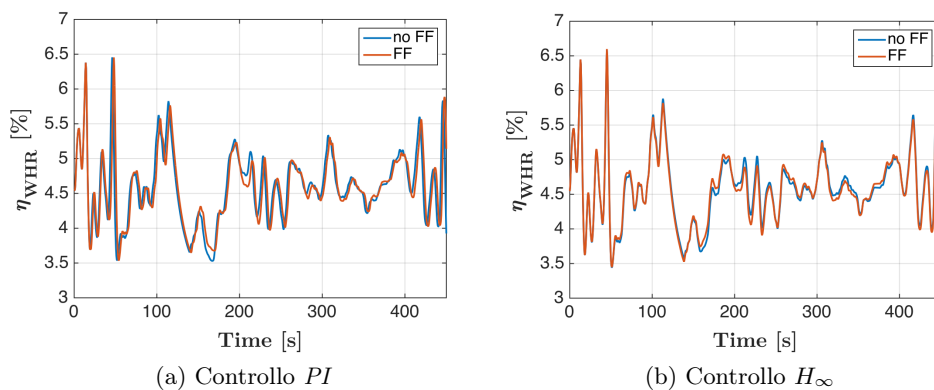
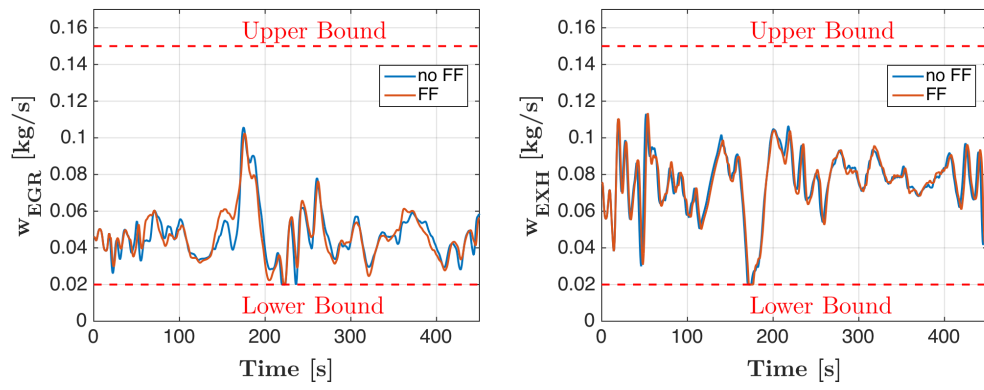
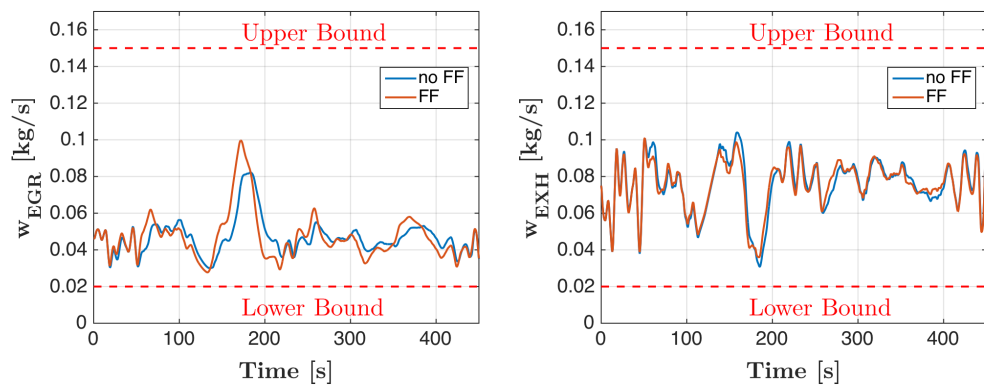


Figura 7.7: *Coefficiente di efficienza di recupero η_{WHR} .*



(a) Controllo PI



(b) Controllo H_∞

Figura 7.8: Andamento delle variabili di controllo.

Conclusioni e sviluppi futuri

Conclusioni

In questo lavoro il problema di controllo è presentato come un problema di ottimizzazione vincolata non lineare di notevole complessità, in cui la cifra di merito da massimizzare è la potenza meccanica prodotta dalla turbina del ciclo *ORC*. Data la complessità del modello, sono state abbandonate tecniche di ottimizzazione dinamica *model-based*, che avrebbero richiesto un grande sforzo in fase di semplificazione del modello.

Due sono stati i passi affrontati

1. Per ridurre il numero di vincoli attivi, l'impianto è stato opportunamente modificato. Al fine di ridurre eventuali fluttuazioni della pressione di condensazione, è stato introdotto un serbatoio a valle del condensatore, mentre un sottoraffreddatore, posizionato a monte dell'aspirazione della pompa, assicura l'eliminazione del problema della cavitazione di quest'ultima.
2. E' stata avviata una procedura di scansione delle condizioni operative del ciclo *ORC* al variare del carico del motore. Per conoscere i *set-point* delle variabili di controllo e di quelle da controllare, le condizioni operative ottenute sono state filtrate in modo da rispettare, a livello statico, tutte le specifiche di controllo.

La dinamica del processo è stata studiata in riferimento ad un insieme di modelli linearizzati attorno ad opportune condizioni di carico del motore. I risultati di questa analisi hanno messo in luce numerose problematiche per la progettazione di sistemi di controllo:

1. Il processo presenta un comportamento a fase non minima che impone delle severe limitazioni sulle bande di controllo. Inoltre, attraverso lo studio dei diagrammi di *Bode*, è stato scoperto che l'effetto degli zeri a parte reale positiva diventa più marcato quando il motore lavora a bassi carichi.
2. Per studiare il grado di interazione tra le variabili di ingresso e quelle di uscita, è stato impiegato lo strumento della *DRGA*, che fornisce un indice sul miglior

accoppiamento I/O nei range di frequenze di interesse. Il processo presenta una forte interazione soprattutto nel campo di frequenze in cui si vorrebbe estendere la banda di controllo. Questo aspetto ha condotto alla necessità di un disaccoppiatore o di un controllore *MIMO*.

3. Per studiare l'effetto della direzionalità degli ingressi sulle uscite è stata fornita una trattazione sui valori singolari del processo. Attraverso un'opportuna normalizzazione delle variabili (di controllo e di uscita) è stato possibile ricavare un valore attendibile del *condition-number*, che ha messo in evidenza come il guadagno del sistema sia molto più variabile in corrispondenza della banda di controllo, piuttosto che a regime. Questo aspetto è dovuto in primo luogo all'effetto degli zeri a parte reale positiva.

E' stato affrontato anche lo studio dello spettro delle variabili di disturbo, che agiscono sul sistema *ICE-ORC*. Il contenuto armonico della coppia motrice è quello che desta più criticità; infatti, lo spettro della coppia presenta armoniche non trascurabili fin oltre una decade dalla massima banda di controllo imponibile. Senza alcun dubbio, nella progettazione di sistemi di controllo non si può prescindere dalla compensazione dei disturbi.

Infine, dopo lo studio della dinamica del sistema, si è provveduto all'implementazione di due strategie di controllo:

1. **Controllo *PI***. Prima della taratura dei regolatori *PI*, associati rispettivamente al controllo del grado di surriscaldamento con la portata w_{EGR} e al controllo della temperatura di scarico dei gas mediante la portata w_{EXH} , è stato implementato un disaccoppiatore. Poiché l'uso di un disaccoppiatore statico a regime non è stato sufficiente ad attenuare le interazioni in corrispondenza della banda di controllo, si è ricorso al progetto di un disaccoppiatore dinamico, in configurazione *backward*. I regolatori *PI*, così come il disaccoppiatore dinamico, sono stati progettati sulla base del modello linearizzato attorno alla condizione operativa di progetto. Per rendere più efficace l'azione di controllo di *feedback*, quest'ultima è stata affiancata dall'azione in *feedforward* prodotta dalla compensazione dei disturbi.

Il sistema di controllo così ottenuto, tuttavia, non è ancora capace di rispettare la totalità delle specifiche di controllo; infatti, la generazione dei *set-point* delle variabili da controllare avviene con la stessa dinamica dei disturbi, che il sistema di controllo non è capace di reiettare, a causa della banda di controllo troppo limitata. E' stata, quindi, opportuna l'introduzione di una azione filtrante sui riferimenti, che ha permesso di ottenere il corretto *tracking* nel rispetto dei vincoli di controllo.

2. **Controllo H_∞ .** Mantenendo le architetture di compensazione del disturbo e di filtraggio dei riferimenti, progettate nel precedente sistema di controllo, i regolatori *PI* e il disaccoppiatore dinamico sono stati sostituiti da un controllore H_∞ . Il progetto di questo regolatore ha messo in luce il critico *trade-off* tra estensione della banda di controllo ed attenuazione del valore singolare massimo della matrice di sensitività, indice della bontà di reiezione del disturbo. Sebbene la notevole complessità nella fase di progettazione, il controllore H_∞ di ordine ridotto risultante è sicuramente di più facile realizzabilità dei regolatori *PI* integrati con il disaccoppiatore dinamico.

Testando il modello del motore *Diesel* con un ciclo di guida di riferimento, è emersa l'incapacità dei sistemi di controllo di asportare tempestivamente il calore proveniente dai gas di ricircolo, durante le fasi di alto carico del motore. In questa situazione, infatti, è possibile il verificarsi della decomposizione del fluido organico nel tratto terminale dell'evaporatore *EGR*. Per ovviare a questo problema è stata introdotta un'ulteriore azione di compensazione in *feedforward*, che interviene sulle variabili di controllo ogni volta che la stima della misura di portata dei gas nel circuito *EGR* supera un valore critico di progetto.

Futuri sviluppi e proposte

Il lavoro finora svolto costituisce sicuramente un passo importante per la progettazione di impianti *ORC* installati su veicoli. Restano, tuttavia, molti aspetti da affrontare.

Aspetti sul controllo:

1. Il sistema di controllo sviluppato non tiene conto delle condizioni di avviamento del ciclo *ORC*. In tal caso, la progettazione di una valvola di *bypass* della turbina potrebbe essere utile nel gestire il fluido organico quando il motore lavora a bassi carichi e non ci sono ancora le condizioni adeguate per far espandere il fluido in turbina.
La stessa valvola potrebbe essere impiegata anche nella condizione in cui il motore *Diesel* venga sottoposto a carichi eccessivi. Infatti, qualora l'azione in *feedforward*, progettata nel Capitolo 7, non fosse sufficiente ad evitare la decomposizione del fluido, l'apertura di tale valvola consentirebbe al sistema di attuazione primario un aumento della portata circolante nel lato *EGR* con il conseguente incremento del calore assorbito e la salvaguardia dell'integrità del fluido.
2. Potrebbe essere interessante approfondire la provenienza degli zeri a parte reale positiva, e verificare se esiste un modo efficace per spostarli a frequenze più elevate, così da incrementare la banda di controllo.

3. Come ultima sfida, viene proposto lo sviluppo di un controllo predittivo non lineare, ad esempio un *NMPC* (*Nonlinear Model Predictive Control*). La difficoltà di questo controllo, risiede nella costruzione di un modello semplificato del sistema sul quale sia possibile imporre, a livello dinamico, tutti i vincoli riportati nel Paragrafo 3.4. Questa soluzione potrebbe risultare molto efficace nel gestire il comportamento a fase non minima del processo.

Aspetti realizzativi:

1. Si potrebbe fare in modo che il sistema di controllo dell'unità *ORC* venga integrato nella centralina di controllo del veicolo. Sarebbe, altresì, interessante sviluppare un algoritmo per la guida automatizzata che ottimizzi il numero di giri e la coppia così da massimizzare il recupero di energia durante la guida.
2. Possibilità di applicare il ciclo *ORC* su veicoli ibridi. Invece che fornire un'aliquota di coppia al motore, la turbina potrebbe generare potenza elettrica per caricare le batterie del motore secondario del veicolo. Dal momento che l'avviamento dei veicoli ibridi avviene tipicamente con il motore elettrico e che, ad alte velocità, viene utilizzato prevalentemente il motore a combustione interna, il ciclo *ORC* viene sottoposto ad una variabilità di disturbi più limitata rispetto a veicoli con solo motore a combustione interna.
3. Potrebbe essere interessante valutare il ciclo *ORC* con altri fluidi organici, e magari approfondire lo studio di tali fluidi in condizioni supercritiche. Ad esempio, se si impiegassero fluidi con temperature e pressioni critiche più elevate del silossano impiegato in questo lavoro, si potrebbero riprogettare gli scambiatori di calore con un'inerzia termica inferiore, così da poter allargare la banda di controllo del sistema di controllo e rendere il processo di recupero più veloce.
4. Possibilità di ottimizzare lo scambio termico nel circuito *EGR*, così da massimizzare l'efficienza del processo di combustione tramite il controllo della temperatura dei gas di ricircolo.

Bibliografia

- [1] K.J. Åström and T. Hägglund. *Advanced PID Control*. ISA - The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.
- [2] K.J. Åström and R.M. Murray. *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*. Princeton University Press, 2010.
- [3] P. Bolzern, R. Scattolini, and N. Schiavoni. *Fondamenti di controlli automatici*. Collana di istruzione scientifica: Serie di automatica. McGraw-Hill Companies, 2008.
- [4] Stefano Boni. Sviluppo di una libreria di componenti riconfigurabili per la simulazione di impianti orc. 2013.
- [5] E. Bristol. On a new measure of interaction for multivariable process control. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 11(1):133–134, Jan 1966.
- [6] Francesco Casella and Alberto Leva. Object-oriented modelling & simulation of power plants with modelica. In *Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC'05. 44th IEEE Conference on*, pages 7597–7602. IEEE, 2005.
- [7] Francesco Casella and Christoph C Richter. Externalmedia: A library for easy re-use of external fluid property code in modelica. In *Proceedings 6th International Modelica Conference, Bielefeld, Germany, March*, pages 3–4, 2008.
- [8] P Colonna and TP Van der Stelt. Fluidprop: a program for the estimation of thermo physical properties of fluids. *Energy Technology Section, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, <http://www.FluidProp.com>*, 2004.
- [9] Yiping Dai, Jiangfeng Wang, and Lin Gao. Parametric optimization and comparative study of organic rankine cycle (orc) for low grade waste heat recovery. *Energy Conversion and Management*, 50(3):576–582, 2009.
- [10] John C Doyle and Gunter Stein. Multivariable feedback design: Concepts for a classical/modern synthesis. In *IEEE Trans. on Auto. Control*. Citeseer, 1981.

- [11] Jean Duchon. Splines minimizing rotation-invariant semi-norms in sobolev spaces. In Walter Schempp and Karl Zeller, editors, *Constructive Theory of Functions of Several Variables*, volume 571 of *Lecture Notes in Mathematics*, pages 85–100. Springer Berlin Heidelberg, 1977.
- [12] J. Edmunds and B. Kouvaritakis. Extensions of the frame alignment technique and their use in the characteristic locus design method. *International Journal of Control*, 29(5):787–796, 1979.
- [13] Nicolas Espinosa, Loic Tilman, Vincent Lemort, Sylvain Quoilin, and Benoit Lombard. Rankine cycle for waste heat recovery on commercial trucks: approach, constraints and modelling. In *Diesel International Conference and Exhibition*, 2010.
- [14] D. Franke and F. Kraus. *Design Methods of Control Systems: Selected Papers from the IFAC Symposium, Zurich, Switzerland, 4 - 6 September 1991*. IFAC Symposia Series. Elsevier Science, 2014.
- [15] Keith Glover. All optimal hankel-norm approximations of linear multivariable systems and their error bounds. *International Journal of Control*, 39(6):1115–1193, 1984.
- [16] Wuhua Hu, Wen-Jian Cai, and Gaoxi Xiao. Relative gain array for mimo processes containing integrators and/or differentiators. In *ICARCV*, pages 231–235. IEEE, 2010.
- [17] Wolfgang Lang, Piero Colonna, and Raimund Almbauer. Assessment of waste heat recovery from a heavy-duty truck engine by means of an orc turbogenerator. *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, 135(4), mar 2013.
- [18] A. G. J. Macfarlane and N. Karcnias. Poles and zeros of linear multivariable systems: a survey of the algebraic, geometric and complex-variable theory. *International Journal of Control*, 24(1):33–74, 1976.
- [19] J.M. Maciejowski. *Multivariable Feedback Design*. Electronic systems engineering series. Addison-Wesley, 1989.
- [20] L. Magni and R. Scattolini. *Complementi di controlli automatici*. Pitagora, 2006.
- [21] Carlo Osnaghi. *Teoria delle Turbomacchine*. Società Editrice Esculapio, oct 2013.
- [22] J. Peralez, P. Tona, O. Lepreux, A. Sciarretta, L. Voise, P. Dufour, and M. Nadri. Improving the control performance of an organic rankine cycle system for waste

- heat recovery from a heavy-duty diesel engine using a model-based approach. In *Decision and Control (CDC), 2013 IEEE 52nd Annual Conference on*, pages 6830–6836, Dec 2013.
- [23] Johan Peralez, Paolino Tona, Antonio Sciarretta, Pascal Dufour, and Madiha Nadri. Optimal control of a vehicular organic rankine cycle via dynamic programming with adaptive discretization grid. In *IFAC World Congress*, pages 5671–5678, 2014.
- [24] Stefano S. Design, modeling, and control of a waste heat recovery unit for heavy-duty trucks. *Tesi di Laurea Magistrale, Politecnico di Milano*, 2015.
- [25] S. Skogestad, M. Morari, and J.C. Doyle. Robust control of ill-conditioned plants: high-purity distillation. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 33(12):1092–1105, Dec 1988.
- [26] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. Multivariable Feedback Control: Analysis and Design. Wiley, 2005.
- [27] Sigurd Skogestad and Manfred Morari. Implications of large rga-elements on control performance. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 26(11):2323–2330, 1987.
- [28] Anna G Stefanopoulou, Ilya Kolmanovsky, and James S Freudenberg. Control of variable geometry turbocharged diesel engines for reduced emissions. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 8(4):733–745, 2000.
- [29] Carsten Trapp and Piero Colonna. Efficiency improvement in precombustion co2 removal units with a waste heat recovery orc power plant. *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, 135(4):042311–042311, March 2013.
- [30] Johan Wahlström. Control of egr and vgt for emission control and pumping work minimization in diesel engines. 2006.
- [31] Johan Wahlström and Lars Eriksson. Modelling diesel engines with a variable-geometry turbocharger and exhaust gas recirculation by optimization of model parameters for capturing non-linear system dynamics. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, 225(7):960–986, 2011.
- [32] Tianyou Wang, Yajun Zhang, Zhijun Peng, and Gequn Shu. A review of researches on thermal exhaust heat recovery with rankine cycle. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(6):2862–2871, 2011.

- [33] Ming Zheng, Graham T Reader, and J Gary Hawley. Diesel engine exhaust gas recirculation: a review on advanced and novel concepts. *Energy conversion and management*, 45(6):883–900, 2004.

Appendice A

Raggiungibilità ed osservabilità dello stato

A.1 Raggiungibilità

Si consideri il generico sistema dinamico a tempo continuo in forma di stato:

$$\mathcal{S} : \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

in cui $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ e $y \in \mathbb{R}^p$.

Definizione 1 (*Raggiungibilità*).

Uno stato \tilde{x} si dice *raggiungibile* (dall'ingresso) se, in un intervallo di tempo finito $[0, \tilde{t}]$, esiste un andamento $u(t)$ dell'ingresso capace di far evolvere lo stato x dallo stato iniziale $x(0) = x_0$ allo stato finale $x(\tilde{t}) = \tilde{x}$. Un sistema con tutti gli stati raggiungibili è detto *completamente raggiungibile*.

La proprietà di raggiungibilità definisce quindi la possibilità di raggiungere un certo valore dello stato applicando una particolare sequenza di controllo.

Poiché la raggiungibilità dipende esclusivamente dall'equazione di stato, tale proprietà viene molto spesso attribuita alla coppia di matrici (A, B) .

Si definisce *matrice di raggiungibilità* la quantità

$$M_r = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times (m \cdot n)} \quad (\text{A.2})$$

Il sistema A.1 è completamente raggiungibile se, e solo se, M_r ha rango massimo, pari a n .

Tramite un opportuno, ma non unico, cambio di coordinate di stato dato da $\hat{x}(t) = T_r x(t)$, il sistema A.1 può essere portato alla forma

$$\mathcal{S}_R : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}\hat{x}(t) + \hat{B}u(t) \\ y(t) = C\hat{x}(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

in cui

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_r & \hat{A}_{r,nr} \\ 0 & \hat{A}_{nr} \end{bmatrix} \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} \hat{B}_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

con $\hat{A}_r \in \mathbb{R}^{n_r \times n_r}$, $\hat{B}_r \in \mathbb{R}^{n_r \times m}$ e $\text{rank}(M_r) = n_r$.

Distinguendo gli stati raggiungibili \hat{x}_r da quelli non raggiungibili \hat{x}_{nr} in modo tale che $\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_r & \hat{x}_{nr} \end{bmatrix}^T$, è possibile pervenire alla *forma canonica di raggiungibilità*, definita come:

$$\mathcal{S}_R : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_r(t) = \hat{A}_r \hat{x}_r(t) + \hat{A}_{r,nr} \hat{x}_{nr}(t) + \hat{B}_r u(t) \\ \dot{\hat{x}}_{nr}(t) = \hat{A}_{nr} \hat{x}_{nr}(t) \\ y(t) = C\hat{x}(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

in cui la prima e la seconda equazione rappresentano rispettivamente la parte raggiungibile e non raggiungibile del sistema A.1. Come si può apprezzare, lo stato \hat{x}_r è l'unico ad essere raggiunto dall'ingresso u , mentre lo stato \hat{x}_{nr} evolve in modo autonomo senza dipendere dall'ingresso. L'equazione di uscita è rimasta invariata perché è indipendente dalla proprietà di raggiungibilità.

Osservazione: nei sistemi a tempo continuo, la proprietà di raggiungibilità dello stato coincide con la proprietà di *controllabilità*, consistente nella possibilità di portare lo stato del sistema da $x(0) = \tilde{x}$ a $x(\tilde{t}) = 0$ in un tempo finito \tilde{t} , mediante l'applicazione di un opportuno ingresso.

A.2 Osservabilità

Si consideri ancora il sistema A.1.

Definizione 2 (Osservabilità).

Uno stato $\tilde{x} \neq 0$ si dice *osservabile* (dall'uscita) se, in un intervallo di tempo finito $[0, \tilde{t}]$, il movimento libero $y_i(t)$ dell'uscita generato da \tilde{x} è nullo $\forall t \in [0, \tilde{t}]$. Un sistema privo di stati non osservabili è detto *completamente osservabile*.

In sostanza, l'osservabilità consiste nella possibilità di determinare il valore dello stato iniziale a partire dalla conoscenza del movimento dell'uscita. Tale proprietà viene spesso attribuita alla coppia (A, C) , in quanto le matrici B e D non sono coinvolte nella definizione di osservabilità.

Si definisce *matrice di osservabilità* la quantità

$$M_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(p \cdot n) \times n} \quad (\text{A.6})$$

Il sistema è completamente raggiungibile se, e solo se, M_o ha rango massimo, pari a n .

Mediante un opportuno, ma non unico, cambio di variabili di stato $\hat{x}(t) = T_o x(t)$, il sistema A.1 può essere portato alla forma:

$$\mathcal{S}_O : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}\hat{x}(t) + Bu(t) \\ y(t) = \hat{C}\hat{x}(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

in cui

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_o & 0 \\ \hat{A}_{no,o} & \hat{A}_{no} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad \hat{C} = \begin{bmatrix} \hat{C}_o & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

con $\hat{A}_o \in \mathbb{R}^{n_o \times n_o}$, $\hat{C}_o \in \mathbb{R}^{p \times n_o}$ e $\text{rank}(M_o) = n_o$. Siano quindi \hat{x}_o gli stati osservabili e \hat{x}_{no} gli stati non osservabili in modo tale che $\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_o & \hat{x}_{no} \end{bmatrix}^T$, allora è possibile esprimere il sistema in *forma canonica di osservabilità*:

$$\mathcal{S}_O : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_o(t) = \hat{A}_o \hat{x}_o(t) + B_1 u(t) \\ \dot{\hat{x}}_{no}(t) = \hat{A}_{no,o} \hat{x}_o(t) + \hat{A}_{no} \hat{x}_{no}(t) + B_2 u(t) \\ y(t) = \hat{C}_o \hat{x}_o(t) + Bu(t) \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

in cui la prima equazione rappresenta la parte osservabile, mentre la seconda la parte non osservabile del sistema A.1. Come si può notare, tutti i movimenti liberi dell'uscita generati da stati iniziali con $\hat{x}_o(0) = 0$ sono identicamente nulli, in quanto gli stati non osservabili \hat{x}_{no} non hanno alcun effetto sull'uscita.

A.3 Scomposizione canonica di *Kalman*

La scomposizione canonica di *Kalman* permette di suddividere il sistema dinamico A.1 in quattro parti distinte in base alle proprietà di raggiungibilità ed osservabilità: raggiungibile ed osservabile (*ro*), raggiungibile e non osservabile (*rno*), non raggiungibile ed osservabile (*nro*), e non raggiungibile e non osservabile (*nrno*).

Tramite un'opportuna, ma non unica, trasformazione nello spazio di stato data da $\hat{x}(t) = T_K x(t)$, il sistema A.1 può essere portato alla forma:

$$\mathcal{S}_K : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}\hat{x}(t) + \hat{B}u(t) \\ y(t) = \hat{C}\hat{x}(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

in cui

$$\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} \hat{x}_{rno} & \hat{x}_{ro} & \hat{x}_{nrno} & \hat{x}_{nro} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.11})$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{rno} & \hat{A}_{rno,ro} & \hat{A}_{rno,nrno} & \hat{A}_{rno,nro} \\ 0 & \hat{A}_{ro} & 0 & \hat{A}_{ro,nro} \\ 0 & 0 & \hat{A}_{nrno} & \hat{A}_{nrno,nro} \\ 0 & 0 & 0 & \hat{A}_{nro} \end{bmatrix} \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{rno} \\ \hat{B}_{ro} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} 0 & \hat{C}_{ro} & 0 & \hat{C}_{nro} \end{bmatrix}$$

che, in forma estesa (omettendo la dipendenza dal tempo), diventa:

$$\mathcal{S}_K : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_{rno} = \hat{A}_{rno} \hat{x}_{rno} + \hat{A}_{rno,ro} \hat{x}_{ro} + \hat{A}_{rno,nrno} \hat{x}_{nrno} + \hat{A}_{rno,nro} \hat{x}_{nro} + \hat{B}_{rno} u \\ \dot{\hat{x}}_{ro} = \hat{A}_{ro} \hat{x}_{ro} + \hat{A}_{ro,nro} \hat{x}_{nro} + \hat{B}_{ro} u \\ \dot{\hat{x}}_{nrno} = \hat{A}_{nrno} \hat{x}_{nrno} + \hat{A}_{nrno,nro} \hat{x}_{nro} \\ \dot{\hat{x}}_{nro} = \hat{A}_{nro} \hat{x}_{nro} \\ y = \hat{C}_{ro} \hat{x}_{ro} + \hat{C}_{nro} \hat{x}_{nro} + Du \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Il sistema A.12 definisce la *scomposizione canonica di Kalman*, in cui si riconoscono gli ovvi significati delle 4 equazioni che descrivono l'evoluzione dello stato del sistema.

Un sistema raggiungibile ed osservabile viene anche detto essere in *forma minima*, perché non è possibile impiegare un numero di variabili di stato inferiore al suo ordine per descrivere la dinamica *input/output*. La funzione di trasferimento $G(s)$ del sistema A.12 è quindi attribuita solo alla parte raggiungibile ed osservabile associata al sottosistema:

$$\mathcal{S}_{RO} : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_{ro} = \hat{A}_{ro} \hat{x}_{ro} + \hat{B}_{ro} u \\ y = \hat{C}_{ro} \hat{x}_{ro} + Du \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

$$G(s) = \hat{C}_{ro}(sI - \hat{A}_{ro})^{-1} \hat{B}_{ro} + D \quad (\text{A.14})$$

Appendice B

Proprietà dei valori singolari

B.1 Singular Value Decomposition (SVD)

Definizione 1 (*Matrice unitaria*).

Una matrice complessa U si dice *unitaria* se $U^H = U^{-1}$, dove $U^H = (U^*)^T$ è la trasposta della matrice coniugata di U .

(L'apice H definisce l'operatore *hermitiano*)

Peculiarità delle matrici unitarie è avere autovalori con modulo unitario e valori singolari pari a 1.

Definizione 2 (*Decomposizione ai valori singolari - SVD*).

Ogni matrice complessa $G \in \mathbb{C}^{l \times m}$ può essere scomposta come

$$G = U \Sigma V^H \tag{B.1}$$

dove

- U e V sono matrici unitarie di dimensioni rispettivamente $l \times l$ e $m \times m$.
- $\Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_1 \\ 0 \end{bmatrix}$ se $l \geq m$.
- $\Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 \end{bmatrix}$ se $l \leq m$.
- $\Sigma_1 = \text{diag} \{ \sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_k \}$ con $k = \min \{ l, m \}$
- $\bar{\sigma} = \sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_k = \underline{\sigma}$ dove gli elementi σ_i sono chiamati *valori singolari* della matrice G .

La decomposizione ai valori singolari non è unica, ma la matrice Σ lo è; infatti, i valori singolari σ_i rappresentano una caratteristica intrinseca della matrice G .

I valori singolari di una matrice $G \in \mathbb{C}^{l \times m}$ possono essere calcolati come le radici positive dei $k = \min\{l, m\}$ più grandi autovalori di GG^H o $G^H G$, cioè

$$\sigma_i(G) = \sqrt{\lambda_i(GG^H)} = \sqrt{\lambda_i(G^H G)} \quad i = 1, \dots, k \quad (\text{B.2})$$

Se si considera un sistema dinamico associato alla funzione di trasferimento G , i valori singolari di G vengono spesso chiamati *valori principali* o *guadagni principali* del sistema a cui si riferiscono. Inoltre, ogni valore singolare è associato ad una precisa direzione degli ingressi e delle uscite del sistema; tali direzioni prendono il nome di *direzioni principali*. Più in dettaglio, in riferimento alla *SVD* di G , le colonne delle matrici U e V (e non V^H), denotate con u_i e v_i , individuano rispettivamente le direzioni delle uscite e degli ingressi associati ai valori singolari σ_i .

Per definizione di matrice unitaria, le direzioni u_i (lo stesso vale per v_i) sono ortogonali tra loro e di lunghezza unitaria, cioè

$$\begin{cases} \|u_i\|_2 = \sqrt{|u_{i,1}|^2 + \dots + |u_{i,l}|^2} = 1 \\ u_i^H u_i = 1 \\ u_i^H u_j = 0 \quad \text{per } i \neq j \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Per valutare l'effetto dei valori singolari sul *guadagno* del sistema, ricordando che $V^H = V^{-1}$, risulta

$$G = U\Sigma V^H \implies GV = U\Sigma \quad (\text{B.4})$$

che, a sua volta, equivale a scrivere (poiché σ_i è uno scalare)

$$Gv_i = \sigma_i u_i \implies \sigma_i = \frac{\|Gv_i\|_2}{\|u_i\|_2} = \|Gv_i\|_2 \quad (\text{B.5})$$

Si definiscano, quindi, il massimo e il minimo valore singolare di $G \in \mathbb{C}^{l \times m}$, rispettivamente $\bar{\sigma}$ e $\underline{\sigma}$, come:

$$\bar{\sigma}(G) = \sigma_1(G) = \max_{d \neq 0} \frac{\|Gd\|_2}{\|d\|_2} = \|Gv_1\|_2 \quad (\text{B.6})$$

$$\underline{\sigma}(G) = \sigma_k(G) = \min_{d \neq 0} \frac{\|Gd\|_2}{\|d\|_2} = \|Gv_k\|_2 \quad \text{con } k = \min\{l, m\} \quad (\text{B.7})$$

dove $v_1 = \bar{v}$ è la direzione dell'ingresso che agisce con la più grande amplificazione sull'uscita (*high gain direction*), mentre $v_k = \underline{v}$ è la direzione dell'ingresso che produce la più bassa attenuazione sull'uscita (*low gain direction*). Questo permette di affermare che il guadagno di G è compreso tra il massimo e il minimo valore singolare:

$$\underline{\sigma}(G) \leq \frac{\|Gd\|_2}{\|d\|_2} \leq \bar{\sigma}(G) \quad \forall d \neq 0 \quad (\text{B.8})$$

Osservazione: si ricorda che i valori singolari, così come le loro direzioni, dipendono dalla frequenza ω .

B.2 Altre proprietà

- $\bar{\sigma}(A^{-1}) = \frac{1}{\underline{\sigma}(A)}$
- Il valore assoluto degli autovalori di A è sempre compreso tra il minimo e il massimo valore singolare, cioè

$$\underline{\sigma}(A) \leq |\lambda_i(A)| \leq \bar{\sigma}(A) \quad (\text{B.9})$$

- $\bar{\sigma}(AB) \leq \bar{\sigma}(A)\bar{\sigma}(B)$
- $\underline{\sigma}(A)\underline{\sigma}(B) \leq \underline{\sigma}(AB)$
- $\bar{\sigma}\left(\begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix}\right) = \max\{\bar{\sigma}(A), \bar{\sigma}(B)\}$
- $\underline{\sigma}\left(\begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix}\right) = \max\{\underline{\sigma}(A), \underline{\sigma}(B)\}$
- $\underline{\sigma}(I) = \bar{\sigma}(I) = \sigma_i(I) = 1$
- Il teorema di *Fan* afferma che

$$\sigma_i(A) - \bar{\sigma}(B) \leq \sigma_i(A + B) \leq \sigma_i(A) + \bar{\sigma}(B) \quad (\text{B.10})$$

da cui, ponendo $B = I$, si ricavano le seguenti disequaglianze

$$\underline{\sigma}(A) - 1 \leq \underline{\sigma}(I + A) \leq \underline{\sigma}(A) + 1 \quad (\text{B.11})$$

$$\underline{\sigma}(A) - 1 \leq \frac{1}{\bar{\sigma}((I + A)^{-1})} \leq \underline{\sigma}(A) + 1 \quad (\text{B.12})$$

Appendice C

Disaccoppiatori commutativi

Il progetto di disaccoppiatori agenti alla banda di interesse, tipicamente quella di controllo, nasce dallo studio delle tecniche di manipolazione dei luoghi caratteristici del sistema attraverso l'implementazione dei cosiddetti *disaccoppiatori commutativi* [12, 19].

Si supponga che il processo da controllare sia descritto da una matrice di trasferimento quadrata $G(s)$ $m \times m$. Applicando il teorema della decomposizione spettrale a $G(s)$ si ottiene

$$G(s) = W(s) \Lambda_G(s) W^{-1}(s) \quad (\text{C.1})$$

in cui

- $W(s)$ è una matrice le cui colonne sono gli autovettori, o *direzione caratteristiche*, di $G(s)$.
- $\Lambda_G(s) = \text{diag}\{\lambda_1(s), \lambda_2(s), \dots, \lambda_m(s)\}$ in cui $\lambda_i(s)$ sono gli autovalori, o *funzioni caratteristiche*, di $G(s)$.

I luoghi geometrici nel piano di *Gauss* individuati dagli autovalori della matrice $G(s)$, al variare della frequenza, vengono comunemente chiamati *luoghi caratteristici* del sistema, e sono di particolare interesse nell'analisi di stabilità del sistema attraverso il criterio di *Nyquist* generalizzato [19].

In riferimento allo schema illustrato in Figura C.1, si supponga che il disaccoppiatore $K(s)$ presenti la seguente struttura

$$K(s) = W(s) M(s) W^{-1}(s) \quad (\text{C.2})$$

con $M(s) = \text{diag}\{\mu_1(s), \mu_2(s), \dots, \mu_m(s)\}$, allora la funzione di trasferimento tra i nuovi ingressi ν e le uscite y è data da

$$G(s)K(s) = W(s) \Lambda_G(s) M(s) W^{-1}(s) = W(s) N(s) W^{-1}(s) \quad (\text{C.3})$$

in cui $N(s) = \text{diag}\{\xi_1(s), \xi_2(s), \dots, \xi_m(s)\}$ e $\xi_i(s) = \lambda_i(s) \mu_i(s)$.

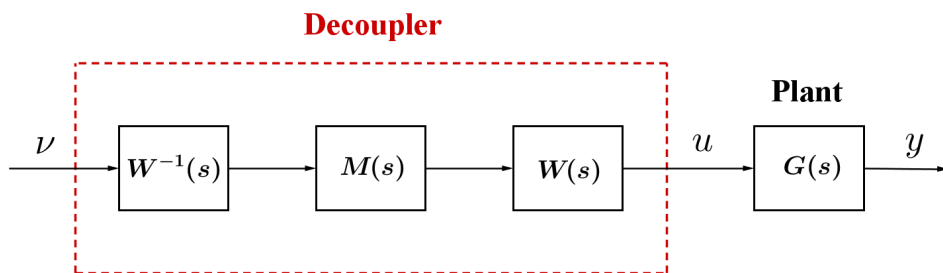


Figura C.1: *Schema generale di un disaccoppiatore commutativo.*

Questo risultato suggerisce al controllista di progettare il disaccoppiatore con gli stessi autovettori dell'impianto, così da ottenere un sistema ad anello aperto (disaccoppiatore in serie all'impianto) avente come autovalori il prodotto tra quelli dell'impianto e quelli del compensatore stesso. Ne consegue la scelta degli autovalori μ_i sulla base degli autovalori dell'impianto λ_i , in modo tale da apportare le modifiche desiderate ai luoghi caratteristici del sistema complessivo.

Il disaccoppiatore così sintetizzato prende il nome di *disaccoppiatore commutativo* perché, da come è stato definito dall'espressione C.2, verifica la proprietà commutativa

$$G(s) K(s) = K(s) G(s)$$

Il progetto di disaccoppiatori commutativi, tuttavia, è spesso non ammissibile a causa della non realizzabilità degli elementi di $W^{-1}(s)$.

La via progettuale che normalmente si persegue è attribuire al disaccoppiatore la struttura (Figura C.2)

$$K(s) = A(s) M(s) B(s)$$

in cui le matrici $A(s)$ e $B(s)$ sono realizzabili e $A(s) \approx W(s)$ e $B(s) \approx W^{-1}(s)$. Questo implica che $B(s) W(s) \simeq I$ e $W^{-1}(s) A(s) \simeq I$.

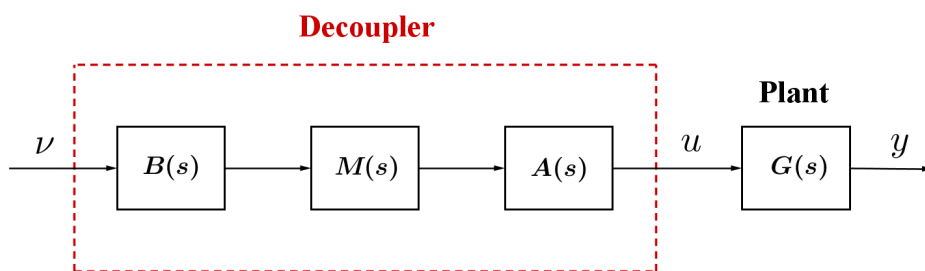


Figura C.2: *Schema generale di un disaccoppiatore commutativo approssimato.*

La scelta delle matrici $A(s)$ e $B(s)$ non è univoca, e il risultato che si ottiene è un disaccoppiatore $K(s)$ che prende il nome di *disaccoppiatore commutativo*

approssimato.

Nella pratica è conveniente progettare A e B come matrici costanti. L'idea di base che viene tipicamente seguita è quella di scegliere A e B come approssimazioni reali delle matrici complesse $W(s_0)$ e $W^{-1}(s_0)$ valutate nel punto $s_0 = j\omega_0$. L'algoritmo ALIGN, sviluppato da *Kouvaritakis* [12], permette di calcolare un disaccoppiatore commutativo in s_0 tramite l'“allineamento” delle colonne di A con quelle della matrice $W(s_0)$. In altre parole, l'algoritmo calcola le colonne di A in modo che abbiano una “direzione” quanto più vicina a quella individuata dalle colonne di $W(s_0)$.

Analiticamente, posto $A = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_m] \in \mathbb{R}^m$ e $W(s_0) = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_m] \in \mathbb{C}^m$, deve verificarsi che

$$\mathbf{a}_i = z_i \mathbf{w}_i \quad i = 1, \dots, m \quad z_i \in \mathbb{C} \quad (\text{C.4})$$

Per completare il progetto del disaccoppiatore, è sufficiente, poi, calcolare $B = A^{-1}$.

Definendo $V(s) = W^{-1}(s)$ e $V^T(s) = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_m]$, l'algoritmo ALIGN si preoccupa del calcolo delle colonne di A risolvendo il seguente problema di massimizzazione

$$\mathbf{a}_i = \arg \max_{\mathbf{a}_i} \frac{|\mathbf{v}_i^H \mathbf{a}_i|^2}{\sum_{j \neq i} |\mathbf{v}_j^H \mathbf{a}_i|^2} \quad (\text{C.5})$$

in cui \mathbf{v}_i^H rappresenta la coniugata trasposta di \mathbf{v}_i .

Senza perdere di generalità, ponendo $|\mathbf{a}_i| = |\mathbf{w}_i|$ e $z_i = \exp(j\delta_i)$, si può scrivere che $A = W(s_0) \text{diag}\{\exp(j\delta_i)\}$, da cui $V(s_0)A = \text{diag}\{\exp(j\delta_i)\}$. Il problema di massimizzazione C.5 può essere, quindi, riformulato come un problema di minimizzazione adatto per essere risolto attraverso la tecnica dei minimi quadrati:

$$\mathbf{a}_i = \arg \min_{(\mathbf{a}_i, \delta_i)} \|V(s_0) \mathbf{a}_i - \exp(j\delta_i) \mathbf{e}_i\|$$

in cui \mathbf{e}_i indica l' i -esimo vettore della base standard, mentre la norma $\|\cdot\|$ è definita come $\|x\|^2 = x^H x$.

Il metodo finora spiegato permette di calcolare le matrici A e B così che sia possibile modificare i luoghi caratteristici dell'impianto attraverso l'opportuna scelta degli autovalori del disaccoppiatore contenuti sulla diagonale principale di $M(s)$.

Oltre alla procedura illustrata, particolarmente utile è l'applicazione dell'algoritmo ALIGN per ottenere l'approssimazione reale dell'inversa della matrice di trasferimento dell'impianto valutata alla frequenza ω_0 ; infatti, l'approssimazione reale di $G^{-1}(j\omega_0)$ rappresenta *de facto* un disaccoppiatore statico, che riduce le interazioni tra ingressi ed uscite alla pulsazione ω_0 . Progettando, quindi, il disaccoppiatore come $K(s) = \text{ALIGN}(G^{-1}(j\omega_0))$, il sistema risultante avrà come nuova matrice di trasferimento $\tilde{G}(s) = G(s)K(s)$, che sarà tanto più simile ad una matrice identità in corrispondenza di ω_0 quanto più buona sarà l'approssimazione reale di $G^{-1}(j\omega_0)$.

Appendice D

Classi *Modelica*

In questa appendice sono riportati i listati di codice rispettivamente delle classi *ModulatedTrapezoid.mo* e *StepSequence.mo* impiegate nello scanning delle condizioni operative dell'impianto *ORC*.

Listato di codice - *ModulatedTrapezoid*

```
block ModulatedTrapezoid
  "Generate modulated trapezoidal signal depending on two boolean conditions acting on the plant"
  parameter Real amplitude=1 "Amplitude of trapezoid";
  parameter Modelica.SIunits.Time rising(final min=0)=0
    "Rising duration of trapezoid";
  parameter Modelica.SIunits.Time width(final min=0)=0.5
    "Width duration of trapezoid";
  parameter Modelica.SIunits.Time falling(final min=0)=0
    "Falling duration of trapezoid";
  parameter Modelica.SIunits.Time period(final min=Modelica.Constants.small,
    start=1) "Time for one period";
  parameter Integer nperiod=-1
    "Number of periods (< 0 means infinite number of periods)";
  Real ytrap;
  extends Modelica.Blocks.Interfaces.SignalSource;
end ModulatedTrapezoid;

protected
  parameter Modelica.SIunits.Time T_rising=rising
    "End time of rising phase within one period";
  parameter Modelica.SIunits.Time T_width=T_rising + width
    "End time of width phase within one period";
  parameter Modelica.SIunits.Time T_falling=T_width + falling
    "End time of falling phase within one period";
  Modelica.SIunits.Time T_start "Start time of current period";
  Integer count "Period count";

initial equation
  y=offset;
initial algorithm
  count := integer((time - startTime)/period);
  T_start := startTime + count*period;
equation
  when integer((time - startTime)/period) > pre(count) then
    count = pre(count) + 1;
    T_start = time;
  end when;

  ytrap = offset + (
    if (time < startTime or nperiod == 0 or (nperiod > 0 and count >= nperiod)) then 0
    else if (time < T_start + T_rising) then amplitude*(time - T_start)/rising
    else if (time < T_start + T_width) then amplitude
    else if (time < T_start + T_falling) then amplitude*(T_start + T_falling - time)/falling
    else 0);

  der(y) =
    if (time < startTime or nperiod == 0 or (nperiod > 0 and count >= nperiod)) then 0
    else if (time < T_start + T_rising) then (if
      (cond1) then amplitude/rising else 0)
    else if (time < T_start + T_width) then 0
    else if (time < T_start + T_falling) then (if
      (cond2) then -amplitude/falling else 0)
    else 0;
end ModulatedTrapezoid;
```

Listato di codice - *StepSequence*

```
block StepSequence "This block generates a sequence of steps of constant amplitude"
  parameter Integer N=5 "Number of Steps";
  parameter Real T=1000 "Step Duration";
  parameter Real var=50 "Single Step Variation";
  Real aux;
  extends Modelica.Blocks.Interfaces.SignalSource;

algorithm
  aux:=0;
  for i in 1:N loop
    aux := aux + (if
      (time < (i*T+startTime)) then 0 else var);
  end for;

equation
  y=offset + aux;
end StepSequence;
```